



UNIVERSIDAD
DE GRANADA



THÈSE

PRÉSENTÉE POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ HASSAN PREMIER DE SETTAT-MAROC

ET

DE L'UNIVERSITÉ DE GRENADE-ESPAGNE

PROGRAMA DE DOCTORADO EN INGENIERIA CIVIL (B23.56.1)

par

Mostafa DELLAHI

Suppression des courants harmoniques à base des filtres actifs triphasés à quatre fils
Harmonic currents suppression based on three-phase four-wire shunt active power filter

LABORATOIRE RAYONNEMENT- MATIÈRE ET INSTRUMENTATION (LRMI)

ET SECTION DU GÉNIE ÉLECTRIQUE À L'ÉCOLE DE GÉNIE CIVIL, UNIVERSITÉ DE GRENADE, ESPAGNE

Editor: Universidad de Granada. Tesis Doctorales

Autor: Mostafa Dellahi

ISBN: 978-84-1117-009-3

URI: <http://hdl.handle.net/10481/70463>

RESUME

La pollution harmonique est l'un des principaux problèmes qui détériore la qualité de l'énergie électrique dans les systèmes de distribution électrique. Les effets nocifs les plus évidents des harmoniques sont : Les dysfonctionnements de certains équipements électriques dus à la présence de la pollution harmonique, l'endommagement des disjoncteurs ou des condensateurs affectés par un fort courant harmonique amplifié par la résonance et l'échauffement des câbles, condensateurs et transformateurs. En comparaison avec la solution classique contre les perturbations harmoniques, à savoir les filtres de puissance passifs, le filtre actif de puissance parallèle (FAPP) est une solution qui présente de meilleures performances.

Ce travail de thèse porte sur l'étude et l'analyse du filtre actif parallèle triphasé à structure de tension à quatre bras (FAP4B), qui assure la compensation de la puissance réactive, ainsi que la suppression des harmoniques dans les systèmes électriques triphasés à quatre fils. Afin d'effectuer le conditionnement susmentionné, cette thèse propose dans le cas des tensions du réseau équilibrées et sinusoïdales, un algorithme basé sur la théorie de la puissance réactive instantanée (PQ) avec un filtre SOGI (Second Order Generalized Integrator) à la place du filtre passe bas classique LPF (Low pass filter) pour calculer les courants de référence de compensation afin de contourner l'inconvénient du LPF classique relatif à l'introduction d'un retard et l'incapacité d'extraire parfaitement les composantes fondamentales des courants de la charge à la pulsation $\omega = 2\pi f$ (problème de déphasage) ce qui ralentit la réponse dynamique. Dans le cas des tensions du réseau perturbées, cette thèse propose un algorithme basé sur la trame de référence synchrone pour la boucle à verrouillage de phase basée sur le mixage de l'intégrateur généralisé de deuxième et de troisième ordre (Synchronous Reference Frame-Mixed Second and Third-Order Generalized Integrator-based Phase Locked Loop SRF-MSTOGI-PLL) pour calculer les courants de référence de compensation et de contourner les problèmes de la théorie PQ sous les conditions des tensions du réseau non idéales. Le modèle mathématique du système de courant du FAP4B, qui se réfère aux courants

de compensation, est obtenu dans la trame de référence abc puis, dans la trame de référence stationnaire $dq0$, par conséquent, le contrôle du courant du FAP4B est implémenté dans les axes $dq0$. Le modèle qui représente le système de la tension, qui est liée à la tension du bus continu DC du FAP4B, est également modélisée mathématiquement, à partir de ce modèle, il est possible de concevoir des gains du contrôleur proportionnel intégrale (PI) utilisé pour la commande de la tension du bus continu du FAP4B, dans ce contexte, cette thèse présente un contrôleur robuste basé sur la fonction de Lyapunov pour la régulation de la tension continu qui ne nécessite pas un modèle mathématique linéaire précis contrairement au contrôleur PI et permettant une bonne réponse dynamique avec et sans variation de la charge. Cette méthodologie de projet permet d'obtenir des meilleures performances du contrôle du FAP4B. Afin de valider les analyses théoriques, ainsi que d'évaluer les performances du FAP4B, des simulations informatiques sont réalisés avec Matlab/Simulink.

Remerciements

A vant tout

Table des matières

RESUME	3
Remerciements	5
Table de matières	6
Liste de Figures	11
Liste de Tables	18
Liste des abréviations et acronymes	20
INTRODUCTION	22
0.1 INTRODUCTION	22
0.2 PROBLÈME	24
0.3 JUSTIFICATION ET MOTIVATION	25
0.4 OBJECTIFS	28
0.4.1 Objectif général	28
0.4.2 Objectifs spécifiques	28
0.5 PLAN DE LA THESE	29
1 ETAT DE L'ART : PERTURBATIONS HARMONIQUES, SOLUTIONS DE COM- PENSATION	30
1.1 LES PERTURBATIONS HARMONIQUES DES RESEAUX ELECTRIQUES	31
1.1.1 Aperçue générale sur l'analyse harmonique.	31

1.1.2	Caractéristiques des harmoniques d'un signal.	32
1.1.3	Normes imposées sur le <i>THD</i>	34
1.1.3.1	Norme IEEE 519	34
1.1.3.2	Norme IEC 61000-3-2	36
1.1.4	Expression des puissances mises en jeu	37
1.1.5	Les sources de la pollution harmonique.	39
1.1.6	Les impacts de la pollution harmonique.	40
1.1.7	Charge déformante connectée au réseau.	42
1.2	TECHNIQUES DE LA DEPOLLUTION HARMONIQUE	43
1.2.1	Filtres passifs	43
1.2.1.1	Filtre passif résonant	44
1.2.1.2	Filtre passif amorti	45
1.2.2	Filtres actifs parallèles triphasés à structure de tension (FAPs)	45
1.2.2.1	Structure générale et principe du FAP	45
1.2.2.2	Topologies du FAP	46
1.3	CONCLUSION	50
2	FILTRE ACTIF PARALLELE TRIPHASE FAP4B : MODELISATION ET TENSION DE SORTIE	57
2.1	MODELISATION DU FAP4B	58
2.1.1	Modélisation du FAP4B dans le repère stationnaire triphasé (<i>a, b, c</i>)	59
2.1.2	Modélisation du FAP4B dans le repère tournant (<i>d, q, 0</i>)	62
2.1.3	Fonction de transfert du système	68
2.2	TENSION DE SORTIE DU FAP4B	70
2.2.1	Modulation par largeur d'impulsion	70
2.2.1.1	Modulation vectorielle (SVM)	71
2.2.1.2	Gain statique de l'onduleur 4B (G_{4B})	77
2.3	CONCLUSION	77

3	FILTRE ACTIF PARALLELE TRIPHASE FAP4B : GÉNÉRATION DE COURANTS DE RÉFÉRENCE DE COMPENSATION ET ALGORITHME DE COMMANDE	80
3.1	ALGORITHME D'EXTRACTION DES COURANTS DE REFERENCE	81
3.1.1	Algorithme d'extraction des courants de référence : Cas des tensions du réseau équilibrés et sinusoïdales	82
3.1.1.1	Théorie de la puissance réactive instantanée basée sur un filtre passe bas classique LPF	83
3.1.1.2	Sélection des composantes de puissance à compenser	85
3.1.1.3	Théorie p-q basée sur le filtre intégrateur généralisé de deuxième ordre SOGI	87
3.1.2	Algorithme d'extraction des courants de référence : Cas des tensions du réseau perturbés	92
3.1.3	Boucle à verrouillage de phase triphasé (Phase Locked Loop PLL)	96
3.1.3.1	Analyse du filtre (SOGI)	98
3.1.3.2	Mécanisme d'élimination du décalage DC dans les tensions de source	100
3.1.3.3	Proposition d'une unité d'adaptation de fréquence pour PLL	103
3.2	ALGORITHMES DE COMMANDE DES COURANTS DE REFERENCE	106
3.2.1	Conception du contrôleur PI pour les boucles du courant	109
3.3	CONCLUSION	111
4	FILTRE ACTIF PARALLELE TRIPHASE FAP4B : CONTROL DU BUS CONTINU	118
4.1	MODELISATION MATHEMATIQUE DE LA TENSION CONTINUE DU FAP4B	119
4.1.1	Tension total du bus continu V_{dc}	119
4.1.2	Tension du bus continu, boucle de contrôle.	121
4.1.2.1	Conception du contrôleur PI de la boucle de tension	122
4.2	PROPOSITION D'UN CONTROLEUR ROBUSTE BASE SUR LA FONCTION DE LYAPUNOV POUR LE CONTROLE DU BUS CONTINU	125
4.3	CONCLUSION	127

5	RESULTATS DE SIMULATION	129
5.1	SIMULATION AVEC LA CHARGE NON LINEAIRE	129
5.2	SIMULATION DU COMPORTEMENT DE LA PLL ROBUSTE BASEE SUR LE FILTRE MSTOGI	131
5.2.1	Les performances en régime statique	131
5.2.2	Les performances en régime dynamique	132
5.2.3	Les performances d'unité d'adaptation de fréquence	133
5.3	RESULTATS DE SIMULATION DE LA TENSION CONTINUE	134
5.4	SIMULATION DE LA COMPENSATION DES COURANTS DE COMPENSA- TION	136
5.4.1	Simulation avec tensions du réseau équilibrés et sinusoïdales	136
5.4.2	Simulation avec des tensions du réseau perturbé	139
	CONCLUSIONS & PERSPECTIVES	142
	RESUMEN EXTENDIDO	145
5.5	RESUMEN	145
5.6	INTRODUCCIÓN	146
5.7	PROBLEMA	148
5.8	JUSTIFICACIÓN Y MOTIVACIÓN	149
5.9	OBJETIVO GENERAL	152
5.10	OBJETIVOS ESPECIFICOS	152
5.10.1	Objetivo específico 1	152
5.10.2	Ojectivo específico 2	158
5.10.3	Objectivo específico 3	170
5.10.4	Objectivo específico 4	184
5.10.5	Objectivo específico 5	191
5.11	CONCLUSIÓN	199
	EXTENDED SUMMARY	201

Table des figures

1	Circuit de puissance du FAP4B.	26
2	Schéma simplifié d'un FAP4B mettant en évidence les contributions de ce travail (en vert ombré).	28
1.1	Les formes d'ondes courant-tension pour un redresseur triphasé non commandé sur une charge $R-C$ parallèle (Captures d'écrans de l'analyseur Chauvin Arnoux CA 8332).	32
1.2	Les formes d'ondes courant -tension pour un redresseur triphasé non commandé sur une charge $R-L$ série (Captures d'écrans de l'analyseur Chauvin Arnoux CA 8332).	32
1.3	Charge déformante alimentée par une source de tension sinusoïdale	42
1.4	Circuit électrique équivalent à une Charge déformante alimentée par une source de tension sinusoïdale	42
1.5	Connexion d'un filtre passif	44
1.6	Filtre passif résonant	45
1.7	Filtre passif passe haut (filtre amorti)	45
1.8	Schéma du filtre actif connecté au réseau triphasé	46
1.9	Convertisseur triphasé à trois bras et trois-niveaux (NPC)	47
1.10	Convertisseur triphasé à deux bras et trois-niveaux (NPC) avec capacité à point milieu	48
1.11	Convertisseur à quatre bras avec condensateur à point milieu utilisé dans un FAP relié à un réseau électrique à trois fils à neutre distribué	49
1.12	Onduleur 4B utilisé dans un filtre actif parallèle connecté à un réseau électrique à trois fils à neutre distribué	49

2.1	Schéma de puissance d'un FAP4B	58
2.2	Circuit équivalent d'une phase du FAP4B	59
2.3	Modèle découplé du système dans les coordonnées $d, q, 0$	67
2.4	Modèle du circuit de puissance du FAP4B dans un repère $dq0$	68
2.5	Diagramme en blocs du FAP4B dans un repère $dq0$	70
2.6	Convertisseur 4B pour FAP	70
2.7	Circuit de l'onduleur à quatre bras (4B)	71
2.8	Vecteurs de commutation dans le repère $\alpha\beta0$	73
2.9	Dodécaèdre formé par les sommets des vecteurs de commutation dans le repère $\alpha\beta0$	74
3.1	Configuration du FAP4B	81
3.2	Stratégie de la théorie des puissances instantannées	85
3.3	Stratégie de contrôle de la puissance basée sur la théorie p-q avec un filtre passe bas classique	87
3.4	Structure du filtre SOGI	88
3.5	Réponse en échelon du filtre SOGI pour différentes valeurs de k	88
3.6	Entrées du filtre de SOGI	89
3.7	Extraction des composantes fondamentales des courants de la charge de la Figure 3.6 à la pulsation w , en utilisant le filtre SOGI	89
3.8	Stratégie de contrôle de la puissance basée sur la théorie p-q avec un filtre SOGI	91
3.9	Extraction du terme continu I_{dc} et du terme oscillant I_{dos} par FPB	94
3.10	Schéma bloc du algorithme SRF utilisé	96
3.11	Bloc diagramme du générateur des signaux en quadrature basé sur la structure du Filte SOGI.	98
3.12	Réponse en fréquence de $F_1(s)$ avec différentes valeurs k	99
3.13	Réponse en fréquence de $F_2(s)$ avec différentes valeurs k	99
3.14	Bloc diagramme de la structure MSTOGI.	101
3.15	Réponse en fréquence de $F_3(s)$ avec différentes valeurs k	101

3.16	Réponse en fréquence de $F_4(s)$ avec différentes valeurs k	103
3.17	Carte poles-zéro du MSTOGI avec différentes valeurs k . (a) Carte poles-zéro de $F_1(s)$. (b) Carte poles-zéro de $F_4(s)$	103
3.18	Performances du MSTOGI sous une entrée avec un décalage DC.	103
3.19	Bloc diagramme la reconfiguration de la structure du MSTOGI avec l'unité proposée d'adaptation de fréquence pour PLL.	104
3.20	Bloc diagramme des boucles de régulation des courants de compensation du FAP4B.	108
3.21	Diagramme de la réponse en fréquence du système G_{Pi} , le système compensé en boucle ouverte $G_{BO_{Ci}}$ et le système contrôlé en boucle ouverte $G_{BO_{Pi}}$ pour le FAP4B.	111
4.1	FAP4B connecté au système électrique triphasé.	119
4.2	Diagramme en blocs du modèle du voltage du FAP4B.	120
4.3	Bloc diagramme du controle de la tension du bus continu utilisé dans FAP4B.	121
4.4	Bloc diagramme de la boucle de la tension du bus continu utilisé dans FAP4B.	122
4.5	Diagramme de la réponse en fréquence du système G_{Pv} , le système compensé en boucle ouverte $G_{BO_{Cv}}$ et le système contrôlé en boucle ouverte $G_{BO_{Pv}}$ pour le FAP4B.	124
4.6	Réponse en échelon du controleur proportionnel-intégral (PI) lorsque $K_{Iv} = 40$ et lorsque K_{Pv} varie de 4 à 20.	125
4.7	Réponse en échelon du controleur proportionnel-intégral (PI) lorsque $K_{Pv} = 4$ et lorsque K_{Iv} varie de 4 à 20.	125
4.8	Controle de la fonction de Lyapunov.	126
5.1	Trois charges déséquilibrées alimentés par trois redresseurs non-commandés.	130
5.2	Résultats de la simulation : Courants de la charge (i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} et i_{Ln}), tensions de la source (v_a , v_b et v_c)et amplitude des harmoniques en pourcentage par rapport à la fondamentale et à la TDH : (Phase a) courant de charge i_{L1} ; (Phase b) courant de charge i_{L2} ; (Phase c) courant de charge i_{L3}	130

5.3	Signaux d'entrée des tensions du réseau triphasées. a) Tensions du réseau non équilibrées. b) Tensions du réseau avec un décalage DC. c) Tensions de réseau avec un décalage DC plus important et un contenu harmonique plus petit (harmoniques d'ordre inférieur). d) Tensions de réseau avec un décalage DC plus faible et un contenu harmonique important.	132
5.4	Résultats de la simulation du MSTOGI-PLL dans le cas I. a) Résultats de la sortie du MSTOGI. b) Résultat de la sortie du MSTOGI-PLL.	133
5.5	Résultats de la simulation du MSTOGI-PLL dans le cas II. a) Résultats de la sortie MSTOGI. b) Résultat de la sortie du MSTOGI-PLL.	133
5.6	Résultats de la simulation du MSTOGI-PLL dans le cas III. a) Résultats de la sortie du MSTOGI. b) Résultat de la sortie du MSTOGI-PLL.	133
5.7	Résultats de la simulation du MSTOGI-PLL dans le cas IV. a) Résultats de la sortie du MSTOGI. b) Résultat de la sortie du MSTOGI-PLL.	133
5.8	[Résultats de simulation de performances dynamiques du MSTOGI-PLL avec un saut de phase de -30^0 dans les tensions du réseau.	133
5.9	Résultats de simulation du MSTOGI-PLL sans unité d'adaptation de fréquence proposée. (a) fréquence du réseau $43Hz$. (b) fréquence du réseau $57Hz$. 134	
5.10	Résultats de simulation du MSTOGI-PLL avec unité d'adaptation de fréquence proposée. (a) fréquence du réseau $43Hz$. (b) fréquence du réseau $57Hz$. 135	
5.11	Résultats de simulation de la tension du bus continu avec le contrôleur PI. . .	136
5.12	Résultats de simulation de la tension du bus continu avec le contrôleur à base de la fonction de Lyapunov.	136
5.13	Résultats de simulation des courants de la source i_a, i_b et i_c avant et après l'insertion du FAP4B (a) <i>LPF-PI</i> (b) <i>SOGI-PI</i> (c) <i>LPF-LYA</i> (d) <i>SOGI-LYA</i>	137
5.14	Spectres harmoniques des courant de source après l'insertion du FAP4B pour les différents contrôles : (a) phase 1 (b) phase 2 (c) phase 3.	138
5.15	Résultats de simulation du courant de neutre avant et après l'insertion du FAP4B (a) <i>LPF-PI</i> (b) <i>SOGI-PI</i> (c) <i>LPF-LYA</i> (d) <i>SOGI-LYA</i> . . .	139
5.16	Résultats de simulation : Courants de la charge i_{L1}, i_{L2}, i_{L3} and i_{Ln} , Courants de compensation i_{fa}, i_{fb}, i_{fc} et i_{fn} , Courants de la source i_a, i_b, i_c et i_n	140

5.17	Résultats de simulation de chaque phase : Tensions de la source v_a, v_b et v_{sc} , Courants de la charge i_{L1}, i_{L2} et i_{L3} , Courants de compensation i_{fa}, i_{fb}, i_{fc} et i_{fn} , Courants de la source i_a, i_b et i_c	141
5.18	Spectres harmoniques du courant de la source après le filtrage (a) Phase (a), (b) Phase (b), (c) Phase (c).	141
5.19	Circuito de potencia de la FAP4B.	150
5.20	Esquema simplificado de un FAP4B destacando las contribuciones de este trabajo (en verde sombreado).	152
5.21	Diagrama de potencia del FAP4B	159
5.22	Circuito equivalente de una fase del FAP4B	160
5.23	Modelo desacoplado del sistema en las coordenadas $d, q, 0$	167
5.24	Modelo del circuito de potencia FAP4B en el referencia $dq0$	168
5.25	Diagrama de bloques del FAP4B en el referencia $dq0$	170
5.26	Estructura del filtro SOGI	171
5.27	Respuesta escalonada del filtro SOGI para diferentes valores de k	171
5.28	Entradas del filtro SOGI	172
5.29	Extracción de las componentes fundamentales de las corrientes de carga de la figura 5.28 en el impulso w , utilizando el filtro SOGI	172
5.30	Estrategia de control de potencia basada en la teoría p-q con un filtro SOGI.	173
5.31	Extracción del término continuo I_{dc} y del término oscilante I_{dos} por FPB	176
5.32	Diagrama de bloques del algoritmo SRF utilizado	177
5.33	Diagrama de bloques de la reconfiguración de la estructura MSTOGI con la unidad de adaptación de frecuencia propuesta para el PLL.	178
5.34	Diagrama de bloques de los bucles de control de la corriente de compensación del FAP4B.	181
5.35	Diagrama de la respuesta en frecuencia del sistema G_{Pi} , del sistema compensado en bucle abierto G_{BOCi} y del sistema controlado en bucle abierto G_{BOPi} para el FAP4B.	183
5.36	FAP4B conectado a la red eléctrica trifásica.	184
5.37	Diagrama de bloques del modelo de tensión FAP4B.	186

5.38	Bloque de diagrama del control de la tensión del bus continuo utilizado en el FAP4B.	186
5.39	Diagrama de bloques del bucle de tensión del bus continuo utilizado en el FAP4B.	187
5.40	Diagrama de la respuesta en frecuencia del sistema G_{Pv} , del sistema compensado en bucle abierto G_{BOCv} y del sistema controlado en bucle abierto G_{BOPIv} para el FAP4B.	189
5.41	Respuesta escalonada del controlador proporcional-integral (PI) cuando $K_{Iv} = 40$ y cuando K_{Pv} varía de 4 a 20.	190
5.42	Respuesta al escalón del controlador proporcional-integral (PI) cuando $K_{Pv} = 4$ y cuando K_{Iv} varía de 4 a 20.	190
5.43	Control de la función de Lyapunov.	191
5.44	Tres cargas desequilibradas alimentadas por tres rectificadores no controlados.	192
5.45	Resultados de la simulación : Corrientes de carga (i_{L1}, i_{L2}, i_{L3} y i_{Ln}), tensiones de la fuente (v_a, v_b y v_c) y amplitud de los armónicos en porcentaje respecto a la fundamental y al TDH : (Fase a) corriente de carga i_{L1} ; (Fase b) corriente de carga i_{L2} ; (Fase c) corriente de carga i_{L3}	192
5.46	Resultados de la simulación de la tensión del bus continuo con el controlador PI.	194
5.47	Resultados de la simulación de la tensión del bus continuo con el controlador basado en la función de Lyapunov.	194
5.48	Resultados de simulación de corrientes de la fuente i_a, i_b y i_c antes y después de la inserción del FAP4B (a) $LPF - PI$ (b) $SOGI - PI$ (c) $LPF - LYA$ (d) $SOGI - LYA$	195
5.49	Espectros armónicos de la corriente de la fuente después de la inserción del FAP4B para los distintos controles : (a) phase 1 (b) phase 2 (c) phase 3.	195
5.50	Resultados de simulación de la corriente de neutro antes y después de la inserción del FAP4B (a) $LPF - PI$ (b) $SOGI - PI$ (c) $LPF - LYA$ (d) $SOGI - LYA$	196
5.51	Resultados de la simulación : corrientes de carga i_{L1}, i_{L2}, i_{L3} y i_{Ln} , corrientes de compensación i_{fa}, i_{fb}, i_{fc} y i_{fn} , corrientes de la fuente i_a, i_b, i_c y i_n	198

5.52	Resultados de la simulación de cada fase : Tensiones de fuente v_a, v_b y v_{sc} , Corrientes de carga i_{L1}, i_{L2} y i_{L3} , Corrientes de compensación i_{fa}, i_{fb}, i_{fc} y i_{fn} , Corrientes de fuente i_a, i_b y i_c , Corrientes de fuente i_a, i_b y i_c	198
5.53	Espectros armónicos de la corriente de la fuente tras el filtrado (a) Fase (a), (b) Fase (b), (c) Fase (c).	199
5.54	Active power filter : power circuit.	205
5.55	Simplified block diagram of a PAPF-4L highlighting the contributions of this work (in shaded gray).	207
5.56	[Schéma blocs sur MATLAB/SIMULINK de trois charges déséquilibrées ali- mentés par trois redresseurs non-commandés.	211
5.57	[Schéma blocs sur MATLAB/SIMULINK de la reconfiguration de la structure du MSTOGI avec l'unité proposée d'adaptation de fréquence pour PLL.	212
5.58	[Schéma blocs sur MATLAB/SIMULINK du controle de la tension continue (a) : avec controleur PI (b) : avec la fonction de Lyapunov.	213
5.59	[Schéma blocs du FAP4B avec le réseau alimentant la charge non linéaire sur MATLAB/SIMULINK.	213
5.60	[Schéma blocs du FAP4B sur MATLAB/SIMULINK.	214

Liste des tableaux

1.1	Distorsion maximale des harmoniques de courant en % (I_L).	35
1.2	Distorsion harmonique maximale en % de la tension à la fréquence fondamentale.	36
1.3	Limites pour les courants harmoniques	37
2.1	Vecteurs de commutations	73
2.2	Séquences de commutations	76
3.1	Spécifications pour la conception des contrôleurs PI pour les boucles du courant	109
3.2	Gains des contrôleurs PI de la boucle du courant en coordonnées "α"	110
3.3	Gains des contrôleurs PI des boucles du courant	111
4.1	Spécifications pour la conception des contrôleurs PI pour la boucles de la tension	122
4.2	Gains des contrôleurs PI de la boucle de la tension	123
4.3	Gains du contrôleur PI de la boucle de la tension	124
5.1	Rapport d'ordre harmonique des tensions du réseau.	131
5.2	Valeurs théoriques et les valeurs de simulation de la relation de phase entre la sortie θ^+ du MSTOGI-PLL et la phase (a) de la tension du réseau V_{sa}	134
5.3	THD obtenu après l'insertion du FAP4B pour les différents contrôles.	138
5.4	RMS du courant de neutre avant et après l'insertion du FAP4B pour les différents contrôles.	139
5.5	Distorsión máxima de los armónicos de corriente en % (I_L).	154
5.6	Distorsión armónica máxima en % de la tensión a la frecuencia fundamental.	155

5.7	Límites para las corrientes armónicas.	156
5.8	Especificaciones para el diseño de controladores PI para bucles de corriente .	182
5.9	Ganancias de los controladores PI del bucle de corriente en coordenadas "α"	183
5.10	Ganancias de los controladores PI de los bucles de corriente	184
5.11	Especificaciones para el diseño de controladores PI para bucle de tensión . .	187
5.12	Ganancias del controlador PI del bucle de tensión	188
5.13	Ganancias del controlador PI del bucle de tensión	189
5.14	THD obtenido después de la inserción del FAP4B para los diferentes controles.	196
5.15	RMS de la corriente del neutro antes y después de la inserción del FAP4B para los diversos controles.	196

Liste des abréviations et acronymes

PCC	: Point de couplage commun
APLC	: Conditionnement de la ligne de puissance active (Active Power Line Contitioning)
FAP	: Filtre actif de puissance
FAPS	: Filtre actif de puissance série
FAPP	: Filtre actif de puissance parallèle
PWM	: Modulation par largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation)
VSI	: Onduleur source de tension (Voltage Source Inverter)
CSI	: Onduleur source de courant (Current Source Inverter)
FAP4B	: Filtre actif parallèle triphasé à structure de tension à quatre bras
QEE	: Qualité de l'énergie électrique
FP	: Facteur de puissance
SRF	: Trame de référence synchrone (Synchronous Reference Frame)
THD	: Taux de distorsion harmonique global (Total Harmonic Distorsion)
TDD	: Courant de demande maximale (Total Demand Distortion)
NPC	: Convertisseur clampées par le neutre (Neutral Point Clamped)
PWM	: Modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation)
SPWM	: Modulation par largeur d'impulsion sinusoïdale (Sinusoidal Pulse Width Modulation)
SVM	: Modulation vectorielle (Space Vector Modulation)
PLL	: Boucle à verrouillage de phase triphasé (Phase-Locked Loop)
DDSRF	: Structure double découplée de la trame de référence synchrone
LPF	: Filtres passe-bas (Low Pass Filter)
SOGI	: Intégrateur généralisé de deuxième ordre (second-order generalized integrator)
SSOGI	: Un seule intégrateur généralisé de deuxième ordre
DSOGI	: Double intégrateur généralisé de deuxième ordre
CSSOGI	: Connexion en série de deux intégrateurs généralisés de deuxième ordre

MSTOGI : Mixage de l'intégrateur généralisé de deuxième et de troisième ordre
QSG : Générateur des signaux en quadrature (Quadrature Signal Generator)
FPB : Filtre passe bande
FPSC : Calculateur de séquence fondamentale positive (fundamental positive
sequence calculator)

Ce document a été rédigé par le software "Latex".

- Les schèmes ont été dessinés grâce au site web www.draw.io
- Les résultats sont obtenus par des simulations informatiques du FAP4B avec MATLAB/SIMULINK et Wolfram Mathematica.
- les schèmes blocs des simulations sont inclus dans les annexes.

INTRODUCTION

Sommaire

0.1 INTRODUCTION	22
0.2 PROBLÈME	24
0.3 JUSTIFICATION ET MOTIVATION	25
0.4 OBJECTIFS	28
0.4.1 Objectif général	28
0.4.2 Objectifs spécifiques	28
0.5 PLAN DE LA THESE	29

0.1 INTRODUCTION

Le développement important des technologies qui utilisent l'électronique de puissance, a conduit à la prolifération de la connexion de charges à caractéristiques non linéaires aux systèmes électriques de puissance. Comme exemple de charges non linéaires, on peut citer les redresseurs non commandés, les redresseurs commandés, les convertisseurs statiques de puissance, entre autres. L'utilisation de ce type de charges peut causer des problèmes de fonctionnement des systèmes électriques, en plus de déformer la tension au point de couplage commun (PCC) [1–4].

Pour résoudre ces problèmes, les filtres de puissance passifs ont été initialement utilisés pour compenser la puissance réactive et les harmoniques [5] comme il s'agit d'une solution peu coûteuse, ils ont été largement utilisée dans les applications industrielles, mais ils ne peuvent pas éliminer totalement tous les courants harmoniques, leurs performances sont limitées en raison de leur grande taille, et ils peuvent résonner avec l'impédance du réseau électrique [6]. Un autre inconvénient de l'utilisation des filtres passifs est le fait qu'il faut savoir au préalable quels composants harmoniques doivent être compensés [7].

Compte tenu des inconvénients du filtrage passif, vers les années 1970, la recherche a pensé d'éliminer activement les distorsions causées par les charges non linéaires. C'est alors qu'est apparu le concept de compensation active, qui a été plus tard appelé conditionnement de la ligne de puissance active (Active Power Line Conditioning, APLC). Étant une compensation parallèle, ce concept propose l'injection en phase opposée des courants contenant les mêmes composantes harmoniques qui ont causé les distorsions. L'annulation des composantes harmoniques qui circulent dans le réseau électrique implique une amélioration de la qualité de l'énergie électrique, puisque les courants drainés du réseau deviennent, théoriquement, sinusoïdaux. Les équipements capables de réaliser l'APLC sont appelés filtres actifs de puissance (FAPs), qui ont été largement étudiés, et employés dans différentes applications [7]. Il existe plusieurs types de FAP, qui peuvent être classés selon leurs configurations, à savoir le filtre actif de puissance série (FAPS) et le filtre actif de puissance parallèle (FAPP) [8, 9]. Les FAPSs sont appelés ainsi parce qu'ils sont connectés en série avec le réseau électrique. Cette topologie de filtre actif est principalement utilisée pour la compensation des composantes harmoniques présentes dans les tensions du réseau, laissant une tension sinusoïdale pour la charge. Les FAPPs sont appelés ainsi parce qu'ils sont connectés en parallèle avec le réseau électrique. Cette topologie de filtre actif est utilisée, principalement, pour l'élimination des courants harmoniques qui circulent dans le réseau électrique, ce qui entraîne des courants sinusoïdaux dans le réseau. En outre, ces topologies de filtres actifs ont été utilisées en conjonction avec des filtres passifs, constituant ainsi les topologies hybrides. Parmi les topologies de FAPs citées, la configuration parallèle est la plus utilisée dans les applications nécessitant une puissance faible et moyenne, en raison de sa simplicité, de son efficacité et de sa capacité de rejet des harmoniques [8] [10]. Le principe de base des filtres actifs parallèles a été présenté initialement pour l'élimination des courants harmoniques dans les systèmes de distribution de courant continu (DC) et de haute tension [11]. Dans les travaux mentionnés, l'injection du courant de compensation a été réalisée à l'aide d'amplificateurs linéaires impliquant un faible rendement. Avec l'évolution remarquable des dispositifs à semi-conducteurs, le FAPP constitué d'onduleurs PWM (Pulse Width Modulation) a commencé à être appliquée dans les systèmes électriques à courant alternatif (AC) pour la suppression des composantes harmoniques du courant [6] [12]. Depuis lors, différentes topologies du FAPP ont été développées en utilisant à la fois des onduleurs fonctionnant comme source de tension (VSI - Voltage Source Inverter) et source de courant (CSI - Current Source Inverter) [4] [6] [10] [13-16]. Toutefois, l'onduleur de source de tension a été davantage appliqué en raison de son rendement plus élevé et de son coût plus faible. En outre, avec l'avancement des études, de nouvelles fonc-

tionnalités ont été attribuées aux FAPPs, à savoir la compensation de la puissance réactive, ainsi que le déséquilibre présent dans le courant du réseau [1]. Cette dernière fonctionnalité est liée aux applications nécessitant des charges déséquilibrées monophasées ou biphasées connectées à des systèmes électriques triphasés à trois ou quatre fils. Pour ces applications, une configuration FAPP a été proposée qui permette la connexion du FAPP dans des systèmes électriques triphasés à quatre fils, cette configuration a une topologie d'onduleur à quatre bras (4B). Ce travail consiste à étudier, analyser et améliorer la configuration du FAP4B, ainsi que d'évaluer les performances de cette configuration à l'aide des simulations informatiques avec Matlab/Simulink.

0.2 PROBLÈME

Les systèmes électriques de puissance ont été directement influencés par l'utilisation importante de charges à caractéristiques non linéaires. L'utilisation de ce type de charge implique des niveaux élevés de courants harmoniques drainés du réseau électrique. La circulation de ces courants dans le système électrique pose des problèmes liés à la qualité de l'énergie électrique (QEE) [2] ainsi qu'au fonctionnement du système électrique [3]. L'interaction des courants harmoniques avec l'impédance de ligne provoque la distorsion des tensions au point de couplage commun (PCC) du réseau électrique. En outre, certains effets thermiques, sonores et mécaniques peuvent être observés dans le fonctionnement des équipements électriques. Les exemples comprennent un échauffement excessif pendant le fonctionnement du transformateur, un bruit accru à la fréquence audible pendant le fonctionnement des moteurs électriques, ainsi que les oscillations mécaniques de ces moteurs. Un autre aspect lié à la circulation des courants harmoniques est la réduction du facteur de puissance (FP) du système électrique [17]. Dans le cas des systèmes électriques triphasés à quatre fils, un autre problème peut être mentionné : le raccordement de charges non linéaires monophasées à ce réseau provoque la circulation de niveaux élevés de courant dans le conducteur neutre, en raison de la présence d'harmoniques d'ordre trois et de leurs multiples. Les amplitudes de ces courants peuvent dépasser les amplitudes des courants de phase, causant des dommages au conducteur neutre ainsi qu'aux transformateurs auxquels ces charges sont connectées [18]. Lorsque des charges non linéaires sont utilisées, en particulier dans les systèmes de distribution, certains inconvénients sont introduits dans le fonctionnement du système électrique. La circulation des courants harmoniques dans le réseau électrique peut poser de nombreux problèmes, dont certains peuvent persister longtemps. Parmi ces problèmes, on peut citer :

- La défaillance du condensateur de correction du facteur de puissance.
- La rupture de fusibles;
- Des défauts de fonctionnement de certains équipements électriques.

Concernant les applications dans les systèmes électriques triphasés à quatre fils, afin de contourner les problèmes mentionnés, la configuration du FAP4B identifiée par la topologie d'onduleur PWM peut apporter des améliorations significatives en point de vue théorique et pratique.

0.3 JUSTIFICATION ET MOTIVATION

La contribution de ce travail consiste à l'étude, l'analyse et l'amélioration de la configuration du FAP4B identifiée par la topologie d'onduleur PWM. Cette topologie est utilisée dans les systèmes triphasés à quatre fils, car elle permet de connecter le FAP4B avec le conducteur neutre, puisque la borne du neutre est connectée à un quatrième bras d'onduleur. Ces dernières années, la configuration du FAP4B identifiée par la topologie d'onduleur PWM a été largement utilisées [4] [10] [15, 16] [19–23], ce qui rend intéressant d'étudier et d'analyser le FAP4B en terme des stratégies de contrôle adoptées pour la génération des courants de compensation, ainsi que les stratégies de contrôle de la tension de bus continu. Le FAP4B est capable de compenser les harmoniques de courant et d'ajuster le facteur de puissance (correction du facteur de puissance à l'unité). De plus, il permet d'équilibrer la charge, en réduisant à zéro l'intensité du fil de neutre [24]. La Figure 5.54 montre le circuit de puissance d'un FAP4B fonctionnant avec un système triphasé à quatre fils alimentant une charge non linéaire. La topologie du FAP4B comprend un onduleur de source de tension (voltage source inverter VSI) à quatre bras, à base de transistors bipolaires à grille isolée (insulated-gate bipolar transistor IGBT), dont la quatrième bras sert uniquement à compenser le courant du neutre. La structure du convertisseur à quatre bras permet d'obtenir un contrôleur de tension simplifié et un petit condensateur dans le bus continu. Bien que cette topologie augmente le coût de conception du FAP4B [25], l'augmentation du nombre de bras améliore le contrôle de la tension de sortie [26]. Il est donc généralement admis que cette topologie est la mieux adaptée aux FAPs [27]. Pour atteindre ces objectifs, le contrôleur doit permettre au FAP4B :

- d'extraire les courants harmoniques de la charge et de les réinjecter,
- maintenir la tension du bus continu à une valeur constante,
- éliminer le courant du neutre,
- empêcher l'injection ou l'absorption de la puissance réactive avec des composantes de

fréquence fondamentale.

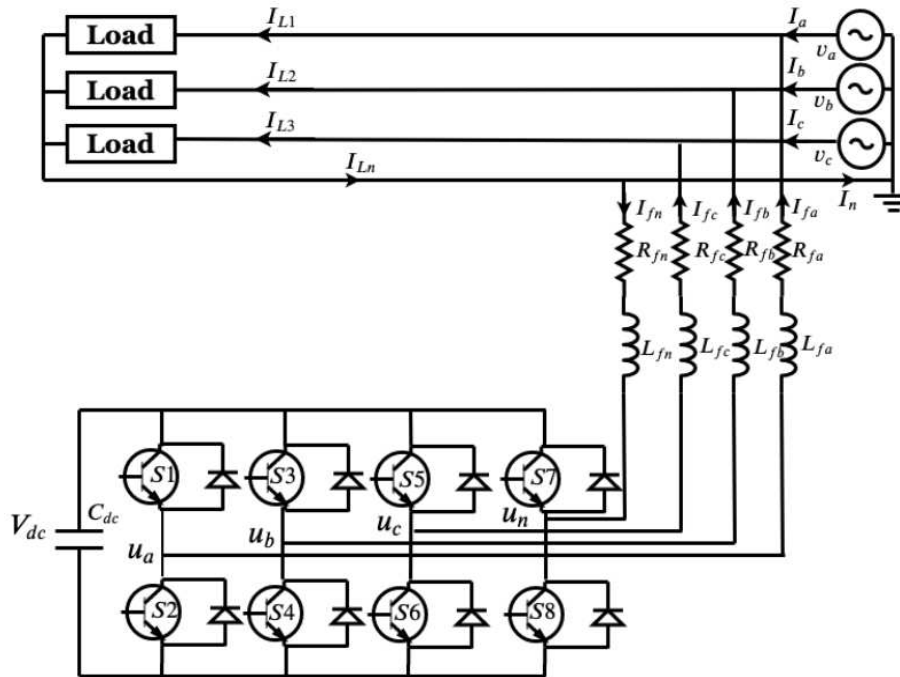


FIGURE 1: Circuit de puissance du FAP4B

La stratégie de contrôle est mise en œuvre en trois étapes principales :

La première étape : Dérivation des signaux de compensation. La méthode de la détection des harmoniques présente la capacité de déterminer des attributs spécifiques d'un signal à partir d'un signal d'entrée (tension, courant, ou les deux) en utilisant un algorithme mathématique spécial. En 1984, la théorie généralisée de la puissance réactive instantanée dans les circuits triphasés, également connue sous le nom de la théorie PQ, a été proposée [28]. La plupart des FAPs ont été conçus en utilisant cette théorie pour calculer les courants de compensation. La théorie PQ permet la compensation de tous les courants harmoniques, la correction du facteur de puissance et la compensation instantanée de la séquence zéro du courant [15]. Le FAP4B a été mis en œuvre par [23], où l'algorithme utilisé pour générer les courants de référence est basé sur la théorie PQ. L'algorithme basé sur cette théorie présente des performances fortement influencées par la présence d'harmoniques et/ou de déséquilibres dans les tensions du réseau électrique [29]. Pour contourner ce problème, cette thèse propose l'utilisation d'un algorithme basé sur la trame de référence synchrone pour la boucle à verrouillage de phase basée sur le mixage de l'intégrateur généralisé de deuxième et de troisième ordre (Synchronous Reference Frame-Mixed Second and Third-Order Generalized Integrator-based Phase Locked Loop SRF-MSTOGI-PLL) [30].

La deuxième étape : le contrôle de la tension du bus continu. Un point très important dans FAP4B est le contrôle de la tension du bus continu aux bornes du condensateur à une valeur

fixe. Cela est nécessaire car il y a des pertes du filtre actif. Afin de contrôler la tension du bus continu, plusieurs travaux ont été adressés aux contrôleurs du bus continu, tels que le contrôleur proportionnel (P), le contrôleur PI, la logique floue de type 2 intervalles et le contrôleur neuro-flou (NFC), [31–34]. La méthodologie des contrôleurs P et PI exige un modèle mathématique linéaire précis, dont il est difficile d'avoir, et ils ne peuvent pas fonctionner de manière satisfaisante ou fournir une bonne réponse en cas de variation des paramètres, la non-linéarité, ou les perturbations de la charge, [35, 36], et en fait, la réponse transitoire est lente, en particulier pour les charges à une variation rapide. Dans cette thèse, notre objectif est de concevoir un modèle basé sur une nouvelle fonction de Lyapunov pour le contrôle de la tension du bus continu, qui permet une très bonne dynamique avec et sans variations de la charge, contrairement au contrôle utilisé dans les travaux précédents [33, 34], [37, 38]. De plus, la logique floue présente certains inconvénients, tels que des problèmes d'itération et de redondance [39], et pour le contrôleur basé sur la NFC, en cas de changement de la référence de tension continue, la tension continue. La réponse suit lentement sa référence [34].

La troisième étape : la génération des signaux de commande. Pour les dispositifs à semi-conducteur du FAP4B basé sur les courants de compensation calculés. Les signaux de commutation vers l'onduleur de source de tension sont obtenus par Modulation vectorielle (Space Vector Modulation - SVM).

Dans ce travail, une analyse du FAP4B sera effectuée, en tenant compte des aspects théoriques et des simulations. À cette fin, la modélisation mathématique du FAP4B sera effectuée, suivie de simulations informatiques. En outre, dans le cas des tensions du réseau équilibrées et sinusoïdales, l'algorithme utilisé pour générer les courants de compensation est basé sur la théorie PQ avec un filtre SOGI à la place du filtre passe bas classique LPF pour calculer les courants de référence de compensation afin de contourner l'inconvénient du LPF classique relatif à l'introduction d'un retard et l'incapacité d'extraire parfaitement les composantes fondamentales des courants de la charge à la pulsation $\omega = 2\pi f$ (problème de déphasage) ce qui ralentit la réponse dynamique. Dans le cas des tensions du réseau perturbées, l'algorithme utilisé pour générer les courants de compensation est basé sur SRF-MSTOGI-PLL avec la proposition d'une unité d'adaptation de fréquence pour rendre le système adaptatif aux variations de fréquence, permettant d'annuler les ondulations des fréquences estimées. De plus, nous proposons l'utilisation de la fonction de Lyapunov pour le contrôle de la tension continue, ce qui est une nouveauté, ce contrôle permet une très bonne dynamique avec et sans variations de la charge, contrairement au contrôle basé sur PI. La Figure 2.5 montre un graphique résumé avec les principales contributions de ce travail.

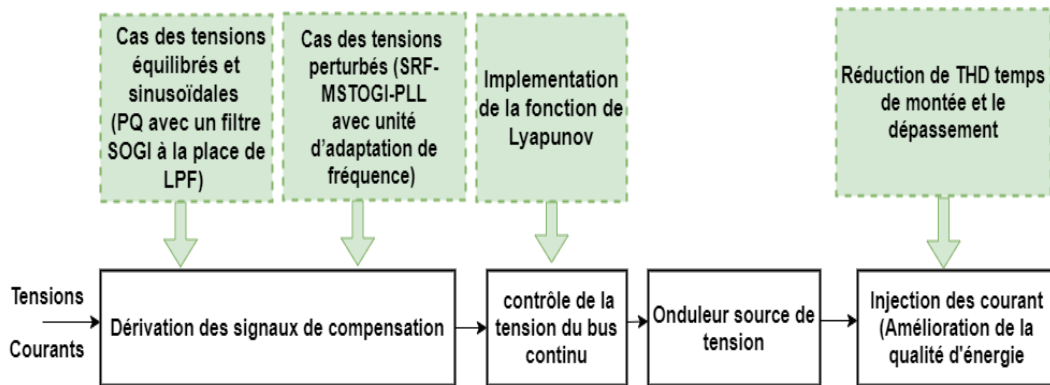


FIGURE 2: Schéma simplifié d'un FAP4B mettant en évidence les contributions de ce travail (en vert ombré)

0.4 OBJECTIFS

0.4.1 Objectif général

L'étude, l'analyse et l'amélioration du FAP4B pour assurer la compensation de la puissance réactive, ainsi que la suppression des harmoniques dans les systèmes électriques triphasés à quatre fils.

0.4.2 Objectifs spécifiques

- Étudier les concepts liés à la qualité de l'énergie (PQ), à savoir les perturbations harmoniques, ainsi que les normes et les recommandations concernant les harmoniques du courant.
- Effectuer la modélisation mathématique du FAP4B.
- Étudier l'algorithme de génération des courants de compensation basé sur le SRF-MSTOGI-PLL afin de contourner les problèmes de la théorie PQ sous les conditions des tensions du réseau non idéales, y compris un décalage DC.
- Concevoir les contrôleurs à utiliser dans les boucles de contrôle du courant de compensation et de la tension du bus continu du FAP4B, et la proposition d'un contrôleur robuste pour le contrôle du bus continu de la tension basé sur la fonction de Lyapunov.
- Effectuer des simulations du FAP4B et analyser les résultats.

0.5 PLAN DE LA THESE

Les chapitres de ce document sont organisés comme suit :

Le chapitre 1 présente un état de l'art sur les perturbations harmoniques, y compris l'analyse harmonique, les normes imposées sur le taux de distorsion harmonique global (Total Harmonic Distorsion THD), les sources et les effets des perturbations harmoniques ainsi que certaines solutions de la dépollution harmonique, y compris les filtres passifs et les FAPs triphasés. Au chapitre 2, la modélisation mathématique du circuit électrique du FAP4B est réalisée, en tenant compte des systèmes du courant. Le chapitre 3 décrit la stratégie utilisée pour générer les courants de compensation de référence, qui permettent de sélectionner les composantes présentes dans le courant de la charge qui doivent être synthétisées par le FAP4B. En outre, la boucle de contrôle des courants utilisée dans le FAP4B est présentée, ainsi que la méthodologie employée pour la conception du contrôleur concerné. Le chapitre 4 présente, la modélisation mathématique de la tension continue du FAP4B ainsi que la conception des paramètres du contrôleur PI de la boucle de tension avec une proposition d'un contrôleur robuste basé sur la fonction de Lyapunov pour le contrôle du bus continu. Le chapitre 5 présente les résultats obtenus par des simulations informatiques du FAP4B avec MATLAB/SIMULINK ainsi que la discussion de ces résultats. Finalement une conclusion et des perspectives de ce travail sont présentées.

CHAPITRE 1

ETAT DE L'ART : PERTURBATIONS HARMONIQUES, SOLUTIONS DE COMPENSATION

Sommaire

1.1	LES PERTURBATIONS HARMONIQUES DES RESEAUX ELECTRIQUES	31
1.1.1	Aperçue générale sur l'analyse harmonique.	31
1.1.2	Caractéristiques des harmoniques d'un signal.	32
1.1.3	Normes imposées sur le <i>THD</i>	34
1.1.3.1	Norme IEEE 519	34
1.1.3.2	Norme IEC 61000-3-2	36
1.1.4	Expression des puissances mises en jeu	37
1.1.5	Les sources de la pollution harmonique.	39
1.1.6	Les impacts de la pollution harmonique.	40
1.1.7	Charge déformante connectée au réseau.	42
1.2	TECHNIQUES DE LA DEPOLLUTION HARMONIQUE	43
1.2.1	Filtres passifs	43
1.2.1.1	Filtre passif résonant	44
1.2.1.2	Filtre passif amorti	45
1.2.2	Filtres actifs parallèles triphasés à structure de tension (FAPs)	45
1.2.2.1	Structure générale et principe du FAP	45

1.2.2.2 Topologies du FAP	46
1.3 CONCLUSION	50

1.1 LES PERTURBATIONS HARMONIQUES DES RESEAUX ELECTRIQUES

1.1.1 Aperçue générale sur l'analyse harmonique.

La distribution de l'énergie électrique se fait principalement sous forme d'un système triphasé sinusoïdal qui permet de produire de l'énergie électrique afin d'alimenter des charges ou des récepteurs au moyen de tensions sinusoïdales monophasée ou triphasée de fréquence constante fournies par des générateurs de puissances très fortes relativement à celle consommée au point d'utilisation. En particulier, c'est la caractérisation sinusoïdale de la tension d'origine qu'elle doit être maintenue afin de lui conserver ses qualités de base pour que la puissance utile soit transmise aux récepteurs. A ce niveau les récepteurs se sont distingués en deux catégories : les charges dites linéaires et les charges dites non linéaires ou déformantes. Pour les charges linéaires, leurs impédances sont constantes, elles absorbent des courants sinusoïdaux lorsqu'elles sont soumises à des tensions sinusoïdales avec la présence d'un déphasage relatif à la nature des charges linéaires. Ces charges sont des éléments passifs de nature résistive ou réactive de nature capacitive ou inductive. Pour les charges capacitatives ou inductives, les récepteurs génèrent ou consomment de l'énergie réactive engendrant des facteurs de puissance différents de l'unité. Pour la correction de ce problème il est nécessaire de compenser l'énergie réactive, c'est à dire fournir cette énergie à la place du réseau de distribution pour rendre les ondes du courant et de la tension en phase.

En revanche, concernant les charges déformantes, les courants absorbés par ces charges ne sont pas sinusoïdaux lorsqu'elles sont alimentées par des tensions sinusoïdales. Ces courants dites déformés lorsque leurs amplitudes sont importantes, les allures des tensions sinusoïdales se sont modifiées, ils sont de formes impulsionnelles, comme illustré à la Figure 1.1 pour un redresseur triphasé non commandé (PD3) à diodes sur charge R-C parallèle, rectangulaires sur la Figure 1.2 pour le même redresseur mais avec une charge R-L série. Les Figures 1.1 et 1.2 reproduisent les captures d'écrans de l'analyseur de réseaux électriques triphasés (Chauvin Arnoux CA 8332). Les figures montrent les valeurs efficaces ainsi que le taux de distorsion harmonique global (Total Harmonic Distorsion THD) pour le courant et pour la

tension ainsi que leurs spectres.

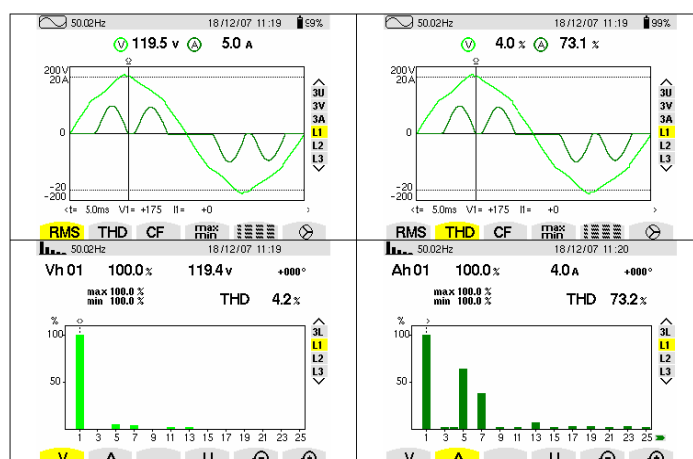


FIGURE 1.1: Les formes d'ondes courant-tension pour un redresseur triphasé non commandé sur une charge $R-C$ parallèle (Captures d'écrans de l'analyseur Chauvin Arnoux CA 8332).

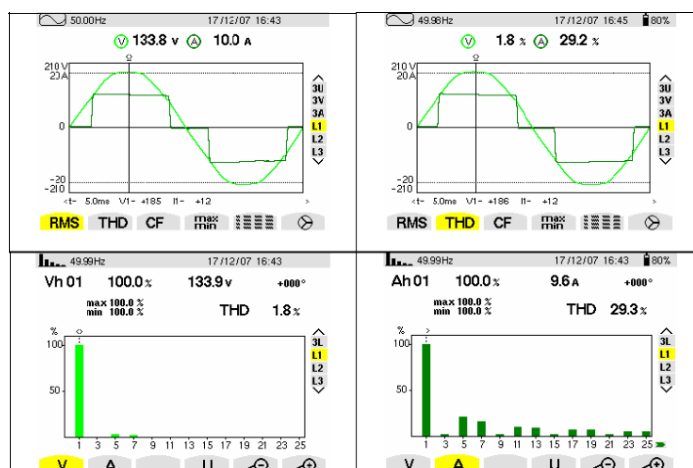


FIGURE 1.2: Les formes d'ondes courant -tension pour un redresseur triphasé non commandé sur une charge $R-L$ série (Captures d'écrans de l'analyseur Chauvin Arnoux CA 8332).

1.1.2 Caractéristiques des harmoniques d'un signal.

Dans les secteurs industriels et domestiques, un courant alternatif non sinusoïdal imposé par des générateurs d'harmoniques, ces derniers augmentent progressivement. D'après la décomposition en série de Fourier lancée par Jean-Batiste Joseph Fourier le mathématicien français (1768-1830), tout signal courant périodique $I(t)$ de période T et déformé peut être décomposé en somme d'ondes sinusoïdales plus une composante continue. Nous considérons une charge non linéaire pour laquelle, selon la décomposition en série de Fourier du courant consommé, il n'y a que les fréquences multiples du fondamentale. Alors le courant de charge I_L peut être exprimé comme :

$$I_L = I_{Lf} + I_{Lh} \quad (1.1.1)$$

$$I_L(t) = I_{L1}\sqrt{2}\sin(\omega t + \varphi_1)$$

$$+ I_{L2}\sqrt{2}\sin 2(\omega t + \varphi_2) + \dots + I_{Ln}\sqrt{2}\sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (1.1.2)$$

qui peut s'écrire sous forme :

$$I_L(t) = I_{L1}\sqrt{2}\sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}\sqrt{2}\sin n(\omega t + \varphi_n) \quad (1.1.3)$$

I_{Lf} : Courant fondamental.

I_{Lh} : Courant harmonique.

ω : Pulsation du réseau fondamentale ($2\pi f_1 = \frac{2\pi}{T}$).

n : Rang harmonique.

I_{L1} : Valeur efficace du courant fondamental.

I_{Ln} : Valeur efficace de l'harmonique du rang n .

φ_1 : Déphasage entre le fondamental I_{Lf} et la tension du secteur.

φ_n : Déphasage entre l'harmonique du rang n , I_{Ln} et la tension du secteur.

Au moyen du taux de distorsion Harmonique global (THD), on peut définir La caractérisation des harmoniques, ce THD indiquant une mesure de l'effet thermique de toutes les harmoniques, c'est le rapport en pourcentage (%) de la valeur efficace de toutes les harmoniques à la valeur efficace du fondamental seul.

$$THD = \frac{100\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln,trms}^2}}{I_{L1,trms}} \quad (1.1.4)$$

avec :

$I_{Ln,trms} = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2}$: Valeur efficace vraie (TRMS).

$I_{L1,trms}$: Valeur efficace du fondamental.

Dans la majorité des applications, le traitement des harmoniques considéré est entre les rangs 2 et 25.

1.1.3 Normes imposées sur le *THD*

1.1.3.1 Norme IEEE 519

La recommandation internationale IEEE 519 a été présentée pour la première fois en 1981 et sera mise à jour en 2014. Cette recommandation vise à fournir des informations sur la manière de traiter les problèmes liés au contrôle du courant harmonique et à la compensation de la puissance réactive en ce qui concerne les applications de convertisseurs statiques dans les environnements industriels et commerciaux. Des exemples d'application des procédures et des limites décrites dans la recommandation IEEE 519 peuvent être trouvés à l'adresse suivante [41].

Certaines des procédures décrites dans la recommandation l'IEEE 519 sont attribuées à des consommateurs individuels connectés au même point de couplage. Pour ces consommateurs, la recommandation révisée établit des limites pour l'injection des courants harmoniques, qui s'appliquent à la fois à la distorsion harmonique totale et aux niveaux individuels des courants harmoniques. La distorsion harmonique totale du courant consommé est calculée par rapport au courant maximal demandé (Total Demand Distortion *TDD*), comme le montre l'équation (1.1.5). Cela signifie que la mesure du TDD doit être effectuée au pic de consommation.

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} 100\% \quad (1.1.5)$$

où :

I_h : Valeur efficace de chaque composante harmonique présente dans le système.

h : Ordre harmonique.

I_L : Valeur efficace du courant maximal demandé.

En fonction du niveau de tension d'alimentation (V_s) et du niveau de courant de court-circuit (I_{cc}), les limites liées au *TDD* ainsi que les courants harmoniques individuels sont définis selon le tableau 1.1.

Ordre individuel des harmoniques (harmoniques individuelles)						
$120V \leq (V_s) \leq 69kV$						
I_{cc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 35$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 20	4	2	1.5	0.6	0.3	5
20 – 50	7	3.5	2.5	1	0.5	8
50 – 100	10	4.5	4	1.5	0.7	12
100 – 1000	12	5.5	5	2	1	15
> 1000	15	7	6	2.5	1.4	20
$69kV \leq (V_s) \leq 161kV$						
< 20	2	1	0.75	0.3	0.15	2.5
20 – 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4
50 – 100	5	2.25	2	0.75	0.35	6
100 – 1000	6	2.75	2.5	1	0.5	7.5
> 1000	7.5	3.5	3	1.25	0.7	10
$(V_s) > 161kV$						
I_{cc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 35$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 50	2	1	0.75	0.3	0.15	2.5
≥ 50	3	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75
Les harmoniques paires sont limitées à 25 % des limites des harmoniques impaires ci-dessus						
Tous les équipements de production d'électricité limités à ces valeurs de distorsion du courant, indépendamment du rapport (I_{cc}/I_L).						
I_{cc} = Courant de court circuit maximum au PCC. I_L = Courant maximal demandé par la charge (composante fondamentale) au PCC.						

TABLE 1.1: Distorsion maximale des harmoniques de courant en % (I_L).

D'autres procédures et limites décrites dans la recommandation révisée sont attribuées aux services publics de l'énergie. Parmi celles-ci figurent les limites de la distorsion harmonique individuelle et totale de la tension au point de couplage commun (PCC). La distorsion harmonique totale de la tension est calculée au moyen de l'équation (1.1.6), qui prend en compte la tension nominale du système électrique au lieu de la valeur efficace instantanée de la tension fondamentale.

$$THD_{V_n} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_n} 100\% \quad (1.1.6)$$

où :

V_h : Valeur efficace de chaque composante harmonique présente dans le système

h : Ordre des composantes harmoniques

V_n : valeur efficace de la tension nominale.

Le tableau 1.2 présente les limites de distorsion harmonique individuelle et totale au PCC du bus de la tension, pour différents niveaux de la tension du système électrique.

Tension du bus du PPC (V_s)	Distorsion harmonique individuelle de la tension (%)	Distorsion harmonique totale de la tension THD_{V_n} (%)
$(V_s) \leq 69kV$	3	5
$69kV \leq (V_s) \leq 161kV$	1.5	2.5
$(V_s) > 161kV$	1	1.5

TABLE 1.2: Distorsion harmonique maximale en % de la tension à la fréquence fondamentale.

1.1.3.2 Norme IEC 61000-3-2

La norme internationale IEC 61000-3-2 a été introduite pour la première fois en 1995, la dernière édition étant publiée en 2014. La norme élaborée par IEC examine la limitation des harmoniques des courants injectés dans le système électrique de puissance. Cette norme s'applique aux équipements électriques et électroniques connectés à un réseau basse tension de 50 ou 60Hz, dont le courant d'entrée atteint jusqu'à 16A par phase [40]. Dans cette norme, les équipements sont classés en quatre classes :

- Classe A : Appareils à alimentation triphasée équilibrée, appareils domestiques ; à l'exception de ceux de la classe D ; outils ; à l'exception des outils portables ; " Dimmers " pour lampes incandescentes ; appareils audio et tous les autres qui ne sont pas compris dans les classes B, C et D.
- Classe B : Outils portables et matériel de soudage non professionnel.
- Classe C : Dispositifs d'éclairage.
- Classe D : Ordinateurs personnels, moniteurs vidéo et téléviseurs, avec une puissance d'entrée active supérieure à 75W et inférieure à 600W.

Le tableau 1.3 indique les limites maximales des courants harmoniques impairs et pairs jusqu'à l'ordre 40 selon les classes d'équipement définies dans la norme IEC 61000-3-2.

Les harmoniques impairs				
Harmonique [h]	Classe A [A]	Classe B [A]	Classe C [% du fondamental]	Classe D [mA/W]
3	2.30	3.45	30* Facteur de puissance	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1
9	0.4	0.6	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	0.296
$15 \leq h \leq 39$	2.25	3.375/n	3	3.85/n
Les harmoniques pairs				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.30	0.45	-	-
$8 \leq h \leq 40$	1.84/n	2.76/n	-	-

TABLE 1.3: Limites pour les courants harmoniques .

1.1.4 Expression des puissances mises en jeu

Considérant une charge déformée alimentée par une source de tension $v(t)$ et absorbe un courant $i(t)$, les expressions sont respectivement exprimées comme :

$$v(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_h \sqrt{2} \sin(h\omega t) \quad (1.1.7)$$

$$i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \sqrt{2} \sin(h\omega t - \varphi_h) \quad (1.1.8)$$

La puissance instantanée est :

$$p(t) = m.v(t).i(t) \quad (1.1.9)$$

avec m le nombre de phase.

A ce niveau, le calcul de la puissance instantanée inclut le produit de fonctions sinu-

soïdales de fréquences différentes. En revanche, la puissance moyenne consommée ou puissance active P exprimée en Watt (W) s'élaborée seulement par les composantes de même fréquence :

$$P = m \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos \varphi_h \quad (1.1.10)$$

Contrairement à la puissance active, l'expression de la puissance réactive Q est obtenue à partir de la somme pondérée des réactions relatives à chaque rang harmonique. Cette puissance réactive s'exprime en volt Ampère Réactif (VAR) :

$$Q = m \sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \sin \varphi_h \quad (1.1.11)$$

Concernant la puissance apparente S , elle se calcule à l'aide du produit des valeurs efficaces du courant et de la tension, et n'est plus le résultat de $\sqrt{P^2 + Q^2}$ comme dans le cas d'un régime sinusoïdal pur. Elle s'exprime en Volt Ampère (VA) :

$$S = m \cdot V_{rms} \cdot I_{rms} = m \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \quad (1.1.12)$$

Les produits des rangs harmoniques entraîne une puissance dite déformante ' D '. Elle s'exprime en Volt Ampère Déformant (VAD), son expression est :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (1.1.13)$$

Le rapport de la puissance active sur la puissance apparente donne l'expression du facteur de puissance F . Il sert à dimensionner un système électrique car il représente au niveau de la source le rapport de la puissance utile consommée et la puissance apparente.

$$F = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{h=1}^{\infty} V_h \cdot I_h \cdot \cos \varphi_h}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_h^2} \cdot \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2}} \quad (1.1.14)$$

Particulièrement, considérant le cas où le réseau de distribution idéal, c'est-à-dire la source de tension est parfaitement sinusoïdale cela simplifie les écritures. En effet, la tension $v(t)$ s'écrit :

$$v(t) = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega t) \quad (1.1.15)$$

D'où les expressions des puissances s'écrivent :

$$P = mV.I_1.\cos\varphi_1 \quad (1.1.16)$$

$$Q = mV.I_1.\sin\varphi_1 \quad (1.1.17)$$

Le $\cos\varphi_1$ désigne le facteur de déplacement fondamental à la source. Concernant le facteur de puissance il devient :

$$F = \frac{P}{S} = \frac{I_1.\cos\varphi_1}{\sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} .I_h^2}} \quad (1.1.18)$$

Une autre expression du facteur de puissance peut être obtenue comme :

$$F = \frac{\cos\varphi_1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \quad (1.1.19)$$

1.1.5 Les sources de la pollution harmonique.

Ces dernières années, l'utilisation des équipements électriques contenant des convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique a conduit à une augmentation significative du niveau de pollution harmonique. Ils entraînent une diminution de la qualité du courant et de la tension du réseau de distribution. Tous ces systèmes provoquent une pollution harmonique du réseau auquel ils sont connectés. En effet, ces systèmes absorbent des courants déformés même s'ils sont soumis à des tensions sinusoïdales. Ces équipements sont des charges déformantes ou non linéaires émettrices des courants harmoniques dont leurs fréquences sont des multiples de la fréquence fondamentale. Lorsque les impédances du réseau électrique sont parcourues par ces courants harmoniques ces derniers provoquent la génération de tensions harmoniques aux points de raccordement, polluant ainsi les consommateurs alimentés par le même réseau électrique.

On peut distinguer différents types de charges non linéaires ou perturbatrices :

— Les assemblages électroniques.

- Le redresseur monophasé avec un filtre capacitif : Il est employé comme premier étage des alimentations d'ordinateurs, d'imprimantes, de télévisions, des lampes à ballast électronique, des variateurs de vitesse des machines asynchrones, des ballasts électroniques pour rampes d'éclairage, etc.
- Le gradateur monophasé : Il est employé pour la commande de certains fours de cuisson, le contrôle de l'intensité des lampes à incandescence halogène, les démar-

- reurs de moteurs électriques, la régulation de puissance des chaudières, etc.
- Redresseur à thyristors triphasé : il sert à ajuster la tension appliquée aux bornes d'une charge en modifiant l'angle de commande des gâchettes ; il est employé pour les moteurs à courant continu afin de commander la vitesse variable ainsi que pour la commande des machines synchrones et les fours à induction lorsqu'ils sont réglés, etc. Dans le secteur industriel, les redresseurs triphasés à thyristors sont la source principale de pollution harmonique.
 - Le redresseur triphasé avec des diodes et un filtre capacitif : Il est employé pour contrôler la vitesse variable des machines asynchrones, ces derniers sont utilisés pour l'entraînement des ventilateurs, des compresseurs, des pompes, etc.
 - **Les charges passives non linéaires..**
 - Les moteurs asynchrones : Théoriquement, ils génèrent des ondes de courant complètement sinusoïdales, mais pratiquement, la mesure des taux d'harmoniques indique qu'ils sont variables.
 - Les lampes à vapeur haute pression et les lampes fluorescentes : Dans le secteur tertiaire (grands commerces, bureaux, etc.). Elles représentent une quantité égale à deux tiers de la puissance consommée par l'éclairage.
 - Les équipements à arc électrique : Ils incluent les machines de soudure à l'arc à courant continu ou alternatif et les fours à arc à courant alternatif.

1.1.6 Les impacts de la pollution harmonique.

Lorsque les harmoniques du courant ou de la tension sont générés cela entraîne des effets nocifs sur le réseau de distribution, on peut classer les effets de cette pollution harmonique en trois principaux types :

- **Impacts instantanés** : Ils apparaissent à l'instant dans certains appareillages :
 - Dysfonctionnement de certains appareils électriques : Lorsque les harmoniques sont générés, dans une demi-période il y a un changement tellement de fois de la signe du courant et de la tension. Les grandeurs électriques peuvent être impactés dans le cas où les équipements de régulation ou de commande dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro.
 - Le dysfonctionnement des micro-ordinateurs : L'impact sur ces équipements est que la qualité de l'image sera dégradée en plus que des couples pulsatoires des moteurs d'entraînement de disque.

- Défauts dans les appareils destinés à la mesure (compteur d'énergie, instrumentation, . . .). En présence d'une pollution harmonique, des pertes de précision résultantes dans des compteurs d'énergie à induction ainsi dans quelques appareils de mesure.
- Vibrations et bruits : Dans les moteurs électriques alternatifs, les courants harmoniques génèrent également des vibrations et cela à cause des couples mécaniques pulsatoires.
- **Impacts à court terme** : Deux types d'équipement sont concernés par ces effets à savoir :
 - Les composants dont la constante de temps thermique est faible comme les étages d'alimentation des montages électroniques.
 - Les éléments pourraient d'entrer en résonance ou se trouvant sur chemin d'un courant amplifié par une résonance, comme les petits transformateurs, les condensateurs ou les disjoncteurs.
- **Impacts à moyen et long terme** : ces effets apparaissent après une exposition plus ou moins longue à la pollution harmonique :
 - Echauffement des équipements et des câbles : Apparition des pertes joules supplémentaires. Ainsi que l'échauffement des équipements et des câbles qui causent des surdimensionnements avec des déclassements du matériel, l'échauffement du neutre.
 - Echauffement des condensateurs : L'échauffement supplémentaire des condensateurs par hystérésis et par conduction dans le diélectrique qui peuvent entraîner un claquage.
 - Echauffement causé par les pertes supplémentaires des transformateurs et des machines électriques : L'échauffement est due aux pertes dans des machines électriques (le stator) et notamment dans leurs circuits rotoriques. Cela due à des différences majeures de vitesse entre le rotor et les champs tournants inducteurs harmoniques.
 - Les harmoniques provoquent également des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet Joule dans le bobinage, dans les circuits magnétiques, les pertes s'est aggravée par hystérésis et courants de Foucault.

1.1.7 Charge déformante connectée au réseau.

Considérons une charge déformante raccordée à une source de tension purement sinusoïdale V_s , Figure 1.3

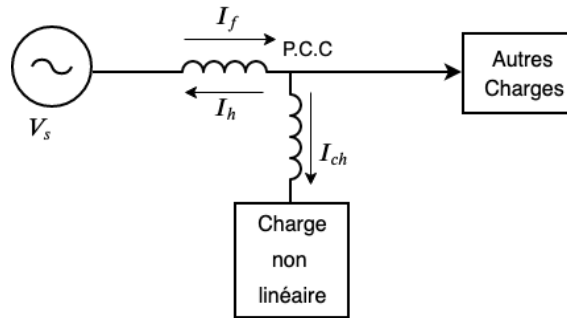


FIGURE 1.3: Charge déformante alimentée par une source de tension sinusoïdale

La charge est éventuellement un circuit à interrupteurs électroniques ou mécaniques qui s'ouvrent et se ferment d'une façon périodique, un redresseur incluant une ou plusieurs diodes, une résistance non linéaire ou une réactance saturable. En raison de la non-linéarité de la charge, même si la source de tension appliquée est parfaite, le courant I_{ch} ne sera pas sinusoïdal. Il comporte donc une composante fondamentale I_f plus des composantes harmoniques I_h . Ces courants harmoniques traversent la source de tension, lors du passage à travers la charge. Pour le réseau électrique, ces courants harmoniques entraîneront une dégradation de l'onde de tension au point où la charge est connectée au réseau électrique.

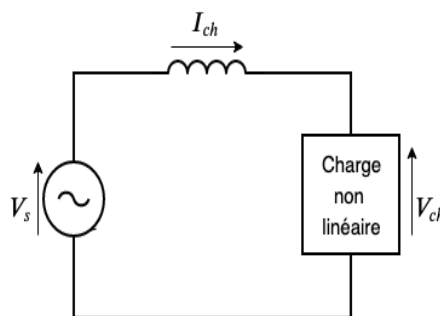


FIGURE 1.4: Circuit électrique équivalent à une Charge déformante alimentée par une source de tension sinusoïdale

Le courant I_{ch} traversant la charge Figure (1.4) on peut avoir la décomposition de ce courant en une composante fondamentale i_{ch1} et une composante harmonique i_{chh} , avec $i_{ch} = i_{ch1} + i_{chh}$.

pour le fondamental :

$$i_{ch1}(t) = I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi_1) \quad (1.1.20)$$

et pour les harmoniques :

$$i_{chh}(t) = \sum_{h=2}^{\infty} I_h \sqrt{2} \sin(h.\omega t + \varphi_h) \quad (1.1.21)$$

Au point de raccordement, la tension s'écrit alors :

$$v_{ch} = v_s - Z_{cc} i_{ch} = v_{ch1} + v_{chh} \quad (1.1.22)$$

avec Z_{cc} est l'impédance totale au point PCC

pour le fondamental :

$$v_{ch1} = v_s - |Z_{cc}|_1 I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi_1 - \varphi_{cc1}) \quad (1.1.23)$$

et pour les harmoniques :

$$v_{chh} = - \sum_{h=2}^{\infty} |Z_{cc}|_h I_h \sqrt{2} \sin[(h\omega t + \varphi_h) - \varphi_{cc1}] \quad (1.1.24)$$

Le THD en courant, quand le courant est perturbé est donné par l'expression :

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \quad (1.1.25)$$

Concernant le THD en tension, il peut être obtenu au moyen d'une formule analogue :

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad (1.1.26)$$

1.2 TECHNIQUES DE LA DEPOLLUTION HARMONIQUE

1.2.1 Filtres passifs

La solution classique pour pallier la pollution harmonique des courants est d'utiliser des filtres passifs. Ça concerne le placement d'une impédance de très faible valeur d'impédance en parallèle sur le réseau d'alimentation, cette impédance doit être proche de la fréquence à

filtrer et assez élevée à la fréquence fondamentale du réseau. On associe des éléments passifs (Résistances, inductances, capacités) qui constituent une impédance dont la valeur se change en fonction de la fréquence.

Les filtres passifs sont connectés généralement en parallèle avec le réseau afin d'absorber une harmonique de courant donnée. Prenant par exemple qu'on veut éliminer le courant harmonique de rang 7, les éléments passifs sont donc dimensionnés d'une manière que l'impédance équivalente du filtre soit la plus réduite possible à la fréquence 7*fondamental, donc le courant traversera la plus faible impédance, dans ce cas c'est le filtre passif, et pas l'impédance de court-circuit du réseau, , comme le montre la Figure 1.5.

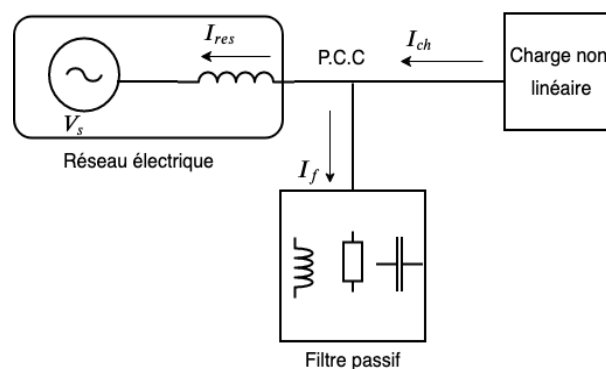


FIGURE 1.5: Connexion d'un filtre passif

Parmi les filtres passifs les plus souvent utilisés, on distingue deux types de filtres, le filtre passif résonnant et le filtre passif passe-haut ou amorti.

1.2.1.1 Filtre passif résonnant

C'est un circuit composé d'un condensateur et d'une inductance en série (filtre LC) comme décrit sur la Figure 1.6 Son but est de créer une fréquence de résonance égale à la fréquence de l'harmonique contre laquelle il est censé. L'impédance de cet ensemble est très faible pour sa fréquence de résonance, et se comporte ainsi comme un court-circuit pour l'harmonique considéré. son impédance équivalente est :

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{1 - LC\omega^2 + jRC\omega}{jC\omega} \quad (1.2.1)$$

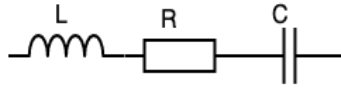


FIGURE 1.6: Filtre passif résonant

La pulsation de résonance du filtre est $\omega_a = 2\pi \cdot f_a = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

1.2.1.2 Filtre passif amorti

Il s'agit d'un filtre passe-haut, comprenant une inductance en parallèle avec une résistance, le tout connecté en série avec un condensateur, comme le montre la Figure 1.7. Ce filtre n'est pas utilisé pour filtrer une fréquence particulière mais plutôt un ensemble de fréquences. Son accord sera généralement situé vers des fréquences élevées. Son impédance équivalente est :

$$Z_{eq}(\omega) = \frac{1 - LC\omega^2 + j\frac{L}{R}\omega}{-\frac{L}{R}C\omega^2 + jC\omega} \quad (1.2.2)$$

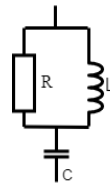


FIGURE 1.7: Filtre passif passe haut (filtre amorti)

1.2.2 Filtres actifs parallèles triphasés à structure de tension (FAPs)

1.2.2.1 Structure générale et principe du FAP

Sur la Figure 1.8 apparaît le schéma d'un FAP connecté au réseau triphasé et qui est placé en parallèle avec la charge. On parle alors d'un filtre shunt ou parallèle. Le FAP est constitué d'un onduleur de tension et d'un filtre inductif en sortie qui donne la nature de source de courant au filtre actif. En 1971 H. Sasaki et T. Machida ont présenté le principe de base des filtres actifs parallèles [44], ces filtres sont commandés pour former activement sous une forme sinusoïdale le courant de source ' i_s ' cela se fait par l'injection en temps réel des composantes des courants harmoniques absorbés par les charges déformantes raccordées

au réseau électrique. A ce niveau le courant perturbé généré par la source d'énergie devient sinusoïdal. L'objectif du FAP sert à bloquer les courants perturbateurs (harmoniques, déséquilibrés et réactifs), générés par des charges déformantes, de circuler dans l'impédance du réseau, située en amont du point de raccordement du filtre actif [45–48]. Dans le cas où il y a plusieurs charges déformantes alimentées par le réseau et afin de minimiser le coût du filtrage il vaut mieux installer un seul filtre actif pour toutes les charges. Cependant, dans le cas où la puissance des charges déformantes est élevée, il est nécessaire d'utiliser un filtre actif par charge, malgré le coût de cette méthode est plus élevé mais elle a l'avantage d'éliminer la perturbation du réseau causée par la stabilité des harmoniques lorsque un filtre actif est défectueux.

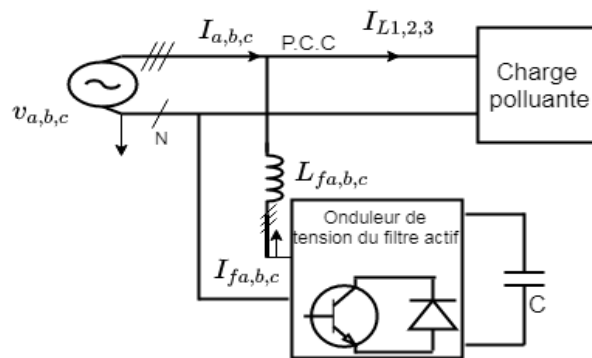


FIGURE 1.8: Schéma du filtre actif connecté au réseau triphasé

1.2.2.2 Topologies du FAP

Il existe de nombreux types de filtres actifs parallèles, on peut les trier de différentes manières. Le premier tri est basé sur le nombre de phases, alors un filtre actif parallèle peut être :

- Un filtre actif parallèle monophasé ou triphasé.
- Un filtre actif parallèle avec ou sans neutre raccordé.
- Un filtre actif parallèle avec un commutateur de courant ou un convertisseur de tension.

Les filtres actifs parallèles monophasés sont moins trouvés dans les applications industrielles. Par contre les filtres actifs parallèles triphasés sont plus utilisés (dans les applications qui utilisent les redresseurs ou les variateurs) car les filtres actifs monophasés sont utilisés dans applications qui nécessitent une basse puissance (les redresseurs pour des sources d'alimentation en continu), à l'exception de l'application de la traction électrique [49].

La technologie et la topologie du convertisseur de tension [49] est un autre aspect pour classer des FAPs. Les topologies de puissance utilisées sont :

- Un convertisseur de tension multi-niveaux : tel que, le convertisseur de tension (Neutral Point Clamped NPC) à trois niveaux [50, 51].
- Un convertisseur de tension (Voltage Source Inverter VSI) à deux niveaux.

1.2.2.2.1 FAP avec convertisseur de tension à trois-niveaux et trois bras (NPC)

Les coûts structurels et la restriction des interrupteurs de puissance à travailler à haute tension entraînent une utilisation limitée des filtres actifs. L'avantage principal des convertisseurs multi-niveaux est la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance. Les topologies de convertisseur multicellulaires, en cascade et clampées par le neutre (Neutral Point Clamped NPC) sont les principales structures qui sont utilisées généralement dans les applications à moyenne tension où ils offrent l'amélioration des formes d'ondes et l'optimisation des coûts [52]. La topologie NPC reste actuellement la plus dominante, plus aisée à contrôler pour le cas du trois niveaux. Loin de trois-niveaux, la commande de ces convertisseurs est très complexe [53]. Le schéma de puissance d'un convertisseur de tension à trois niveaux et trois bras (NPC) est représenté dans la Figure 1.9.

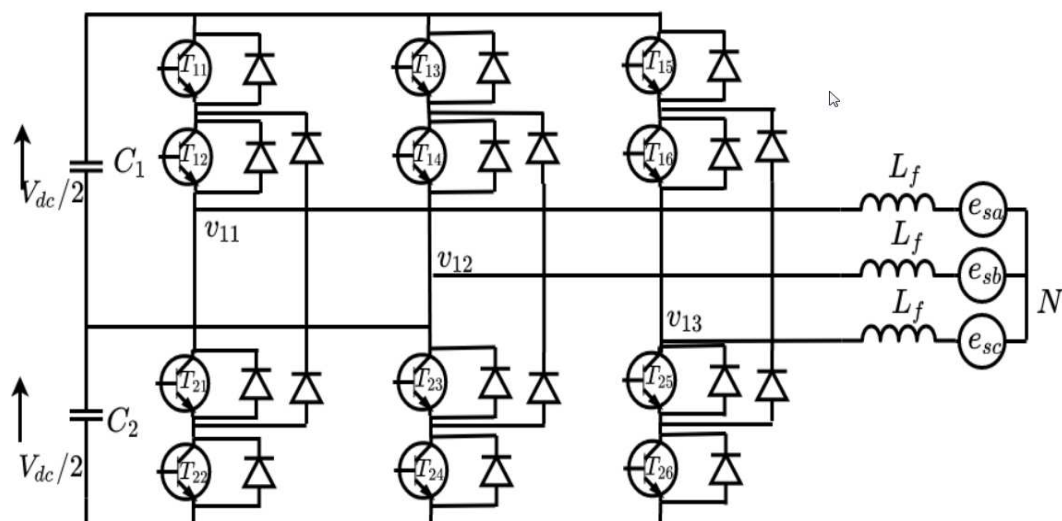


FIGURE 1.9: Convertisseur triphasé à trois bras et trois-niveaux (NPC)

1.2.2.2.2 FAP avec convertisseur de tension à trois-niveaux et à deux bras (NPC) .

APour éviter le problème de la topologie trois-niveaux avec douze composants de puissance une nouvelle topologie à deux bras a été examinée par [54]. L'utilisation de huit interrupteurs de puissance avec quatre diodes pour une tension $U_{dc}/2$. Ce convertisseur peut éliminer les courants harmoniques et compenser la puissance réactive générée par des charges déformantes.

Le fonctionnement de ce convertisseur est un régulateur du facteur de puissance en l'absence de charge déformante. la Figure 1.10 illustre le schéma de principe de cette topologie. L'utilisation de trois inductances L_f pour filtrer le courant et élever la tension, la nécessité de deux capacités C_1 et C_2 côté continu pour le lissage de la tension continue. Quatre diodes ($D_{a1}, D_{a2}, D_{b1}, D_{b2}$) et huit interrupteurs de puissance ($T_{11}, T_{12}, T_{13}, T_{14}, T_{21}, T_{22}, T_{23}, T_{24}$) sont employés pour générer les trois niveaux de tension. La connexion directe de la phase c du réseau d'alimentation triphasé au point milieu de la répartition des deux capacités C_1 et C_2 [54].

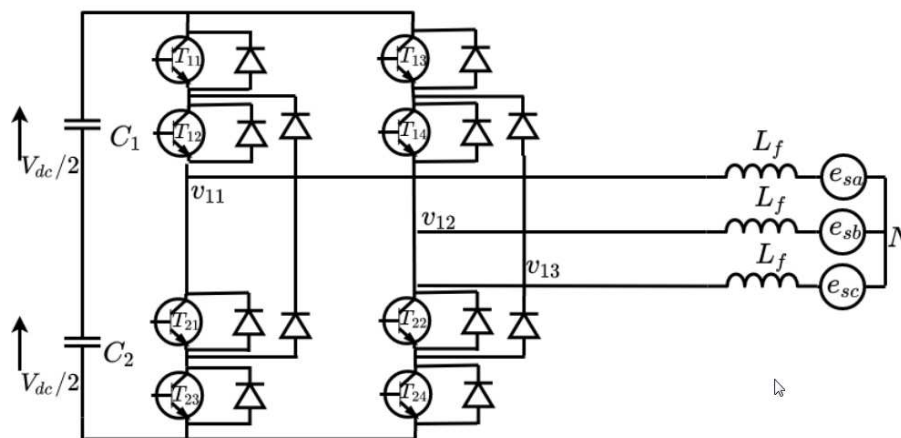


FIGURE 1.10: Convertisseur triphasé à deux bras et trois-niveaux (NPC) avec capacité à point milieu

1.2.2.2.3 FAP avec convertisseur de tension à deux niveaux et trois bras avec capacité a point milieu .

Cette topologie est composée de six interrupteurs réversibles en courant, commandés à l'ouverture et à la fermeture. Ils constituent les trois bras d'un onduleur triphasé. Un quatrième bras est composé de deux capacités dont le point milieu est connecté au neutre du réseau électrique. Dans ce cas, le contrôle de l'onduleur n'impose que trois courants, et le montage impose le quatrième courant. La Figure 1.11 présente cette topologie [45, 55, 56].

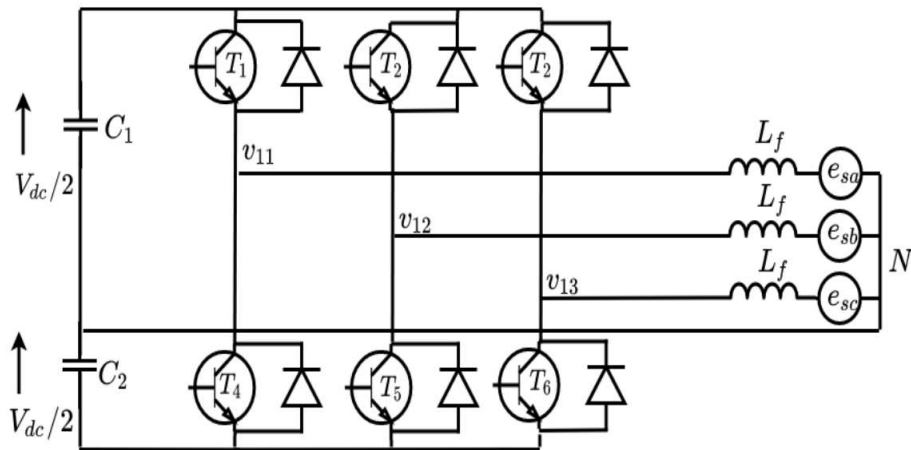


FIGURE 1.11: Convertisseur à quatre bras avec condensateur à point milieu utilisé dans un FAP relié à un réseau électrique à trois fils à neutre distribué

1.2.2.2.4 FAP avec convertisseur de tension a deux niveaux à quatre bras (Onduleur 4B) .

Dans cette topologie, l'utilisation d'un onduleur contenant quatre bras composés de huit interrupteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture et réversibles en courant. Ils constituent les trois bras d'un convertisseur de tension triphasé. Le point milieu du quatrième bras est relié au neutre du réseau électrique, comme le montre la Figure 1.12 [55, 57–60]. Cette topologie a été envisagée pour ne pas recourir à une capacité à point milieu comme celle de la topologie précédente [45, 59–61].

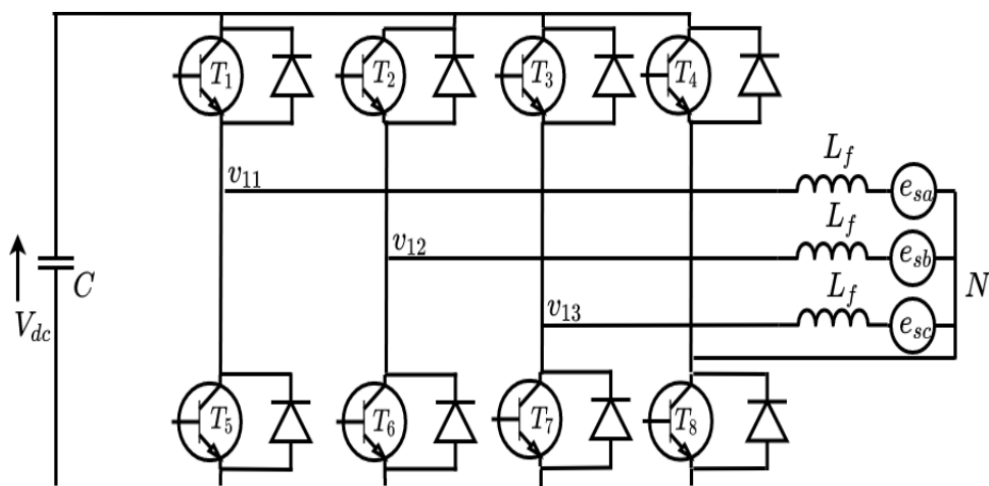


FIGURE 1.12: Onduleur 4B utilisé dans un filtre actif parallèle connecté à un réseau électrique à trois fils à neutre distribué

Dans la suite de l'étude menée dans cette thèse, nous proposons la configuration représentée sur la Figure 1.12 vue qu'elle permet un bon contrôle des tensions de sortie grâce à la

quatrième bras d'onduleur à structure de tension [62].

1.3 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons indiqué, en premier lieu, le phénomène de la pollution, leurs spécificités, leurs sources, leurs effets néfastes qui peuvent se classer en effets instantanés et effets à court terme, ainsi que les normes imposées sur le THD pour limiter l'émission harmonique des équipements électriques.

Les principales solutions traditionnelles et modernes aux problèmes de la qualité de l'énergie électrique ont été discutées. En revanche, la solution des filtres actifs parallèles s'avère comme la meilleure solution jusqu'à ce jour pour contourner le problème de la pollution harmonique qui peut apparaître sur le réseau électrique, ils garantissent une bonne dépollution harmonique, une compensation de l'énergie réactive et un rééquilibrage des tensions du réseau électrique. Également, le choix de la configuration du filtre actif parallèle est considéré comme la solution la plus appropriée pour filtrer les courants harmoniques. La modélisation et la tension de sortie du FAP4B seront présentées dans le chapitre suivant.

Bibliographie

- [1] AKAGI, H. "New trends in active filters for power conditioning." Industry Applications, IEEE Transactions on, volume 32, number 6, pages 1312-1322, 1996. ISSN 0093-9994.
- [2] DUGAN, R. C. and al. "Electrical Power Systems Quality." 2. New York : McGraw, 2002.
- [3] BACHRY, A. STYCZYNSKI, Z. A, "An analysis of distribution system power quality problems resulting from load unbalance and harmonics. Transmission and Distribution." Conference and Exposition, IEEE PES, 7-12 September 2003, pages, 763-766 volume 2.
- [4] PINTO, J. G. et al. "Field results on developed three-phase four-wire Shunt Active Power Filters." Industrial Electronics 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE 2009, 3-5 November 2009, pages 480-485.
- [5] Campanhol LBG, Silva SAO, Goedel A, " Application of shunt active power filter for harmonic reduction and reactive power compensation in three-phase four-wire systems." IET Power Electron. 2014, pages 2825-2836.
- [6] FANG ZHENG, P. AKAGI, H. NABAE, A, "A new approach to harmonic compensation in power systems-a combined system of shunt passive and series active filters. Industry Applications." IEEE Transactions on, volume 26, number 6, pages 983-990, 1990, ISSN 0093-9994.
- [7] GRADY, W. M. SAMOTYJ, M. J. NOYOLA, A. H, "Survey of active power line conditioning methodologies." Power Delivery, IEEE Transactions on, volume 5, number 3, pages 1536-1542, 1990, ISSN 0885-8977.
- [8] EL-HABROUK, M. DARWISH, M. K. MEHTA, P, "Active power filters : a review. Electric Power Applications." IEE Proceedings, volume 147, number 5, pages 403-413, 2000, ISSN 1350-2352.
- [9] AKAGI, "Active Harmonic Filters." Proceedings of the IEEE, volume 93, number 12, pages 2128-2141, 2005, ISSN 0018-9219.

- [10] MIRET, J. and al, "Selective Harmonic-Compensation Control for Single-Phase Active Power Filter With High Harmonic Rejection." *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, volume 56, number 8, pages 3117-3127, 2009, ISSN 0278-0046.
- [11] SASAKI, H. MACHIDA, T, "A New Method to Eliminate AC Harmonic Currents by Magnetic Flux Compensation-Considerations on Basic Design." *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, volume PAS-90, number 5, pages 2009-2019, 1971, ISSN 0018-9510.
- [12] GYUGYI, L. STRYCULA, E. C, "Active ac power filters." 529 pages 1976.
- [13] QUINN, C. A. MOHAN, N, "Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase nonlinear loads." *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992, Seventh Annual, 1992, 23-27 February 1992*, pages 829-836.
- [14] CHIN LIN, C. LIN, C. E. HUANG, C. L, "An active filter for unbalanced three-phase system using synchronous detection method." *Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE, 1994, 20-25 January 1994*, volume 2, pages 1451-1455.
- [15] VODYAKHO, O. MI, C. C, "Three-Level Inverter-Based Shunt Active Power Filter in Three-Phase Three-Wire and Four-Wire Systems." *Power Electronics, IEEE Transactions on*, volume 24, number 5, pages 1350-1363, 2009, ISSN 0885-8993.
- [16] CAMPANHOL, "Application of shunt active power filter for harmonic reduction and reactive power compensation in three-phase four-wire systems." *Power Electronics, IET*, volume 7, number 11, pages 2825-2836, 2014, ISSN 1755-4535.
- [17] SANKARAN, C, "Power Quality." Florida, USA : CRC Press, 2001.
- [18] GRUZS, T. M, "A survey of neutral currents in three-phase computer power systems." *Industry Applications, IEEE Transactions on*, volume 26, number 4, pages 719-725, 1990, ISSN 0093-9994.
- [19] ALLMELING, J, "A control structure for fast harmonics compensation in active filters." *Power Electronics, IEEE Transactions on*, volume 19, number 2, pages 508-514, 2004, ISSN 0885-8993.
- [20] MONTERO, M. I. M. CADAVAL, E. R. GONZALEZ, F. B, "Comparison of Control Strategies for Shunt Active Power Filters in Three-Phase Four-Wire Systems." *Power Electronics, IEEE Transactions on*, volume 22, number 1, pages 229-236, 2007, ISSN 0885-8993.

- [21] VODYAKHO, O. TAEHYUNG, K. SANGSHIN, K, "Three-level inverter based active power filter for the three-phase, four-wire system." Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, 2008, 15-19 June 2008, pages 1874-1880.
- [22] LEZHU, C. ZHOIJUN, J, "Three-phase four-wire shunt active power filter based on DSP." Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010 the 5th IEEE Conference on, 2010, 15-17 June 2010, pages 948-951.
- [23] KHADKIKAR, V. CHANDRA, A. SINGH, B, "Digital signal processor implementation and performance evaluation of split capacitor, four-leg and three H-bridge-based three-phase four-wire shunt active filters." Power Electronics, IET, volume 4, number 4, pages 463-470, 2011, ISSN 1755-4535.
- [24] Golwala H, Chudamani R, "Comparative study of switching signal generation techniques for three phases four wire shunt active power filter." In : 2011 IEEE International Electric Machine and Drives Conference (IEMDC), 2011, Canada, pages 1409-1414.
- [25] Huang H, Xu R, Wang H, "The study of three-phase four-wire shunt active power filter." In Proceedings 2013 International Conference on Mechatronic Sciences, Electric Engineering and Computer (MEC), 2013; Shengyang, China pages 3496-3499. <https://doi.org/10.1109/MEC.2013.6885611>
- [26] Maciel LFA, Morales JLM, Gaona DC, Pimentel JGM, "A study of a three-phase four-wire shunt active power filter for harmonics mitigation." In 2018 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC), Ixtapa, Mexico, 2018 pages 1-6. <https://doi.org/10.1109/ROPEC.2018.8661416>
- [27] MonteroMIM, Cadaval ER, Gonzalez FB, "Comparison of control strategies for shunt active power filters in three phase four-wire systems." IEEE Trans Power Electron. 2007, 22(1), pages 229-236.
- [28] Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits." In Proceedings of the 1985 international power electronics conference, 1983, Tokyo, Japan pages 1375-1386.
- [29] CARDENAS, V. and al, "Comparative analysis of real time reference generation techniques for four-wire shunt active power filters." Power Electronics Specialist Conference, 2003, PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, 2003, 15-19 June 2003, volume 2 pages 791-796.
- [30] C. Zhang, X. Zhao, X. Wang, X. Chai, Z. Zhang and X. Guo, "A Grid Synchronization PLL Method Based on Mixed Second- and Third-Order Generalized Integrator for DC Offset Elimination and Frequency Adaptability," in IEEE Journal of Emerging

- and Selected Topics in Power Electronics, vol. 6, no. 3, pp. 1517-1526, Sept. 2018, doi : 10.1109/JESTPE.2018.2810499.
- [31] Y. Wang, Y. Xie, and X. Liu, "Analysis and Design of DC-link Voltage Controller in Shunt Active Power Filter." *Journal of Power Electronics*, 2015, May volume 15, number 3, 2015, pages 763–774.
- [32] P. Parthasaradhy, D. G. Padhan and Chinmaya K A. "Regulation of the DC Bus Voltage of a Three Phase Active Power Filter by PI and Fuzzy Logic Controller." *The International Journal Of Engineering And Science (IJES)* ISSN (e), 2319 – 1813 ISSN (p), 2319 – 1805, pages 78-84 , 2014.
- [33] H. Acikgoz, O. F. Kececioglu, A. Gani, M. Tekin, and M. Sekkeli, "Robust control of shunt active power filter using interval type-2 fuzzy logic controller for power quality improvement." *Technical gazette*, volume 24, number Supplement 2, pages 363-368, 2017.
- [34] O. F. Kececioglu, H. Acikgoz, C. Yildiz, and A. Gani, "Power Quality Improvement Using Hybrid Passive Filter Configuration for Wind Energy Systems." *Journal of Electrical Engineering and Technology*, volume 12, number 1, pages 207–216 ,January 2017.
- [35] H. Anantwar, D. B. R. Lakshmikantha, and S. Sundar, "Fuzzy self-tuning PI controller based inverter control for voltage regulation in off-grid hybrid power system." *Energy Procedia*, volume 117, 2017, pages 409–416.
- [36] G. A. Tsengenes and G. A. Adamidis, "Performance evaluation of pi and fuzzy controlled power electronic inverters for power quality improvement" In S. Iqbal, N. Boumella, and J. C. F. Garcia, editors, *Fuzzy Controllers*, chapter 22. IntechOpen, Rijeka, 2012.
- [37] M. Dellahi, A. Mouhsen, H. Maker, A. Mouhsen, and E. Alameda-Hernandez, "Three-phase four wire shunt active power filter based on Simplified Backstepping technique for DC voltage control." *Renewable Energy and Power Quality Journal*, volume 1, number 16, pages 554–559, 2018.
- [38] M. Dellahi, H. Maker, E. Alameda-Hernandez, Ah. Mouhsen and Az. Mouhsen, "Total and selective harmonic currents suppression based on three-phase four-wire shunt active power filter." In *AIP Conference Proceedings* 2056, 020013 (2018), <https://doi.org/10.1063/1.5084986>
- [39] P. Dey and S. Mekhilef, "Current Controllers of Active Power Filter for Power Quality Improvement : A Technical Analysis." *Autom. – J. Control, Meas, Electron, Comput, Commun*, volume 56, number 1, pages 42–54, 2015.

- [40] IEC. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 3-2 : Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current $\leq 16A$ per phase) 2014.
- [41] IEEE. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992) : IEEE : 1-29 p. 2014.
- [42] IEC 61000-3-4. Limits : Limitations of emissions of harmonic currents in low voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16A. (1998).
- [43] M. Sarra, "Contribution a l'étude des filtres actifs hybrides." Thèse de doctorat de l'Université de Sétif, Algérie, (2013)
- [44] H. Sasaki and T. Machida, "new method to eliminate AC harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design." IEEE Trans, Power Appl, Syst, volume PAS-90, Number 5, pages 2009-2019, January 1971.
- [45] A.Mohamed Muftah, "Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales." Thèse de Doctorat en génie électrique, Université Henri Poincaré, France 2008.
- [46] F.Mekri, "Commande robuste des conditionneurs actifs de puissance." Thèse de Doctorat en génie électrique, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, France 2007.
- [47] A. Lopez de Heredia Bermeo, "Commande avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la moyenne tension." Thèse de Doctorat en génie électrique, Institut National Polytechnique de Grenoble, France,2006.
- [48] S.A.Tadger, "Etude d'un système de compensation des harmoniques en utilisant un générateur voltaïque GPV." Thèse de Magister en génie électrique, Université M'hamed Bougara de Boumerdès, Algérie,2008.
- [49] Akagi. H, "Active Harmonic Filters." Proceedings IEEE, Volume 93, number 12, pages 2128-2141, December 2005.
- [50] Bor-Ren Lin, H.-K. Chiang, C.-H. Huang, "Three-phase three-level active power filter with a clamped capacitor topology." The Institution of Engineering and Technology 2006, IEE Proc.-Electr. Power Appl, volume 153, pages 513-522, 2006.
- [51] Bor-Ren Lin, Chun Hao Huang, "Implementation of a three-phase capacitor-clamped active power filter under unbalanced condition." IEEE, Transactions on Industrial Electronics, volume 53, number 5, pages 1621-1630, 2006.
- [52] A. Lega, S. Munk-Nielsen, F. Blaabjerg et D. Casadei, "Multilevel converters for ups applications : comparison and implementation." European Conference on Power Electronics and Applications, pages 1-9, 2007.

- [53] D. François, "Commande prédictive directe d'un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif." Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Toulouse, France 2008.
- [54] Bor-Ren Lin, Ta-Chang Wei, Huann-Keng Chiang, "An eight switch three-phase VSI for power factor regulated shunt active filter." Elsevier, Electric power system research 68, pages 157-165, 2004.
- [55] M. Ucar, E. Ozdemir, "Control of a 3 phase 4-leg active power filter under non-ideal voltage condition." Elsevier, Electric power system research 78, pages 58-73, 2006.
- [56] Garcia-Gonzalez, A. Garcia-Cerrada, and O. Pinzon-Ardila, "Control of a shunt active power filter based on a three-leg four-wire electronic converter." 6th International Conference Workshop, Compatibility and Power Electronics, pages 279-292, 2009.
- [57] F. Hamoudi, "Commande robuste d'un filtre actif shunt à quatre fils, Thèse de Magister en génie électrique." Université El-Hadj Lakhder Batna, Algérie, 2008.
- [58] Rachmildha Tri Desmana, "La commande hybride prédictive d'un convertisseur quatre bras." Thèse de Doctorat en génie électrique, Université de Toulouse, France, 2009.
- [59] C. Madtharad, S Premrudeepreechacharn, "Active power filter for three-phase four-wire electric system using neural networks." Electric Power System Research, volume 60, pages 179-192, 2002.
- [60] M. C. Benhabib and S. Saadate, "New control approach for four-wire active power filter based on the use of synchronous reference frame." Electric Power Systems Research, volume 73, pages 353-362, 2005.
- [61] Soares, P. Verdelho, "active power filter with neutral current compensation based on the extension of the instantaneous active and reactive current component i_d - i_q method." EPE Lausanne, pages 1-10, 1999.
- [62] Dellahi M, Maker H, Botella G, Alameda-Hernandez E, Mouhsen A, "Three-phase four-wire shunt active power filter based on the SOGI filter and Lyapunov function for DC bus control." Int J Circ Theor Appl. 2020, 1–20. <https://doi.org/10.1002/cta.2778>.

CHAPITRE 2

FILTRE ACTIF PARALLELE TRIPHASE FAP4B : MODELISATION ET TENSION DE SORTIE

Sommaire

2.1	MODELISATION DU FAP4B	58
2.1.1	Modélisation du FAP4B dans le repère stationnaire triphasé (a, b, c)	59
2.1.2	Modélisation du FAP4B dans le repère tournant $(d, q, 0)$	62
2.1.3	Fonction de transfert du système	68
2.2	TENSION DE SORTIE DU FAP4B	70
2.2.1	Modulation par largeur d'impulsion	70
2.2.1.1	Modulation vectorielle (SVM)	71
2.2.1.2	Gain statique de l'onduleur 4B (G_{4B})	77
2.3	CONCLUSION	77

Ce chapitre présente la modélisation du circuit de puissance du FAP4B représenté sur la Figure 2.1, ce dernier se compose d'un onduleur avec des filtres inductifs qui sont utilisées pour la liaison des deux sources de tension et le filtrage du courant injecté par l'onduleur ainsi que la capacité (C_{dc}) pour le stockage de l'énergie. Tout ces éléments sont considérés linéaires et invariants dans le temps, les tensions du réseau v_a, v_b et v_c sont sinusoïdales et équilibrées, la tension du bus continu (V_{dc}) est constante et les filtres inductifs sont considérées identiques ainsi que leurs résistances série respectives, c'est-à-dire $L_{fa} = L_{fb} = L_{fc} = L_f$ et $R_{fa} = R_{fb} = R_{fc} = R_f$.

La modélisation dans les deux repères ; le repère stationnaire triphasé (a, b, c) , et le repère tournant $(d, q, 0)$ nous permet de choisir le référentiel utilisé pour la stratégie de commande en tension du FAP4B qui sera présentée dans cette thèse plus tard, ce choix est très important pour la régulation des courants de référence.

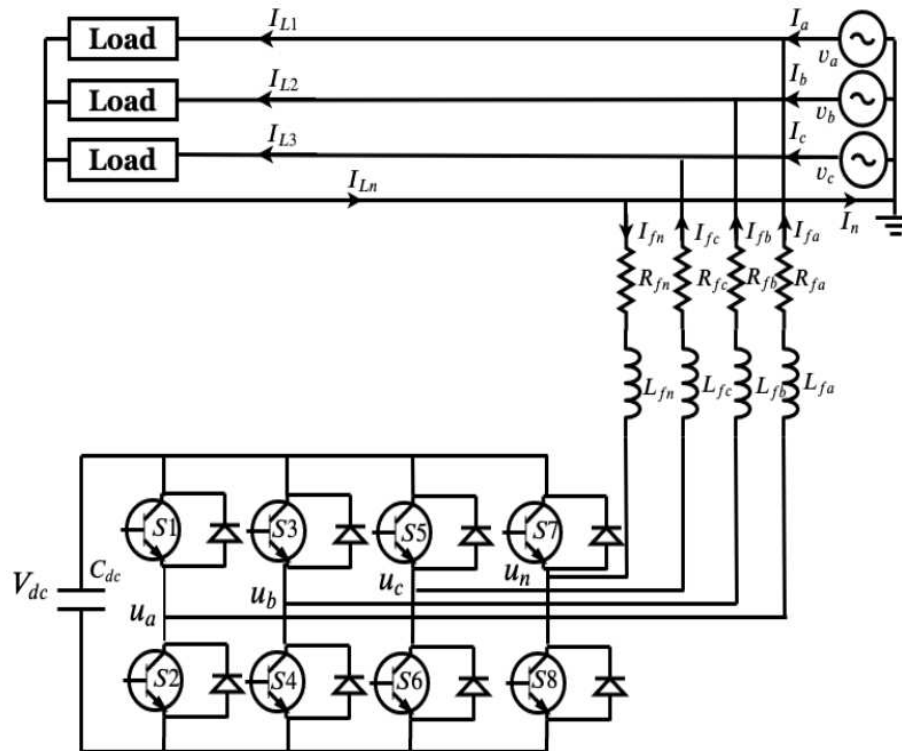


FIGURE 2.1: Schéma de puissance d'un FAP4B

2.1 MODELISATION DU FAP4B

Pour analyser le circuit de la Figure 2.1, il est possible d'obtenir un circuit équivalent monophasé représentant chacune des phases du circuit triphasé original comme indiqué dans la Figure 2.2, où "k" indique les phases "abc" et la tension \bar{u}_k représente la valeur moyenne de la tension de sortie de l'onduleur. Pour justifier le choix du référentiel qui est influent pour la régulation des courants de référence dans la commande en tension, nous consacrerons les prochains paragraphes à la modélisation du FAP4B dans les repères ; le repère stationnaire triphasé (a, b, c) et le repère tournant $(d, q, 0)$.

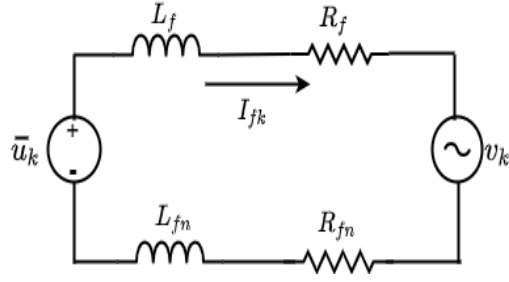


FIGURE 2.2: Circuit équivalent d'une phase du FAP4B

2.1.1 Modélisation du FAP4B dans le repère stationnaire triphasé (a, b, c)

On appliquant la loi de Kirchhoff à la tension \bar{u}_k dans la Figure 2.2, on obtient l'équation (2.1.1).

$$\bar{u}_k = L_f \frac{dI_{fk}}{dt} + R_f I_{fk} + v_k + R_{fn} I_{fn} + L_{fn} \frac{dI_{fn}}{dt} \quad (2.1.1)$$

A partir de l'équation (2.1.1) en isolant la dérivée dans le temps de I_{fk} , on obtient :

$$\frac{dI_{fk}}{dt} = \frac{1}{L_f} (\bar{u}_k - R_f I_{fk} - v_k - R_{fn} I_{fn} - L_{fn} \frac{dI_{fn}}{dt}) \quad (2.1.2)$$

Faisant l'addition pour chacune des phases ($k = a, b, c$) dans l'équation (2.1.1), on obtient :

$$\begin{aligned} \bar{u}_a + \bar{u}_b + \bar{u}_c &= R_f (I_{fa} + I_{fb} + I_{fc}) + L_f \left(\frac{dI_{fa}}{dt} + \frac{dI_{fb}}{dt} + \frac{dI_{fc}}{dt} \right) \\ &+ (v_a + v_b + v_c + 3L_{fn} \frac{dI_{fn}}{dt} + 3R_{fn} \cdot I_{fn}) \end{aligned} \quad (2.1.3)$$

Sachant que le courant du neutre peut s'écrire comme indiqué dans (2.1.4), en dérivant les deux côtés de cette équation, on obtient l'équation (2.1.5) :

$$I_{fa} + I_{fb} + I_{fc} = I_{fn} \quad (2.1.4)$$

$$\frac{dI_{fa}}{dt} + \frac{dI_{fb}}{dt} + \frac{dI_{fc}}{dt} = \frac{dI_{fn}}{dt} \quad (2.1.5)$$

Avec le remplacement des équations (2.1.4) et (2.1.5) dans l'équation (2.1.3) et en isolant la dérivée dans le temps de I_{fn} on peut obtenir l'équation suivante :

$$\frac{dI_{fn}}{dt} = \frac{1}{L_f + 3L_{fn}} [\bar{u}_a + \bar{u}_b + \bar{u}_c - v_a - v_b - v_c - (R_f + 3R_{fn})I_{fn}] \quad (2.1.6)$$

Pour obtenir les équations différentielles pour les phases a, b et c sous forme matricielle et on considérons que $L_f = L_{fn}$ on obtient :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \frac{dI_{fa}}{dt} \\ \frac{dI_{fb}}{dt} \\ \frac{dI_{fc}}{dt} \end{pmatrix} &= \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{fa} \\ I_{fb} \\ I_{fc} \end{pmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{u}_a \\ \bar{u}_b \\ \bar{u}_c \end{pmatrix} \\ &+ \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} -3 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 \\ 1 & 1 & -3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.1.7)$$

Le modèle obtenu dans (2.1.7) est linéaire invariant dans le temps, c'est une représentation d'état du FAP4B dans le repère stationnaire triphasé (a, b, c) . Cette représentation d'état contient comme variables d'état les courants de référence de compensation I_{fa}, I_{fb} et I_{fc} , les entrées sont les tensions qui \bar{u}_a, \bar{u}_b et \bar{u}_c sont synthétisées par l'onduleur et les tensions du réseau v_a, v_b et v_c sont des perturbateurs. A partir de ce modèle on peut obtenir les matrices A, B et F représentent respectivement la matrice d'état, la matrice d'entrée et la matrice de perturbation comme indiqué dans (2.1.8).

$$\begin{aligned} A &= \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} & B &= \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{pmatrix} \\ F &= \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} -3 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 \\ 1 & 1 & -3 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.1.8)$$

On remarque qu'il y a un couplage entre les grandeurs d'entrée du système car les matrices B et F ne sont pas diagonales c'est à dire les éléments qui n'appartient pas à la diagonale présentent des valeurs non nulles. Pour simplifier le modèle donné dans (2.1.7), une autre écriture en fonction des vecteurs et des matrices données par (2.1.8) peut être obtenu comme indiqué dans l'équation (2.1.9), avec $x(t), u(t)$ et $w(t)$ sont respectivement; vecteur des

variables d'état, vecteur d'entrée et vecteur de perturbation.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Fw(t) \quad (2.1.9)$$

où :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \begin{bmatrix} \frac{dI_{fa}}{dt} & \frac{dI_{fb}}{dt} & \frac{dI_{fc}}{dt} \end{bmatrix}^T & x(t) &= \begin{bmatrix} I_{fa} & I_{fb} & I_{fc} \end{bmatrix}^T \\ u(t) &= \begin{bmatrix} \bar{u}_a & \bar{u}_b & \bar{u}_c \end{bmatrix}^T & w(t) &= \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T \end{aligned}$$

Pour ne pas avoir un couplage entre les grandeurs d'entrée du système on considérons que L_{nf} est égal à zéro dans le modèle obtenu dans (2.1.7). Le modèle peut être réécrit sous une forme matricielle comme indiqué dans (2.1.10).

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \frac{dI_{fa}}{dt} \\ \frac{dI_{fb}}{dt} \\ \frac{dI_{fc}}{dt} \end{pmatrix} &= \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{fa} \\ I_{fb} \\ I_{fc} \end{pmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{u}_a \\ \bar{u}_b \\ \bar{u}_c \end{pmatrix} \\ &+ \frac{1}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.1.10)$$

A partir de ce modèle, on obtient les matrices A_{abc} , B_{abc} et F_{abc} qui sont respectivement la matrice d'état, la matrice d'entrée et la matrice de perturbation comme indiqué dans (2.1.11). On remarque que les éléments des matrices B_{abc} et F_{abc} qui n'appartiennent pas à la diagonale présentent des valeurs nulles, cela signifie qu'il n'y a pas de couplage entre les grandeurs d'entrée du système.

$$\begin{aligned} A_{abc} &= \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} & B_{abc} &= \frac{1}{L_f} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \\ F_{abc} &= \frac{1}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.1.11)$$

Pour simplifier la représentation donnée dans (2.1.10), on récrivons le modèle comme

indiqué dans (2.1.12) en fonction des vecteurs et des matrices données par (2.1.11), avec $x(t)$, $u(t)$ et $w(t)$ sont respectivement ; le vecteur des variables d'état, le vecteur d'entrée et le vecteur de perturbation.

$$\dot{x}(t) = A_{abc}x(t) + B_{abc}u(t) + F_{abc}w(t) \quad (2.1.12)$$

où :

$$\dot{x}(t) = \left[\frac{dI_{fa}}{dt} \quad \frac{dI_{fb}}{dt} \quad \frac{dI_{fc}}{dt} \right]^T \quad x(t) = [I_{fa} \quad I_{fb} \quad I_{fc}]^T$$

$$u(t) = [\bar{u}_a \quad \bar{u}_b \quad \bar{u}_c]^T \quad w(t) = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T$$

2.1.2 Modélisation du FAP4B dans le repère tournant $(d, q, 0)$

Afin d'obtenir le modèle du FAP4B dans le repère tournant $(d, q, 0)$, le modèle de (2.1.10) doit être représenté en premier lieu dans le repère stationnaire triphasé $(\alpha, \beta, 0)$ [1] qui peut être obtenu au moyen d'une transformation de Clarke et qui est donnée par (2.1.13), cette dernière permet la transformation du système de coordonnées triphasés (a, b, c) en un système de coordonnées triphasés $(\alpha, \beta, 0)$. Pour retourner au système de coordonnées (a, b, c) à partir du système de coordonnées $(\alpha, \beta, 0)$, la transformation inverse de Clarke qui est donnée par (2.1.14) doit être appliquée. Notons que \mathbf{z} est grandeur électrique qui peut être une tension ou un courant.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{z}_\alpha \\ \mathbf{z}_\beta \\ \mathbf{z}_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{z}_a \\ \mathbf{z}_b \\ \mathbf{z}_c \end{pmatrix} \quad (2.1.13)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{z}_a \\ \mathbf{z}_b \\ \mathbf{z}_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{z}_\alpha \\ \mathbf{z}_\beta \\ \mathbf{z}_0 \end{pmatrix} \quad (2.1.14)$$

(2.1.15) et (2.1.16) représentent respectivement la matrice de transformation et la matrice de transformation inverse.

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (2.1.15)$$

$$[T_{in\alpha\beta 0}] = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (2.1.16)$$

Le résultat de la multiplication des deux matrices $[T_{\alpha\beta 0}]$ et $[T_{in\alpha\beta 0}]$ donnée dans (2.1.17) n'est pas exactement la matrice identité I , cela indique qu'on ne peut pas avoir la matrice $[T_{in\alpha\beta 0}]$ en calculant juste la matrice inverse de $[T_{\alpha\beta 0}]$.

$$[T_{\alpha\beta 0}][T_{in\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = \frac{3}{2}I \quad (2.1.17)$$

L'équation (2.1.14) peut être réécrite d'une manière simplifiée comme indiqué dans (2.1.18) avec un terme $\sqrt{\frac{2}{3}}$ introduit pour conserver la puissance dans les deux repères :

$$\mathbf{Z}_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]\mathbf{Z}_{\alpha\beta 0} \quad (2.1.18)$$

Selon (2.1.18), $x(t)$, $u(t)$ et $w(t)$ qui représentent respectivement le vecteur d'état, le vecteur d'entrée et le vecteur de perturbation dans les coordonnées (a, b, c) peuvent être obtenus respectivement dans (2.1.19), (2.1.20) et (2.1.21).

$$x(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]x(t)_{\alpha\beta 0} \quad (2.1.19)$$

$$u(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]u(t)_{\alpha\beta 0} \quad (2.1.20)$$

$$w(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]w(t)_{\alpha\beta 0} \quad (2.1.21)$$

Où :

$$x(t)_{\alpha\beta 0} = I_{\alpha\beta 0} = [I_{f\alpha} \quad I_{f\beta} \quad I_{f0}]^T \quad u(t)_{\alpha\beta 0} = [\bar{u}_\alpha(t) \quad \bar{u}_\beta(t) \quad \bar{u}_0(t)]^T$$

L'équation (2.1.22) est obtenue en remplacement (2.1.19), (2.1.20) et (2.1.21) en (2.1.9).

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]\dot{x}(t)_{\alpha\beta 0} &= A\sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]x(t)_{\alpha\beta 0} \\ &+ B\sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]u(t)_{\alpha\beta 0} + F\sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]w(t)_{\alpha\beta 0} \end{aligned} \quad (2.1.22)$$

Avec la simplification et la multiplication des deux côtés de (2.1.22) par $[T_{\alpha\beta 0}]$, on obtient l'équation (2.1.23) :

$$\begin{aligned} [T_{\alpha\beta 0}][T_{in\alpha\beta 0}]\dot{x}(t)_{\alpha\beta 0} &= [T_{\alpha\beta 0}]A[T_{in\alpha\beta 0}]x(t)_{\alpha\beta 0} \\ &+ [T_{\alpha\beta 0}]B[T_{in\alpha\beta 0}]u(t)_{\alpha\beta 0} + [T_{\alpha\beta 0}]F[T_{in\alpha\beta 0}]w(t)_{\alpha\beta 0} \end{aligned} \quad (2.1.23)$$

On peut obtenir le terme formé par la matrice d'état A comme donné en (2.1.24) en remplaçant (2.1.8), (2.1.15) et (2.1.16) dans (2.1.23)

$$\begin{aligned} &[T_{\alpha\beta 0}]A[T_{in\alpha\beta 0}]x(t)_{\alpha\beta 0} \\ &= \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} x(t)_{\alpha\beta 0} \end{aligned} \quad (2.1.24)$$

L'équation (2.1.25) peut être obtenue en effectuant les opérations matricielles de (2.1.24).

$$[T_{\alpha\beta 0}]A[T_{in\alpha\beta 0}]x(t)_{\alpha\beta 0} = \frac{3}{2}IAx(t)_{\alpha\beta 0} \quad (2.1.25)$$

Le terme formé par la matrice d'entrée B peut être calculé comme indiqué dans (2.1.26) :

$$\begin{aligned} &[T_{\alpha\beta 0}]B[T_{in\alpha\beta 0}]u(t)_{\alpha\beta 0} \\ &= \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} u(t)_{\alpha\beta 0} \end{aligned} \quad (2.1.26)$$

L'équation (2.1.27) peut être obtenue en effectuant les opérations matricielles de (2.1.26).

$$[T_{\alpha\beta 0}]B[T_{in\alpha\beta 0}]u(t)_{\alpha\beta 0}$$

$$= \frac{R_{L_f}}{L_f} \begin{pmatrix} 4 + 1 + 1 & -\sqrt{3} + \sqrt{3} & \frac{4}{\sqrt{2}} - \frac{2}{\sqrt{2}} - \frac{2}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{3} + \sqrt{3} & 3 + 3 & \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2}} - \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{1}{2\sqrt{2}} - \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} - \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} & \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \end{pmatrix} u(t)_{\alpha\beta 0} \quad (2.1.27)$$

Pour trouver la matrice d'entrée aux coordonnées $(\alpha, \beta, 0)$ ($B_{\alpha\beta 0}$), on simplifie l'équation (2.1.27) comme indiqué dans (2.1.28)

$$[T_{\alpha\beta 0}]B[T_{in\alpha\beta 0}]u(t)_{\alpha\beta 0} = \frac{3}{2}IB_{\alpha\beta 0}u(t)_{\alpha\beta 0} \quad (2.1.28)$$

Où :

$$B_{\alpha\beta 0} = \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Pour obtenir le terme formé par la matrice de perturbation F aux coordonnées $(\alpha, \beta, 0)$ ($F_{\alpha\beta 0}$) on suit la même procédure comme donné dans (2.1.29).

$$[T_{\alpha\beta 0}]F[T_{in\alpha\beta 0}]w(t)_{\alpha\beta 0} = \frac{3}{2}IF_{\alpha\beta 0}w(t)_{\alpha\beta 0} \quad (2.1.29)$$

Où :

$$F_{\alpha\beta 0} = \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Pour obtenir le modèle simplifié du circuit de puissance du FAP4B dans le repère $(\alpha, \beta, 0)$ donnée dans (2.1.31), on remplace (2.1.17), (2.1.25), (2.1.28) et (2.1.29) en (2.1.23).

$$\dot{x}(t)_{\alpha\beta 0} = Ax(t)_{\alpha\beta 0} + B_{\alpha\beta 0}u(t)_{\alpha\beta 0} + F_{\alpha\beta 0}w(t)_{\alpha\beta 0} \quad (2.1.30)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{dI_{f\alpha}}{dt} \\ \frac{dI_{f\beta}}{dt} \\ \frac{dI_{f0}}{dt} \end{pmatrix} = \frac{R_{L_f}}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{f\alpha} \\ I_{f\beta} \\ I_{f0} \end{pmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{u}_\alpha \\ \bar{u}_\beta \\ \bar{u}_0 \end{pmatrix} \\ + \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{pmatrix} \quad (2.1.31)$$

Pour obtenir la représentation d'état du FAP4B dans le repère tournant $(d, q, 0)$, une

matrice de transformation $[T_{dq0}]$ donnée en (2.1.32) est utilisée.

$$[T_{dq0}] = \begin{pmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t & 0 \\ -\sin\omega t & \cos\omega t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.1.32)$$

L'équation (2.1.30) peut être réécrite comme indiqué dans (2.1.33).

$$\begin{aligned} [T_{indq0}]\dot{x}(t)_{dq0} &= A_{\alpha\beta 0}[T_{indq0}]x(t)_{dq0} \\ &+ B_{\alpha\beta 0}T_{indq0}u(t)_{dq0} + F_{\alpha\beta 0}T_{indq0}w(t)_{dq0} \end{aligned} \quad (2.1.33)$$

avec :

$$[T_{indq0}] = \begin{pmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t & 0 \\ \sin\omega t & \cos\omega t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.1.34)$$

Isolant les termes dans (2.1.33) et effectuant des manipulations mathématiques les équations (2.1.35) et (2.1.36) peuvent être obtenues.

$$\dot{x}(t)_{dq0} = Ax(t)_{dq0} + B_{dq0}u(t)_{dq0} + F_{dq0}w(t)_{dq0} \quad (2.1.35)$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \frac{dI_{fd}}{dt} \\ \frac{dI_{fq}}{dt} \\ \frac{dI_{f0}}{dt} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -\frac{R_{Lf}}{L_f} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{Lf}}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{Lf}}{L_f} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{fd} \\ I_{fq} \\ I_{f0} \end{pmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{u}_d \\ \bar{u}_q \\ \bar{u}_0 \end{pmatrix} \\ &+ \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.1.36)$$

On remarque qu'il y a un couplage entre les grandeurs d'état du système car les éléments qui n'appartient pas à la diagonale de la matrice A présentent des valeurs non nulles. Le couplage entre l'axe direct (d) et l'axe en quadrature (q) peut être éliminé grâce au modèle découplé présenté à la Figure 2.3, où le bloc ombragé est le terme de découplage.

A partir de la Figure 2.3 on peut trouver les équations représentant trois modules monophasés aux coordonnées $d, q, 0$, comme indiqué dans (2.1.37), (2.1.38) et (2.1.39).

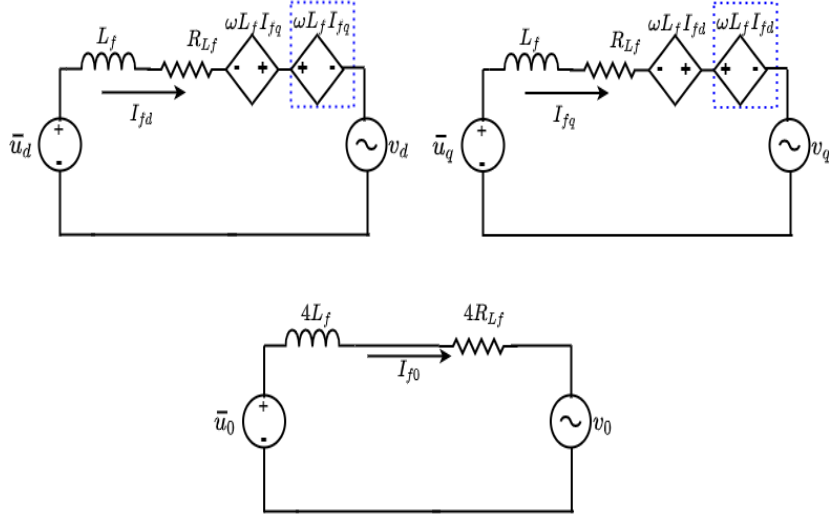


FIGURE 2.3: Modèle découplé du système dans les coordonnées $d, q, 0$.

$$L_f \frac{dI_{fd}}{dt} = -R_{L_f} I_{fd} + \omega L_f I_{fq} - \omega L_f I_{fq} \bar{u}_d - v_d \quad (2.1.37)$$

$$L_f \frac{dI_{fq}}{dt} = -R_{L_f} I_{fq} - \omega L_f I_{fd} + \omega L_f I_{fd} \bar{u}_q - v_q \quad (2.1.38)$$

$$L_f \frac{dI_{f0}}{dt} = -R_{L_f} I_{f0} + \frac{1}{4}(\bar{u}_0 - v_0) \quad (2.1.39)$$

Les tensions d'entrée synthétisées par l'onduleur ($\bar{u}_d, \bar{u}_q, \bar{u}_0$) sont obtenus en fonction des tensions aux borne des inductances ($v_{L_{fd}}, v_{L_{fq}}, v_{L_{f0}}$), des tensions des résistances ($v_{R_{L_{fd}}}, v_{R_{L_{fq}}}, v_{R_{L_{f0}}}$), et les tensions du réseau (v_d, v_q, v_0), comme indiqué dans les équations (2.1.40), (2.1.41) et (2.1.42).

$$\bar{u}_d = v_{R_{L_{fd}}} + v_{L_{fd}} + v_d \quad (2.1.40)$$

$$\bar{u}_q = v_{R_{L_{fq}}} + v_{L_{fq}} + v_q \quad (2.1.41)$$

$$\bar{u}_0 = 4v_{R_{L_{f0}}} + 4v_{L_{f0}} + v_0 \quad (2.1.42)$$

A partir de (2.1.40), (2.1.41) et (2.1.42), la Figure 2.4 montre le modèle du circuit de puissance du FAP4B sous forme de trois circuits monophasés découplés, un circuit monophasé sur l'axe direct d , un autre sur l'axe quadrature q et le dernier sur l'axe homopolaire 0. Pour commander individuellement chacune des coordonnées de ce système, il faut déterminer les fonctions de transfert qui représentent ces trois circuits monophasés.

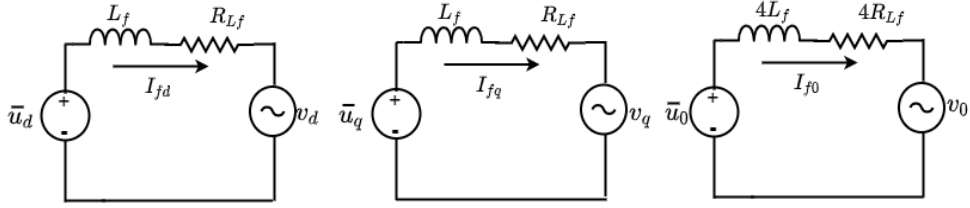


FIGURE 2.4: Modèle du circuit de puissance du FAP4B dans un repère $dq0$.

2.1.3 Fonction de transfert du système

Considérons que les tensions du réseau sont comme des perturbations (grandeurs imposées par le réseau), cela implique qu'elles ne sont pas prises en compte dans le modèle (2.1.36) et négligeant aussi le couplage entre les grandeurs d'état du système dans (2.1.36). L'équation du modèle devient comme donnée en (2.1.44).

$$\dot{x}(t)_{dq0} = A_{dq0}x(t)_{dq0} + B_{dq0}u(t)_{dq0} \quad (2.1.43)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{dI_{fd}}{dt} \\ \frac{dI_{fq}}{dt} \\ \frac{dI_{f0}}{dt} \end{pmatrix} = \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{fd} \\ I_{fq} \\ I_{f0} \end{pmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{u}_d \\ \bar{u}_q \\ \bar{u}_0 \end{pmatrix} \quad (2.1.44)$$

Le courant du neutre est estimé par l'équation suivante :

$$y(t)_{dq0} = Cx(t)_{dq0} \quad \text{Où} \quad C = [1 \quad 1 \quad 1]$$

On a la transformé de laplace de l'équation d'état donné par :

$$L(\dot{x}(t)_{dq0}) = Ax(t)_{dq0} + B_{dq0}u(t)_{dq0} \rightarrow sX(s)_{dq0} = A_{dq0}X(s)_{dq0} + B_{dq0}U(s)_{dq0} \quad (2.1.45)$$

$$\rightarrow X(s)_{dq0} = (sI - A_{dq0})^{-1}B_{dq0}U(s)_{dq0} \quad (2.1.46)$$

avec : I est la matrice identité $I = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$ La transformé de laplace de l'équation de

sortie donné par :

$$L(y(t)_{dq0}) = Cx(t)_{dq0} \rightarrow Y(s)_{dq0} = CX(s)_{dq0} \quad (2.1.47)$$

$$Y(s)_{dq0} = C(sI - A_{dq0})^{-1}B_{dq0}U(s)_{dq0} \quad (2.1.48)$$

Alors la fonction de transfert est donnée par :

$$G(s)_{idq0} = \frac{Y(s)_{dq0}}{U(s)_{dq0}} = C(sI - A_{dq0})^{-1}B_{dq0} \quad (2.1.49)$$

On a :

$$(sI - A_{dq0})^{-1} = \frac{(com(sI - A_{dq0}))^T}{det(sI - A_{dq0})} \quad (2.1.50)$$

Alors la fonction de transfert est réécrite comme suit :

$$G(s)_{idq0} = \frac{C(com(sI - A_{dq0}))^T B_{dq0}}{det(sI - A_{dq0})} \quad (2.1.51)$$

$$\begin{aligned} (sI - A_{dq0}) &= s \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} - \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} s + \frac{R_{Lf}}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & s + \frac{R_{Lf}}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & s + \frac{R_{Lf}}{L_f} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.1.52)$$

$$det(sI - A_{dq0}) = \left(s + \frac{R_{Lf}}{L_f}\right)^3 \quad (2.1.53)$$

$$(com(sI - A_{dq0}))^T = \begin{pmatrix} \left(s + \frac{R_{Lf}}{L_f}\right)^2 & 0 & 0 \\ 0 & \left(s + \frac{R_{Lf}}{L_f}\right)^2 & 0 \\ 0 & 0 & \left(s + \frac{R_{Lf}}{L_f}\right)^2 \end{pmatrix} \quad (2.1.54)$$

$$\begin{aligned} &C(com(sI - A_{dq0}))^T B_{dq0} \\ &= \begin{pmatrix} \frac{sL_f^2 + 2sL_f R_{Lf} + R_{Lf}^2}{L_f^3} & \frac{sL_f^2 + 2sL_f R_{Lf} + R_{Lf}^2}{L_f^3} & \frac{sL_f^2 + 2sL_f R_{Lf} + R_{Lf}^2}{4L_f^3} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (2.1.55)$$

Après ces calculs matricielles, la fonction de transfert est donné en 2.1.56.

$$G(s)_{idq0} = \frac{y(s)_{dq0}}{u(s)_{dq0}} = \begin{pmatrix} \frac{1}{(sL_f + R_{Lf})} & \frac{1}{(sL_f + R_{Lf})} & \frac{1}{4(sL_f + R_{Lf})} \end{pmatrix} \quad (2.1.56)$$

Trois fonctions de transfert indépendantes sont trouvées, dont une pour la coordonnée d , l'autre pour la coordonnée q et une dernière pour la coordonnée 0 , la Figure 2.5 montre le diagramme en blocs des trois fonctions de transfert .

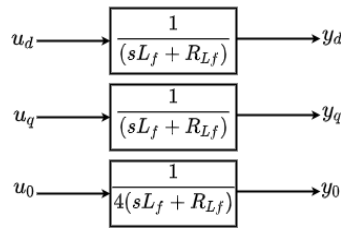


FIGURE 2.5: Diagramme en blocs du FAP4B dans un repère $dq0$.

2.2 TENSION DE SORTIE DU FAP4B

Les performances du filtre actif parallèle sont liées fortement à celles de l'onduleur de tension. Deux grandes missions lui ont été confiées, la suppression de la pollution harmonique et la compensation de l'énergie réactive. Pour atteindre ces buts, l'onduleur doit générer une tension avec un contenu harmonique préétabli et une amplitude optimale pour garantir le contrôle des courants de compensation. Cependant, le type de modulation utilisé pour la commande de commutateurs doit garantir la suppression des harmoniques et la tension de sortie de l'onduleur doit également être réglée pour qu'elle soit maximale [2]. Plusieurs topologies du FAP utilisent des convertisseurs à structure de tension, qui ont une source de tension au bus continu, habituellement un condensateur, comme un dispositif de stockage d'énergie. Cette topologie, illustrée à la Figure 2.6 convertit une tension DC en tension AC en déclenchant d'une façon appropriée les interrupteurs semi-conducteurs.

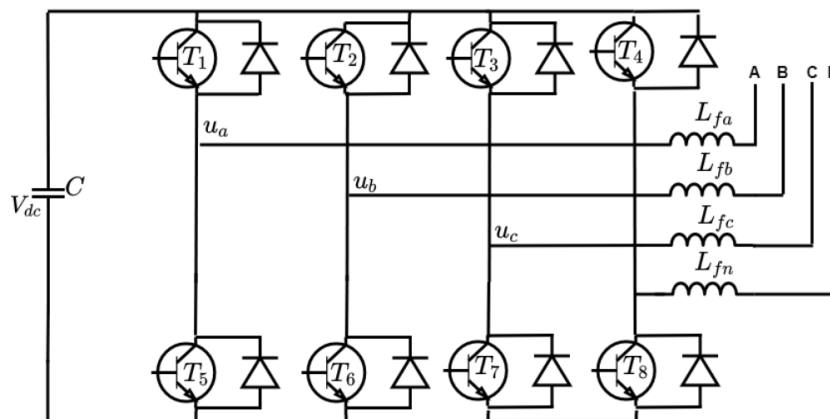


FIGURE 2.6: Convertisseur 4B pour FAP

2.2.1 Modulation par largeur d'impulsion

Plusieurs stratégies de modulation, différentes dans leur conception et leur performance, ont été développées pour réaliser la modulation des onduleurs de source de tension [3]. Parmi

eux, on peut citer la modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation PWM) [4] et la modulation par largeur d'impulsion sinusoïdale (Sinusoidal Pulse Width Modulation SPWM) [5]. Il existe également la technique de la modulation vectorielle (Space Vector Modulation - SVM), qui a été initialement utilisée dans les onduleurs triphasés à trois bras, et plus tard appliquée dans les convertisseurs statiques (AC-AC) triphasés, monophasés et dans d'autres topologies d'onduleurs triphasés [6]. Dans ce travail, la technique SVM sera appliquée à l'onduleur 4B.

2.2.1.1 Modulation vectorielle (SVM)

La commande d'onduleur 4B peut être réalisée par plusieurs algorithmes. Mais la modulation SVM s'est avéré être le plus favorable, grâce à ses avantages majeurs tels que :

- Un contenu harmonique plus faible de la tension de sortie.
- Une grande amplitude de la tension de sortie.
- Une utilisation plus efficace et plus élevée de la tension de bus continu.
- Minimum de pertes de conduction et de commutation.
- Mise en œuvre numérique simple.

C'est pour ces raisons que dans ce travail, la modulation SVM est utilisée pour piloter l'onduleur 4B présenté dans la Figure (2.7).

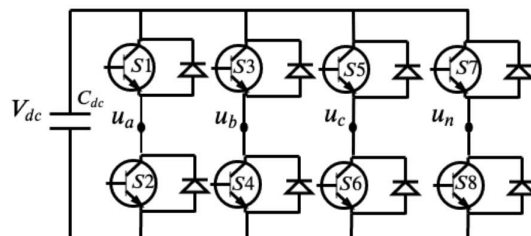


FIGURE 2.7: Circuit de l'onduleur à quatre bras (4B)

Afin de mettre en oeuvre la modulation SVM, cinq étapes [1] peuvent être identifiées à savoir :

- 1 Définition des vecteurs de commutation.
- 2 Identification des secteurs, plans de séparation et limites.
- 3 Définition de la séquence de commutation.
- 4 Obtention des temps de commutation des vecteurs.

1. Définition des vecteurs de commutation

lorsqu'un réseau à quatre fils a des tensions triphasé déséquilibrées, il y a trois variables indépendants représentant les tensions dans l'espace défini par le repère (a, b, c) , ce qui est justifié par la relation suivante :

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} \neq 0 \quad (2.2.1)$$

Pour les réseaux à quatre fils, une charge triphasée déséquilibrée peut se produire donc le courant du neutre va circuler, il présente le courant défini par :

$$I_{L1} + I_{L2} + I_{L3} \neq 0 \quad (2.2.2)$$

Pour atteindre les conditions de déséquilibre de tension et/ou de courant, il faut que l'onduleur possède un quatrième bras, ce dernier permet la circulation du courant de neutre et d'avoir des tensions de phase-neutre déséquilibrées suivant les tensions de référence qui sont requises pour être les tensions de sortie de l'onduleur. Les tensions de sortie phase-neutre de l'onduleur sont données par :

$$u_{jn} = (S_j - S_n)V_{dc} \quad (2.2.3)$$

avec : $j = a, b, c$

On peut avoir autre écriture :

$$\begin{pmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{pmatrix} = V_{dc} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_n \end{pmatrix} \quad (2.2.4)$$

avec S_j est un variable défini par :

$S_j = 1$ Si l'interrupteur supérieur du bras j est ouvert.

$S_j = 0$ Si l'interrupteur supérieur du bras j est fermé.

avec $j = a, b, c, n$

Selon l'équation (2.6), On peut avoir seize états possibles de commutation de l'onduleur 4B. Pour chacun de ces états, on peut définir les tensions u_{an} , u_{bn} et u_{cn} , qui peuvent être

représentées dans le repère stationnaire triphasé $\alpha\beta 0$ par les tensions u_α , u_β et u_0 . Les détails de ces états ainsi que les tensions par rapport à la tension V_{dc} sont donnés au tableau 2.1. La Figure 2.8 montre les vecteurs de commutation représentés dans le repère $\alpha\beta 0$ qui sont obtenus à l'aide de la transformation de Clarke.

TABLE 2.1: Vecteurs de commutations

Etat des commutateurs				Tensions normalisées						
S_a	S_b	S_c	S_n	u_{an}	u_{bn}	u_{cn}	u_α	u_β	u_0	Vecteurs
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	v_0
0	0	0	1	-1	-1	-1	0	0	$-\sqrt{3}$	v_1
0	0	1	0	0	0	0	$\frac{-\sqrt{6}}{6}$	$\frac{-\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$	v_2
0	0	1	1	-1	-1	0	$\frac{-\sqrt{6}}{6}$	$\frac{-\sqrt{2}}{2}$	$\frac{-2\sqrt{3}}{3}$	v_3
0	1	0	0	0	1	0	$\frac{-\sqrt{6}}{6}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$	v_4
0	1	0	1	-1	0	-1	$\frac{-\sqrt{6}}{6}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{-2\sqrt{3}}{3}$	v_5
0	1	1	0	0	1	1	$\frac{-\sqrt{6}}{6}$	0	$\frac{2\sqrt{3}}{3}$	v_6
0	1	1	1	-1	0	0	$\frac{-\sqrt{6}}{6}$	0	$\frac{-\sqrt{3}}{3}$	v_7
1	0	0	0	1	0	0	$\frac{\sqrt{6}}{6}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{3}$	v_8
1	0	0	1	0	-1	-1	$\frac{\sqrt{6}}{6}$	0	$\frac{-2\sqrt{3}}{3}$	v_9
1	0	1	0	0	0	1	$\frac{\sqrt{6}}{6}$	$\frac{-\sqrt{2}}{2}$	$\frac{2\sqrt{3}}{3}$	v_{10}
1	0	1	1	0	-1	0	$\frac{\sqrt{6}}{6}$	$\frac{-\sqrt{2}}{2}$	$\frac{-\sqrt{3}}{3}$	v_{11}
1	1	0	0	1	1	0	$\frac{\sqrt{6}}{6}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{2\sqrt{3}}{3}$	v_{12}
1	1	0	1	0	0	-1	$\frac{\sqrt{6}}{6}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\frac{-\sqrt{3}}{3}$	v_{13}
1	1	1	0	1	1	1	0	0	$\sqrt{3}$	v_{14}
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	v_{15}

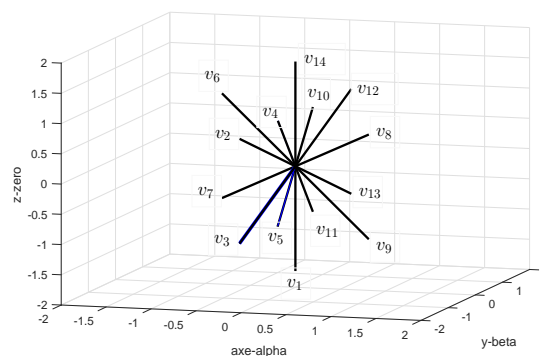


FIGURE 2.8: Vecteurs de commutation dans le repère $\alpha\beta 0$

D'après la Figure 2.8, (v_0 et v_{15}) sont deux vecteurs nuls situés à l'origine du repère $\alpha\beta 0$ et les sommets des 16 vecteurs de commutation forment un dodécaèdre, comme le montre la Figure 2.9.

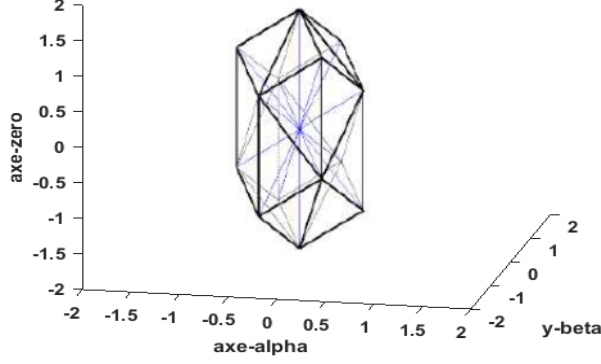


FIGURE 2.9: Dodécaèdre formé par les sommets des vecteurs de commutation dans le repère $\alpha\beta 0$

2. Identification des secteurs, plans de séparation et limites .

D'après la Figure 2.9, il est possible de définir 24 tétraèdres, chaque tétraèdre constitue un secteur qui est représenté par trois vecteurs de commutation non nuls à côté du vecteur u_{cmd} qui est considérée comme la tension à produire par l'onduleur. Selon [6] six plans de séparation ($PS_1, PS_2, PS_3, PS_4, PS_5$ et PS_6) situés entre les secteurs peuvent être calculés dans le repère $\alpha\beta 0$ à partir des équations données ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 PS_1 \therefore \begin{pmatrix} 0 & \sqrt{2} & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} &= 0 & PS_2 \therefore \begin{pmatrix} -\frac{\sqrt{6}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} &= 0 \\
 PS_3 \therefore \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{6}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} &= 0 & PS_4 \therefore \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{6}}{3} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} &= 0 \\
 PS_5 \therefore \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{6}}{6} & -\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} &= 0 & PS_6 \therefore \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{6}}{6} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} &= 0
 \end{aligned}$$

A partir de la Figure 2.9, les plans limites du dodécaèdre peuvent être identifiés, ces plans limite permettent la synthétisation de la tension par l'onduleur [7]. Les douze plans limites ($PL_1, PL_2, PL_3, PL_4, PL_5, PL_6, PL_7, PL_8, PL_9, PL_{10}, PL_{11}$ et PL_{12}) peuvent être calculés dans le repère $\alpha\beta 0$ à partir des équations données ci-dessous, respectivement :

$$\begin{aligned}
PL_1 \therefore \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 & \quad PL_2 \therefore \begin{pmatrix} -\frac{\sqrt{6}}{6} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \\
PL_3 \therefore \begin{pmatrix} -\frac{\sqrt{6}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 & \quad PL_4 \therefore \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{6}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \\
PL_5 \therefore \begin{pmatrix} 0 & \sqrt{2} & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 & \quad PL_6 \therefore \begin{pmatrix} -\frac{\sqrt{6}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \\
PL_7 \therefore \begin{pmatrix} -\frac{\sqrt{6}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 & \quad PL_8 \therefore \begin{pmatrix} 0 & -\sqrt{2} & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \\
PL_9 \therefore \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{6}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 & \quad PL_{10} \therefore \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{6}}{6} & \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 \\
PL_{11} \therefore \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{2}}{3} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1 & \quad PL_{12} \therefore \begin{pmatrix} \frac{\sqrt{6}}{6} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = 1
\end{aligned}$$

3. Définition des séquences de commutation

Les séquences de commutation sont décrites dans le tableau 2.2, le type de ces séquences est symétrique ce qui implique des commutations à haute fréquence, cela entraîne une faible distorsion harmonique [7].

4. Obtention des temps de commutation des vecteurs

Pour chaque vecteur de commutation, il y aura un temps d'application dans une période de commutation T_s , selon le secteur ou le vecteur u_{cmd} est située. Considérant que le vecteur u_{cmd} est située dans le secteur 1 et la séquence de commutations des vecteurs $v_0, v_8, v_{12}, v_{14}, v_{15}, v_{14}, v_{12}, v_8, v_0$ selon le tableau 2.2, Dans une période T_s , on nomme $\Delta t_8, \Delta t_{12}$ et Δt_{14} la durée totale de l'application des vecteurs de commutation non nuls v_8, v_{12} et v_{14} respectivement. Pour chacune des deux vecteurs nuls v_0 et v_{15} le temps total d'application est nommé Δt_0 . A partir de l'équation (2.2.5) et pour chaque vecteur de commutation le temps d'application peut être calculé.

TABLE 2.2: Séquences de commutations

Sécteur	Séquences de commutations	Sécteur	Séquences de commutations
1	$v_0 - v_8 - v_{12} - v_{14} - v_{15} - v_{14} - v_{12} - v_8 - v_0$	13	$v_0 - v_2 - v_6 - v_7 - v_{15} - v_7 - v_6 - v_2 - v_0$
2	$v_0 - v_8 - v_{12} - v_{14} - v_{15} - v_{14} - v_{12} - v_8 - v_0$	14	$v_0 - v_2 - v_6 - v_7 - v_{15} - v_7 - v_6 - v_2 - v_0$
3	$v_0 - v_8 - v_{12} - v_{14} - v_{15} - v_{14} - v_{12} - v_8 - v_0$	15	$v_0 - v_2 - v_3 - v_7 - v_{15} - v_7 - v_3 - v_2 - v_0$
4	$v_0 - v_8 - v_{12} - v_{14} - v_{15} - v_{14} - v_{12} - v_8 - v_0$	16	$v_0 - v_1 - v_3 - v_7 - v_{15} - v_7 - v_3 - v_1 - v_0$
5	$v_0 - v_4 - v_{12} - v_{14} - v_{15} - v_{14} - v_{12} - v_4 - v_0$	17	$v_0 - v_2 - v_{10} - v_{14} - v_{15} - v_{14} - v_{10} - v_2 - v_0$
6	$v_0 - v_4 - v_{12} - v_{13} - v_{15} - v_{13} - v_{12} - v_4 - v_0$	18	$v_0 - v_2 - v_{10} - v_{11} - v_{15} - v_{11} - v_{10} - v_2 - v_0$
7	$v_0 - v_4 - v_5 - v_{13} - v_{15} - v_{13} - v_5 - v_4 - v_0$	19	$v_0 - v_2 - v_3 - v_{11} - v_{15} - v_{11} - v_3 - v_2 - v_0$
8	$v_0 - v_1 - v_5 - v_{13} - v_{15} - v_{13} - v_5 - v_1 - v_0$	20	$v_0 - v_1 - v_3 - v_{11} - v_{15} - v_{11} - v_3 - v_1 - v_0$
9	$v_0 - v_4 - v_6 - v_{14} - v_{15} - v_{14} - v_6 - v_4 - v_0$	21	$v_0 - v_8 - v_{10} - v_{14} - v_{15} - v_{14} - v_{10} - v_8 - v_0$
10	$v_0 - v_4 - v_6 - v_7 - v_{15} - v_7 - v_6 - v_4 - v_0$	22	$v_0 - v_8 - v_{10} - v_{11} - v_{15} - v_{11} - v_{10} - v_8 - v_0$
11	$v_0 - v_4 - v_5 - v_7 - v_{15} - v_7 - v_5 - v_4 - v_0$	23	$v_0 - v_1 - v_8 - v_{11} - v_{15} - v_{11} - v_9 - v_8 - v_0$
12	$v_0 - v_1 - v_5 - v_7 - v_{15} - v_7 - v_5 - v_4 - v_0$	24	$v_0 - v_1 - v_9 - v_{11} - v_{15} - v_{11} - v_9 - v_1 - v_0$

$$\begin{bmatrix} v_8 & v_{12} & v_{14} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_8 \\ \Delta t_{12} \\ \Delta t_{14} \end{bmatrix} = u_{cmd} T_s \quad (2.2.5)$$

Les durées Δt_8 , Δt_{12} et Δt_{14} peuvent être obtenues à partir de l'équation (2.2.6) sachant que les vecteurs v_8 , v_{12} et v_{14} sont linéairement indépendants.

$$\begin{bmatrix} \Delta t_8 \\ \Delta t_{12} \\ \Delta t_{14} \end{bmatrix} = M_1 \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} T_s \quad (2.2.6)$$

$$\text{Où } M_1 = \begin{bmatrix} v_8 & v_{12} & v_{14} \end{bmatrix}^{-1} \quad u_{cmd} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix}$$

L'équation (2.2.7) montre le calcul du temps total d'application (Δt_n) des vecteurs nuls v_0 et v_{15} .

$$\Delta t_n = T_s - \Delta t_8 - \Delta t_{12} - \Delta t_{14} \quad (2.2.7)$$

$$\Delta t_0 = \Delta t_{15} = \frac{\Delta t_n}{2} \quad (2.2.8)$$

2.2.1.2 Gain statique de l'onduleur 4B (G_{4B})

Selon les rapports cycliques D_{an} , D_{bn} et D_{cn} , obtenus à partir des temps de l'application des vecteurs de commutation les tensions u_{an} , u_{bn} et u_{cn} de l'onduleur 4B illustré à la Figure (2.7), peuvent varier entre zéro, $+V_{dc}$ et $-V_{dc}$. Selon [8] les valeurs moyennes de u_{an} , u_{bn} et u_{cn} notées \bar{u}_{an} , \bar{u}_{bn} et \bar{u}_{cn} peuvent être calculées à partir de l'équation (2.2.9), appliquant la transformation de Park à l'équation (2.2.9), on peut obtenir les tensions \bar{u}_{dq0} en fonction des rapports cycliques respectifs aux coordonnées $dq0$ (D_d , D_q et D_0) selon l'équation (2.2.10).

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_{an} & \bar{u}_{bn} & \bar{u}_{cn} \end{bmatrix}^T = V_{dc} \begin{bmatrix} D_{an} & D_{bn} & D_{cn} \end{bmatrix}^T \quad \bar{u}_{abc} = V_{dc} D_{abc} \quad (2.2.9)$$

où \bar{u}_{abc} est la valeur moyenne des tensions u_{abc} .

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_d & \bar{u}_q & \bar{u}_0 \end{bmatrix}^T = V_{dc} \begin{bmatrix} D_d & D_q & D_0 \end{bmatrix}^T \quad \bar{u}_{dq0} = V_{dc} D_{dq0} \quad (2.2.10)$$

Selon [9], on peut modéliser mathématiquement le mécanisme de modulation d'onduleur en tenant compte le gain statique K_{pwm} donné en (2.2.11) et qui présente le rapport entre D_d , D_q , D_0 et les signaux de commande respectifs $u_{ctrl d}$, $u_{ctrl q}$ et $u_{ctrl 0}$ obtenus à partir des contrôleurs, \hat{V}_{tri} présente la valeur d'amplitude de la triangulaire.

$$K_{pwm} = \frac{D_d}{u_{ctrl d}} = \frac{D_q}{u_{ctrl q}} = \frac{D_0}{u_{ctrl 0}} = \frac{1}{2V_{tri}} \quad (2.2.11)$$

d'après les équations (2.2.10) et (2.2.11), le gain statique de l'onduleur 4B c'est-à-dire la relation entre les tensions moyennes à la sortie d'onduleur (\bar{u}_{dq0}) et le signal de commande peut être obtenu comme donné dans l'équation (2.2.12).

$$G_{4B} = \frac{\bar{u}_d}{\hat{u}_{ctrl}} = \frac{\bar{u}_q}{\hat{u}_{ctrl}} = \frac{\bar{u}_0}{\hat{u}_{ctrl}} = \frac{V_{dc}}{2V_{tri}} \quad (2.2.12)$$

2.3 CONCLUSION

Dans ce chapitre la modélisation mathématique du courant électrique du circuit de puissance du FAP4B a été présentée. Cette modélisation est réalisée dans les deux repères; le repère stationnaire triphasé (a, b, c), et le repère tournant ($d, q, 0$), elle a permis la représentation

du circuits de puissance du FAP4B au moyen de la fonction de transfert. Cette fonction de transfert sera importante pour la conception des contrôleurs employés pour le contrôle des courants des filtres actifs. Dans le chapitre suivant on va détailler la génération de courants de référence de compensation et algorithme de commande.

Bibliographie

- [1] VINÍCIUS DÁRIO BACON, "estudo e análise comparativa de topologias de filtros ativos de potência paralelos implementados em sistemas elétricos trifásicos a quatro fios." Thèse de Doctorat en génie électrique." Université fédérale de technologie du PARANA, Brésil,2015.
- [2] A. Chaoui, "Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires,Thèse de Doctorat en génie électrique." Université de FERHAT ABBAS de SETIF, Algérie, 2008.
- [3] HOLTZ, J. Pulsewidth, "modulation-a survey." Power Electronics Specialists Conference,PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE, 29 June to 3 July 1992, volume 1, pages 11-18.
- [4] PATEL, H. S. HOFT, R. G, "Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters : Part I-Harmonic Elimination." Industry Applications, IEEE Transactions on, volume IA-9, number 3, pages 310-317, 1973, ISSN 0093-9994.
- [5] BOOST, M. A. ZIOGAS, P. D, "State-of-the-art carrier PWM techniques : a critical evaluation." Industry Applications, IEEE Transactions on, volume 24, number 2, pages 271-280, 1988, ISSN 0093-9994.
- [6] PINHEIRO, H. and al, "Space vector modulation for voltage-source inverters : a unified approach." IECON 02 Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference, 2002, 5-8 November 2002, volume 1, pages 23-29 .
- [7] SHEN, D.; LEHN, P. W, "Fixed-frequency space-vector-modulation control for three-phase four-leg active power filters. Electric Power Applications." IEE Proceedings, volume 149, number 4, pages 268-274, 2002, ISSN 1350-2352.
- [8] ZHANG, R, "High Performance Power Converter Systems for Nonlinear and Unbalanced Load/Source." 1998. Doctor of Philosophy, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, Virginia.
- [9] MATAVELLI, P. BUSO, S, "Digital Control in Power Electronics." Morgan and Claypool, 2006.

CHAPITRE 3

FILTRE ACTIF PARALLELE TRIPHASE FAP4B : GÉNÉRATION DE COURANTS DE RÉFÉRENCE DE COMPENSATION ET ALGORITHME DE COMMANDE

Sommaire

3.1 ALGORITHME D'EXTRACTION DES COURANTS DE REFERENCE .	81
3.1.1 Algorithme d'extraction des courants de référence : Cas des tensions du réseau équilibrés et sinusoïdales	82
3.1.1.1 Théorie de la puissance réactive instantanée basée sur un filtre passe bas classique LPF	83
3.1.1.2 Sélection des composantes de puissance à compenser	85
3.1.1.3 Théorie p-q basée sur le filtre intégrateur généralisé de deuxième ordre SOGI	87
3.1.2 Algorithme d'extraction des courants de référence : Cas des tensions du réseau perturbés	92
3.1.3 Boucle à verrouillage de phase triphasé (Phase Locked Loop PLL)	96
3.1.3.1 Analyse du filtre (SOGI)	98
3.1.3.2 Mécanisme d'élimination du décalage DC dans les ten- sions de source	100
3.1.3.3 Proposition d'une unité d'adaptation de fréquence pour PLL	103

3.2	ALGORITHMES DE COMMANDE DES COURANTS DE REFERENCE	106
3.2.1	Conception du contrôleur PI pour les boucles du courant	109
3.3	CONCLUSION	111

Le système de contrôle qui constitue la configuration du FAP4B Figure 3.1 a été divisée en deux parties, la première partie concerne l'algorithme d'extraction des courants de référence et la deuxième partie concerne l'algorithme de commande. L'algorithme d'extraction des courants de référence est traité selon deux conditions des tensions du réseau, c'est à dire dans le cas où les tensions du réseau sont équilibrés et sinusoïdales et dans le cas où le réseau est perturbé. L'algorithme de commande des courants de référence est traité par la suite.

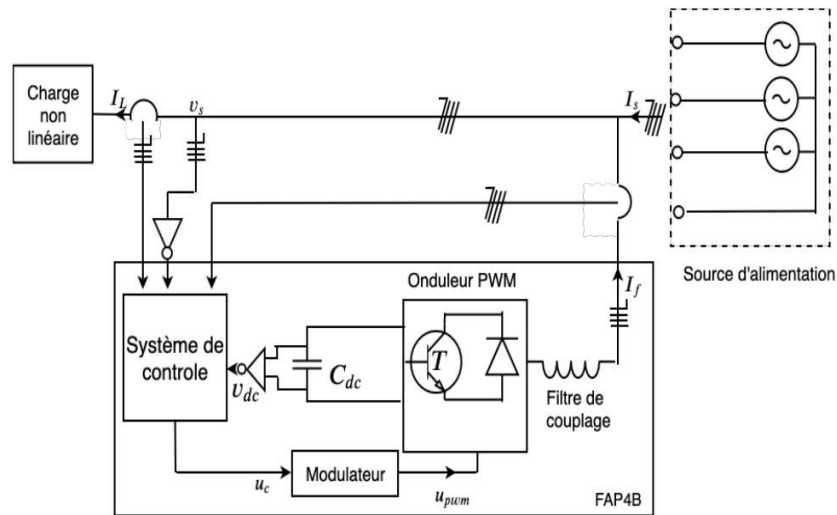


FIGURE 3.1: Configuration du FAP4B

3.1 ALGORITHME D'EXTRACTION DES COURANTS DE REFERENCE

Afin d'améliorer certains indicateurs liés à la qualité d'énergie électrique (QEE), le FAP4B doit synthétiser les courants de compensation (I_{fa} , I_{fb} , I_{fc} et I_{fn}) à partir d'un contrôle en boucle fermée, qui vise à suivre les courants de référence respectifs de compensation, ces derniers sont extraites instantanément à l'aide des algorithmes à partir des courants de la charge (I_{L1} , I_{L2} , I_{L3} et I_{Ln}).

3.1.1 Algorithme d'extraction des courants de référence : Cas des tensions du réseau équilibrés et sinusoïdales

En 1984, la théorie généralisée de la puissance réactive instantanée dans les circuits triphasés, également connue sous le nom de théorie p-q, a été proposée [1], [2]. La plupart des FAPs ont été conçus en utilisant cette théorie pour calculer le courant de compensation souhaité. La théorie p-q permet la compensation de tous les courants harmoniques, la correction du facteur de puissance et la compensation dynamique et instantanée du courant homopolaire [3].

Parmi les avantages de la théorie p-q, on peut citer le fait que ses calculs sont simples, puisqu'il suffit d'effectuer quelques opérations algébriques, qu'elle permet le contrôle du FAP4B en temps réel avec une réponse dynamique rapide [4], et que, sous des tensions sinusoïdales et équilibrées, le calcul des courants de compensation est très précis. Néanmoins, si ces conditions ne sont pas remplies, le résultat est inacceptable. En effet, le contrôleur est incapable de suivre les courants avec précision et par conséquent, le FAP4B ne parvient pas à compenser complètement les courants indésirables [5]. En outre, la théorie p-q utilisant un LPF classique présente un inconvénient : elle ne donne pas une réponse rapide pour le FAP4B [6]. En plus, le LPF classique utilisé dans la théorie p-q introduit un délai et n'extrait pas parfaitement les composantes fondamentales des courants de la charge à la pulsation $\omega = 2\pi \cdot f$ (problème de déphasage), ce qui ralentit la réponse dynamique. Plusieurs travaux ont utilisé le filtre SOGI pour filtrer les tension déformées et pour générer des composantes de tension orthogonales pour chacune des trois phases [7], [8], [9] et [10], mais dans cette thèse, pour surmonter les limites inhérentes à la p-q, nous considérons l'utilisation du filtre SOGI comme un remplacement du LPF, sauf qu'il s'applique directement aux courants de ligne et non aux composantes p-q, car le filtre SOGI n'extrait que la composante fondamentale de tout signal d'entrée sans décalage DC ni déphasage, contrairement au LPF. Pour cette raison, il est impossible d'appliquer le filtre SOGI directement aux composants p-q. Par rapport au LPF utilisé dans la théorie p-q, le filtre SOGI, en plus d'avoir une structure plus simple, peut fournir avec précision un verrouillage de phase même en l'absence des conditions idéales des courants de la charge, tout en supprimant le retard inhérent au LPF utilisé dans la théorie p-q.

3.1.1.1 Théorie de la puissance réactive instantanée basée sur un filtre passe bas classique LPF

La théorie de la puissance réactive instantanée connue par la théorie d'Akagi ou la méthode p-q [11] consiste en une transformation algébrique (transformation de Clarke) des tensions triphasées ($v_a(t)$, $v_b(t)$ et $v_c(t)$) et les courants ($I_{L1}(t)$, $I_{L2}(t)$ et $I_{L3}(t)$) dans les coordonnées (a, b, c) vers les coordonnées $(\alpha, \beta, 0)$ et ensuite, on définit les puissances instantanées dans ces coordonnées :

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{pmatrix} = C \begin{pmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{pmatrix} \quad (3.1.1)$$

et

$$\begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{pmatrix} = C \begin{pmatrix} I_{L1}(t) \\ I_{L2}(t) \\ I_{L3}(t) \end{pmatrix} \quad (3.1.2)$$

avec

$$C = \begin{pmatrix} -1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

La puissance active instantanée est donnée par :

$$P(t) = P_\alpha + P_\beta = v_\alpha \cdot I_\alpha + v_\beta \cdot I_\beta \quad (3.1.3)$$

Rappelons que $P(t)$ peut également être écrite comme suit :

$$P(t) = P_m + P_{al}$$

P_m : Valeur moyenne de la puissance active instantanée. Elle correspond à l'énergie par unité de temps qui est transférée de la source d'énergie à la charge, dans un sens d'équilibre, par les coordonnées (a, b, c) (c'est, en effet, la seule composante de puissance souhaitée qui doit être fournie par la source d'énergie) [12].

P_{al} : Valeur alternative de la puissance active instantanée. Il s'agit de l'énergie par unité de temps qui est échangée entre la source d'énergie et la charge, dans les coordonnées (a, b, c) .

Comme P_{al} n'implique aucun transfert d'énergie de la source d'énergie à la charge, il doit être compensé [12].

La puissance réactive instantanée est donnée par :

$$q(t) = v_\alpha \cdot I_\beta - v_\beta \cdot I_\alpha \quad (3.1.4)$$

$$q(t) = q_m + q_{al}$$

q_m : Valeur moyenne de la puissance réactive instantanée.

q_{al} : Valeur alternative de la puissance réactive instantanée.

La puissance réactive instantanée, q , est liée à la puissance (et aux courants indésirables correspondants) qui est échangée entre les phases du système et n'implique aucun transfert ou échange d'énergie entre la source d'alimentation et la charge [12].

La puissance homopolaire instantanée est donnée par :

$$P_0 = v_0 \cdot I_0 \quad P_0(t) = P_{0m} + P_{0al} \quad (3.1.5)$$

P_{0m} : Valeur moyenne de la puissance homopolaire instantanée dans le repère $(\alpha, \beta, 0)$, correspondant à l'énergie par unité de temps qui est transféré de la source d'alimentation à la charge par les composantes de la tension et du courant de séquence zéro. P_{0al} : Valeur oscillatoire de la puissance homopolaire instantanée dans le repère $(\alpha, \beta, 0)$, qui signifie l'énergie par unité de temps échangée entre la source d'alimentation et la charge au moyen des composantes de séquence zéro. La séquence zéro n'existe que dans les systèmes triphasés avec le fil du neutre. En outre, les systèmes doivent avoir des tensions déséquilibrées et les courants et/ou les harmoniques du rang trois dans la tension et le courant d'au moins dans une phase [12].

Les puissances P , q , et P_0 peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{pmatrix} P \\ q \\ P_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_\alpha & v_\beta & 0 \\ -v_\beta & v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_\alpha(t) \\ I_\beta(t) \\ I_0(t) \end{pmatrix}$$

à partir de cette equation matricielle :

$$\begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{pmatrix} = \frac{1}{\varsigma} \begin{pmatrix} v_{0\alpha} & v_{0\beta} & 0 \\ -v_{0\beta} & v_{0\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\varsigma}{v_0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P \\ q \\ P_0 \end{pmatrix}$$

avec

$$\varsigma = v_0 \cdot (v_\alpha^2 + v_\beta^2) \quad v_{0\alpha} = v_0 \cdot v_\alpha \quad \text{et} \quad v_{0\beta} = v_0 \cdot v_\beta$$

$$P = P_m + P_{al} \quad q = q_m + q_{al} \quad \text{et} \quad P_0 = P_{0m} + P_{0al}$$

3.1.1.2 Sélection des composantes de puissance à compenser

Pour la compensation de toutes les composantes de puissance indésirables générées par des charges non linéaires, le système triphasé ne devrait fournir que la puissance active moyenne P de la charge. Par conséquent, les composantes de puissance restantes absorbées par la charge non linéaire P_{al} , q_m , q_{al} , P_{0m} et P_{0al} doivent être compensées par le FAP4B [13].

La compensation réactive et harmonique s'effectue en compensant tous les composantes de puissance indésirables dans le circuit à l'aide du FAP4B comme le montre la Figure 3.2.

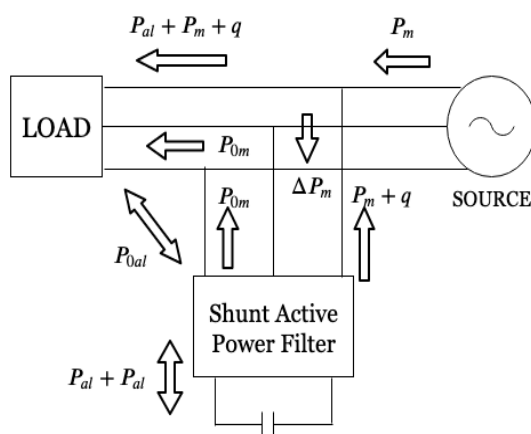


FIGURE 3.2: Stratégie de la théorie des puissances instantannées

La séparation des termes continus de P peut être réalisée en utilisant un filtre passe bas classique. Les courants de référence dans le repère $(\alpha, \beta, 0)$ sont donnés par :

$$\begin{pmatrix} I_{f\alpha_{ref}} \\ I_{f\beta_{ref}} \\ I_{f0_{ref}} \end{pmatrix} = \frac{1}{\varsigma} \begin{pmatrix} v_{0\alpha} & v_{0\beta} & 0 \\ -v_{0\beta} & v_{0\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\varsigma}{v_0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P_{al} \\ q \\ P_0 \end{pmatrix} \quad (3.1.6)$$

A l'aide de la transformation inverse, on obtient les courants de référence donnés par :

$$\begin{pmatrix} I_{af_{ref}} \\ I_{bf_{ref}} \\ I_{cf_{ref}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-1}{2} & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{f\alpha_{ref}} \\ I_{f\beta_{ref}} \\ I_{f0_{ref}} \end{pmatrix} \quad (3.1.7)$$

La stratégie de contrôle de la puissance basée sur la théorie p-q avec un filtre passe bas classique est illustrée dans la Figure 3.3.

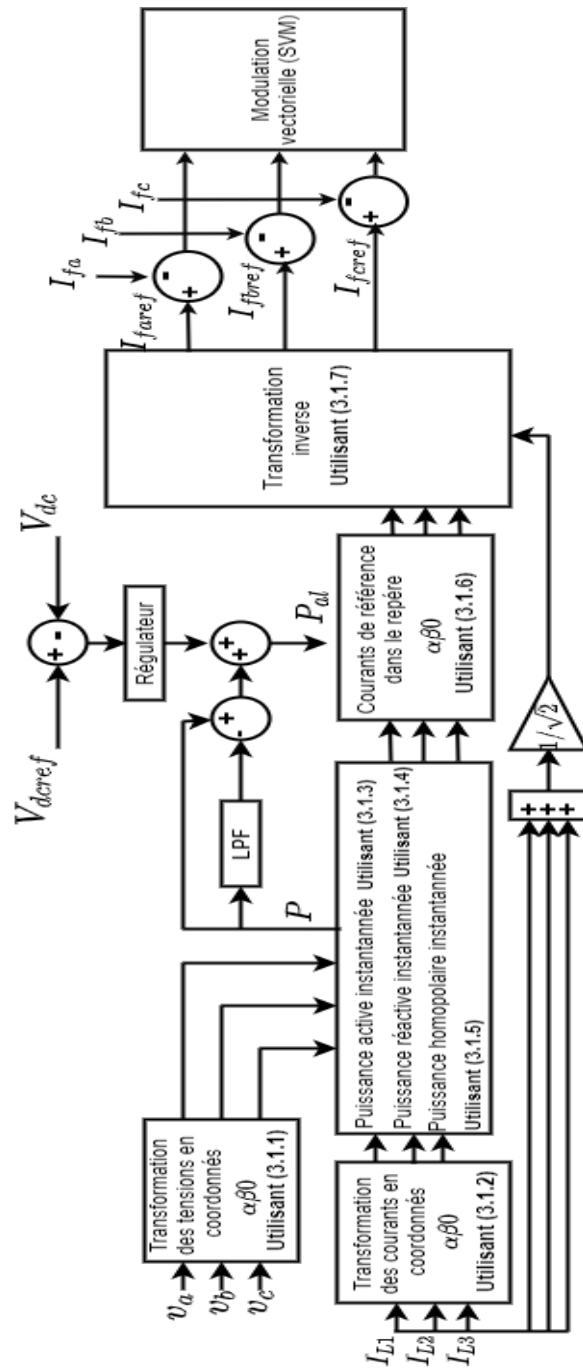


FIGURE 3.3: Stratégie de contrôle de la puissance basée sur la théorie p-q avec un filtre passe bas classique

3.1.1.3 Théorie p-q basée sur le filtre intégrateur généralisé de deuxième ordre SOGI

Dans cette thèse, nous proposons l'utilisation du filtre intégrateur généralisé de deuxième ordre (Second-Order Generalized Integrator SOGI) à la place du filtre passe bas classique LPF, qui est traditionnellement utilisé dans le contrôle du FAP basé sur la théorie

p-q. Le principe du filtre SOGI est décrit dans la Figure 3.4. Le filtre SOGI extrait uniquement la composante fondamentale du courant d'entrée de la charge non linéaire. La charge non linéaire absorbe un courant composé à la fois des composantes harmoniques et une composante fondamentale réactive ajoutée à la composante fondamentale active. Idéalement, la source d'alimentation ne doit fournir que le courant de composante fondamentale active, et les autres composantes doivent être compensés par le FAP4B [14].

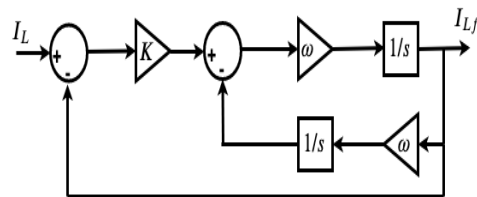


FIGURE 3.4: Structure du filtre SOGI

A partir de la Figure 3.4, les caractéristiques de la fonction de transfert $H_s(s)$ du bloc de SOGI peut être obtenue en (3.1.8)

$$H_s(s) = \frac{k \cdot w \cdot s}{s^2 + k \cdot w \cdot s + w^2} \quad (3.1.8)$$

Où le paramètre du gain k établit la réponse dynamique du filtre SOGI et w est égal à $2\pi f$. La Figure 3.5 montre la réponse en échelon du filtre SOGI pour différentes valeurs de k .

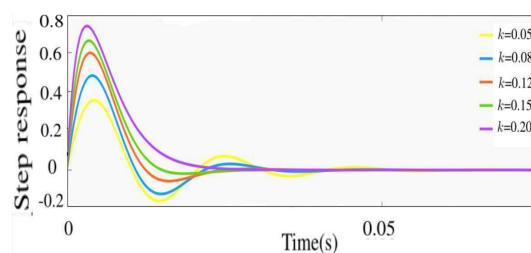


FIGURE 3.5: Réponse en échelon du filtre SOGI pour différentes valeurs de k

D'après la Figure 3.5, on peut observer que pour des valeurs plus élevées de k , la dynamique du filtre SOGI est plus rapide, ce qui modifie sa bande passante. En fait, pour des valeurs faibles de k , la largeur de la bande passante est réduite, ce qui améliore la qualité du filtrage. Inversement, des valeurs plus élevées de k augmentent la largeur de la bande passante et donc la qualité du filtrage sera dégradée. Afin d'assurer une bonne réponse dynamique ainsi qu'un bon filtrage du signal extrait, la valeur de k est fixée à 0,8. Pour $k = 0,8$,

la fonction de transfert du filtre SOGI devient :

$$H_s(t) = \frac{251.2 \cdot s}{s^2 + 251.2 \cdot s + 98596}$$

avec des pôles à $P_1 = -125,6 + j287,78$ et $P_2 = -125,6 - j287,78$, qui sont situés sur la moitié gauche du plans, ce qui assure une réponse stable.

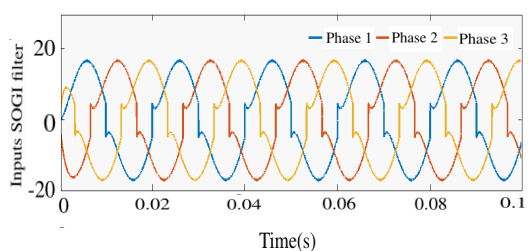


FIGURE 3.6: Entrées du filtre de SOGI

D'après les Figures 3.6 et 3.7, le filtre SOGI extrait parfaitement les composantes fondamentales des courants de la charge à la pulsation $\omega = 2\pi f$. La Figure 3.6 montre également comment l'entrée du filtre SOGI est déformée puisqu'elle représente les courants de la charge non linéaires avant la compensation harmonique, tandis que la Figure 3.7 montre l'extraction des composantes fondamentales des courants de la charge indiqués dans la Figure 3.7 à la pulsation ω , en utilisant le filtre SOGI.

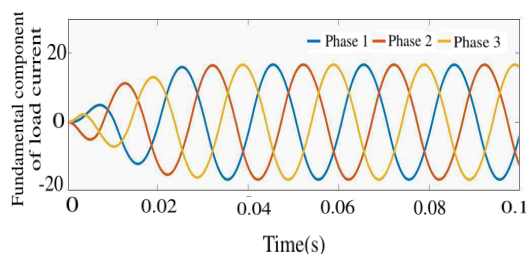


FIGURE 3.7: Extraction des composantes fondamentales des courants de la charge de la Figure 3.6 à la pulsation ω , en utilisant le filtre SOGI

La stratégie de contrôle de puissance basée sur la théorie p-q utilisant le filtre SOGI est illustrée dans la Figure 3.8, dans laquelle la structure du filtre de SOGI est utilisée pour générer les composantes fondamentales à partir des signaux des courants harmoniques de la charge à la pulsation ω . Le filtre SOGI offre un niveau de performance élevé pour les courants filtrés sans retard de phase dans des conditions de fonctionnement déséquilibrées et déformées, contrairement au filtre passe bas LPF classique (Figure 3.7). En outre, le filtre SOGI a la capacité d'adapter la fréquence, et la réponse en échelon de cette adaptation peut être

ajustée en accordant la constante k . Le filtre SOGI offre des avantages tels que des performances satisfaisantes en régime permanent et en régime dynamique avec une mise en œuvre numérique simple.

3.1.2 Algorithme d'extraction des courants de référence : Cas des tensions du réseau perturbés

Lorsque les conditions de déséquilibre de la tension ou d'harmoniques résultant d'une défaillance du réseau apparaissent (réseau perturbé), l'algorithme basée sur la théorie p-q est incapable de suivre les courants de compensation avec précision car l'apparition de ces perturbations de tension peut entraîner des distorsions dans les courants de référence générés par l'algorithme basée sur la théorie p-q [15] et par conséquent, le FAP4B ne parvient pas à compenser complètement les courants indésirables. Pour cette raison l'algorithme utilisé dans cette section pour la génération des courants de référence de compensation est basé sur la méthode dite trame de référence synchrone (Synchronous Reference Frame SRF) [16]. Cette méthode a été initialement conçue pour le fonctionnement du filtre actif série hybride dans les systèmes électriques triphasés à trois fils [17], ensuite elle a été appliquée avec filtres actifs dans les systèmes monophasés [18] et les systèmes triphasés à quatre fils [19].

Lorsque des charges triphasées déséquilibrées et non linéaires sont alimentés par des systèmes triphasés à quatre fils, des courants triphasés déséquilibrés contiennent le courant du neutre (I_{L1}, I_{L2}, I_{L3} et I_{Ln}) sont drainés du réseau électrique, ces courants peuvent avoir des courants fondamentaux ($I_{L1f}, I_{L2f}, I_{L3f}$ et I_{Lnf}), ces derniers possèdent, des composantes de séquence positive (I_{L1f}^+, I_{L2f}^+ et I_{L3f}^+), des composantes de séquence négative (I_{L1f}^-, I_{L2f}^- et I_{L3f}^-) et des composantes de séquence zéro (I_{L1f}^0, I_{L2f}^0 et I_{L3f}^0) et sachant que ces charges sont non linéaires les courants drainés du réseau électrique peuvent avoir aussi des composantes harmoniques ($I_{L1h}, I_{L2h}, I_{L3h}$ et I_{Lnh}), ces dernières présentent leurs propres composantes; les composantes de séquence positive (I_{L1h}^+, I_{L2h}^+ et I_{L3h}^+), les composantes de séquence négative (I_{L1h}^-, I_{L2h}^- et I_{L3h}^-) et les composantes de séquence zéro (I_{L1h}^0, I_{L2h}^0 et I_{L3h}^0). Dans ces conditions du déséquilibre, de la non linéarité de la charge et la perturbation du réseau d'alimentation, le FAP4B sera contrôlé pour compenser toutes les parties indésirables des courants de la charge, c'est-à-dire :

- La compensation du courant réactif pour éliminer le déphasage entre les courants et les tension du réseau d'alimentation.
- La compensation des composantes fondamentales de séquence négative et de séquence zéro qui sont liées au déséquilibre du courant.
- La compensation des composantes harmoniques.

Après l'effectuation du contrôle susmentionné, le réseau électrique alimente la charge

par des courants possèdent seulement des composantes fondamentales de séquence positive. De cette façon, les courants du réseau électrique deviendront sinusoïdaux, équilibrés et en phase avec les tensions du réseau électrique.

Dans l'algorithme basé sur SRF un système de détection de phase connue sous le nom de la boucle à verrouillage de phase triphasé (Phase Locked Loop PLL) est nécessaire pour générer les coordonnées ($\cos(\theta^+)$ et $\sin(\theta^+)$), ces dernières sont synchronisées avec l'angle de phase de la tension fondamentale de séquence positive (θ^+) du réseau électrique. le SRF permet de transformer des grandeurs qui peuvent être des tension et/ou des courants dans un repère stationnaire triphasé (a, b, c) en grandeurs orthogonales dans un repère tournant (d, q), ce dernier est obtenu en appliquant une rotation sur le repère stationnaire (α, β) d'un angle (wt) où (w) est la vitesse angulaire de la source.

L'équation (3.1.9) donne la transformation des courants de la charge dans le repère stationnaire triphasé (a, b, c) en grandeurs dans le repère triphasé stationnaire ($\alpha, \beta, 0$).

$$\begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \end{pmatrix} \quad (3.1.9)$$

D'après (3.1.10), les grandeurs orthogonales des courants I_d et I_q peuvent être obtenus à partir des courants I_α et I_β .

$$\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta^+) & \sin(\theta^+) \\ -\sin(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} \quad (3.1.10)$$

Les les coordonnées ($\cos(\theta^+)$ et $\sin(\theta^+)$) sont générés par PLL. Il en résulte que les variables exprimées dans ce repère c'est à dire sur l'axe directe (d) et l'axe quadratique (q) sont liées respectivement à la circulation de la puissance active et réactive dans le système [20]. Les composantes du courant actif sont représentés sur l'axe directe (d), tandis que les composantes du courant réactif sont représentés sur l'axe quadratique (q).

Les courants I_d et I_q sont orthogonaux et peuvent être exprimés comme indiqué en 3.1.11, avec (I_{dc} et I_{qc}) sont des termes continus, tandis que (I_{dos} et I_{qos}) sont des termes oscillants.

$$I_d = I_{dc} + I_{dos} \quad I_q = I_{qc} + I_{qos} \quad (3.1.11)$$

Grace à la transformation des courants en grandeurs orthogonales dans un repère tour-

nant (d, q), on a obtenu des termes active et réactive pour les composantes fondamentales de la séquence positive (I_{L1f}^+, I_{L2f}^+ et I_{L3f}^+) correspondant respectivement aux termes continus (I_{dc} et I_{qc}), à l'aide d'un filtre passe-bas (FPB), comme le montre la Figure 3.9, on peut extraire facilement le terme continu I_{dc} à partir du courant I_d et on faisons juste la soustraction pour le le terme I_{dc} du terme I_d . Pour la fréquence fondamentale et les fréquences harmoniques, le filtre passe-bas n'introduit pas des retards ou des erreurs de phase considérables.

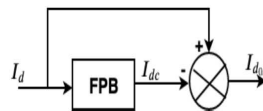


FIGURE 3.9: Extraction du terme continu I_{dc} et du terme oscillant I_{dos} par FPB

Concernant les composantes fondamentales de la séquence négative (I_{L1f}^-, I_{L2f}^- et I_{L3f}^-), ils sont transformés en termes oscillants d'ordre deux c'est à dire de fréquence 100Hz sur les axes tournants (I_{dos2} et I_{qos2}) [21]. Des termes oscillants (I_{dos2} et I_{qos2}) liés aux courants harmoniques se superposent aux termes continus, alors l'équation (3.1.11) peut être réécrite comme suit :

$$I_d = I_{dc} + I_{dos2} + I_{dos2h} \quad I_q = I_{qc} + I_{qos2} + I_{qos2h} \quad (3.1.12)$$

A cause de la circulation du courant du neutre dans les systèmes triphasés à quatre fils, cela implique l'existence des courants de séquence zéro (I_{L1}^0, I_{L2}^0 et I_{L3}^0), ces dernières sont composés à la fois de composantes fondamentales (I_{L1f}^0, I_{L2f}^0 et I_{L3f}^0) et de composantes harmoniques (I_{L1h}^0, I_{L2h}^0 et I_{L3h}^0), comme indiqué dans (3.1.13).

$$I_{L1}^0 = I_{L1f}^0 + I_{L1h}^0 \quad I_{L2}^0 = I_{L2f}^0 + I_{L2h}^0 \quad I_{L3}^0 = I_{L3f}^0 + I_{L3h}^0 \quad (3.1.13)$$

Ces composantes peuvent être obtenu à partir du courant (I_0) représenté sur l'axe 0 du repère triphasé stationnaire $\alpha\beta 0$ selon (3.1.9). Le courant I_0 peut être composé par d'terme fondamental (I_{0f}), qui est lié aux courants I_{L1f}^0, I_{L2f}^0 et I_{L3f}^0 , et d'un terme harmonique (I_{0h}), qui est lié aux courants I_{L1h}^0, I_{L2h}^0 et I_{L3h}^0 , comme indiqué en (3.1.14),

$$I_0 = I_{0f} + I_{0h} \quad (3.1.14)$$

Le déséquilibre de la charge ou des tensions du réseau est lié à l'existence des composantes de séquence négative I_{L1f}^-, I_{L2f}^- et I_{L3f}^- , et les composantes de séquence zéro I_{L1f}^0 ,

I_{L2f}^0 et I_{L3f}^0 , alors ces composantes doivent être compensées afin d'avoir des courants équilibrés du système triphasé. Pour cette raison les termes I_{0f} , $I_{d_{os2}}$ et $I_{q_{os2}}$ doivent être inclus dans l'algorithme de génération des courants de référence (I_{fa}^* , I_{fb}^* et I_{fc}^*), cet algorithme doit contenir aussi le terme I_{qc} pour compenser la puissance réactive de la charge. Pour supprimer les harmoniques l'algorithme doit contenir les termes (I_{0h} , $I_{d_{osh}}$ et $I_{q_{osh}}$). Une fois que l'algorithme contient tous les termes qui doivent être compensés, la transformation des termes de sortie aux coordonnées $\alpha\beta$ est effectuée pour obtenir les courants de référence $I_{f\alpha}^*$ et $I_{f\beta}^*$ comme indiqué en (3.1.15). l'équation (3.1.16) permet d'obtenir le courant de référence I_{f0}^* . Pour avoir les courants de référence (I_{fa}^* , I_{fb}^* et I_{fc}^*) aux coordonnées a, b, c , la transformation inverse de Clarck est effectuée comme indiqué en (3.1.17).

$$\begin{pmatrix} I_{f\alpha}^* \\ I_{f\beta}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta^+) & -\sin(\theta^+) \\ \sin(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{d_{os2}} + I_{d_{osh}} \\ I_{qc} + I_{q_{os2}} + I_{q_{osh}} \end{pmatrix} \quad (3.1.15)$$

$$\begin{pmatrix} I_{f\alpha}^* \\ I_{f\beta}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta^+) & -\sin(\theta^+) \\ \sin(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{d_{os}} \\ I_q \end{pmatrix}$$

$$I_{f0}^* = I_{0f} + I_{0h} = I_0 \quad (3.1.16)$$

$$\begin{pmatrix} I_{fa}^* \\ I_{fb}^* \\ I_{fc}^* \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{f\alpha}^* \\ I_{f\beta}^* \\ I_{f0}^* \end{pmatrix} \quad (3.1.17)$$

l'algorithme permettant la compensation du déséquilibre, de la puissance réactive ainsi que la suppression de toutes les composantes harmoniques des courants de la charge en tenant compte les équations (3.1.15), (3.1.16) et (3.1.17) est donné sur la Figure 3.10. De cette façon les courants du réseau deviendront sinusoïdaux équilibrés et en phase avec leurs tensions fondamentales de séquence positive.

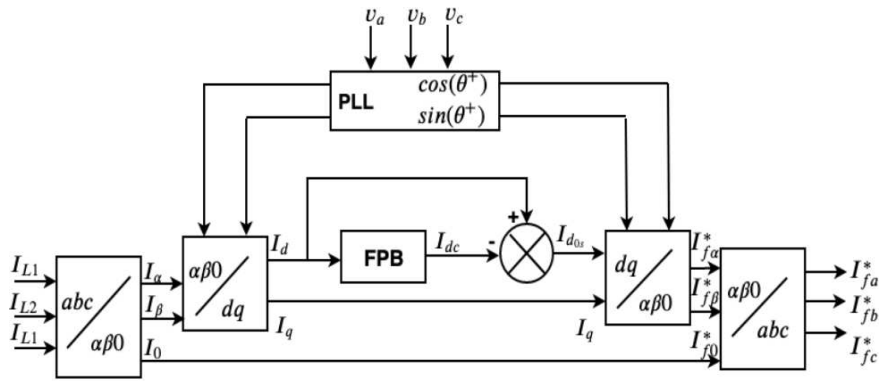


FIGURE 3.10: Schéma bloc du algorithme SRF utilisé

Dans la prochaine section la PLL sera traité pour générer les coordonnées ($\cos(\theta^+)$ et $\sin(\theta^+)$), ces dernières sont nécessaire pour l'algorithme de génération des courants de référence (I_{fa}^* , I_{fb}^* et I_{fc}^*). Lorsque les conditions de déséquilibre de la tension ou d'harmoniques résultant d'une défaillance du réseau apparaissent, le PLL-SRF produira une erreur plus importante dans le verrouillage de la phase, et donc elle ne peut pas suivre avec précision la composante fondamentale de la séquence positive des tensions du réseau.

C'est pour cela on propose dans cette thèse propose d'utiliser une boucle à verrouillage de phase à base du mixage de l'intégrateur généralisé de deuxième et de troisième ordre (PLL-MSTOGI) et qui fonctionne correctement sous les différentes conditions du réseau électrique (réseau perturbé).

3.1.3 Boucle à verrouillage de phase triphasé (Phase Locked Loop PLL)

Comme indiqué précédemment, un système PLL est nécessaire pour générer les coordonnées des vecteurs unitaires $\cos(\theta^+)$ et $\sin(\theta^+)$, qui sont utilisés pour la mise en œuvre de la méthode de la trame de référence synchrone (Synchronous Reference Frame SRF). La boucle à verrouillage de phase avec la méthode de la trame de référence synchrone (PLL-SRF) [22] [23] [24] [25] [26] a une mise en œuvre logicielle facile. Cependant, les conditions de déséquilibre de la tension ou d'harmoniques résultant d'une défaillance du réseau apparaissent, PLL-SRF produira une erreur plus importante dans le verrouillage de la phase, et donc elle ne peut pas suivre avec précision la composante fondamentale de la séquence positive des tensions du réseau, et même la stabilité des systèmes raccordés au réseau sera affectée. Pour faire face à cet inconvénient de la PLL-SRF dans des conditions non idéales de la

tension du réseau, [27] [28] et [29] ont proposé une boucle de verrouillage à structure double découplée de la trame de référence synchrone (Double Decoupled Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop PLL-DDSRF), cette dernière présente un inconvénient à travers les filtres passe-bas (Low Pass Filters LPFs) utilisés dans celle-ci, qui peuvent introduire un retard qui ralentit la réponse dynamique [30], en plus, l'algorithme de contrôle est complexe pour la mise en œuvre. [31] a proposé la PLL-SOGI, la boucle de verrouillage à base de l'intégrateur généralisé de deuxième ordre (second-order generalized integrator phase-locked loop PLL-SOGI), elle a non seulement une structure simple et une mise en œuvre facile du logiciel, mais peut également faire fonctionner l'algorithme de contrôle de manière satisfaisante dans des conditions déformées et en même temps supprimer le retard introduit par les LPFs dans la PLL-DDSRF. En raison de sa haute performance, la PLL-SOGI a été étudiée très largement récemment, en monophasé, un seul système PLL-SOGI (PLL-SSOGI) [32] [33] ou triphasé, un double système PLL-SOGI (PLL-DSOGI) [34] [35] qui sont habituellement utilisés pour la synchronisation avec le réseau, respectivement. Le SSOGI et DSOGI produiront une erreur dans l'extraction des composantes fondamentales des tensions du réseau si cette dernière contient un décalage DC, ce qui peut entraîner un résultat de sortie PLL imprécis. Pour éliminer l'impact du décalage DC sur la PLL, [36] a proposé d'ajouter un LPF à la branche d'ajout du signal de sortie orthogonal du SOGI et du signal d'entrée, mais l'auteur n'a pas décrit clairement le choix de la fréquence de coupure du LPF. [37] et [38] ont proposé la connexion en série de deux blocs SOGI (PLL-CSSOGI) qui sont également capables de retirer le décalage DC dans le signal d'entrée.

PLL-CSSOGI dispose d'une structure simple à mettre en œuvre, mais les deux fonctions de transfert de CSSOGI sont des fonctions de quatrième ordre conduisant à une mise en œuvre de contrôle numérique discrète très complexe, qui nécessite un temps de calcul élevé, contrairement à la méthode proposée dans ce travail. [39] et [40] ont proposé d'ajouter un notch filtre pour supprimer le décalage DC dans le filtre SOGI, mais cette structure conduit à une sélection difficile des paramètres SOGI en raison de l'introduction d'un nouveau paramètre dans le filtre SOGI qui peut affecter la phase verrouillée du système.

Ce travail propose une boucle à verrouillage de phase à base de le mixage de l'intégrateur généralisé de deuxième et de troisième ordre (PLL-MSTOGI) pour supprimer le décalage DC des signaux d'entrée dans le filtre SOGI. Cette structure, contrairement à [37] [38] [39] et [40], peut rapidement et précisément verrouiller la phase sous diverses anomalies de la tension du réseau, telles que les harmoniques, le déséquilibre et la présence de décalages DC. En plus, une autre contribution de ce travail, il propose un bloc de fréquence-adaptatif

pour PLL-MSTOGI qui peut fournir des performances de synchronisation précises, même en présence des variations de la fréquence. Ainsi, l'ensemble PLL-MSTOGI peut adapter la fréquence contre les variations de la fréquence entre la sortie PLL et le réseau [41] et ainsi suivre précisément les tensions du réseau sous les variations de la fréquence. Cette structure est plus utile dans un système triphasé où la fréquence varie en permanence. Pour démontrer l'efficacité de PLL-MSTOGI, ce travail propose l'une des applications les plus importantes dans l'amélioration de la qualité de la puissance, le discours ici concernant le filtre actif parallèle à quatre bras (FAP4B).

3.1.3.1 Analyse du filtre (SOGI)

La Figure 3.11 illustre la structure du générateur des signaux en quadrature (Quadrature Signal Generator QSG) basé sur le schéma du filtre SOGI, où V_s représente la tension d'entrée du réseau, ω_n représente la fréquence de résonance, généralement $2\pi 50 rad$ et k le facteur d'amortissement, c'est un gain réglable positif choisi comme un compromis entre le rejet des perturbation et la réponse temporelle. Le GSQ basé sur le filtre SOGI est responsable de la génération des signaux en phase et en quadrature, V'_M et V'_{qM} , respectivement. c.-à-d. V'_M et V'_{qM} ont la même amplitude mais une $\pi/2$ de phase en décalage, en plus V'_M et V_s ont la même amplitude et phase.

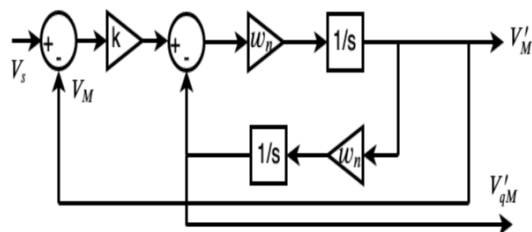


FIGURE 3.11: Bloc diagramme du générateur des signaux en quadrature basé sur la structure du Filtre SOGI.

Les fonctions de transfert du GSQ basées sur le filtre SOGI concernant l'entrée sont décrits en (3.1.18) et (3.1.19).

$$F_1(s) = \frac{V_M(s)}{V_s(s)} = \frac{k\omega_n s}{s^2 + k\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.1.18)$$

$$F_2(s) = \frac{V'_{qM}(s)}{V_s(s)} = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + k\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.1.19)$$

En supposant que la fréquence de résonance ω_n est 100π , nous pouvons tracer les courbes de Bode de $F_1(s)$, et $F_2(s)$, pour quatre valeurs différentes du facteur d'amortissement k (0.4, 0.9, $\sqrt{2}$ and 2.0), comme le montrent les Figures 3.12 et 3.13. il est clairement démontré que $F_1(s)$ est équivalent à un filtre passe-bande (FPB) de deuxième ordre où la fréquence de coupure ω_n est égale à la fréquence d'entrée ω_s . La largeur de la bande de $F_1(s)$ est déterminée par le facteur d'amortissement k et est indépendante fortement de ω_n . Pour k de valeurs faibles, cela conduit à une bande passante serrée et, par conséquent, $F_1(s)$ a un meilleur effet de filtrage. Si, d'une certaine façon, il est prévu que $\omega_n = \omega_s$ (c-à-d, la fréquence estimée est égale à la fréquence réelle), alors V'_M correspondra en amplitude ainsi qu'en phase avec la composante fondamentale de la tension d'entrée V_s .

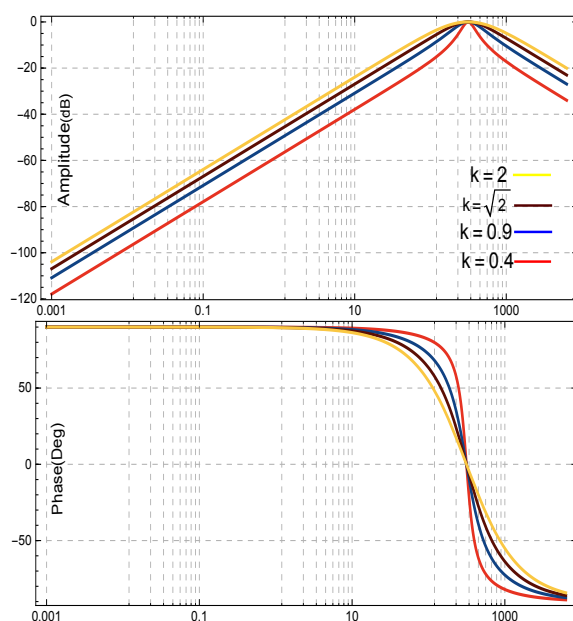


FIGURE 3.12: Réponse en fréquence de $F_1(s)$ avec différentes valeurs k .

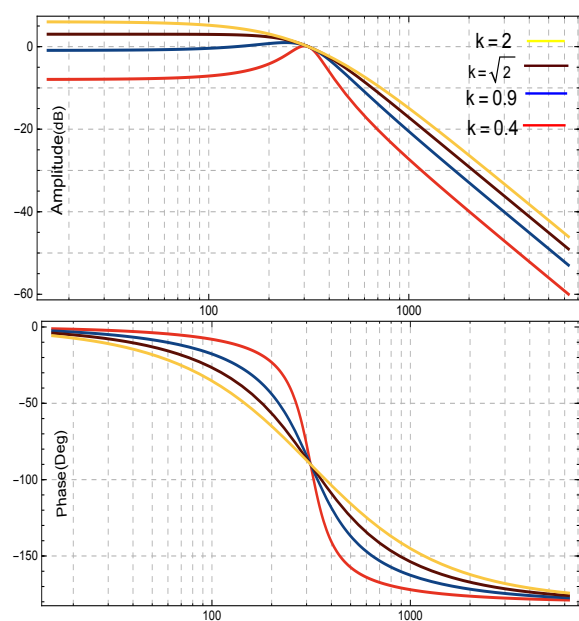


FIGURE 3.13: Réponse en fréquence de $F_2(s)$ avec différentes valeurs k .

D'après la Figure 3.13, $F_2(s)$ est équivalent à un filtre passe-bas (LPF). Encore une fois, si $\omega_n = \omega_s$, alors V'_{qM} correspondra en amplitude mais avec une différence de $\pi/2$ avec la composante fondamentale de la tension d'entrée V_s , k détermine le gain statique de $F_2(s)$, ce qui signifie que les valeurs faibles de k donne un meilleur effet de filtrage, mais un temps de réponse dynamique plus long. Par conséquent, un compromis devrait être envisagé au moment du choix de la valeur k , la sélection de k sera examinée dans la section suivante.

Il est utile de souligner quand la tension d'entrée est corrompu par des perturbations telle que le décalage DC, le filtre passe bas (V'_{qM}) ne les rejette pas suffisamment, et par conséquent la composante orthogonale V'_{qM} est directement affectée par la présence de ces perturbations et elle sera décalé d'une quantité DC en entrée. de ce fait, la structure MSTOGI

est proposée à la section suivante pour éliminer le décalage DC.

3.1.3.2 Mécanisme d'élimination du décalage DC dans les tensions de source

Afin d'éliminer le décalage DC produit par $V'_{qM}(s)$, d'abord nous allons présenter le mécanisme d'élimination du décalage DC, pour cela, supposons une entrée de tension $V_s(t)$ avec un décalage DC, donnée par :

$$V_s(t) = V_{dc} + V_{max} \sin(\omega_s t + \phi_s) \quad (3.1.20)$$

où V_{max} , V_{dc} , ω_s et ϕ_s sont l'amplitude de la tension d'entrée, le décalage DC ajouté, la fréquence d'entrée et l'angle de phase, respectivement. Dans le régime statique, les signaux de sortie, V'_M and V'_{qM} , peuvent être exprimé en GSQ basé sur le filtre de SOGI comme suit :

$$V'_M(t)_{t \rightarrow \infty} = r \cdot V_{max} \sin(\omega_s t + \phi_s + \varphi) \quad (3.1.21)$$

$$V'_{qM}(t)_{t \rightarrow \infty} = k \cdot V_{dc} - r \cdot \frac{\omega_n}{\omega_s} \cdot V_{max} \cos(\omega_s t + \phi_s + \varphi) \quad (3.1.22)$$

on peut constater à partir de (3.1.21) et (3.1.22) que le facteur de l'atténuation r et l'angle φ déterminent l'amplitude et le décalage de phase pour $V'_M(t)_{t \rightarrow \infty}$ respectivement.

À partir de (3.1.22), $V'_{qM}(t)_{t \rightarrow \infty}$ contient toujours le décalage DC $k \cdot V_{dc}$, donc le filtre SOGI n'est pas capable d'éliminer le décalage DC complètement. Pendant ce temps, $V'_{qM}(t)_{t \rightarrow \infty}$ contient une composante cosinus dont l'amplitude est déterminée par r , ω_n et ω_s et sa phase est $\pi/2$ décalé derrière V_s . Sous la condition de la fréquence verrouillée ($\omega_n = \omega_s$) nous pouvons obtenir : $r = 1$ et $\varphi = 0$. Ainsi (3.1.21) et (3.1.22) deviennent :

$$V_M(t)_{t \rightarrow \infty, \omega_n = \omega_s} = V_{max} \sin(\omega_s t + \phi_s) \quad (3.1.23)$$

$$V'_{qM}(t)_{t \rightarrow \infty, \omega_n = \omega_s} = k \cdot V_{dc} - V_{max} \cos(\omega_s t + \phi_s) \quad (3.1.24)$$

$$\text{avec, } r = \frac{k \cdot \omega_n \cdot \omega_s}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega_s^2)^2 + k^2 \cdot \omega_n^2 \cdot \omega_s^2}}$$

Si $\omega_n > \omega_s \leftrightarrow r < 1$ et,

$$\varphi = -\arctan \frac{k \cdot \omega_n \cdot \omega_s}{\omega_n^2 - \omega_s^2} \quad (3.1.25)$$

Si $\omega_n < \omega_s \leftrightarrow r < 1$ et,

$$\varphi = \arctan \frac{k \cdot \omega_n \cdot \omega_s}{\omega_n^2 - \omega_s^2} \quad (3.1.26)$$

Afin d'éliminer le décalage DC, nous allons modifier la GSQ basé sur le filtre SOGI à GSQ basé sur MSTOGI, le schéma fonctionnel de cette dernière est montrée à la Figure 3.14.

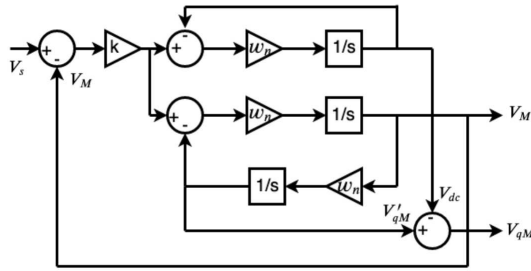


FIGURE 3.14: Bloc diagramme de la structure MSTOGI.

$F_3(s)$, la fonction de transfert $\frac{V_{qM}(s)}{V_s(s)}$, peut être exprimée comme suit :

$$F_3(s) = \frac{V_{dc}(s)}{V_s(s)} = \frac{k\omega_n(s^2 + \omega_n^2)}{(s + \omega_n)(s^2 + k\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (3.1.27)$$

La courbe de Bode de $F_3(s)$ avec des valeurs différentes de k est montrée dans la Figure 3.15, il est clairement montré que $F_3(s)$, est un filtre « Notch » avec une coupe de bande centrée à ω_n , il filtre les signaux de haute fréquences, en particulier, il peut extraire le signal DC complètement avec un décalage de phase 0° . Ainsi, il y a une atténuation élevée à la fréquence ω_n . Dans le régime statique, la sortie de $V_{dc}(t)$ peut être obtenu en (3.1.28).

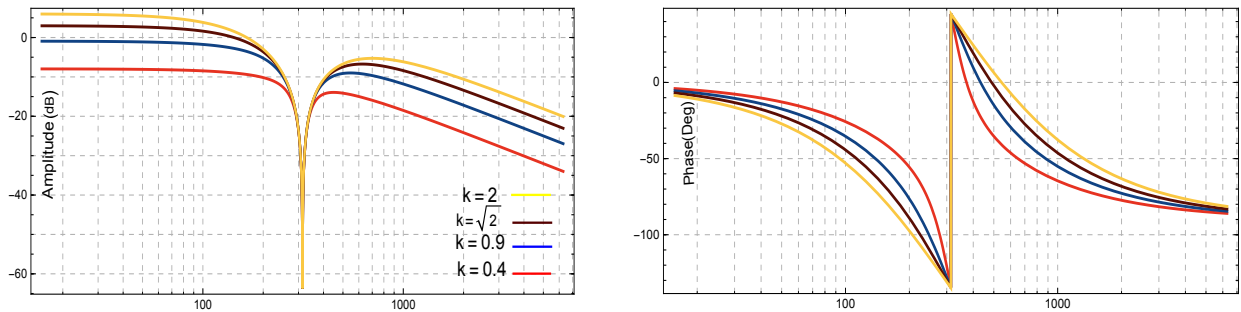


FIGURE 3.15: Réponse en fréquence de $F_3(s)$ avec différentes valeurs k .

$$V_{dc}(t)_{t \rightarrow \infty} = k \cdot V_{dc} - R \cdot V_{max} \cos(\omega_s t + \varphi_s + \varphi + \varphi_c) \quad (3.1.28)$$

où $R = k \cdot \omega_n \cdot \sqrt{\frac{1-r^2}{\omega_n^2 + \omega_s^2}}$ quand $\omega_n = \omega_s$, on a $r = 1 \rightarrow R = 0$, donc on peut obtenir :

$$V_{dc}(t)_{t \rightarrow \infty, \omega_n = \omega_s} = k \cdot V_{dc} \quad (3.1.29)$$

Après toutes ces analyses, $V_M(t)_{t \rightarrow \infty}$ est un signal alternatif AC sans décalage DC et sa partie AC est identique à celle de $V_s(t)$. Pour $V'_{qM}(t)_{t \rightarrow \infty}$, il contient un décalage DC de $k \cdot V_{dc}$ et sa partie alternative AC est une onde cosinus avec la même amplitude et la même fréquence que $V_s(t)$. Concernant $V_{dc}(t)_{t \rightarrow \infty}$, il ne contient que le décalage DC $k \cdot V_{dc}$. Afin d'avoir un effet d'élimination du décalage DC, les signaux orthogonaux de sortie du MSTOGI peuvent être exprimés comme :

$$V_M(t) = V'_M \quad (3.1.30)$$

$$V_{qM}(t) = V'_{qM} - V_{dc} \quad (3.1.31)$$

$F_4(s)$, la fonction de transfert $\frac{V_{qM}(s)}{V_s(s)}$, peut être exprimée comme suit :

$$F_4(s) = \frac{V_{qM}(s)}{V_s(s)} = \frac{k\omega_n s(\omega_n - s)}{(s + \omega_n)(s^2 + k\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (3.1.32)$$

Le diagramme de Bode de $F_4(s)$, avec des valeurs différentes de k est montré à la Figure 3.16. Évidemment, $F_4(s)$ est un filtre passe bande (FPB) avec un gain unitaire et $\pi/2$ de déphasage à ω_n , qui a la même caractéristique amplitude-fréquence que $F_1(s)$. En plus, $F_4(s)$ a une grande atténuation en basse et hautes bandes de fréquence, qui peut efficacement éliminer le décalage DC et les harmoniques de hautes fréquences qui sont présents dans le signal d'entrée.

Les cartes pôle-zéro du MSTOGI avec différentes valeurs de k est représenté à la Figure 3.17 (a). On peut voir que tous les pôles sont dans le demi-plan gauche, montrant que le système sera stable. De la Figure 3.17 (a), en augmentant k de 0.2 à 2, les pôles complexes conjugués de $F_1(s)$ s'éloignent de l'axe imaginaire et se rapprochent à l'axe réel, montrant que le facteur d'amortissement k sera choisi comme un compromis entre la stabilité, la rapidité du réponse dynamique et la performance de filtrage. Cependant, lorsque k devient supérieur à 2, tous les pôles de $F_1(s)$ sont sur l'axe réel, ces pôles sont répartis en deux parties. Une partie s'éloigne de l'axe imaginaire, et l'autre se déplace vers l'axe imaginaire, devenant les pôles dominants, montrant que le système devient instable et que la réponse dynamique sera détériorée.

L'analyse de la Figure 3.17 (b) est la même que celle de la Figure 3.17 (a). Par consé-

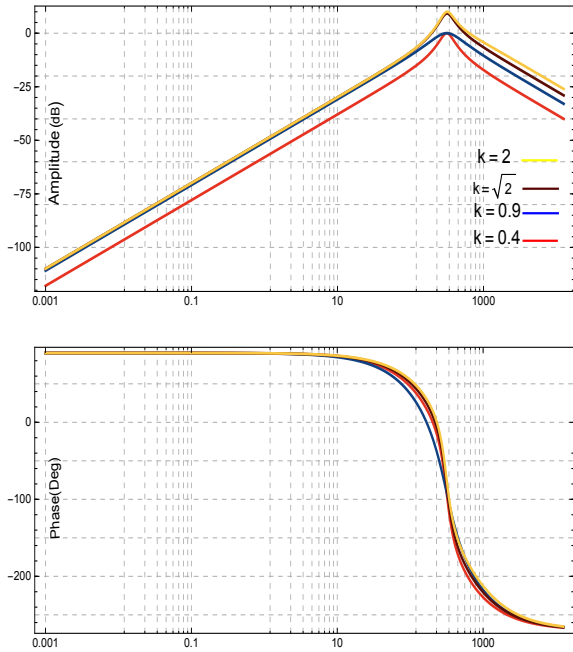


FIGURE 3.16: Réponse en fréquence de $F_4(s)$ avec différentes valeurs k .

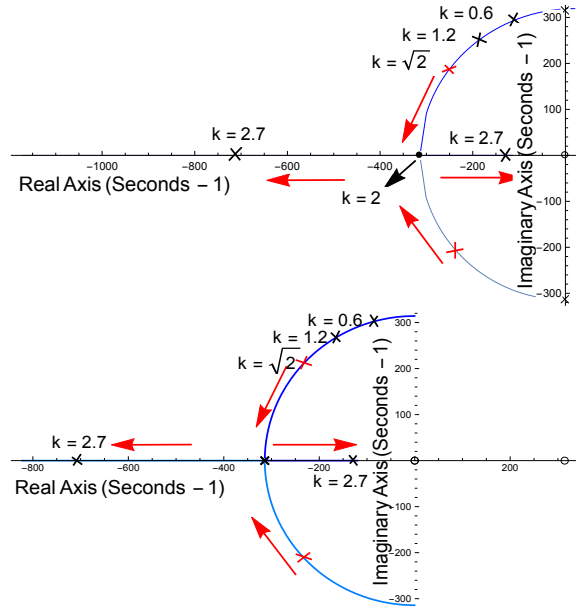


FIGURE 3.17: Carte poles-zéro du MSTOGI avec différentes valeurs k . (a) Carte poles-zéro de $F_1(s)$. (b) Carte poles-zéro de $F_4(s)$.

quent, $F_4(s)$ a la même amplitude de fréquence et une phase de fréquence différente à $F_1(s)$. D'après l'analyse du diagramme de bode du MSTOGI et les cartes pole-zéro, compte tenu du compromis entre la performance du filtrage et la vitesse de la réponse transitoire, la valeur de k est choisie comme $\sqrt{2}$.

La Figure 3.18 montre la réponse en fréquence du MSTOGI sous la condition du décalage DC (à 0.15s, 0.1pu du décalage DC est ajouté à l'entrée), il montre que, V_M et V_{qM} sont propres et en quadrature bien que V_{qM} est insensible au décalage DC bien que V'_{qM} est sensible. nous pouvons voir que le terme DC dans V_s d'entrée peut être estimé par $V_{qM} = V'_{qM} - V_{dc}$.

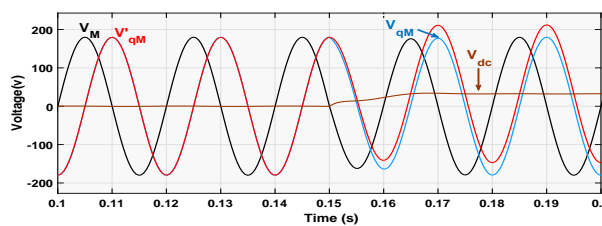


FIGURE 3.18: Performances du MSTOGI sous une entrée avec un décalage DC

3.1.3.3 Proposition d'une unité d'adaptation de fréquence pour PLL

D'après (3.1.21) et (3.1.22), les Figures 3.12 et 3.16, V_M a différentes sorties selon ω_s et ω_n : (a) quand ω_s est différente de ω_n , V_M en avance ou en retard par rapport à l'entrée V_s

par un angle de phase avec une amplitude atténuée; (b) lorsque ω_s est égal à ω_n , V_M est synchronisé avec V_s et a la même amplitude. De même, quand ω_s est différente à ω_n , V_{qM} a également le même phénomène de phase en (avance ou en retard) et l'atténuation de l'amplitude. Il est trouvé que seulement quand $\omega_s = \omega_n$, les signaux de sortie du MSTOGI, V_M et V_{qM} n'ont pas d'atténuation d'amplitude ou différence de phase. En d'autres termes, MSTOGI doit toujours fonctionner à la fréquence du signal d'entrée ω_s pour garantir un verrouillage de phase précis. Dans ce travail, une unité d'adaptation de fréquence pour PLL est conçu pour rendre le système adaptatif aux variations de fréquence. Le schéma fonctionnel de la structure double MSTOGI reconfiguré avec l'unité d'adaptation de fréquence proposée pour PLL est représenté à la Figure 3.19.

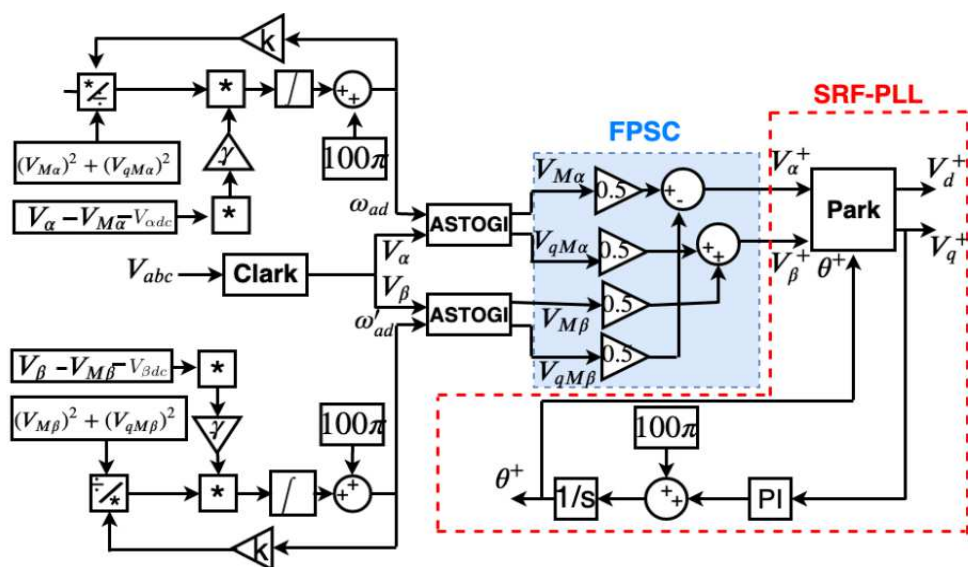


FIGURE 3.19: Bloc diagramme la reconfiguration de la structure du MSTOGI avec l'unité proposée d'adaptation de fréquence pour PLL.

D'après la Figure 3.19. Premièrement, la structure double MSTOGI génère les signaux orthogonaux (V_α et V_β , $V_{M\beta}$ et $V_{qM\beta}$). Ces signaux en tant que des entrées sont ajoutés au calculateur de séquence positive fondamentale (fundamental positive sequence calculator FPSC) pour extraire les composantes fondamentales de séquence positive V_α^+ et V_β^+ . Enfin, V_α^+ et V_β^+ sont transformés en dq en utilisant la transformation du Park et un SRF-PLL comme indiqué dans la case pointillée utilisé pour la synchronisation avec le réseau.

Afin d'améliorer la qualité des fréquences estimées, en terme d'élimination des ondulations qui dépendent fortement de la valeur du décalage DC et obtenir les tensions de sortie souhaitées, $V_{M\alpha}$, $V_{qM\alpha}$, $V_{M\beta}$ et $V_{qM\beta}$, en quadrature et avec la même amplitude, les fréquences estimées ω_{ad} and ω'_{ad} du bloc d'adaptation de fréquence proposé présenté à la Figure 3.19, doit être adapté à la fréquence de la tension d'entrée ω_s . Les fréquences estimées ω_{ad} et ω'_{ad}

sont obtenus par les expressions suivantes :

$$\omega_{ad} = T \cdot \frac{\gamma}{s} (V_{M\alpha} - V_{\alpha} - V_{\alpha dc}) \quad (3.1.33)$$

$$\text{avec } T = \frac{k \cdot \omega_{ad}}{(V_{M\alpha}^2 + V_{qM\alpha}^2)}$$

$$\omega'_{ad} = T' \cdot \frac{\gamma}{s} (V_{M\beta} - V_{\beta} - V_{\beta dc}) \quad (3.1.34)$$

$$\text{avec } T' = \frac{k \cdot \omega'_{ad}}{(V_{M\beta}^2 + V_{qM\beta}^2)}$$

Sous la condition du verrouillage de la fréquence (ç.à.d, $\omega_{ad} = \omega'_{ad} = \omega_s$) et en se basant sur les équations précédentes on obtient les expressions suivantes :

$$V_{\alpha} = V_{\alpha dc} + V_{\alpha max} \sin(\omega_s t + \phi_s) \quad (3.1.35)$$

$$V_{M\alpha}(t)_{t \rightarrow \infty, \omega_{ad} = \omega_s} = V_{\alpha max} \sin(\omega_s t + \varphi_s) \quad (3.1.36)$$

$$V_{qM\alpha}(t)_{t \rightarrow \infty, \omega_{ad} = \omega_s} = V'_{qM\alpha}(t) - V_{\alpha dc}(t)$$

$$V_{qM\alpha}(t)_{t \rightarrow \infty, \omega_{ad} = \omega_s} = -V_{\alpha max} \cos(\omega_s t + \varphi_s) \quad (3.1.37)$$

$$V_{\alpha dc}(t) = k \cdot V_{\alpha dc} \quad (3.1.38)$$

$$V_{\beta} = V_{\beta dc} + V_{\beta max} \sin(\omega_s t + \phi_s) \quad (3.1.39)$$

$$V_{M\beta}(t)_{t \rightarrow \infty, \omega_{ad} = \omega_s} = V_{\beta max} \sin(\omega_s t + \varphi_s) \quad (3.1.40)$$

$$V_{qM\beta}(t)_{t \rightarrow \infty, \omega_{ad} = \omega_s} = V'_{qM\beta}(t) - V_{\beta dc}(t)$$

$$V_{qM\beta}(t)_{t \rightarrow \infty, \omega_{ad} = \omega_s} = -V_{\beta max} \cos(\omega_s t + \varphi_s) \quad (3.1.41)$$

$$V_{\beta dc}(t) = k \cdot V_{\beta dc} \quad (3.1.42)$$

Remplaçant (3.1.35), (3.1.36), (3.1.37), (3.1.38), (3.1.39), (3.1.40), (3.20) et (3.1.42) dans (3.1.33) et dans (3.1.34), les ondulations des fréquences estimées deviennent :

$$\Delta \omega_{ad} = 0 \quad (3.1.43)$$

$$\Delta \omega'_{ad} = 0 \quad (3.1.44)$$

Donc, les ondulations des fréquences estimées sont annulées grâce au bloc d'adaptation de fréquence proposé. L'objectif de l'ajout de 100π est d'accélérer le réglage de la vitesse du PLL. Le contrôleur PI utilisé dans le PLL assure que $V_q^+ = 0$ au régime statique et le vecteur de la tension du réseau est idéalement aligné le long de l'axe d . Les paramètres du contrôleur PI dans le SRF-PLL peuvent être liés à la conception de la bande passante comme expliqué dans [42].

3.2 ALGORITHMES DE COMMANDE DES COURANTS DE REFERENCE

Dans Le contrôle des courants de référence la boucle de contrôle utilise un contrôleur PI basé sur l'analyse de la réponse en fréquence qui peut être divisée en trois étapes, à savoir :

- Étape 1 – Calcul de l'angle de phase à compenser (φ_C) dont l'objectif est d'obtenir une marge de phase souhaitée MP_s à la fréquence de coupure spécifiée ω_c , selon l'angle de phase (φ_s) présenté par le système (3.2.1) :

$$\varphi_C = MP_s - (\varphi_s|_{\omega_c} + 180^0) \quad (3.2.1)$$

- Étape 2 – Inclusion d'un compensateur de phase (G_C) représenté par (3.2.2) en série avec le système (G_s), afin d'ajuster l'angle de phase du système compensé en boucle ouverte G_{BOC} , selon la marge de phase MP_s

$$G_C(s) = \frac{Ts + 1}{s} = \frac{\frac{-s}{\text{tg}(\varphi_C)\omega_c} + 1}{s} \quad (3.2.2)$$

- Étape 3 – Inclusion du gain K_c donné par (3.2.3) en série avec le système compensé, de sorte que le module du système compensé en boucle ouverte G_{BOC} sur la fréquence ω_c , gagne 0 dB.

$$K_c = \frac{1}{|G_{BOC}|_{\omega_c}} \quad (3.2.3)$$

La réalisation des trois étapes précitées permet d'obtenir la fonction de transfert G_{PI} donnée par (3.2.4), qui représente un contrôleur PI (Proportionnel Intégral).

$$G_{PI}(s) = \frac{u_c(s)}{e(s)} = \frac{K_p s + K_I}{s} = K_c \frac{Ts + 1}{s} \quad (3.2.4)$$

Notons que ces étapes restent valides aussi pour la conception du contrôleur PI pour le

contrôle de la tension du bus continu (V_{dc}) dans le chapitre suivant.

Le comportement des courants de compensation (i_{fa} , i_{fb} , i_{fc} et i_{fn}) synthétisés par le FAP4B a été représenté par les modèles mathématiques présentés précédemment. En considérant le gain de l'onduleur 4B donné par (2.2.11), l'équation représentant le système des courants du circuit de puissance du FAP4B, qui a été donnée par (2.1.56), peut être réécrite en prenant les signaux de commande $u_{ctrl(d,q,0)}$ comme entrée du système et le vecteur de courant i_{dq0} comme sortie du système, tel que donné par (3.2.5).

$$G_{i(4B)}(s) = \frac{i_{dq0}(s)}{u_{ctrl(d,q,0)}(s)} = \left[\frac{G_{4B}}{(R_{Lf} + s\dot{L}_f)} \quad \frac{G_{4B}}{(R_{Lf} + s\dot{L}_f)} \quad \frac{G_{4B}}{4(R_{Lf} + s\dot{L}_f)} \right] \quad (3.2.5)$$

Selon [43], un retard équivalent à la moitié de la période de commutation T_s impliquant le modulateur PWM devrait encore être considéré dans le modèle mathématique du système des courants du FAP4B. Ce retard est représenté par une approche Padé de premier ordre dans les coordonnées $dq0$, comme indiqué par (3.2.6).

$$G_{T_s}(s) = \frac{u_{ctrl(d,q,0)}}{u'_{ctrl(d,q,0)}} = \frac{1 - \frac{sT_s}{4}}{1 + \frac{sT_s}{4}} \quad (3.2.6)$$

Le rôle des contrôleurs PI des boucles de courant du FAP4B est d'annuler l'erreur (e) existant entre les courants de compensation et leurs références respectives à partir d'une action de contrôle v_c . Dans le cas du FAP4B, l'erreur doit être calculée aux coordonnées $dq0$, selon(3.2.7). A son tour, le signal v_c est toujours utilisé comme signal de commande pour le pilotage des onduleurs, en respectant toujours les coordonnées dans lesquelles la commande est mise en œuvre, comme indiqué dans (3.2.8).

$$e_{(d,q,0)} = i_{f(d,q,0)}^* - i_{f(d,q,0)} \quad (3.2.7)$$

$$v_{c(d,q,0)} = u'_{ctrl(d,q,0)} \quad (3.2.8)$$

Considérant (3.2.5), il est noté que le système des courants du FAP4B est le même pour les coordonnées "d" ($G_{i(4B)d}$) et "q" ($G_{i(4B)q}$) alors que pour la coordonnée "0" ($G_{i(4B)0}$) le système des courants est un quart des autres. Afin d'obtenir des contrôleurs ayant les mêmes performances aux trois coordonnées, les fonctions de transfert des contrôleurs PI utilisés dans FAP4B ($G_{PI4B(d,q,0)}$) peuvent être représentées comme indiqué par (3.2.9). Ainsi, le gain d'un quart du système $G_{i(4B)0}$ est annulé par le gain de quatre du contrôleur $G_{PI4B(0)}$.

$$G_{PI4B(d,q)}(s) = K_{Pi} + \frac{K_{Ii}}{s} = \frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s}$$

$$G_{PI4B(0)}(s) = K_{Pi0} = \frac{K_{Ii0}}{s} = 4G_{PI4B(d)}(s) = 4\frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s} \quad (3.2.9)$$

Cela implique un système de compensation pour la coordonnée "0" ($G_{i(4B)0}$ $G_{PI4B(0)}$) identique à ceux obtenus pour les coordonnées "d" ($G_{i(4B)d}$ $G_{PI4B(d)}$) et "q" ($G_{i(4B)q}$ $G_{PI4B(q)}$). En considérant (3.2.5),(3.2.6),(3.2.7),(3.2.8) et (3.2.9), les boucles de contrôle des courants de compensation pour le FAP4B peuvent être représentées par le schéma fonctionnel de la Figure 3.20.

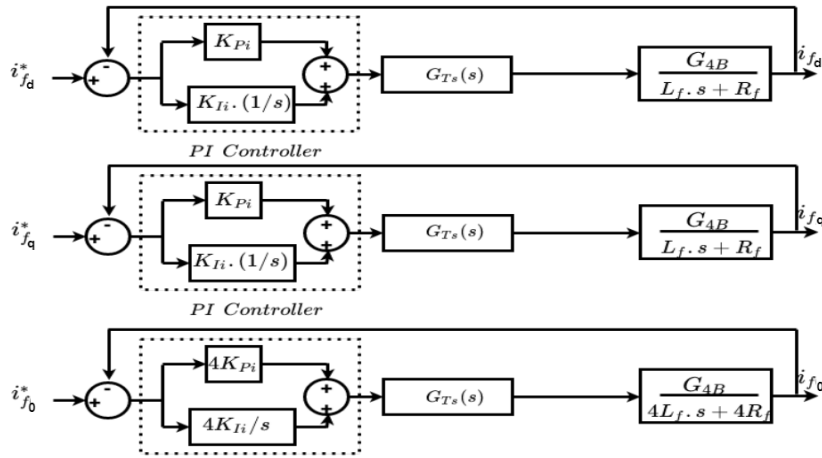


FIGURE 3.20: Bloc diagramme des boucles de régulation des courants de compensation du FAP4B.

En analysant le schémas de principe présenté dans la Figure 3.20, on constate que pour concevoir le contrôleur PI du FAP4B, il suffit de dimensionner les gains K_{Pi} et K_{Ii} . Pour cela, seule la boucle de contrôle de la coordonnée "d" du FAP4B est conçu, en considérant pour la conception du système G_{Pi} donnée par (3.2.10).

$$G_{Pi}(s) = G_{T_s}(s)G_{i(4B)d} = \frac{1 - \frac{sT_s}{4}}{1 + \frac{sT_s}{4}} \frac{G_{4B}}{(R_{Lf} + sL_f)} \quad (3.2.10)$$

A partir du schéma-bloc présenté dans la Figure 3.20, il est possible d'obtenir la fonction de transfert qui représente la boucle du contrôle des courants de compensation, comme suit :

$$G_{ic}(s) = \frac{i_{f(d,q,0)}}{i_{f(q,q,0)}^*} = \frac{N_2s^2 + N_1s + N_0}{D_3s^3 + D_2s^2 + D_1s + D_0} \quad (3.2.11)$$

Où i_f représente $i_{f(d,q,0)}$; i^* représente $i_{f(d,q,0)}^*$ du FAP4B et aussi :

$$\begin{aligned}
N_0 &= G_{4B}K_{Ii} & D_0 &= G_{4B}K_{Ii} \\
N_1 &= G_{4B}[K_{Pi} - K_{Ii}(\frac{T_s}{4})] & D_1 &= R_{Lf} + G_{4B}[K_{Pi} - K_{Ii}(\frac{T_s}{4})] \\
N_2 &= -G_{4B}K_{Pi} & D_2 &= (\frac{T_s}{4})R_{Lf} - G_{4B}K_{Pi}(\frac{T_s}{4}) + L_f \\
& & D_3 &= (\frac{T_s}{4})L_f
\end{aligned}$$

3.2.1 Conception du contrôleur PI pour les boucles du courant

Cette section sera consacré à la conception des gains K_{Pi} et K_{Ii} du contrôleur PI utilisé dans les boucles de régulation du courant pour la coordonnée "d" ($G_{PI_{4B(d)}}$) du FAP4B. En effet, à partir de ces gains, il est possible d'obtenir le reste des contrôleurs utilisés dans les boucles de régulation du courant pour les autres coordonnées "q" ($G_{PI_{4B(q)}}$) et "0" ($G_{PI_{4B(0)}}$). Les données du tableau 3.1 sont considérées comme des paramètres de conception du régulateur PI utilisé dans les boucles de régulation du courant pour la coordonnée "d" ($G_{PI_{4B(d)}}$).

Fréquence de commutation de l'onduleur à quatre bras	$f_s = 20kHz$
Marge de phase souhaitée	$MP_s = 55^\circ$
Fréquence de coupure souhaitée	$\omega_{cs} = 2\pi f_s/10$ $= 1,2566.10^4 \text{ rad/s}$
L'inductance de couplage	$L_f = 1mH$
Résistance série avec l'inductance de couplage	$R_{Lf} = 0.22\Omega$
Tension de bus continu	$V_{dc} = 400V$
Amplitude de la triangulaire	$V_{tri} = 1880V$

TABLE 3.1: Spécifications pour la conception des contrôleurs PI pour les boucles du courant

Dans la première étape de la méthodologie de la conception, l'angle de phase présenté par le système à la fréquence spécifiée est trouvé en utilisant (3.2.12). Ensuite, l'angle de phase à compenser est calculé en utilisant (3.2.1) comme indiqué par (3.2.13) :

$$\varphi_{pi}|_{\omega_{cs}} = \angle \left[\frac{V_{dc}/\hat{V}_{tri}}{[R_{Lf} + (i\omega_{cs})L_f] \frac{1 - (i\omega_{cs})T_s/4}{1 + (i\omega_{cs})T_s/4}} \right] = -106.8417^\circ \quad (3.2.12)$$

$$\varphi_{Ci} = MP_{si} - (\varphi_{pi} + 180^\circ) = -18.1583^\circ \quad (3.2.13)$$

Dans la deuxième étape de la méthodologie de la conception, au moyen de (3.2.2) la fonction de transfert du compensateur de phase G_{Ci} peut être représentée comme le montre

(3.2.14). Ensuite, G_{Ci} est introduit en série avec le système, obtenant comme donné par (3.2.15).

$$G_{Ci}(s) = \frac{\frac{-s}{\text{tg}(\varphi_{Ci})\omega_{cs}} + 1}{s} = \frac{T_i s + 1}{s} = \frac{2,4275 \cdot 10^{-4} s + 1}{s} \quad (3.2.14)$$

$$G_{BO_{Ci}}(s) = \frac{T_i s + 1}{s} \frac{V_{dc}/\hat{V}_{tri}}{(R_{Lf} + sL_f)} \frac{1 - sT_s/4}{1 + sT_s/4} \quad (3.2.15)$$

Dans la troisième étape de la méthodologie de la conception, le gain K_{ci} est calculé par (3.2.3), comme le montre (3.2.16). Ensuite, nous incluons le gain K_{ci} en série avec le système $G_{BO_{Ci}}$, obtenant l'expression complète du contrôleur PI donnée par (3.2.17). Enfin, le système contrôlé en boucle ouverte $G_{BO_{PIi}}$ est donné par (3.2.18). Dans le tableau 3.2 sont présentées les valeurs trouvées pour les gain K_{Pi} et K_{Ii} se référant aux contrôleurs PI des boucles de contrôle du courant de compensation.

$$K_{ci} = \frac{1}{|G_{BO_{Ci}}|_{\omega_{cs}}} = \frac{1}{\left| \frac{[T_i(i\omega_{cs})+1]V_{dc}/\hat{V}_{tri}[1-(i\omega_{cs})T_s/4]}{(i\omega_{cs})[R_{Lf}+(i\omega_{cs})L_f][1-(i\omega_{cs})T_s/4]} \right|} = 1,68794 \cdot 10^5 \quad (3.2.16)$$

$$G_{PIi}(s) = K_{ci} \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right)$$

$$G_{PIi}(s) = \left(\frac{40,9747s + 1,68794 \cdot 10^5}{s} \right) = \left(\frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s} \right) \quad (3.2.17)$$

$$G_{BO_{PIi}}(s) = \left(\frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s} \right) \left(\frac{V_{dc}/\hat{V}_{tri}}{(R_{Lf} + sL_f)} \frac{1 - \frac{sT_s}{4}}{1 + \frac{sT_s}{4}} \right) \quad (3.2.18)$$

$$\underline{\underline{K_{Pi} = 40,9747\Omega}}$$

$$\underline{\underline{K_{Ii} = 1,68794 \cdot 10^5 \Omega/s}}$$

TABLE 3.2: Gains des controleurs PI de la boucle du courant en coordonnés "α"

La Figure 3.21 montre le diagramme contenant la réponse en fréquence du système G_{Pi} , le système compensé en boucle ouverte $G_{BO_{Ci}}$ et le système contrôlé en boucle ouverte $G_{BO_{PIi}}$ pour le FAP4B. Notez que les paramètres de la conception ont été atteints.

Les gains K_{Pi} et K_{Ii} définissent directement les contrôleurs PI représentés par les fonctions de transfert $G_{PI_{4B(d)}}$ et $G_{PI_{4B(q)}}$. L' autre contrôleur PI du courant représentés par la fonction de transfert $G_{PI_{4B(0)}}$ est obtenue en multipliant les gains K_{Pi} et K_{Ii} par le facteur défini en (3.2.9). Ce facteur dépend du gain statique de l'onduleur 4B défini en (2.2.12), qui

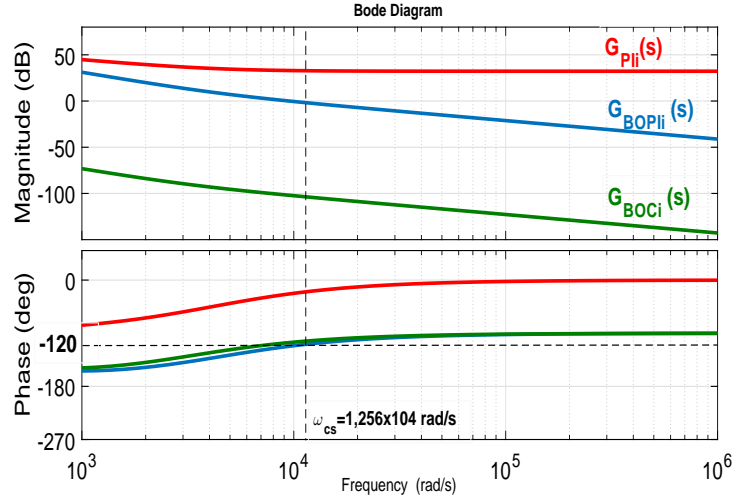


FIGURE 3.21: Diagramme de la réponse en fréquence du système G_{Pi} , le système compensé en boucle ouverte G_{BOci} et le système contrôlé en boucle ouverte G_{BOPIi} pour le FAP4B.

dépend des paramètres V_{dc} et \hat{V}_{tri} . Un résumé des paramètres nécessaires pour obtenir les gains du contrôleur PI du courant utilisés dans FAP4B ainsi que les gains respectifs obtenus est présenté dans le tableau 3.3.

V_{dc} [V]	V_{tri}	Gain statique de l'onduleur	K_{Pi} et K_{Ii}
400	1875	0,10638	$K_{Pi} = 40,9747\Omega$ $K_{Pi_0} = 193.898\Omega/s$ $K_{Ii} = 1,68794 \cdot 10^5\Omega$; $K_{Ii_0} = 6,75176 \cdot 10^5\Omega/s$

TABLE 3.3: Gains des contrôleurs PI des boucles du courant

3.3 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons détaillé l'algorithme utilisé pour générer les courants de référence selon deux conditions des tensions du réseau, c'est à dire dans le cas où les tensions du réseau sont équilibrés et sinusoïdales et dans le cas où le réseau est perturbé. Cet algorithme servant à contrôler les courants de compensation du FAP4B. Le système PLL, nécessaire à l'implémentation de l'algorithme dans le cas où le réseau est perturbé, a été étudié et présenté. De plus, l'algorithme de contrôle en boucle fermée des courants de référence a été présenté. Le contrôleur PI utilisé dans la boucle de contrôle employé dans le FAP4B a été conçu au moyen d'une analyse de la réponse en fréquence. Pour cela, on a utilisé les représentations mathématiques du circuit de puissance et du modulateur, obtenues dans les

chapitres précédents. La conception du contrôleur a été effectuée en tenant compte de la similitude entre les fonctions de transfert obtenues au chapitre précédent. La modélisation mathématique de la tension continue du FAP4B, le control du bus continu et la proposition d'un contrôleur robuste basé sur la fonction de Lyapunov pour le contrôle du bus continu seront présentés dans le chapitre suivant.

Bibliographie

- [1] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits." in proceedings of the 1985 international power electronics conference, Tokyo, Japan, pages 1375-1386, 1983.
- [2] H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices without Energy Storage Components." IEEE Trans, Industry Applic, volume 20, May/June 1984. pages 625-630.
- [3] S. Bhattacharya and D. Divan, "Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system." IEEE Conf. On Industry applications, volume 4, 1995, pages 2531–2540.
- [4] S. S. Nirmale and S. Mahaddalkar, "Review of Control Strategies for Active Power Filters." IJIREEICE, volume 5, number 2, 2017, pages 12–16.
- [5] E. H. Watanabe, M. Aredes, and H. Akagi, "The p-q theory for active filter control : some problems and solutions." Sba Control, Automação Soc, Bras, Autom, volume 15, number 1, 2004 pages 78–84.
- [6] J. L. Afonso, M. J. S. Freitas, and J. S. Martins, "p-q Theory Power Components Calculations." IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.03TH8692). 2003, pages 9-11.
- [7] M. Xie, H. Wen, Member, IEEE, C. Zhu, Y. Yang, "DC Offset Rejection Improvement in Single-Phase SOGI-PLL Algorithms : Methods Review and Experimental Evaluation." DOI 10.1109/ACCESS.2017.2719721, IEEE Access.
- [8] K. Patil, Hiren H. Patel, "Modified SOGI based shunt active power filter to tackle various grid voltage abnormalities." Engineering Science and Technology, an International Journal 20 (2017), pages 1466–1474.
- [9] J. Matas, H. Martin, J. Elmariachet, A. Abusorrah and Y. Al-Turki, "A New LPF-Based Grid Frequency Estimation for the SOGI Filter with Improved Harmonic Rejection." In

- International Conference on Renewable Energy and Power Quality, Salamanca (Spain) number 16, 2018, pages 716-721.
- [10] F. M. Serra, C. H. De Angelo and D.G. Forchetti, "Application of the modified IDA-PBC for shunt active power filters control." *Int. Journal of Circuit Theory and Applications*, Volume 44, Issue 9, pages 1717-1729, September 2016.
- [11] Akagi, H. Kanazawa, Yoshihira Nabae, A, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components." *Industry Applications*, IEEE Transactions on , volume IA-20, number 3, pages 625,630, May 1984.
- [12] J. L. Afonso, M. J. S. Freitas, and J. S. Martins," p-q theory power components calculations." In 2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.03TH8692), volume 1, pages 385–390, June 2003.
- [13] G. A. Jyothi and P. V. R. L. Narasimham, "Implementation of Instantaneous Reactive Power Theory for Current Harmonic Reduction and Reactive Power Compensation in Three Phase Four Wire Power System." *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE)* volume 10, number 1, pages 68–74, 2015.
- [14] V. Puranik and S. Raj, "SOGI – FLL Based Adaptive Filter for DSTATCOM Under Variable Supply Frequency." *J. Inst. Eng. Ser. B*, 2016, doi : "<https://doi.org/10.1007/s40031-016-0274-0>"
- [15] BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D, "Synchronous frame based controller implementation for a hybrid series active filter system." *Industry Applications Conference, 1995, Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE, 1995, 8-12 October 1995*, volume 3, pages 2531-2540.
- [16] M. C. Benhabib and S. Saadate, "New control approach for four-wire active power filter based on the use of synchronous reference frame." *Electric Power Systems Research*, Volume 73, pages 353-362, 2005.
- [17] BHATTACHARYA, S. DIVAN, D. M. BANERJEE, B, "Synchronous Reference Frame Harmonic Isolator Using Series Active Filter." *4th EPE, 1991, Florence*, pages 030-035.
- [18] ANGÉLICO, B. A. CAMPANHOL, L. B. G. OLIVEIRA DA SILVA, S. A, "Proportional-integral/proportional-integral-derivative tuning procedure of a single-phase shunt active power filter using Bode diagram." *Power Electronics, IET*, volume 7, number 10, pages 2647-2659, 2014, ISSN 1755-4535.

- [19] SILVA, S. A. O. and al, "Synchronous reference frame based controllers applied to shunt active power filters in three-phase four-wire systems." *Industrial Technology (ICIT)*, 2010 IEEE International Conference on, 2010, 14-17 March 2010, pages 832-837.
- [20] V. Soares, P. Verdelho, G. D. Marques, "An instantaneous active and reactive current component methods for actives filters." *IEEE Trans, on Power Electronics*, volume 15, number 4, pages 660-669, July 2000.
- [21] VINÍCIUS DÁRIO BACON, "estudo e análise comparativa de topologias de filtros ativos de potência paralelos implementados em sistemas elétricos trifásicos a quatro fios." *Thèse de Doctorat en génie électrique, Université fédérale de technologie du PARANA, Brésil*, 2015.
- [22] S. Golestan and J. M. Guerrero, "Conventional synchronous reference frame phase-locked loop is an adaptive complex filter." *IEEE Trans, Ind, Electron*, volume 62, number 3, pages 1679-1682, March 2015.
- [23] L. Tong, X. Zou, S. Feng, Y. Chen, Y. Kang, Q. Huang and Y. Huang, "An SRF-PLL-based sensorless vector control using the predictive deadbeat algorithm for the direct-driven permanent magnet synchronous generator." *IEEE Trans, Power Electron*, volume 29, number 6, pages 2837-2849, June 2014.
- [24] Rasheduzzaman, M. Khorbotly, S. Kimball, J. A, " Modified SRF-PLL for Phase and Frequency Measurement of Single-Phase Systems." In *Proceedings of the Energy Conversion Congress and Exposition, Milwaukee, WI, USA, 18–22, September 2016*.
- [25] Hui, N. Wang, D. Li, Y, "An Efficient Hybrid Filter-Based Phase-Locked Loop under Adverse Grid Conditions." *Energies* 2018, 11, 703, <https://doi.org/10.3390/en11040703>.
- [26] M. Karimi-Ghartema, "Enhanced Phase-Locked Loop Structures for Power and Energy Applications." *IEEE Press Series on Microelectronic Systems*, pages 133–145, 2014.
- [27] P. Rodríguez, J. P. J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos and D. Boroyevich, "Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control." *IEEE Trans, Power Electron*, volume 22, number 2, pages 584-592, March 2007.
- [28] M. Reyes, P. Rodriguez, S. Vazquez, A. Luna, R. Teodorescu and J. M. Carrasco, "Enhanced decoupled double synchronous reference frame current controller for unbalanced grid-voltage conditions." *IEEE Trans, Power Electron*, volume 27, number 9, pages 3934-3943, September 2012.
- [29] P. Rodríguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control." *IEEE Trans*.

- [30] L. Hadjidemetriou, E. Kyriakides and F. Blaabjerg, "A new hybrid PLL for interconnecting renewable energy systems to the grid." *IEEE Trans, Ind, Appl*, volume 49, number 6, pages 2709-2719, November 2013.
- [31] J. Matas, M. Castilla, J. Miret, L. G. Vicuña and R. Guzman, "An adaptive prefiltering method to improve the speed/accuracy tradeoff of voltage sequence detection methods under adverse grid conditions." *IEEE Trans, Ind, Electron*, volume 61, number 5, pages 2139-2151, May 2014.
- [32] F. Xiao, L. Dong, L. Li, and X. Liao, "A frequency-fixed SOGI-based PLL for single-phase grid-connected converters." *IEEE Trans, Power Electron*, volume 32, number 3, pages 1713-1719, March 2017.
- [33] R. Urhekar and S. U. Kulkarni, "Study and Simulation of SOGI PLL for Single Phase Grid Connected System." volume 2, number 2, pages 741–745, 2016.
- [34] H. K. Yada, M. S. R. Murthy, and K. Prakash, "A novel control algorithm for DSTATCOM based on three-phase dual SO-SOGI-PLL under non-ideal grid voltage conditions including DC-offset." *Int. J. Appl. Eng. Res*, volume 12, number 10, pages 2480–2488, 2017.
- [35] X. Zhang, Y. Xie, Y. Wang, X. Nie, L. Li, and Z. Zeng, "Application of DSOGI-SPLL algorithm on shunt active power filter under unbalanced and distorted voltages." 2016 IEEE 8th Int. Power Electron. Motion Control Conf. IPEMC-ECCE Asia 2016, pages 1285–1290, 2016.
- [36] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, V. G. Agelidis, "Offset rejection for PLL based synchronization in grid-connected converters." in *Proc. Twenty-Third Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exposit*, Texas, USA, February 24-28, 2008, pages 1611-1617.
- [37] A. Kulkarni and V. John, "Design of a fast response time single-phase PLL with DC offset rejection capability." in *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exposit. (APEC)*, California, USA, March 20-24, 2016, pages 2200-2206.
- [38] Z. Xin, X. Wang, Z. Qin, M. Lu, P. C. Loh, and F. Blaabjerg, "An Improved Second-Order Generalized Integrator Based Quadrature Signal Generator." *IEEE Trans. Power Electron.*, volume 31, number 12, pages 8068–8073, 2016.
- [39] M. K. Ghartemani, S. A. Khajehoddin, P. K. Jain, A. Bakhshai and M. Mojiri, "Addressing DC component in PLL and notch filter algorithms." *IEEE Trans. Power Electron.*, volume 27, number 1, pages 78- 86, January 2012.

- [40] H. Du, Q. Sun, Q. Cheng, D. Ma, and X. Wang, "An Adaptive Frequency Phase-Locked Loop Based on a Third Order Generalized Integrator." *Energies*, volume 12, number 2, pages 309, 2019.
- [41] J. A. Suul, A. Luna, P. Rodríguez and T. Undeland, "Voltage-sensor-less synchronization to unbalanced grids by frequency-adaptive virtual flux estimation." *IEEE Trans. Ind. Electron.*, volume 59, number 7, pages 2910-2923, July 2012.
- [42] V. Kaura, V. Blasko, "Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions." *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 1997, 33, (1), pages 58- 63.
- [43] MATAVELLI, P. BUSO, S, "Digital Control in Power Electronics." Morgan and Claypool, 2006.

CHAPITRE 4

FILTRE ACTIF PARALLELE TRIPHASE FAP4B : CONTROL DU BUS CONTINU

Sommaire

4.1	MODELISATION MATHEMATIQUE DE LA TENSION CONTINUE DU FAP4B	119
4.1.1	Tension total du bus continu V_{dc}	119
4.1.2	Tension du bus continu, boucle de contrôle.	121
4.1.2.1	Conception du contrôleur PI de la boucle de tension	122
4.2	PROPOSITION D'UN CONTROLEUR ROBUSTE BASE SUR LA FONCTION DE LYAPUNOV POUR LE CONTROLE DU BUS CONTINU	125
4.3	CONCLUSION	127

Ce chapitre présente la modélisation mathématique de la tension du FAP4B ainsi que la conception du contrôleur PI de la boucle de tension basé sur l'analyse de la réponse en fréquence avec une discussion sur l'impact des paramètres du PI sur le contrôle de bus continu. Dans ce contexte une proposition d'un contrôleur robuste basée sur la fonction de Lyapunov pour le contrôle du bus continu sera détaillée.

4.1 MODELISATION MATHÉMATIQUE DE LA TENSION CONTINUE DU FAP4B

4.1.1 Tension total du bus continu V_{dc}

Le modèle mathématique de la tension du FAP4B est décrit dans cette section. Si l'on considère un FAP4B connecté à un système électrique triphasé à quatre fils, comme indiqué dans la Figure 4.1, la puissance triphasée instantanée (p) du système électrique peut être définie en fonction des tensions de phase d'entrée (v_a , v_b et v_c) et des courants de phase d'entrée (I_a , I_b et I_c), comme indiqué ci-dessous :

$$p = v_a I_a + v_b I_b + v_c I_c \quad (4.1.1)$$

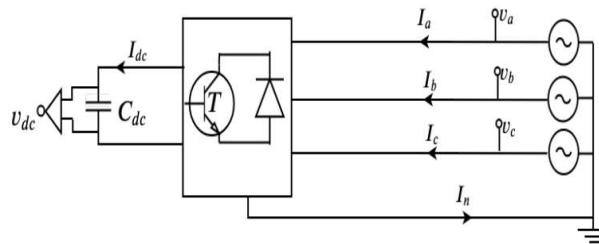


FIGURE 4.1: FAP4B connecté au système électrique triphasé.

Cette puissance active instantanée peut également être représentée dans le repère $\alpha\beta 0$, comme donné en (4.1.2), en fonction des tensions et des courants d'entrée représentés dans le repère $\alpha\beta 0$, (v_α , v_β et v_0), (I_α , I_β et I_0), respectivement.

$$p = v_\alpha I_\alpha + v_\beta I_\beta + v_0 I_0 \quad (4.1.2)$$

Tenant compte le système électrique est purement sinusoïdal et équilibré, l'équation (4.1.2) peut être réécrite comme suit :

$$p = v_\alpha I_\alpha + v_\beta I_\beta \quad (4.1.3)$$

La puissance instantanée triphasée calculée par (4.1.1) peut également être représentée dans un repère tournant, en fonction de la tension sur l'axe direct (v_d) et du courant sur l'axe direct (I_d), comme indiqué en (4.1.4).

$$p = v_d I_d \quad (4.1.4)$$

$$\text{Où :} \quad I_d = \cos(\theta^+)I_\alpha + \sin(\theta^+)I_\beta \quad v_d = \cos(\theta^+)v_\alpha + \sin(\theta^+)v_\beta$$

Comme il est remarqué, pour l'obtention du courant (I_d), et la tension (v_d), on utilise les coordonnées du vecteur synchrone aux tensions du réseau électrique ($\cos(\theta^+)$) et ($\sin(\theta^+)$). Le terme continu (I_{dm}) du courant (I_d) représente la partie active de courant, tandis que la tension (v_d) est constituée par un seul terme continu, car les tensions du réseau sont considérés sinusoïdales. Par conséquent, étant donné que le FAP4B effectue la compensation des courants harmoniques et réactives de la charge, il est idéalement possible de calculer la puissance active instantanée du système triphasé (p_m) au moyen de (4.1.5).

$$p_m = v_d I_{dm} \quad (4.1.5)$$

Durant le fonctionnement du FAP4B, une quantité de puissance active (P_{cm}) est drainé du réseau afin de maintenir la tension du bus continu à une valeur constante, et compenser les pertes de puissance du système. La puissance (P_{cm}) peut être calculée dans la référence stationnaire en fonction de la tension directe (v_{cd}) et du courant direct (I_{cdm}) est représentée par (4.1.6). D'autre part, la puissance du bus continu peut être calculée en fonction du tension (v_{dc}) et du courant (I_{dc}) comme indiqué en (4.1.7).

$$P_{cm} = v_{cd} I_{cdm} \quad (4.1.6)$$

$$P_{dc} = v_{dc} I_{dc} \quad (4.1.7)$$

En supposant que la puissance (P_{cm}) est égale à la puissance de bus continu (P_{dc}) et considérant que le courant traversant le condensateur (C_{dc}), la fonction de transfert donnée par (4.1.8) peut être obtenu à partir de (4.1.6) et (4.1.7) en utilisant la technique de modélisation des petits signaux. le diagramme en blocs qui représente le modèle du voltage du FAP4B est montré sur la Figure (4.2).

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{I}_{cdm}(s)} = \frac{v_m}{v_{dc} C_{dc} s} \quad (4.1.8)$$

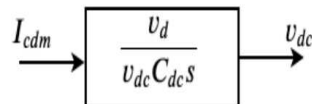


FIGURE 4.2: Diagramme en blocs du modèle du voltage du FAP4B.

4.1.2 Tension du bus continu, boucle de contrôle.

Comme on l'a vu au chapitre 2, pendant le fonctionnement du FAP4B, une part de puissance active p_{cm} doit être drainée du réseau pour compenser les pertes comme par exemple, les pertes par la commutation et la conduction des interrupteurs de puissance ainsi que des éléments de filtrage. Si ces pertes ne sont pas prises en compte dans le contrôle du FAP4B, l'énergie stockée dans le condensateur peut être consommée pour fournir ces pertes. Par conséquent, la tension du bus continu peut baisser en fonction de la décharge du condensateur [1]. Par conséquent, il est nécessaire de contrôler la tension dans le bus continu en tenant compte le drainage d'une partie du courant fondamentale i_{cm} du réseau électrique. Comme elle n'est liée qu'à la puissance active, cette portion du courant i_{cm} peut être représentée sur l'axe direct d du système biphasique synchrone, obtenant ainsi le courant i_{dcm} . De cette façon, le contrôle de la tension V_{dc} peut être effectué par la méthode SRF en utilisant la séquence positive. Pour cela, la portion de courant i_{dcm} est prise en compte dans le calcul des courants de référence de compensation $i_{f\alpha}^*$ et $i_{f\beta}^*$ comme le montre la Figure 4.3, où i_d^* représente le courant de référence de l'axe d obtenu par la stratégie présentée au chapitre 2. Il est à noter que la boucle de régulation de tension V_{dc} génère les références des boucles de régulation de courant $i_{f\alpha}$, c'est-à-dire que la boucle de tension est une boucle externe à la boucle de courant.

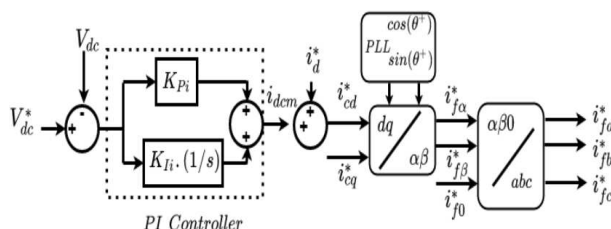


FIGURE 4.3: Bloc diagramme du contrôle de la tension du bus continu utilisé dans FAP4B.

Au chapitre 2, nous avons obtenu le modèle de la tension donnée par (4.1.8) et représentée dans la Figure 4.2 en tenant compte de la puissance p_{cm} liée au courant i_{dcm} . La fonction de transfert G_v , qui est donnée en fonction des paramètres V_{dc} , C_{dc} et V_d , peut être utilisée pour le FAP4B. Afin d'obtenir un contrôleur performant, la fonction de transfert du contrôleur PI utilisé dans le FAP4B peut être représentée comme suit :

$$G_{PI_v(4B)}(s) = K_{Pv} + \frac{K_{Iv}}{s} = \frac{K_{Pv}s + K_{Iv}}{s} \quad (4.1.9)$$

En considérant les paires d'équations (4.1.8) et (4.1.9), il est possible de représenter la

boucle de commande du bus continu du FAP4B par le schéma fonctionnel illustré à la Figure 4.4.

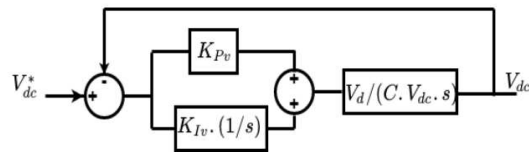


FIGURE 4.4: Bloc diagramme du contrôle de la tension du bus continu utilisé dans FAP4B.

En analysant le schéma de principe présenté dans la Figure 4.4, on constate que pour concevoir le régulateur de tension PI du FAP4B, il suffit de dimensionner les gains K_{Pv} et K_{Iv} , en considérant pour la conception le modèle G_{Pv} donnée par (4.1.10).

$$G_{Pv}(s) = G_{v(4B)}(s) = \frac{v_d}{V_{dc} C_{dc} s} \quad (4.1.10)$$

Il est également observé à partir du schéma fonctionnel présenté dans la dernière figure que, pour le FAP4B, il est possible d'obtenir une fonction de transfert qui représente la boucle de contrôle de tension du bus continu comme suit :

$$\frac{\hat{V}_{dc}(s)}{\hat{V}_{dc}^*(s)} = \frac{v_d K_{Pv} s + v_d K_{Iv}}{V_{dc} C_{dc} s^2 + v_d K_{Pv} s + v_d K_{Iv}} \quad (4.1.11)$$

4.1.2.1 Conception du contrôleur PI de la boucle de tension

Les données du tableau 4.1 sont considérées comme des paramètres de conception du contrôleur PI de la boucle de tension.

Fréquence de commutation de l'onduleur à quatre bras	$f_s = 20kHz$
Marge de phase souhaitée	$MP_{sv} = 50^0$
Fréquence de coupure souhaitée	$\omega_{cv} = 2\pi \cdot 5rad/s$
Capacité du bus continu	$C_{dc} = 4,7mF$
Tension de bus continu	$V_{dc} = 400V$
Tension de phase du réseau sur l'axe synchrone d	$V_d = 220V$

TABLE 4.1: Spécifications pour la conception des contrôleurs PI pour la boucles de la tension

Dans la première étape de la méthodologie de la conception, l'angle de phase φ_{pv} présenté par le modèle G_{Pv} à la fréquence spécifiée ω_{cv} est trouvé en utilisant (4.1.12). Ensuite, l'angle de phase à compenser φ_{Cv} est calculé en utilisant (3.2.1) comme indiqué par

(4.1.13) : Dans la deuxième étape de la méthodologie de la conception, le compensateur de phase G_{Cv} est trouvé en utilisant (3.2.2) comme indiqué par (4.1.14). Ensuite, le compensateur G_{Cv} est introduit en série avec le modèle G_{Pv} , obtenant G_{BOCv} comme donné par (4.1.15). Dans la troisième étape de la méthodologie de la conception, le gain K_{cv} est calculé par (3.2.3), comme le montre (4.1.16). Ensuite, le gain K_{cv} est inclus en série avec le système G_{BOCv} , obtenant ainsi l'expression complète du contrôleur PI donnée par (4.1.17). Le système contrôlé en boucle ouverte G_{BOPIv} est donné par (4.1.18).

$$\varphi_{pv}|_{\omega_{cv}} = \angle\left[\frac{3v_d}{2V_{dc}C_{dc}(i\omega_{cv})}\right] = -90^0 \quad (4.1.12)$$

$$\varphi_{Cv} = MP_{sv} - (\varphi_{pv} + 180^0) = -40^0 \quad (4.1.13)$$

$$G_{Cv}(s) = \frac{\frac{-s}{\text{tg}(\varphi_{Cv})\omega_{cv}} + 1}{s} = \frac{T_v s + 1}{s} = \frac{0,075874s + 1}{s} \quad (4.1.14)$$

$$G_{BOCv}(s) = \frac{T_v s + 1}{s} \frac{v_d}{V_{dc}C_{dc}s} \quad (4.1.15)$$

$$K_{cv} = \frac{1}{|G_{BOCv}|_{\omega_{cv}}} = \frac{1}{\left|\frac{T_v(i\omega_{cv})+1}{s} \frac{v_d}{V_{dc}C_{dc}(i\omega_{cv})}\right|} \quad (4.1.16)$$

$$K_{cv} = 2,71055$$

$$G_{PIv}(s) = \left(\frac{0.20566s + 2,71055}{s}\right) = \left(\frac{K_{Pv}s + K_{Iv}}{s}\right) \quad (4.1.17)$$

$$G_{BOPIv}(s) = \left(\frac{K_{Pv}s + K_{Iv}}{s}\right) \left(\frac{v_d}{V_{dc}C_{dc}s}\right) \quad (4.1.18)$$

Par conséquent, le tableau 4.2 montre les valeurs trouvées pour les gains K_{Pv} et K_{Iv} en se référant au contrôleur PI de la boucle de régulation de tension V_{dc} .

$$\begin{aligned} K_{Pv} &= 0.20566\Omega \\ K_{Iv} &= 2,71055\Omega/s \end{aligned}$$

TABLE 4.2: Gains des contrôleurs PI de la boucle de la tension

La Figure 4.5 présente le diagramme de Bode pour la réponse en fréquence du système G_{PIv} , le système compensé en boucle ouverte G_{BOCv} et le système contrôlé en boucle ouverte G_{BOPIv} pour le FAP4B. Il est à noter que les paramètres de la conception ont été atteints grâce à la méthodologie appliquée.

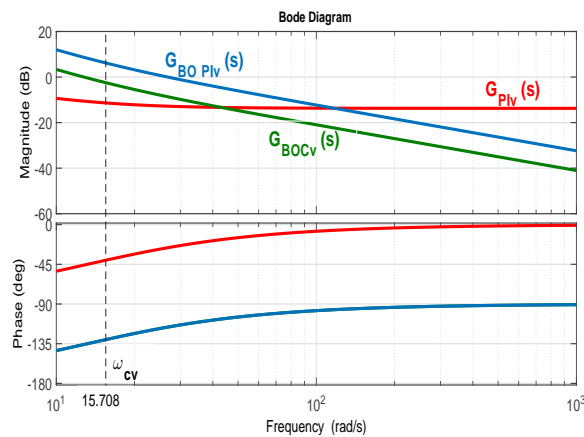


FIGURE 4.5: Diagramme de la réponse en fréquence du système G_{PIv} , le système compensé en boucle ouverte G_{BOCv} et le système contrôlé en boucle ouverte G_{BOPIv} pour le FAP4B.

Les gains K_{Pv} et K_{Iv} définissent directement le contrôleur PI représenté par la fonction de transfert $G_{PIv(4B)}$. Un résumé des paramètres nécessaires pour obtenir les gains du régulateur de tension PI utilisés dans le FAP4B ainsi que les gains respectifs obtenus est présenté dans le tableau 4.3.

V_{dc} [V]	C_{dc} [F]	K_{Pv} et K_{Iv}
400	0,0047	$K_{Pv} = 0,11\Omega$ $K_{Iv} = 1,2094\Omega/s$

TABLE 4.3: Gains du contrôleur PI de la boucle de la tension

4.1.2.1.1 L'impact des paramètres du PI sur le contrôle de bus continu.

L'influence du contrôleur sur le contrôle de la tension du bus continu est déterminée dans les conditions où le contrôleur PI est appliqué. Lorsque K_{Iv} est fixé à $K_{Iv} = 40$, l'effet de différentes valeurs K_{Pv} sur la réponse en échelon est illustré à la Figure 4.6. Lorsque K_{Iv} est fixé, une grande valeur K_{Pv} entraîne des temps de montée et de stabilisation courts, ainsi qu'un petit dépassement. Lorsque K_{Pv} est fixé à $K_{Pv} = 5$, l'effet des différentes valeurs de K_{Iv} sur la réponse en échelon est représenté sur la Figure 4.7. Lorsque K_{Pv} est fixé, une grande valeur K_{Iv} donne un temps de montée court, mais un dépassement important et un temps de stabilisation long pour la tension du bus continu.

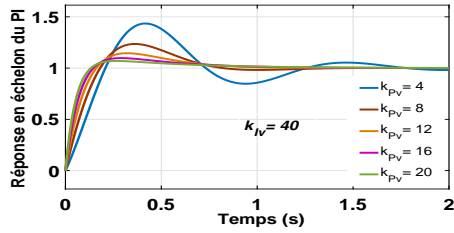


FIGURE 4.6: Réponse en échelon du contrôleur proportionnel-intégral (PI) lorsque $K_{Iv} = 40$ et lorsque K_{Pv} varie de 4 à 20.

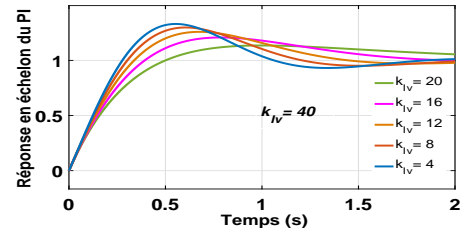


FIGURE 4.7: Réponse en échelon du contrôleur proportionnel-intégral (PI) lorsque $K_{Pv} = 4$ et lorsque K_{Iv} varie de 4 à 20.

Bien que le dépassement puisse être supprimé en augmentant le K_{Pv} , ce réglage peut accroître l'erreur en régime permanent. Par conséquent, la boucle de régulation de tension dépasse la plage de stabilité. Une grande valeur de K_{Iv} donne également un temps de montée court mais un dépassement important pour la tension de bus continu. De plus, K_{Iv} semble être un paramètre contradictoire pour mesurer la performance. Les processus d'analyse et de conception des systèmes de contrôle sont plus complexes pour le contrôleur PI.

4.2 PROPOSITION D'UN CONTROLEUR ROBUSTE BASE SUR LA FONCTION DE LYAPUNOV POUR LE CONTROLE DU BUS CONTINU

Le contrôle proposé est basé sur la théorie de Lyapunov, selon laquelle pour qu'un système non linéaire soit stable au point p , il est nécessaire et suffisant qu'il existe une fonction $F(p)$ continument dérivable qui satisfait :

- (1) $F(0) = 0$
- (2) $F(p) > 0 \quad \forall p \neq 0, p \in \emptyset$
- (3) $\dot{F}(p) < 0 \quad \forall p \neq 0, p \in \emptyset \quad \emptyset : \text{domaine de l'étude}$

Pour construire une fonction $F(p)$ pour le problème en question, nous procédons comme suit : nous définissons l'énergie du condensateur E_{dc} en fonction de la tension de la capacité comme suit :

$$E_{dc}(V_{dc}) = \frac{1}{2} \cdot C_{dc} \cdot V_{dc}^2 \quad (4.2.1)$$

Pour les petites variations de V_{dc} , nous définissons une nouvelle expression $P_{reg}(V_{dc})$ comme suit :

$$P_{reg}(V_{dc}) = \dot{E}_{dc}(V_{dc}) = C_{dc} \cdot V_{dc} \cdot \dot{V}_{dc} \Leftrightarrow \dot{V}_{dc} = \frac{P_{reg}(V_{dc})}{C_{dc} \cdot V_{dc}} \quad (4.2.2)$$

Afin de contrôler V_{dc} , nous considérons le point $\Delta(V_{dc}^2) = V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2}$, et nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$\Delta E(V_{dc}^2) = \frac{1}{2} \cdot C(\Delta V_{dc}^2)^2 = \frac{1}{2} C_{dc} \cdot (V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2})^2 \quad (4.2.3)$$

pour $\Delta(V_{dc}^2) = 0 \Leftrightarrow \Delta E(V_{dc}^2) = 0$ et pour $\Delta(V_{dc}^2) \neq 0 \Leftrightarrow \Delta E(V_{dc}^2) > 0$.

La première et la deuxième conditions de Lyapunov sont donc satisfait. Maintenant, pour la troisième condition, considérons

$$\Delta \dot{E}(V_{dc}^2) = \Delta P_{reg}(V_{dc}^2) = (V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2})^2 \cdot C_{dc} \cdot \Delta \dot{V}_{dc}^2 \quad (4.2.4)$$

$$\Delta \dot{E}(V_{dc}^2) = 2 \cdot V_{dc} (V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2})^2 \cdot C_{dc} \cdot \dot{V}_{dc} \quad (4.2.5)$$

$$\Delta \dot{E}(V_{dc}^2) < 0 \Leftrightarrow 2 \cdot V_{dc} (V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2}) \cdot C_{dc} \cdot \dot{V}_{dc} < 0 \Leftrightarrow 2 \cdot P_{reg}(V_{dc}) (V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2}) < 0. \quad (4.2.6)$$

Afin de satisfaire à la troisième condition, une constante K (strictement négative) est introduite afin que :

$$2 \cdot P_{reg}(V_{dc}) = \frac{(V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2})}{K} \Leftrightarrow P_{reg}(V_{dc}) = \frac{(V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2})}{2K} \quad (4.2.7)$$

La Figure 4.8 montre le schéma de contrôle de la fonction de Lyapunov. On peut noter que le schéma de contrôle dérivé de la Figure 4.8 peut ressembler à l'omniprésent contrôle P, mais maintenant, les magnitudes sont au carré. Cette modification se traduit par de meilleures performances, comme le montrera les résultat de simulation.

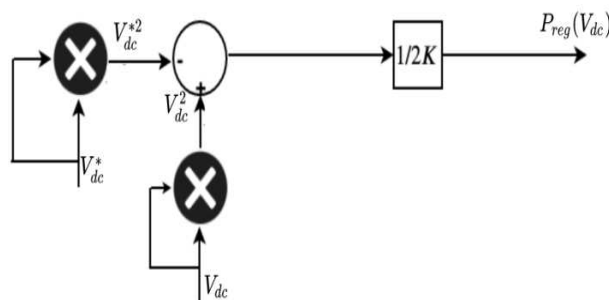


FIGURE 4.8: Contrôle de la fonction de Lyapunov.

4.3 CONCLUSION

Dans ce chapitre, la modélisation mathématique de la tension continue du FAP4B a été présentée, ainsi nous avons présenté la conception des paramètres du contrôleur PI de la boucle de tension, en démontrant l'impact de ces paramètres sur le contrôle de bus continu qui a conduit à un processus d'analyse et de conception des systèmes de contrôle est plus complexe pour le contrôleur PI. Dans ce contexte une proposition d'un contrôleur robuste basé sur la fonction de Lyapunov pour le contrôle du bus continu a été détaillée. Dans le chapitre suivant on va élaborer les résultats de simulation du FAP4B EN en tenant compte les différentes conditions du réseau électrique et de la charge non linéaire.

Bibliographie

- [1] SILVA, S. A. O, "Sistemas de Energia Ininterrupta Line Interactive Trifásicos com Compensação Ativa de Potência Série e Paralela." 2001. Tese de Doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais, MG.

CHAPITRE 5

RESULTATS DE SIMULATION

Sommaire

5.1	SIMULATION AVEC LA CHARGE NON LINEAIRE	129
5.2	SIMULATION DU COMPORTEMENT DE LA PLL ROBUSTE BASEE SUR LE FILTRE MSTOGI	131
5.2.1	Les performances en régime statique	131
5.2.2	Les performances en régime dynamique	132
5.2.3	Les performances d'unité d'adaptation de fréquence	133
5.3	RESULTATS DE SIMULATION DE LA TENSION CONTINUE	134
5.4	SIMULATION DE LA COMPENSATION DES COURANTS DE COM- PENSATION	136
5.4.1	Simulation avec tensions du réseau équilibrés et sinusoïdales	136
5.4.2	Simulation avec des tensions du réseau perturbé	139

5.1 SIMULATION AVEC LA CHARGE NON LINEAIRE

La charge considérée pour les simulations avec le FAP4B, peut être divisée en trois modules monophasés connectés individuellement à chacune des phases du réseau électrique triphasé. Chacun des trois modules est constitué d'une inductance connectée en série avec un pont redresseur complet non-commandé. Du côté continu de chaque redresseur, une charge résistive inductive (RL) est connectée en série ou une charge résistive capacitive (RC) en parallèle, comme indiqué dans la Figure 5.1 (Voir schéma blocs de la charge non linéaire sur MATLAB/SIMULINK dans l'annexe 5.56).

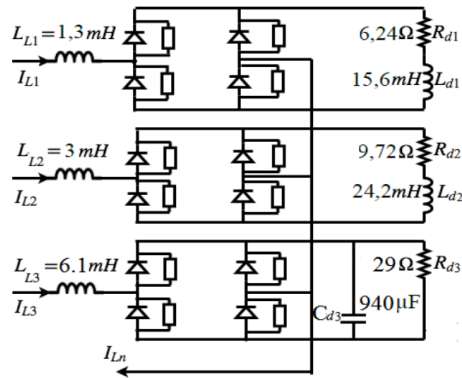


FIGURE 5.1: Trois charges déséquilibrées alimentés par trois redresseurs non-commandés.

Dans la Figure 5.2, les courants de phase (i_{L1} , i_{L2} , i_{L3}) et de neutre (i_{Ln}) drainés par la charge décrite dans la Figure 5.1 sont indiqués ainsi que les tensions de phase du système électrique (v_a , v_b et v_c) obtenues respectivement par des simulations. Les spectres des courants harmoniques sont présentés à la Figure 5.2.

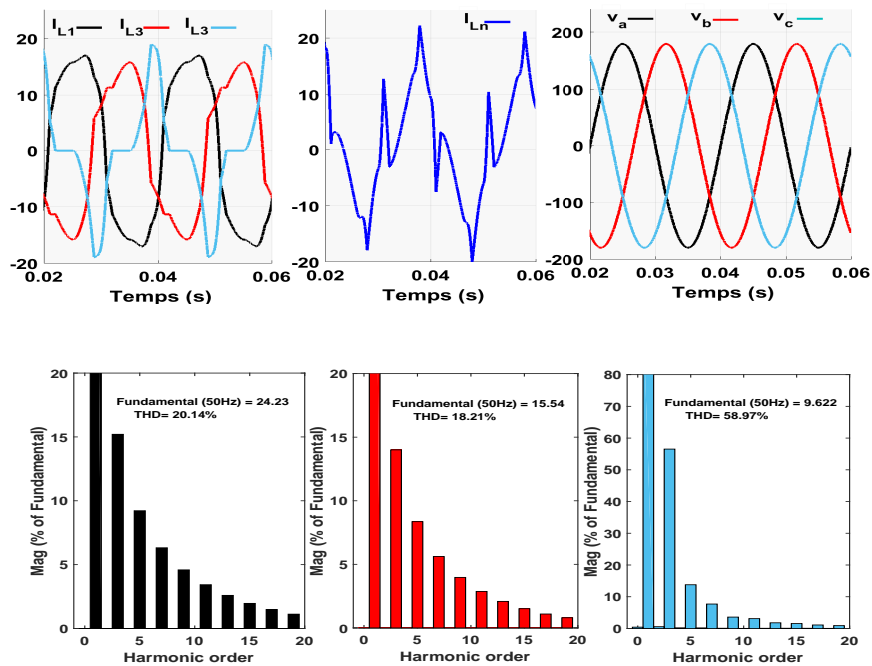


FIGURE 5.2: Résultats de la simulation : Courants de la charge (i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} et i_{Ln}), tensions de la source (v_a , v_b et v_c) et amplitude des harmoniques en pourcentage par rapport à la fondamentale et à la TDH : (Phase a) courant de charge i_{L1} ; (Phase b) courant de charge i_{L2} ; (Phase c) courant de charge i_{L3} .

5.2 SIMULATION DU COMPORTEMENT DE LA PLL ROBUSTE BASEE SUR LE FILTRE MSTOGI

Pour prouver et vérifier l'efficacité et les performances du MSTOGI-PLL concernant la réponse en régime statique, la réponse en régime dynamique et l'ajustement de la fréquence, cette section présente les résultats de la simulation ainsi que la discussion. (Voir schéma blocs de la PLL robuste basée sur le filtre MSTOGI sur MATLAB/SIMULINK dans l'annexe 5.57) .

5.2.1 Les performances en régime statique

La simulation est réalisée dans quatre cas comme mentionné ci-dessous :

- Cas I : Les conditions de la simulation concernent des tensions de réseau déséquilibrées : La phase (a) a la tension nominale, la tension de la phase (b) diminue de 30V, et la tension de la phase (c) augmente de 30V.
- Cas II : Les conditions de la simulation concernent un décalage DC : le signal de la tension du réseau contient une composante continue (18V dans la phase (a)).
- Cas III : Les conditions de la simulation concernent un décalage DC plus important et un contenu harmonique plus petit (harmoniques d'ordre inférieur) : le signal de la tension du réseau contient, une amplitude de signal d'onde fondamentale (180V), une harmonique d'ordre trois (THD%=3%) et une composante DC (18V dans la phase (a)).
- Cas IV : Les conditions de la simulation concernent un contenu harmonique plus important, le signal de la tension du réseau contient, une amplitude de signal d'onde fondamentale (180V) et les contenus harmoniques de chaque phase sont indiqués dans le tableau 5.1. La simulation des conditions des quatre cas sont indiqués à la Figure 5.3.

Rapport d'ordre harmonique (%)					THD%
3th	5th	7th	9th	11th	
4.5%	4.5%	4.5%	4.5%	4.5%	10.06%

TABLE 5.1: Rapport d'ordre harmonique des tensions du réseau.

La Figure 5.4 montre les résultats de la simulation du MSTOGI-PLL dans le cas I. Elle montre clairement que : V_{α}^{+} et V_{β}^{+} sont des ondes sinusoïdales et Co-sinusoïdales pures, respectivement. Par ailleurs, l'angle de phase θ^{+} n'est pas affecté par les tensions du réseau déséquilibrées, et elle est capable de suivre avec précision la composante fondamentale de

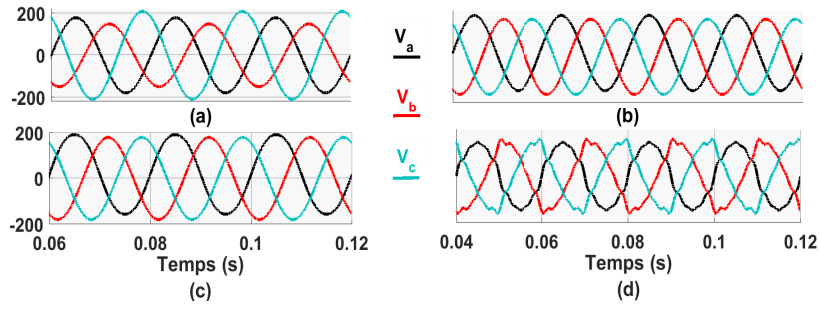


FIGURE 5.3: Signaux d'entrée des tensions du réseau triphasées. a) Tensions du réseau non équilibrées. b) Tensions du réseau avec un décalage DC. c) Tensions de réseau avec un décalage DC plus important et un contenu harmonique plus petit (harmoniques d'ordre inférieur). d) Tensions de réseau avec un décalage DC plus faible et un contenu harmonique important.

séquence positive des tensions du réseau. Les Figures 5.5 et 5.6 montrent les résultats de la simulation du MSTOGI-PLL dans les cas II et III. MSTOGI est capable d'éliminer complètement le décalage DC (seulement un très petit nombre de la composante DC subsistent); donc, sa performance de verrouillage de la phase n'est pas affectée. La Figure 5.7 montre les résultats de la simulation du MSTOGI-PLL dans le cas VI. On peut clairement voir de la Figure 3.16 que MSTOGI a différents atténuation pour les séquences harmoniques, c'est-à-dire l'atténuation du MSTOGI aux harmoniques d'ordre inférieur est inférieur à celui des harmoniques d'ordre élevé, ce qui a pour conséquence une petite distorsion en V_{α}^+ et V_{β}^+ . Puisque la largeur de la bande de la SRF-PLL intégrée est sélectionnée à $50Hz$ dans ce document, cela garantira encore plus la précision de la sortie θ^+ du PLL. Par conséquent, le MSTOGI-PLL a la capacité de supprimer les harmoniques qui ont l'ordre inférieur.

5.2.2 Les performances en régime dynamique

Dans cette étude de cas, le MSTOGI-PLL est testé par rapport au saut de phase de -30° introduit dans la tension d'entrée et examine l'impact sur le MSTOGI-PLL. La Figure 5.8 montre les performances dynamiques du MSTOGI-PLL avec un saut de phase de -30° dans les tensions du réseau. V_a se produit avec un saut de phase de -30° à t_1 , ce qui fait que V_{α}^+ , V_{β}^+ et θ^+ ne peuvent pas être précis de suivre V_a . Pendant l'intervalle de la période de transition (t_1-t_2), l'amplitude de V_{α}^+ et V_{β}^+ diminue, et la phase de V_{α}^+ est en avance à l'entrée V_a par un angle de phase. Avec l'ajustement progressif du MSTOGI-PLL à V_{α}^+ , V_{β}^+ and θ^+ , ils peuvent complètement suivre V_a à t_2 (le système atteint le régime statique), ce qui est cohérent avec l'analyse théorique. La transition du temps du MSTOGI-PLL est de $7ms$ avec un saut de phase de -30° . La Figure 5.8 prouve que le saut de phase a l'impact sur le MSTOGI-PLL en régime transitoire et sans impact sur le MSTOGI-PLL en régime statique.

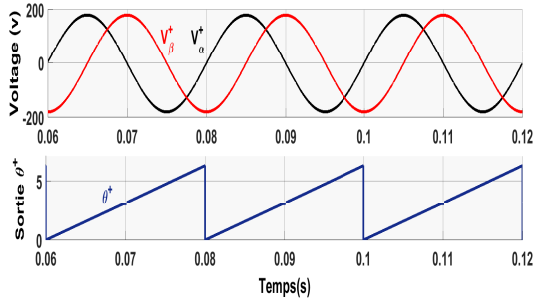


FIGURE 5.4: Résultats de la simulation du MSTOGI-PLL dans le cas I. a) Résultats de la sortie du MSTOGI. b) Résultat de la sortie du MSTOGI-PLL.

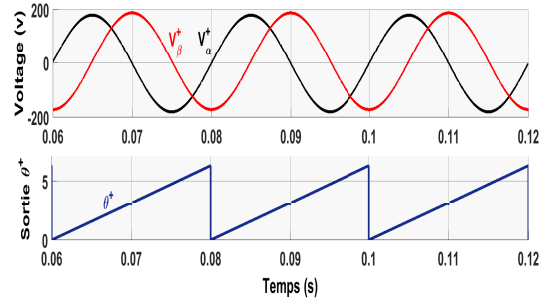


FIGURE 5.5: Résultats de la simulation du MSTOGI-PLL dans le cas II. a) Résultats de la sortie du MSTOGI. b) Résultat de la sortie du MSTOGI-PLL.

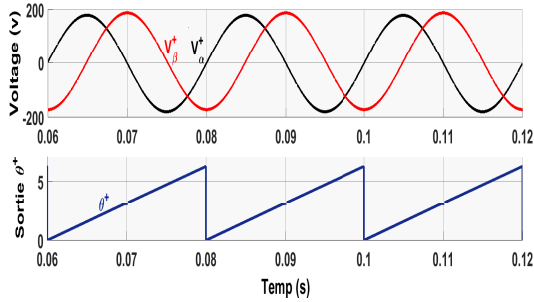


FIGURE 5.6: Résultats de la simulation du MSTOGI-PLL dans le cas III. a) Résultats de la sortie du MSTOGI. b) Résultat de la sortie du MSTOGI-PLL.

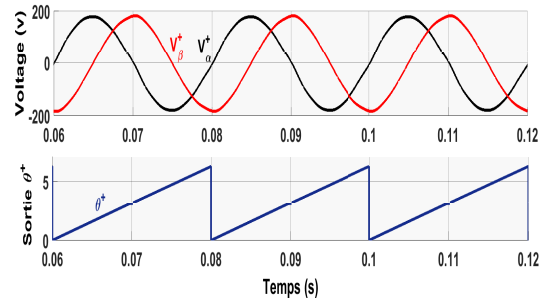


FIGURE 5.7: Résultats de la simulation du MSTOGI-PLL dans le cas IV. a) Résultats de la sortie du MSTOGI. b) Résultat de la sortie du MSTOGI-PLL.

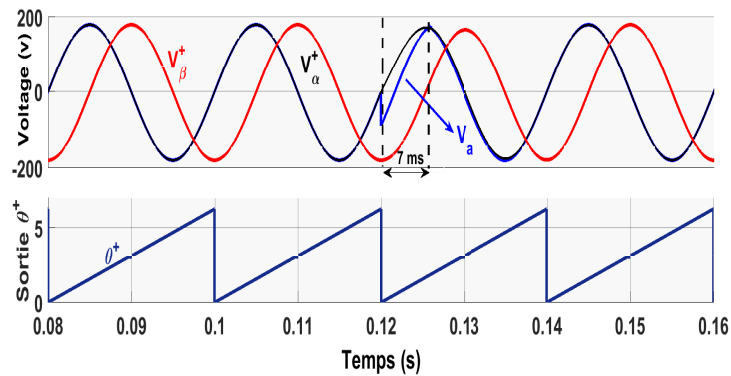


FIGURE 5.8: Résultats de simulation de performances dynamiques du MSTOGI-PLL avec un saut de phase de -30° dans les tensions du réseau.

5.2.3 Les performances d'unité d'adaptation de fréquence

Selon l'analyse théorique de la section proposition d'une unité d'adaptation de fréquence pour PLL, lorsque la fréquence de résonance du MSTOGI est fixée à $50Hz$ et si la fréquence du réseau est différente de $50Hz$, l'angle θ^+ sera en avance ou en retard aux ten-

sions du réseau. Figure 5.9 montre les résultats de la simulation de la fréquence du réseau à $43Hz$ et $57Hz$ sans l'ajout de l'unité d'adaptation de fréquence proposée pour le MSTOGI-PLL.

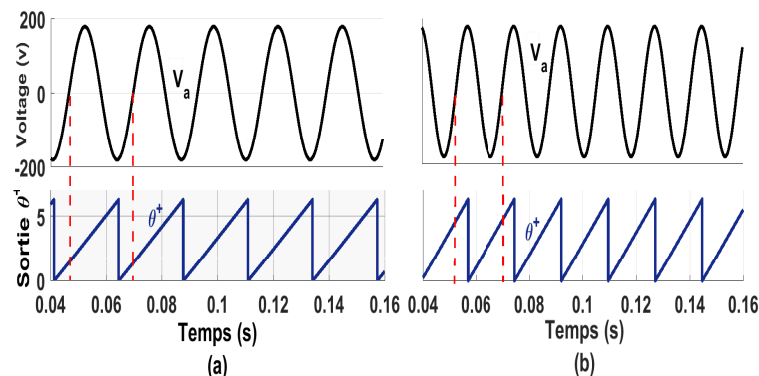


FIGURE 5.9: Résultats de simulation du MSTOGI-PLL sans unité d'adaptation de fréquence proposée. (a) fréquence du réseau $43Hz$. (b) fréquence du réseau $57Hz$.

Selon (3.1.25), (3.1.26), la Figure 5.9, les valeurs théoriques et les valeurs de simulation de la relation de phase entre la sortie θ^+ du MSTOGI-PLL et la phase (a) de la tension du réseau V_a peuvent être obtenues dans le tableau 5.2, où les symboles "+" et "-" indiquent que θ^+ soit en avance ou en retard par rapport à V_a , respectivement. Le tableau 5.2 montre que les valeurs des résultats de la simulation correspondent aux valeurs théoriques.

Fréquence	Simulation	Valeurs théoriques
$43Hz$	$+18.84^0$	$+18.54^0$
$57Hz$	-17.12^0	-16.63^0

TABLE 5.2: Valeurs théoriques et les valeurs de simulation de la relation de phase entre la sortie θ^+ du MSTOGI-PLL et la phase (a) de la tension du réseau V_{sa}

La Figure 5.10 montre les résultats de la simulation de la fréquence du réseau aux fréquences $43Hz$ et $57Hz$ avec l'unité d'adaptation de fréquence proposée donnée dans la Figure 3.19. Les résultats de la simulation montrent que le MSTOGI-PLL peut suivre avec précision les tensions du réseau même avec de grandes variations de la fréquence.

5.3 RESULTATS DE SIMULATION DE LA TENSION CONTINUE

Afin d'examiner plus en détail l'efficacité du contrôleur robuste pour la régulation de la tension V_{dc} , des simulations ont également été réalisées avec variation de la charge. À

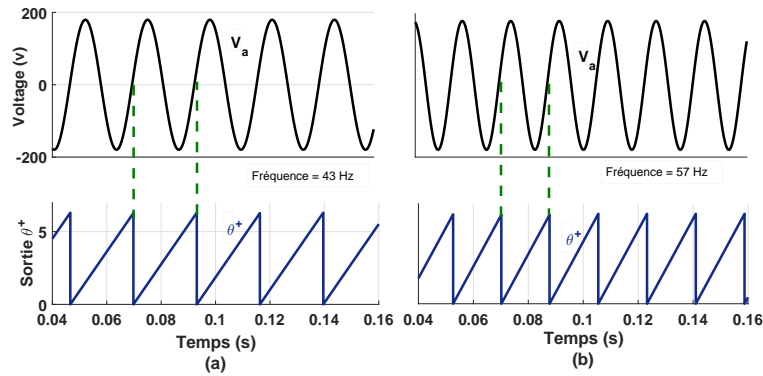


FIGURE 5.10: Résultats de simulation du MSTOGI-PLL avec unité d'adaptation de fréquence proposée. (a) fréquence du réseau $43Hz$. (b) fréquence du réseau $57Hz$.

cette fin, le système est le même que celui utilisé dans les sections précédentes, mais un changement est introduit après 0,2 seconde dans la phase (b) de la charge, de sorte que $R_{d2} = 8,5 \text{ Ohm}$ au lieu de $9,72 \text{ Ohm}$ (voir Figure 5.1), afin d'obtenir une variation de la charge. (Voir schéma blocs du contrôle de tension continue sur MATLAB/SIMULINK dans l'annexe 5.58). Pour la régulation de la V_{dc} à l'aide du contrôleur PI, la valeur de K_{Pv} est fixée à $K_{Pv} = 0,205$ et la valeur de K_{Iv} est fixée à $K_{Iv} = 2.71$. Selon à la forme d'onde de simulation pour le contrôle du V_{dc} avec le contrôleur PI dans la Figure 5.11, où à $t = 0,3$ seconde, un changement de la tension continue de référence de $400V$ à $350V$ est effectué, on peut voir que :

1. Avant la variation de la charge (temps entre 0,1 et 0,2 s), les performances du contrôleur PI souffrent de dépassement, et le temps de montée est de $\simeq 16ms$.
2. Après la variation de la charge (temps après 0,2 s), le contrôleur PI présente un sous-dépassement car il nécessite une modèle mathématique linéaire précis, qui est difficile à dériver et peut rendre les performances insatisfaisantes en fonction de la variation des paramètres, les perturbations de la charge, etc.

D'après la forme d'onde de simulation pour le contrôle du V_{dc} avec le contrôleur à base de la fonction de Lyapunov la Figure 5.12 nous pouvons voir que :

1. Avant la variation de la charge (temps entre 0,1 et 0,2 s), la performance du contrôle basé sur la fonction de Lyapunov présente aucun dépassement, et a une bonne réponse dynamique (temps de montée très court, environ $10ms$ ici), ce qui démontre l'efficacité de ce contrôleur.
2. Après la variation de la charge (temps après 0,2 s), le contrôle basé sur la fonction de Lyapunov présente un petit sous-dépassement et un temps de montée très court lors de la variation de la charge.

A partir les Figures 5.11 et 5.12, on peut déduire qu'après le changement de la tension continue de référence, le contrôleur basé sur la fonction de Lyapunov suit rapidement sa référence, contrairement au contrôleur PI, qui suit sa référence lentement. Ceci est montré par le temps

de montée plus court du contrôleur basé sur la fonction de Lyapunov, par rapport au contrôleur PI. En outre, le régulateur de la fonction Lyapunov suit de plus près la référence de tension, à n'importe quel stade de l'analyse. Cela signifie que le contrôleur basé sur la fonction de Lyapunov est préférable parce qu'aucun dépassement n'apparaît lorsque la tension de référence de bus continu change.

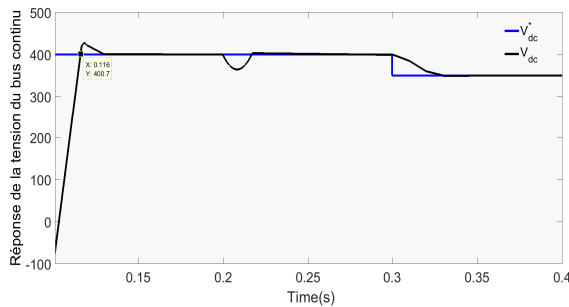


FIGURE 5.11: Résultats de simulation de la tension du bus continu avec le contrôleur PI.

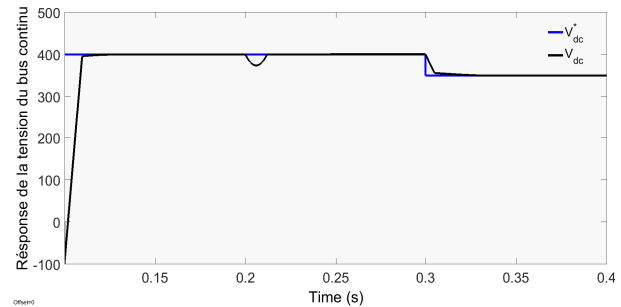


FIGURE 5.12: Résultats de simulation de la tension du bus continu avec le contrôleur à base de la fonction de Lyapunov.

5.4 SIMULATION DE LA COMPENSATION DES COURANTS DE COMPENSATION

5.4.1 Simulation avec tensions du réseau équilibrés et sinusoïdales

Pour mieux comprendre ce travail, nous devons codifier les différents contrôles qui sont à l'étude dans ces simulations :

LPF – PI = un FAP4B basé sur la théorie de la puissance réactive instantanée PQ avec un filtre passe bas classique LPF pour le calcul des courants de compensation et un contrôleur PI pour la régulation de la tension continue.

SOGI – PI = un FAP4B basé sur la théorie PQ avec le filtre SOGI pour le calcul des courants de compensation et un contrôleur PI pour la régulation de la tension continue.

LPF – LYA = un FAP4B basé sur la théorie de la puissance réactive instantanée PQ avec un filtre passe bas classique LPF pour le calcul des courants de compensation et le contrôle basé sur la fonction de Lyapunov pour la régulation de la tension continue.

SOGI – LYA = un FAP4B basé sur la théorie PQ avec le filtre SOGI pour le calcul des courants de compensation et le contrôle basé sur la fonction de Lyapunov pour la régulation

de la tension continue.

Les Figures 5.13(a) et 5.13(b) montrent les courants de la source avant et après l'insertion du FAP4B, pour $LPF - PI$ et $SOGI - PI$. Avant l'insertion du FAP4B (entre 0 et 0.1 s) les courants de la charge sont déformés. A 0,1s le FAP4B est inséré, On peut observer que les courants de la source sont avec un format très proche du sinus et le FAP4B est diminué le THD des courants de la source de 20.14% à 2.35% (phase 1), et de 18.21 à 1.84% (phase 2), et de 58.99 à 4.04% (phase 3) avec $LPF - PI$ Figure 5.14, tandis que le THD des courants de la source avec $SOGI - PI$ sont respectivement, 2.24% 1.75% , 3.41% comme montré dans la Figure 5.14. Les Figures 5.13(c) et 5.13(d) montrent les courants de la source avant et après l'insertion du FAP4B, pour $LPF - LYA$ et $SOGI - LYA$. Avant l'insertion du FAP4B (entre 0 et 0.1 s) les courants de la charge sont déformés. A 0,1s le FAP4B est inséré, On peut observer que les courants de la source sont avec un format très proche du sinus et le FAP4B est diminué le THD des courants de la source de 20.14% à 2.22% (phase 1), et de 18.21 à 1.56% (phase 2), et de 58.99 à 3.37% (phase 3) avec $LPF - LYA$ Figure 5.14, tandis que le THD des courants de la source avec $SOGI - LYA$ sont respectivement, 1.09%, 1.86% et 3.14% comme montré dans la Figure 5.14.

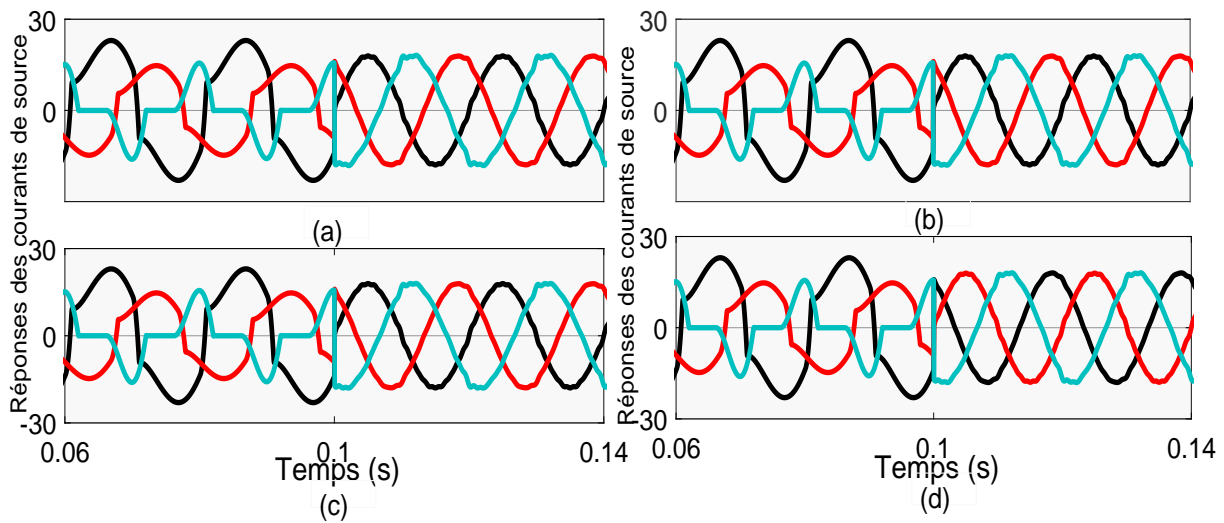


FIGURE 5.13: Résultats de simulation des courants de la source i_a, i_b et i_c avant et après l'insertion du FAP4B (a) $LPF - PI$ (b) $SOGI - PI$ (c) $LPF - LYA$ (d) $SOGI - LYA$.

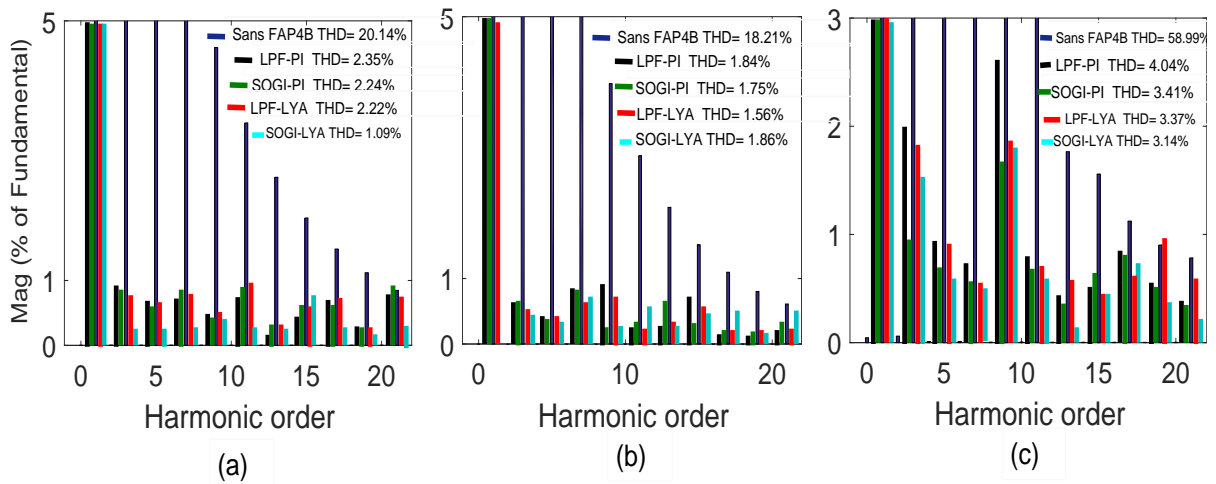


FIGURE 5.14: Spectres harmoniques des courant de source après l’insertion du FAP4B pour les différents contrôles : (a) phase 1 (b) phase 2 (c) phase 3.

Les THD des courants de la source avant et après l’insertion du FAP4B pour les différents contrôles sont indiqués et comparés dans le tableau 5.3.

TABLE 5.3: THD obtenu après l’insertion du FAP4B pour les différents contrôles.

	<i>LPF – PI</i>	<i>SOGI – PI</i>	<i>LPF – LYA</i>	<i>SOGI – LYA</i>
Phase(a)	2.35 %	2.24 %	2.22 %	1.09 %
Phase(b)	1.84 %	1.75 %	1.56 %	1.86 %
Phase(c)	4.04 %	3.41 %	3.37 %	3.14 %

D’après les Figures 5.13 et 5.14 et le tableau 5.3, on peut observer que toutes les approches proposées surpassent la référence (le *LPF – PI* traditionnel), pour toutes les phases. De plus, *SOGI – PI* et *LPF – LYA* fournissent des résultats similaires, qui sont améliorés par *SOGI – LYA*. Ainsi, en ce qui concerne le THD, l’approche proposée basée sur *SOGI – LYA* surpasse toutes les autres.

En ce qui concerne la compensation du courant neutre, comme le montre la Figure 5.15, avant d’insérer le FAP4B (temps avant 0,1 s), le courant neutre I_n circule en raison des non-linéarités. Après l’insertion le FAP4B, le courant neutre I_n du côté de la source devient pratiquement égal à zéro. Encore une fois, à partir de la Figure 5.15 et du tableau 5.4, on peut observer que l’approche proposée basée sur *SOGI – LYA* fournit la meilleure annulation du courant de neutre.

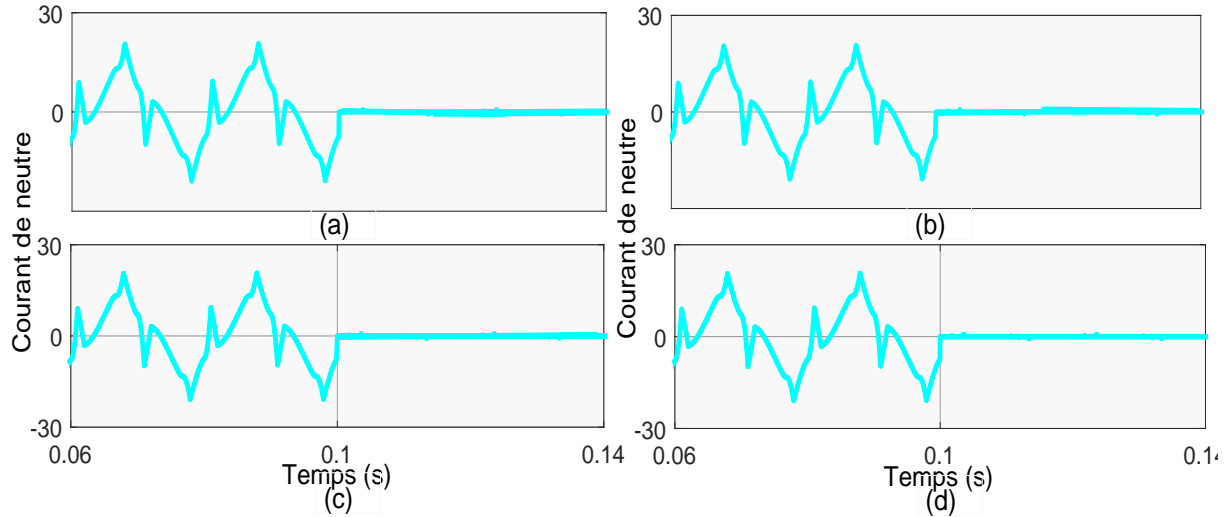


FIGURE 5.15: Résultats de simulation du courant de neutre avant et après l’insertion du FAP4B (a) *LPF – PI* (b) *SOGI – PI* (c) *LPF – LYA* (d) *SOGI – LYA*.

TABLE 5.4: RMS du courant de neutre avant et après l’insertion du FAP4B pour les différents contrôles.

<i>LPF – PI</i>	<i>SOGI – PI</i>	<i>LPF – LYA</i>	<i>SOGI – LYA</i>
0.71A	0.57A	0.55A	0.31A

5.4.2 Simulation avec des tensions du réseau perturbé

Dans cette section les résultats relatifs à la compensation du courant effectuée à travers le FAP4B sont présentés. L’analyse des résultats obtenus pour le FAP4B est effectuée en fonction des formes d’onde, ainsi que des spectres harmoniques. Afin d’évaluer la performance des formes d’onde de compensation du courant, des données sont présentées pour : les courants du réseau (i_a, i_b, i_c et i_n); les courants de compensation (i_{fa}, i_{fb}, i_{fc} et i_{fn}); les courants de la charge (i_{L1}, i_{L2}, i_{L3} et i_{Ln}) et les tensions de phase (v_a, v_b et v_c). On peut observer que les courants du réseau sont devenus équilibrés et avec un format très proche du sinus avec l’utilisation du FAP4B. À cet égard, on remarque que la suppression des courants harmoniques a été effectuée, ainsi que le déséquilibre des courants de charge a été compensé. En outre, on observe que les courants du réseau sont en phase avec les tensions respectives, ce qui montre que la compensation de la puissance réactive a été effectuée.

Afin de quantifier la performance de la suppression des courants harmoniques, le spectre harmonique de chacun des courants du réseau est présenté avec les niveaux harmoniques recommandés par l’IEEE 519. En outre, le THD est également présenté avec chaque spectre

harmonique. En général, on observe que les courants du réseau obtenus après l'insertion du FAP4B présentent un THD inférieure de celle établie par la recommandation de l'IEEE 519 (5%).

Pour cette simulation, nous considérons que le signal des tensions du réseau contient, une amplitude de signal d'onde fondamentale (180V), des harmoniques d'ordre trois, cinq, sept et neuf (THD%=4.5% pour chaque ordre dans les trois phases) et une composante DC (18V dans la phase (a)) ainsi que la fréquence du réseau est fixé à 47Hz. Les Figures 5.16 et 5.18 montrent les courants de la charge, les courants de la source, les courants de compensation, les tensions de la source et les spectres harmoniques du courant de la source après le filtrage pour les trois phases respectivement.

D'après les Figures 5.16 et 5.18, on constate que le FAP4B a joué de manière appropriée la fonction d'obtenir des courants de source sinusoïdales équilibrés, en phase avec les tensions de la source et avec un faible contenu harmonique, ainsi que le FAP4B diminue le THD dans les courants de source de 20.14% à 2.24% (Première phase), de 18.21% à 1.68% (deuxième phase), et de 58.97% à 3.38% (Troisième phase).

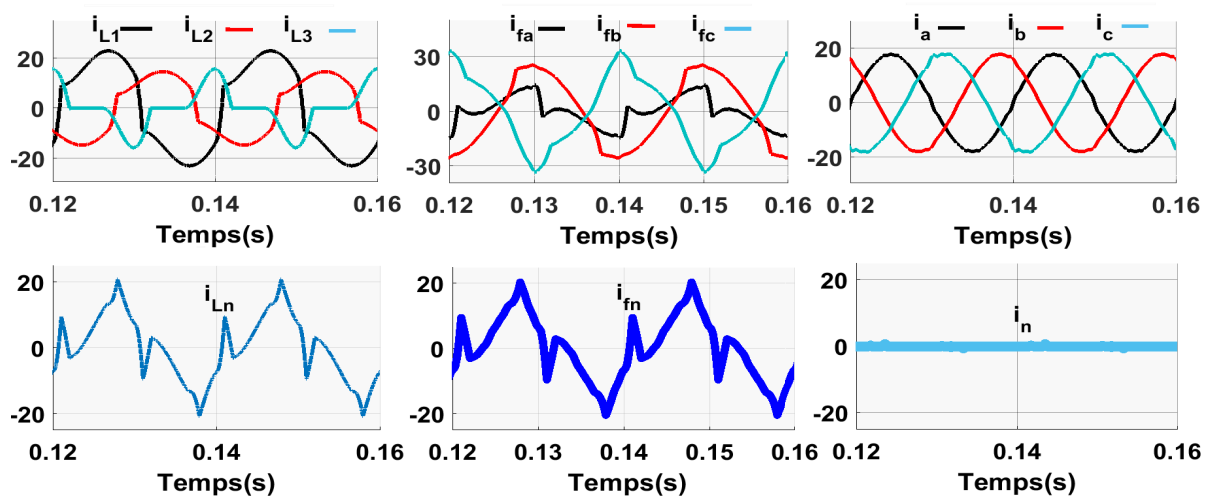


FIGURE 5.16: Résultats de simulation : Courants de la charge i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} and i_{Ln} , Courants de compensation i_{fa} , i_{fb} , i_{fc} et i_{fn} , Courants de la source i_a , i_b , i_c et i_n .

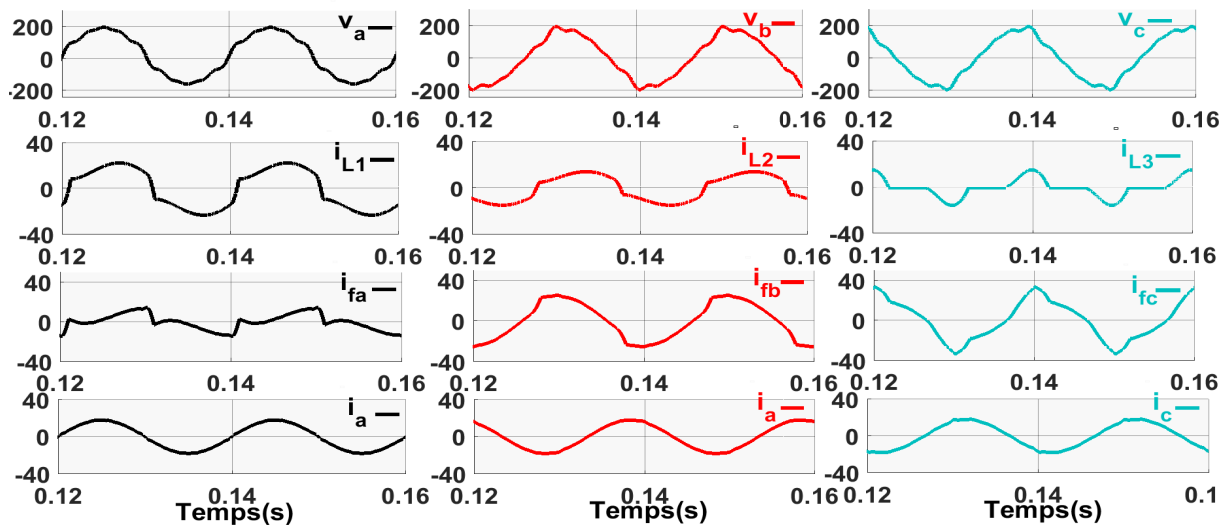


FIGURE 5.17: Résultats de simulation de chaque phase : Tensions de la source v_a , v_b et v_{sc} , Courants de la charge i_{L1} , i_{L2} et i_{L3} , Courants de compensation i_{fa} , i_{fb} , i_{fc} et i_{fn} , Courants de la source i_a , i_b et i_c .

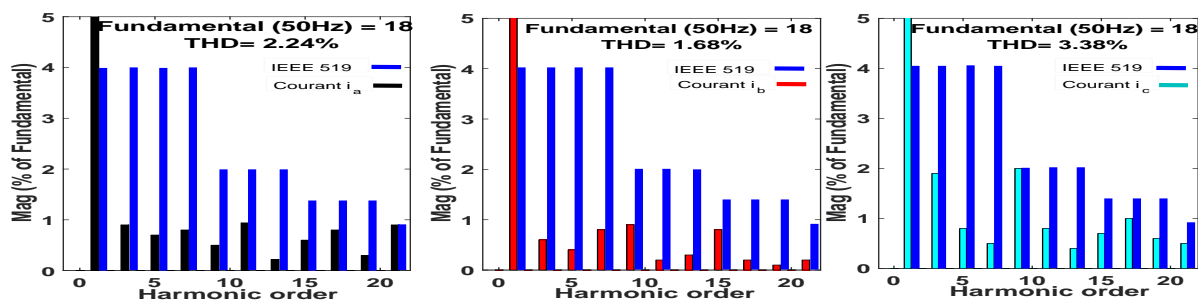


FIGURE 5.18: Spectres harmoniques du courant de la source après le filtrage (a) Phase (a), (b) Phase (b), (c) Phase (c).

(Voir schéma blocs du FAP4B avec le réseau alimentant la charge non linéaire sur MATLAB/SIMULINK dans l'annexe 5.59, schéma blocs du FAP4B sur MATLAB/SIMULINK 5.60).

CONCLUSIONS & PERSPECTIVES

Dans ce travail, l'étude et l'analyse du FAP4B ont été détaillées. Un aspect lié à la qualité de l'énergie électrique, il s'agit des perturbations harmoniques a été présenté, ainsi que les normes imposées sur le taux de distorsion harmonique global. La structure générale et le principe du filtre actif parallèle triphasé à structure de tension FAP ainsi que ses topologies, sa tension de sortie et la technique de modulation utilisée pour piloter l'onduleur ont été présentés.

Le FAP4B a été modélisée du point de vue du courant et de la tension, par conséquent les systèmes de courant et de la tension sont obtenus. Grâce aux modèles mathématiques, il a été possible de définir les différentes boucles de contrôle pour le FAP4B afin de concevoir les contrôleurs employés dans le contrôle des courants et de la tension du FAP4B. L'algorithme SRF utilisé pour générer les courants de référence servant à contrôler les courants de compensation du FAP4B a été présenté. Dans ce contexte, et dans le cas des tensions du réseau équilibrés et sinusoïdales, cette thèse propose un algorithme d'extraction des courants de référence basé sur le filtre intégrateur généralisé de Deuxième ordre (Second-Order Generalized Integrator SOGI) à la place du filtre passe bas classique LPF, qui est traditionnellement utilisé dans le contrôle du FAP4B basé sur la théorie p-q. L'avantage de l'algorithme proposé utilisant le filtre de SOGI est que ce dernier offre un niveau de performance élevé pour les courants filtrés sans retard de phase dans des conditions de fonctionnement déséquilibrées et déformées, contrairement au filtre passe bas LPF classique. En outre, le filtre SOGI a la capacité d'adapter la fréquence, et la réponse en échelon de cette adaptation peut être ajustée en accordant la constante k . En plus, le filtre SOGI offre des avantages tels que des performances satisfaisantes en régime permanent et en régime dynamique avec une mise en œuvre numérique simple. Dans le cas des tensions du réseau perturbés, cette thèse propose un algorithme d'extraction des courants de référence basé sur l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase à base du mixage de l'intégrateur généralisé de deuxième et de troisième ordre (PLLMSTOGI) et qui fonctionne correctement sous les différentes conditions du réseau électrique (réseau perturbé contenant un décalage DC.). Cette PLLMSTOGI accompa-

gnée d'une unité d'adaptation de fréquence pour rendre le système adaptatif aux variations de fréquence, permettant d'annuler les ondulations des fréquences estimées. Le contrôleur PI utilisé dans les différentes boucles de contrôle employées dans le FAP4B a été conçu au moyen d'une analyse de la réponse en fréquence. La conception du contrôleur a été effectuée en tenant compte de la similitude entre les fonctions de transfert obtenues. Concernant le contrôle de la tension du bus continu qui est un point très important dans la commande du filtre actif parallèle à structure de tension, cette thèse propose un contrôleur robuste basé sur la fonction de Lyapunov, ce contrôleur permet une très bonne dynamique avec et sans variations de la charge, contrairement au contrôle basé sur PI, en plus le contrôleur basé sur la fonction de Lyapunov présente un temps de montée court dans le régime transitoire, annule l'erreur dans le régime statique et suit rapidement sa référence, en cas du changement de la tension continue de référence contrairement au contrôleur PI, qui suit sa référence lentement. Un autre avantage de mettre en œuvre le contrôle basé sur la fonction Lyapunov au lieu de PI traditionnel est. lié au fait qu'un modèle mathématique linéaire précis du système est nécessaire lorsqu'un contrôleur PI est mis en œuvre.

Les résultats des simulations présentés ont pu prouver que le FAP4B a joué de manière appropriée la fonction d'obtenir des courants de source sinusoïdales équilibrés dans les différentes conditions du réseau électrique. Cependant, il faut noter que l'analyse du FAP4B a présenté des résultats très proches de ceux recommandés par la norme IEEE 519.

On peut citer des propositions pour la continuité de ce travail :

- Effectuer la conception des contrôleurs en temps discret et comparer avec les contrôleurs conçus en temps continu.
- Utiliser et comparer la configuration du FAP4B avec d'autres configurations citées dans ce travail.

Publications

- M. Dellahi, M. Hattab, G. Botella, E. Alameda Hernandez and Az. Mouhsen, Three-phase four wire shunt active power filter based on SOGI filter and Lyapunov function for DC bus control, **Int J Circ Theor Appl.** 2020;1–20. <https://doi.org/10.1002/cta.2778>
- M. Dellahi, M. Hattab, E. Alameda Hernandez, Ah. Mouhsen, and Az. Mouhsen, Total and selective harmonic currents suppression based on three-phase four-wire shunt active power filter, **AIP Proceedings 2056, 020013.(2018).**

- M. Dellahi, Az. Mouhsen, H. Maker, A. Mouhsen, and E. Alameda. Hernandez, Three-phase four wire shunt active power filter based on Simplified Backstepping technique for DC voltage control, **Renewable Energy and Power Quality Journal**, vol. 1, no. 16, pp. 554–559, 2018.

—

RESUMEN EXTENDIDO

5.5 RESUMEN

La contaminación armónica es uno de los principales problemas que deterioran la calidad de la energía eléctrica en los sistemas de distribución eléctrica. Los efectos nocivos más evidentes de los armónicos son : Mal funcionamiento de ciertos equipos eléctricos debido a la presencia de contaminación armónica, daños en los disyuntores o condensadores afectados por una fuerte corriente armónica amplificada por resonancia y calentamiento de cables, condensadores y transformadores. En comparación con la solución clásica contra las perturbaciones armónicas, es decir, los filtros de potencia pasivos, el filtro de potencia activo paralelo (FAPP) es una solución con mejores prestaciones.

Este trabajo de tesis se centra en el estudio y análisis del filtro activo paralelo trifásico con estructura de tensión de cuatro brazos (FAP4B), que proporciona compensación de potencia reactiva y supresión de armónicos en sistemas eléctricos trifásicos a cuatro hilos. Para llevar a cabo el acondicionamiento mencionado, esta tesis propone en el caso de las tensiones de la red equilibradas y sinusoidales, un algoritmo basado en la teoría PQ con un filtro SOGI (Second Order Generalized Integrator) en lugar del filtro de paso baja clásico LPF, para calcular las corrientes de referencia de compensación, con el fin de eludir el inconveniente del LPF clásico relativo a la introducción de un retraso y la incapacidad de extraer perfectamente los componentes fundamentales de las corrientes de la carga a la pulsación $\omega = 2\pi f$ (problema de desplazamiento de fase), que ralentiza la respuesta dinámica. En el caso de tensiones de red perturbadas, esta tesis propone un algoritmo SRF-MSTOGI-PLL de lazo de seguimiento de fase basado en un integrador generalizado de segundo y tercer orden para calcular las corrientes de referencia de compensación, y evitar los problemas de la teoría PQ en condiciones de tensiones de red no ideales. El modelo matemático del sistema de corriente FAP4B, que se refiere a las corrientes de compensación, se obtiene en la referencia abc y luego en la referencia estacionario $\alpha\beta 0$, por lo tanto, el control de corriente FAP4B se implementa en los ejes $\alpha\beta 0$. También se modela matemáticamente el modelo que representa el sistema de tensión, que

está relacionado con la tensión del bus continuo del FAP4B. A partir de este modelo es posible diseñar las ganancias del controlador proporcional-integral (PI) utilizado para controlar la tensión del bus continuo del FAP4B. En este contexto, esta tesis presenta un controlador robusto basado en la función de Lyapunov para la regulación de la tensión continuo que no requiere un modelo matemático lineal preciso a diferencia del controlador PI y permite una buena respuesta dinámica con y sin variación de carga. Esta metodología de proyecto permite obtener un mejor rendimiento de control del FAP4B. Para validar los análisis teóricos, así como para evaluar el rendimiento del FAP4B, se realizan simulaciones por ordenador con Matlab/Simulink.

5.6 INTRODUCCIÓN

El importante desarrollo de las tecnologías que utilizan la electrónica de potencia, ha llevado a la proliferación de la conexión de cargas con características no lineales a los sistemas eléctricos de potencia. Como ejemplo de cargas no lineales, cabe citar rectificadores no controlados, rectificadores controlados, convertidores estáticos de potencia, entre otros. El uso de este tipo de cargas puede causar problemas de funcionamiento de los sistemas eléctricos, además de deformar la tensión en el punto de acoplamiento común (PAC) [1–4].

Para resolver estos y otros problemas, los filtros de potencia pasivos se utilizaron inicialmente para compensar la potencia reactiva y los armónicos [5] como es una solución barata, se han utilizado ampliamente en aplicaciones industriales, pero no pueden eliminar totalmente todas las corrientes armónicas, su rendimiento es limitado debido a su gran tamaño, y pueden resonar con la impedancia de la red eléctrica [6]. Otro inconveniente del uso de filtros pasivos es la necesidad de saber previamente qué componentes armónicos deben ser compensados [7].

Habida cuenta los inconvenientes del filtrado pasivo, hacia los años 1970, la investigación pensó eliminar activamente las distorsiones causadas por las cargas no lineales. Entonces apareció el concepto de compensación activa, que más tarde fue llamado acondicionamiento activo de potencia (Active Power Line Conditioning, APLC). Siendo una compensación paralela, este concepto propone la inyección en fase opuesta de las corrientes que contienen los mismos componentes armónicos que causaron las distorsiones. La anulación de los componentes armónicos que circulan en la red eléctrica implica una mejora de la calidad de la energía eléctrica, ya que las corrientes drenadas de la red se convierten, teóricamente, en sinusoidales. Los equipos capaces de realizar el APLC son llamados filtros activos de la potencia.

(FAPs), que han sido estudiados extensamente, y usados en diversas aplicaciones [7]. Existen varios tipos de FAPs, que pueden clasificarse según sus configuraciones, a saber, el filtro activo de potencia serie (FAPS) y el filtro activo de potencia paralelo (FAPP) [8,9]. Los FAPSs se llaman así porque están conectados en serie con la red eléctrica. Esta topología de filtro activo se utiliza principalmente para la compensación de los componentes armónicos presentes en las tensiones de la red, dejando una tensión sinusoidal para la carga. Los FAPPs se llaman así porque están conectados en paralelo con la red eléctrica. Esta topología de filtro activo se utiliza, principalmente, para la eliminación de las corrientes armónicas que circulan en la red eléctrica, lo que resulta en corrientes sinusoidales en la red. Además, estas topologías de filtros activos se utilizaron junto con filtros pasivos, constituyendo así las topologías híbridas. Entre las topologías de FAPs citadas, la configuración paralela es la más utilizada en las aplicaciones que requieren una potencia baja y media, debido a su simplicidad, eficacia y capacidad de rechazo de armónicos [8] [10]. El principio básico de los filtros activos paralelos se presentó inicialmente para la eliminación de corrientes armónicas en los sistemas de distribución de corriente continua (DC) y de alta tensión [11]. En los trabajos mencionados, la inyección de la corriente de compensación se realizó mediante amplificadores lineales que implicaban un bajo rendimiento. Con la notable evolución de los dispositivos de semiconductores, el FAPP constituido por inversores PWM (Pulse Width Modulation) comenzó a aplicarse en los sistemas eléctricos de corriente alterna (CA) para la supresión de los componentes armónicos de la corriente [6] [12]. Desde entonces, se han desarrollado diferentes topologías del FAPP utilizando tanto inversores que funcionan como fuente de tensión (VSI - Voltage Source Inverter) como fuente de corriente (CSI - Current Source Inverter) [4] [6] [10] [13–16]. Sin embargo, el inversor de fuente de tensión se aplicó más debido a su mayor rendimiento y menor coste. Además, con el avance de los estudios, se han atribuido nuevas funcionalidades a los FAPPs, a saber, la compensación de la potencia reactiva, así como el desequilibrio presente en la corriente de la red [1]. Esta última funcionalidad está relacionada con las aplicaciones que requieren cargas desequilibradas monofásicas o bifásicas conectadas a sistemas eléctricos trifásicos a tres o cuatro hilos. Para estas aplicaciones se ha propuesto una configuración FAPP que permite la conexión del FAPP en sistemas eléctricos trifásicos de cuatro cables, esta configuración tiene una topología de inversor de cuatro brazos (4B). Este trabajo consiste en estudiar, analizar y mejorar la configuración del FAP4B, así como evaluar el rendimiento de esta configuración mediante simulaciones informáticas con Matlab/Simulink.

5.7 PROBLEMA

Los sistemas eléctricos de potencia se vieron directamente afectados por el uso intensivo de cargas con características no lineales. El uso de este tipo de carga implica altos niveles de corrientes armónicas drenadas de la red eléctrica. La circulación de estas corrientes en el sistema eléctrico plantea problemas relacionados con la calidad de la energía eléctrica (CEE) [2] y al funcionamiento del sistema eléctrico [3]. La interacción de las corrientes armónicas con la impedancia de la línea provoca la distorsión de las tensiones en el punto de acoplamiento común (PCC) de la red eléctrica. Además, pueden observarse algunos efectos térmicos, sonoros y mecánicos en el funcionamiento de los equipos eléctricos. Los ejemplos incluyen un calentamiento excesivo durante el funcionamiento del transformador, un aumento del ruido a la frecuencia audible durante el funcionamiento de los motores eléctricos, así como las oscilaciones mecánicas de estos motores. Otro aspecto relacionado con la circulación de corrientes armónicas es la reducción del factor de potencia (FP) del sistema eléctrico [17]. En el caso de los sistemas eléctricos trifásicos a cuatro hilos, puede mencionarse otro problema : la conexión de cargas no lineales monofásicas a esta red provoca la circulación de altos niveles de corriente en el conductor neutro, por la presencia de armónicos de orden tres y sus múltiples. Las amplitudes de estas corrientes pueden superar las amplitudes de las corrientes de fase, causando daños al conductor neutro y a los transformadores a los que están conectadas estas cargas [18]. Cuando se utilizan cargas no lineales, en particular en los sistemas de distribución, se introducen ciertas desventajas en el funcionamiento del sistema eléctrico. La circulación de las corrientes armónicas en la red eléctrica puede plantear numerosos problemas, algunos de los cuales pueden persistir durante mucho tiempo. Entre estos problemas se encuentran los siguientes :

- Fallo del condensador de corrección del factor de potencia.
- Fallo del fusible;
- Fallos en algunos equipos eléctricos.

Para aplicaciones en sistemas eléctricos trifásicos a cuatro hilos, con el fin de sortear los problemas mencionados, la configuración FAP4B identificada por la topología del inversor PWM puede aportar mejoras significativas tanto desde el punto de vista teórico como práctico.

5.8 JUSTIFICACIÓN Y MOTIVACIÓN

La contribución de este trabajo consiste en el estudio, el análisis y la mejora de la configuración del FAP4B identificada por la topología del inversor PWM. Esta topología se utiliza en los sistemas trifásicos a cuatro hilos, ya que permite conectar el FAP4B con el conductor neutro, ya que el terminal del neutro está conectado a un cuarto brazo del inversor. En los últimos años, la configuración del FAP4B identificada por la topología del inversor PWM ha sido ampliamente utilizada [4] [10] [15, 16] [19–23], lo que hace interesante estudiar y analizar el FAP4B en términos de las estrategias de control adoptadas para la generación de las corrientes de compensación, así como las estrategias de control de la tensión de bus continua. El FAP4B es capaz de compensar armónicos de corriente y ajustar el factor de potencia (corrección del factor de potencia a la unidad). Además, permite equilibrar la carga, reduciendo a cero la intensidad del cable de neutro [24]. La Figura 5.19 muestra el circuito de potencia de un FAP4B que funciona con un sistema trifásico a cuatro hilos que alimenta una carga no lineal. La topología del FAP4B comprende un inversor de fuente de tensión (voltage source inverter VSI) de cuatro brazos, a base de transistores bipolares de puerta aislada (Insulated-gate Bipolar transistor IGBT), cuyo cuarto brazo sirve únicamente para compensar la corriente del neutro. La estructura del convertidor de cuatro brazos permite obtener un controlador de tensión simplificado y un pequeño condensador en el bus continuo. Aunque esta topología aumenta el costo de diseño del FAP4B [25], el aumento del número de brazos mejora el control de la tensión de salida [26]. Por lo tanto, se reconoce generalmente que esta topología es la más adecuada para los FAPs [27]. Para alcanzar estos objetivos, el controlador deberá permitir a la FAP4B :

- Extraer las corrientes armónicas de la carga y reinyectarlas.
- Mantener la tensión del bus continuo en un valor constante.
- Eliminar la corriente del neutro.
- Impedir la inyección o absorción de la potencia reactiva con componentes de frecuencia fundamental.

La estrategia de control se aplica en tres pasos principales :

El primer paso : Derivación de las señales de compensación. El método de detección de armónicos presenta la capacidad de determinar atributos específicos de una señal a partir de una señal de entrada (tensión, corriente, o ambas) utilizando un algoritmo matemático especial. En 1984, la teoría generalizada de la potencia reactiva instantánea en los circuitos trifásicos, también conocido como la teoría PQ, se propuso [28]. La mayoría de los FAPs fue-

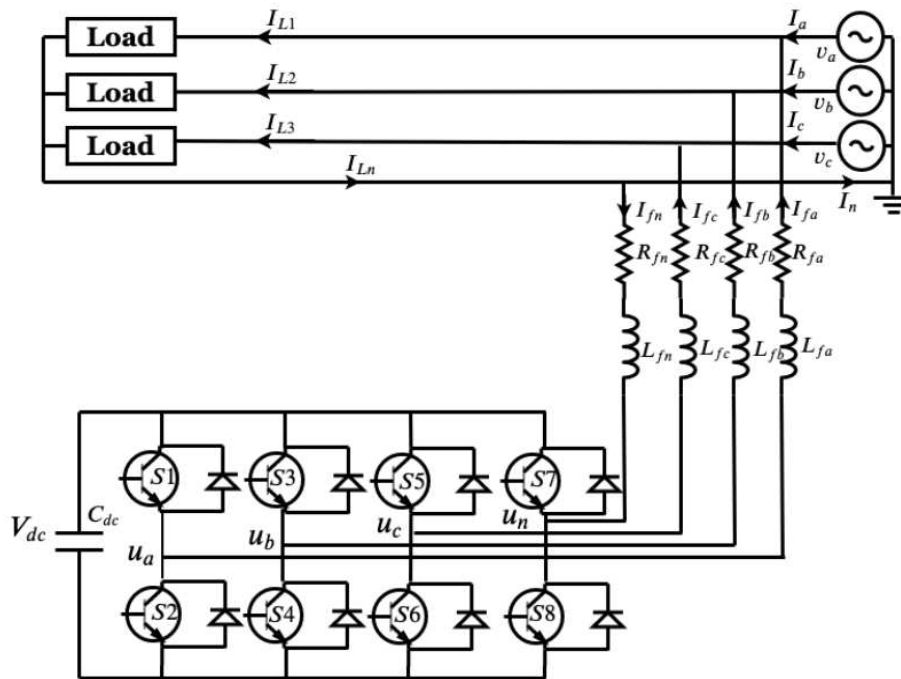


FIGURE 5.19: Circuito de potencia de la FAP4B.

ron diseñados usando esta teoría para calcular las corrientes de compensación. La teoría PQ permite la compensación de todas las corrientes armónicas, la corrección del factor de potencia y la compensación instantánea de la secuencia cero de corriente [15]. El FAP4B fue implementado por [23], donde el algoritmo utilizado para generar las corrientes de referencia se basa en la teoría de PQ. El algoritmo basado en esta teoría posee unos rendimientos fuertemente influenciados por la presencia de armónicos y/o de desequilibrios en las tensiones de la red eléctrica [29]. Para evitar este problema, esta tesis propone la utilización de un algoritmo basado en la trama de referencia sincrónica para el lazo de seguimiento de fase basado en la mezcla del integrador generalizado de segundo y tercer orden (Synchronous Reference Frame-Mixed Second and Third-Order Generalized Integrator-based Phase Locked Loop SRF-MSTOGI-PLL) [30].

El segundo paso : el control de la tensión del bus de continua. Un punto muy importante en el FAP4B es el control de la tensión del bus de continua en los terminales del condensador en un valor fijo. Esto es necesario porque hay pérdidas del filtro activo. Para controlar la tensión del bus de continua, se han realizado varios trabajos sobre los controladores del bus continuo, como el controlador proporcional (P), el controlador PI, la lógica difusa de 2 intervalos y el controlador neurofuzzy (NFC), [31–34]. La metodología de los controladores P y PI requiere un modelo matemático lineal preciso, que es difícil de tener, y no pueden operar satisfactoriamente o proporcionar una buena respuesta a la variación de los parámetros, a la no linealidad o a las perturbaciones de la carga [35, 36], y de hecho, la respuesta transitoria es

lenta, especialmente para las cargas que cambian rápidamente. En esta tesis, nuestro objetivo es diseñar un modelo basado en una nueva función de Lyapunov para el control de la tensión del bus continuo, que permite una muy buena dinámica con y sin variaciones de carga, al contrario de lo experimentado por el control utilizado en trabajos anteriores [33,34], [37,38]. Además, la lógica difusa tiene algunos inconvenientes, como los problemas de iteración y redundancia [39], y para el controlador basado en NFC, cuando la referencia de tensión continua cambia, la respuesta sigue lentamente su referencia [34].

El tercer paso : La generación de señales de control. Para los dispositivos semiconductores FAP4B basados en las corrientes de compensación calculadas. Las señales de conmutación del inversor de fuente de tensión se obtienen mediante modulación vectorial espacial (SVM).

En este trabajo se realizará un análisis del FAP4B, teniendo en cuenta aspectos teóricos y simulaciones. Para ello, la modelización matemática del FAP4B se efectuará, seguida de simulaciones por ordenador. Además, en el caso de las tensiones de la red equilibradas y sinusoidales, el algoritmo utilizado para generar las corrientes de compensación se basa en la teoría PQ con un filtro SOGI, en lugar del filtro de paso baja clásico LPF, para calcular las corrientes de referencia de compensación con el fin de eludir el inconveniente del LPF clásico relativo a la introducción de un retraso y la incapacidad de extraer perfectamente los componentes fundamentales de las corrientes de la carga a la pulsación $\omega = 2\pi f$ (problema de desplazamiento de fase), que ralentiza la respuesta dinámica. En el caso de tensiones de red perturbadas, el algoritmo utilizado para generar las corrientes de compensación se basa en SRF-MSTOGI-PLL, con la propuesta de una unidad de adaptación de frecuencia, para adaptar el sistema a las muchas variaciones de frecuencia. Este algoritmo se utiliza por primera vez en aplicaciones PAPFs donde la frecuencia de la red puede cambiar ampliamente con el fin de calcular las corrientes de referencia de compensación perfectamente. Además, la unidad adaptativa de frecuencia propuesta permite también la cancelación de las ondulaciones de las frecuencias estimadas para MSTOGI-PLL, por lo que este último puede seguir con precisión las tensiones de la red incluso con grandes variaciones de la frecuencia. Además, proponemos el uso de la función de Lyapunov para el control de la tensión continua, lo que constituye una novedad, este control permite una muy buena dinámica con y sin variaciones de carga, a diferencia del control basado en PI. La Figura 5.25 muestra un gráfico resumen con las principales aportaciones de este trabajo.

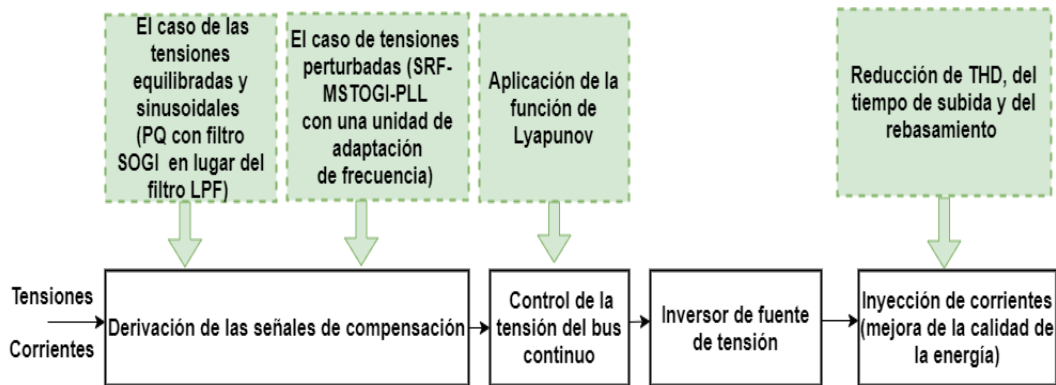


FIGURE 5.20: Esquema simplificado de un FAP4B destacando las contribuciones de este trabajo (sombreado en verde).

5.9 OBJETIVO GENERAL

-El estudio, análisis y mejora del FAP4B para asegurar la compensación de la potencia reactiva, así como la supresión de armónicos en los sistemas eléctricos trifásicos a cuatro hilos.

5.10 OBJETIVOS ESPECIFICOS

5.10.1 Objetivo específico 1

- Estudiar los conceptos relacionados con la calidad de la energía (CE), es decir, las perturbaciones armónicas, las normas y recomendaciones sobre armónicos de la corriente, así como las fuentes y los efectos de la contaminación armónica.

Normas impuestas sobre el THD

Estándar IEEE 519

La recomendación internacional IEEE 519 se presentó por primera vez en 1981 y se actualizó en 2014. El objetivo de esta recomendación es proporcionar información sobre cómo tratar los problemas relacionados con el control de la corriente armónica y la compensación de la potencia reactiva en cuanto a las aplicaciones de convertidores estáticos en entornos industriales y comerciales. Los ejemplos de aplicación de los procedimientos y limitaciones descritos en la Recomendación IEEE 519 pueden encontrarse en la siguiente [41]. Algunos de los procedimientos descritos en la recomendación IEEE 519 se asignan a consumidores individuales conectados al mismo punto de acoplamiento. Para estos consumidores, la recomenda-

ción revisada establece límites para la inyección de corrientes armónicas, que se aplican tanto a la distorsión armónica total como a los niveles individuales de corrientes armónicas. La distorsión armónica total de la corriente consumida se calcula en relación con la demanda de corriente máxima (Total Demand Distortion TDD), como se muestra en la ecuación (5.10.1). Esto significa que la medición de TDD debe realizarse en el pico de consumo.

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} 100\% \quad (5.10.1)$$

donde :

I_h : Valor eficaz de cada componente armónico presente en el sistema.

h : Orden armónico.

I_L : Valor eficaz de la corriente máxima demanda.

Dependiendo del nivel de tensión de alimentación (V_s) y del nivel de corriente de cortocircuito (I_{cc}), los límites relacionados con TDD y las corrientes armónicas individuales se definen según la tabla 5.5.

Orden individual de armónicos (armónicos individuales)						
$120V \leq (V_s) \leq 69kV$						
I_{cc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 35$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	<i>TDD</i>
< 20	4	2	1.5	0.6	0.3	5
20 – 50	7	3.5	2.5	1	0.5	8
50 – 100	10	4.5	4	1.5	0.7	12
100 – 1000	12	5.5	5	2	1	15
> 1000	15	7	6	2.5	1.4	20
$69kV \leq (V_s) \leq 161kV$						
< 20	2	1	0.75	0.3	0.15	2.5
20 – 50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4
50 – 100	5	2.25	2	0.75	0.35	6
100 – 1000	6	2.75	2.5	1	0.5	7.5
> 1000	7.5	3.5	3	1.25	0.7	10
$(V_s) > 161kV$						
I_{cc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 35$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	<i>TDD</i>
< 50	2	1	0.75	0.3	0.15	2.5
≥ 50	3	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75
Los armónicos pares se limitan a 25 % de los límites de los armónicos impares supra						
Todos los equipos de generación de electricidad limitados a estos valores de distorsión de la corriente, independiente de la relación (I_{cc}/I_L).						
I_{cc} = Corriente de cortocircuito máxima en PCC. I_L = Corriente máxima demanda por la carga (componente fundamental) en PCC.						

TABLE 5.5: Distorsión máxima de los armónicos de corriente en % (I_L).

Otros procedimientos y límites descritos en la recomendación revisada se asignan a los servicios públicos de energía. Entre ellos se encuentran los límites de distorsión armónica individual y total de la tensión en el punto de acoplamiento común (PCC). La distorsión armónica total de la tensión se calcula mediante la ecuación (5.10.2), que tiene en cuenta la tensión nominal del sistema eléctrico en lugar del valor eficaz instantáneo de la tensión fundamental.

$$THD_{V_n} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_n} 100\% \quad (5.10.2)$$

donde :

V_h : Valor eficaz de cada componente armónico presente en el sistema .

h : Orden de los componentes armónicos .

V_n : valor eficaz de la tensión nominal.

El cuadro 5.6 presenta los límites de distorsión armónica individual y total en PCC del bus de tensión, para diferentes niveles de tensión del sistema eléctrico.

Tensión del bus a PPC (V_s)	Distorsión armónica individual de la tensión (%)	Distorsión armónica total de la tensión THD_{V_n} (%)
$(V_s) \leq 69kV$	3	5
$69KV \leq (V_s) \leq 161kV$	1.5	2.5
$(V_s) > 161kV$	1	1.5

TABLE 5.6: Distorsión armónica máxima en % de la tensión a la frecuencia fundamental.

Norma IEC 61000-3-2

La norma internacional IEC 61000-3-2 se introdujo por primera vez en 1995 y la última edición se publicó en 2014. La norma desarrollada por IEC trata de la limitación de los armónicos de las corrientes inyectadas en la red eléctrica. Esta norma se aplica a los equipos eléctricos y electrónicos conectados a una red de baja tensión de 50 o 60 Hz con una corriente de entrada de hasta 16 A por fase [40]. En esta norma, los equipos se clasifican en cuatro clases :

- Clase A : Aparatos de alimentación trifásica equilibrada, aparatos domésticos; excepto los de la clase D, herramientas, excepto herramientas portátiles; "Dimmers " para lámparas incandescentes; aparatos de audio y todos los demás que no estén incluidos en las clases B, C y D.
- Clase B : Herramientas portátiles y equipos de soldadura no profesionales.
- Clase C : Dispositivos de iluminación.
- Clase D : Ordenadores personales, monitores de vídeo y televisores, con una potencia de entrada activa superior a 75W e inferior a 600W.

El cuadro 5.7 indica los límites máximos de corrientes armónicas impares y pares hasta el orden 40 según las clases de equipo definidas en la norma IEC 61000-3-2.

Armónicas impares				
Armónico [h]	Clase A [A]	Clase B [A]	Clase C [% del fundamental]	Clase D [mA/W]
3	2.30	3.45	30* Factor de potencia	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
7	0.77	1.155	7	1
9	0.4	0.6	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	0.296
$15 \leq h \leq 39$	2.25	$3.375/n$	3	$3.85/n$
Armónicas pares				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.30	0.45	-	-
$8 \leq h \leq 40$	$1.84/n$	$2.76/n$	-	-

TABLE 5.7: Límites para las corrientes armónicas.

Fuentes de la contaminación armónica

En los últimos años, el uso de equipos eléctricos que contienen convertidores estáticos en las instalaciones de conversión de energía eléctrica ha provocado un aumento significativo del nivel de contaminación armónica. Provocan una disminución de la calidad de la corriente y de la tensión de la red de distribución. Todos estos sistemas provocan una contaminación armónica de la red a la que están conectados. De hecho, estos sistemas absorben corrientes distorsionadas aunque estén sometidos a tensiones sinusoidales. Estos equipos son cargas deformantes o no lineales que emiten corrientes armónicas cuyas frecuencias son múltiplos de la frecuencia fundamental. Cuando estas corrientes armónicas fluyen a través de las impedancias de la red eléctrica, provocan la generación de tensiones armónicas en los puntos de conexión, contaminando así a los consumidores alimentados por la misma red eléctrica. Se pueden distinguir diferentes tipos de cargas no lineales o perturbadoras :

— **Montajes electrónicos.**

- Rectificador monofásico con filtro capacitivo : Se utiliza como primera etapa de alimentación para ordenadores, impresoras, televisores, lámparas con balasto electrónico, variadores de velocidad para máquinas asíncronas, balastos electrónicos

para rampas de iluminación, etc.

- Regulador monofásico : Se utiliza para controlar ciertos hornos de cocción, controlar la intensidad de las lámparas incandescentes halógenas, los motores de arranque eléctricos, regulación de potencia de calderas, etc.
- Rectificador de tiristores trifásico : Se utiliza para ajustar la tensión aplicada a los terminales de una carga cambiando el ángulo de control de los gatillos; se utiliza para motores de corriente continua para controlar la velocidad variable, así como para controlar máquinas síncronas y hornos de inducción cuando se regulan, etc. En el sector industrial, los rectificadores de tiristores trifásicos son la principal fuente de contaminación armónica.
- El rectificador trifásico con diodos y un filtro capacitivo : Se utiliza para controlar las máquinas asíncronas de velocidad variable, estas últimas se utilizan para accionar ventiladores, compresores, bombas, etc.
- **Cargas pasivas no lineales.**
 - Los motores asíncronos : Teóricamente, generan ondas de corriente completamente sinusoidales, pero en la práctica, la medición de las relaciones armónicas indica que son variables.
 - Lámparas de vapor de alta presión y lámparas fluorescentes : En el sector terciario (grandes almacenes, oficinas, etc.). Representan una cantidad equivalente a dos tercios de la energía consumida por la iluminación.
 - Los equipos de arco eléctrico : Incluye las máquinas de soldadura por arco de corriente continua o alterna y los hornos de arco de corriente alterna.

Efectos de la contaminación armónica

- **Efectos inmediatos** : Aparecen en algunos aparatos :
 - Funcionamiento incorrecto de algunos aparatos eléctricos : Cuando se generan los armónicos, en medio período se produce un cambio tantas veces del signo de la corriente y la tensión. Las magnitudes eléctricas pueden verse afectadas en el caso de equipos de regulación o control cuyo funcionamiento se basa en el paso por cero.
 - El mal funcionamiento de los microordenadores : El impacto en este equipo es que la calidad de la imagen se degradará, además de los pares pulsantes de los motores de las unidades de disco.
 - Defectos en los dispositivos destinados a la medición (contador de energía, instru-

mentación, . . .). En presencia de contaminación armónica, lo que provoca pérdidas de precisión en los contadores de energía inductiva, así como en algunos dispositivos de medición.

- Vibraciones y ruido : En los motores eléctricos alternos, las corrientes armónicas también generan vibraciones debido a los pares mecánicos pulsantes.
- **Efectos a corto plazo** : Dos tipos de equipos se ven afectados por estos efectos, a saber :
 - Componentes con una constante de tiempo térmica baja, como las etapas de alimentación en los montajes electrónicos.
 - Los elementos pueden resonar o estar en la trayectoria de una corriente amplificada por la resonancia, como pequeños transformadores, condensadores o disyuntores.
- **Efectos a medio y largo plazo** : Estos efectos aparecen tras una exposición más o menos larga a la contaminación armónica :
 - Calentamiento de equipos y cables : Aparición de pérdidas por efecto Joule adicionales. Así como el calentamiento de los equipos y cables que causan sobredimensionamientos con degradación del material, el calentamiento del neutro.
 - Calentamiento de los condensadores : Calentamiento adicional de los condensadores por histéresis y conducción en el dieléctrico que puede provocar una ruptura.
 - Sobrecalentamiento causado por pérdidas adicionales en transformadores y máquinas eléctricas : El sobrecalentamiento se debe a las pérdidas en las máquinas eléctricas (el estator) y especialmente en sus circuitos de rotor. Esto se debe a las grandes diferencias de velocidad entre el rotor y los campos de inductores armónicos giratorios.
 - Los armónicos también provocan pérdidas adicionales en los transformadores, por efecto Joule en el devanado, en los circuitos magnéticos, las pérdidas se han visto agravadas por la histéresis y las corrientes de Foucault.

5.10.2 Objetivo específico 2

Realizar una modelización matemática del FAP4B teniendo en cuenta los sistemas de corriente.

Presentamos el modelado del circuito de potencia del FAP4B que se muestra en la Figura 5.21, que consiste en un inversor con filtros inductivos que se utilizan para enlazar las dos fuentes de tensión y filtrar la corriente inyectada por el inversor, así como la capacidad (C_{dc}) de almacenamiento de energía. Todos estos elementos se consideran lineales e invariantes

en el tiempo, las tensiones de red v_a, v_b y v_c son sinusoidales y equilibradas, la tensión del bus continuo (V_{dc}) es constante y los filtros inductivos se consideran idénticos, así como sus impedancias, es decir $L_{fa} = L_{fb} = L_{fc} = L_f$ y $R_{fa} = R_{fb} = R_{fc} = R_f$.

El modelado en los dos referencias; la referencia estacionaria trifásica (a, b, c), y la referencia rotativa ($d, q, 0$) nos permite elegir la referencia utilizada para la estrategia de control de tensiones FAP4B que se presentará en esta tesis más adelante, esta elección es muy importante para la regulación de las corrientes de referencia.

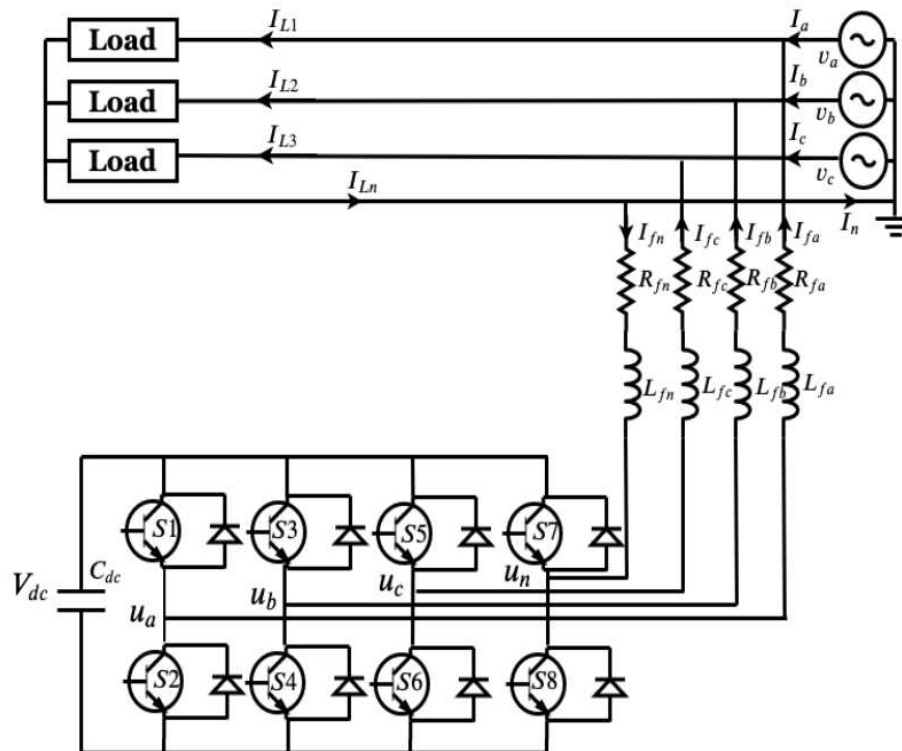


FIGURE 5.21: Diagrama de potencia del FAP4B

Modelización del FAP4B

Para analizar el circuito de la Figura 5.21, es posible obtener un circuito monofásico equivalente que represente cada fase del circuito trifásico original como se muestra en la Figura 5.22, donde "k" indica las fases "abc" y la tensión \bar{u}_k representa el valor medio de la tensión de salida del inversor. Para justificar la elección de la referencia que influye en la regulación de las corrientes de la referencia en el control de tensión, dedicaremos los siguientes párrafos a la modelización del FAP4B en los referencias, la referencia estacionaria trifásica (a, b, c) y la referencia rotativa ($d, q, 0$).

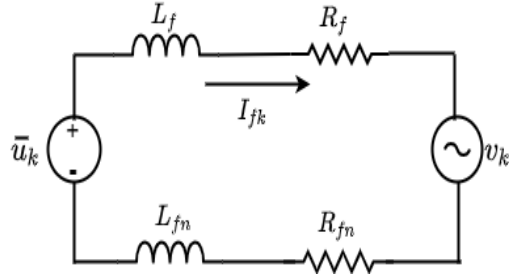


FIGURE 5.22: Circuito equivalente de una fase del FAP4B

Modelización del FAP4B en la referencia estacionaria trifásica (a, b, c)

Aplicando la ley de Kirchhoff a la tensión \bar{u}_k en la Figura 5.22, se obtiene la ecuación (5.10.3).

$$\bar{u}_k = L_f \frac{dI_{fk}}{dt} + R_f I_{fk} + v_k + R_{fn} I_{fn} + L_{fn} \frac{dI_{fn}}{dt} \quad (5.10.3)$$

A partir de la ecuación (5.10.3) aislando la derivada en el tiempo de I_{fk} , se obtiene :

$$\frac{dI_{fk}}{dt} = \frac{1}{L_f} (\bar{u}_k - R_f I_{fk} - v_k - R_{fn} I_{fn} - L_{fn} \frac{dI_{fn}}{dt}) \quad (5.10.4)$$

Sumando para cada una de las fases ($k = a, b, c$) en la ecuación (5.10.3), se obtiene :

$$\begin{aligned} \bar{u}_a + \bar{u}_b + \bar{u}_c &= R_f (I_{fa} + I_{fb} + I_{fc}) + L_f \left(\frac{dI_{fa}}{dt} + \frac{dI_{fb}}{dt} + \frac{dI_{fc}}{dt} \right) \\ &+ (v_a + v_b + v_c + 3L_{fn} \frac{dI_{fn}}{dt} + 3R_{fn} \cdot I_{fn}) \end{aligned} \quad (5.10.5)$$

Sabiendo que la corriente del neutro puede escribirse como se indica en (5.10.6), derivando los dos lados de esta ecuación, se obtiene la ecuación (5.10.7) :

$$I_{fa} + I_{fb} + I_{fc} = I_{fn} \quad (5.10.6)$$

$$\frac{dI_{fa}}{dt} + \frac{dI_{fb}}{dt} + \frac{dI_{fc}}{dt} = \frac{dI_{fn}}{dt} \quad (5.10.7)$$

Con la sustitución de las ecuaciones (5.10.6) y (5.10.7) en la ecuación (2.1.3) y aislando la derivada en el tiempo de I_{fn} se puede obtener la ecuación siguiente :

$$\frac{dI_{fn}}{dt} = \frac{1}{L_f + 3L_{fn}} [\bar{u}_a + \bar{u}_b + \bar{u}_c - v_a - v_b - v_c - (R_f + 3R_{fn})I_{fn}] \quad (5.10.8)$$

Para obtener las ecuaciones diferenciales para las fases a, b y c en forma matricial y se considera que $L_f = L_{fn}$ se obtiene :

$$\begin{pmatrix} \frac{dI_{fa}}{dt} \\ \frac{dI_{fb}}{dt} \\ \frac{dI_{fc}}{dt} \end{pmatrix} = \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{fa} \\ I_{fb} \\ I_{fc} \end{pmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{u}_a \\ \bar{u}_b \\ \bar{u}_c \end{pmatrix} \\ + \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} -3 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 \\ 1 & 1 & -3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad (5.10.9)$$

El modelo obtenido en (5.10.9) es lineal e invariante en el tiempo, es una representación de estado del FAP4B en la referencia estacionario trifásico (a, b, c) . Esta representación de estado contiene como variables de estado las corrientes de referencia de compensación I_{fa} , I_{fb} y I_{fc} , las entradas son las tensiones que \bar{u}_a , \bar{u}_b y \bar{u}_c son sintetizadas por el inversor y las tensiones de red v_a , v_b y v_c son perturbaciones. A partir de este modelo podemos obtener las matrices A , B y F que representan respectivamente la matriz de estado, la matriz de entrada y la matriz de perturbación como se muestra en (5.10.10).

$$A = \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \quad B = \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{pmatrix} \\ F = \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} -3 & 1 & 1 \\ 1 & -3 & 1 \\ 1 & 1 & -3 \end{pmatrix} \quad (5.10.10)$$

Observamos que hay un acoplamiento entre las magnitudes de entrada del sistema porque las matrices B y F no son diagonales, es decir, los elementos que no pertenecen a la diagonal tienen valores distintos de cero. Para simplificar el modelo dado en (5.10.9), se puede obtener otra escritura según los vectores y matrices dados por (5.10.10) como se muestra en la ecuación (5.10.11), donde $x(t)$, $u(t)$ y $w(t)$ son respectivamente, vector de variables de estado, vector de entrada y vector de perturbación.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Fw(t) \quad (5.10.11)$$

donde :

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= \left[\frac{dI_{fa}}{dt} \quad \frac{dI_{fb}}{dt} \quad \frac{dI_{fc}}{dt} \right]^T & x(t) &= [I_{fa} \quad I_{fb} \quad I_{fc}]^T \\ u(t) &= [\bar{u}_a \quad \bar{u}_b \quad \bar{u}_c]^T & w(t) &= [v_a \quad v_b \quad v_c]^T \end{aligned}$$

Para no tener un acoplamiento entre las magnitudes de entrada del sistema consideramos que L_{nf} es igual a cero en el modelo obtenido en (5.10.9). El modelo puede reescribirse en forma de matriz como se muestra en (5.10.12).

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \frac{dI_{fa}}{dt} \\ \frac{dI_{fb}}{dt} \\ \frac{dI_{fc}}{dt} \end{pmatrix} &= \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{fa} \\ I_{fb} \\ I_{fc} \end{pmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{u}_a \\ \bar{u}_b \\ \bar{u}_c \end{pmatrix} \\ &+ \frac{1}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5.10.12)$$

A partir de este modelo se obtienen las matrices A_{abc} , B_{abc} y F_{abc} que son respectivamente la matriz de estado, la matriz de entrada y la matriz de perturbación como se indica en (5.10.13). Observamos que los elementos de las matrices B_{abc} y F_{abc} que no pertenecen a la diagonal tienen valores cero, esto significa que no hay acoplamiento entre las magnitudes de entrada del sistema.

$$\begin{aligned} A_{abc} &= \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} & B_{abc} &= \frac{1}{L_f} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \\ F_{abc} &= \frac{1}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5.10.13)$$

Para simplificar la representación dada en (5.10.12), reescribimos el modelo como se muestra en (5.10.14) según los vectores y matrices dados por (5.10.13), donde $x(t)$, $u(t)$ y $w(t)$ son, respectivamente, el vector de variables de estado, el vector de entrada y el vector de perturbación.

$$\dot{x}(t) = A_{abc}x(t) + B_{abc}u(t) + F_{abc}w(t) \quad (5.10.14)$$

donde :

$$\dot{x}(t) = \left[\frac{dI_{fa}}{dt} \quad \frac{dI_{fb}}{dt} \quad \frac{dI_{fc}}{dt} \right]^T \quad x(t) = [I_{fa} \quad I_{fb} \quad I_{fc}]^T$$

$$u(t) = [\bar{u}_a \quad \bar{u}_b \quad \bar{u}_c]^T \quad w(t) = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T$$

Modelización del FAP4B en la referencia rotativa $(d, q, 0)$.

Para obtener el modelo del FAP4B en la referencia rotativa $(d, q, 0)$, primero hay que representar el modelo en el referencia (a, b, c) en la referencia estacionaria trifásica $(\alpha, \beta, 0)$ [1] que puede obtenerse mediante una transformación de Clarke y viene dada por (5.10.15), esto último permite transformar el sistema de coordenadas trifásico (a, b, c) en un sistema de coordenadas trifásico $(\alpha, \beta, 0)$. Para volver al sistema de coordenadas (a, b, c) desde el sistema de coordenadas $(\alpha, \beta, 0)$, se debe aplicar la transformación inversa de Clarke dada por (5.10.16). Nótese que \mathbf{z} es una cantidad eléctrica que puede ser una tensión o una corriente.

$$\begin{pmatrix} \mathbf{z}_\alpha \\ \mathbf{z}_\beta \\ \mathbf{z}_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{z}_a \\ \mathbf{z}_b \\ \mathbf{z}_c \end{pmatrix} \quad (5.10.15)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{z}_a \\ \mathbf{z}_b \\ \mathbf{z}_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{z}_\alpha \\ \mathbf{z}_\beta \\ \mathbf{z}_0 \end{pmatrix} \quad (5.10.16)$$

(5.10.17) y (5.10.18) representan respectivamente la matriz de transformación y la matriz de transformación inversa.

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (5.10.17)$$

$$[T_{in\alpha\beta 0}] = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (5.10.18)$$

El resultado de multiplicar las dos matrices $[T_{\alpha\beta 0}]$ y $[T_{in\alpha\beta 0}]$ dada en (5.10.19) no es exactamente la matriz identidad I , esto indica que no se puede tener la matriz $[T_{in\alpha\beta 0}]$ calculando

la matriz inversa de $[T_{\alpha\beta 0}]$.

$$[T_{\alpha\beta 0}][T_{in\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = \frac{3}{2}I \quad (5.10.19)$$

La ecuación (5.10.16) se puede reescribir de una manera simplificada como se indica en (5.10.20) con un término $\sqrt{\frac{2}{3}}$ introducido para conservar la potencia en los dos referencias :

$$\mathbf{Z}_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]\mathbf{Z}_{\alpha\beta 0} \quad (5.10.20)$$

Según (5.10.20), $x(t)$, $u(t)$ y $w(t)$ que representan el vector de estado, el vector de entrada y el vector de perturbación en las coordenadas (a, b, c) se pueden obtener respectivamente en (5.10.21), (5.10.22) y (5.10.23).

$$x(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]x(t)_{\alpha\beta 0} \quad (5.10.21)$$

$$u(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]u(t)_{\alpha\beta 0} \quad (5.10.22)$$

$$w(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]w(t)_{\alpha\beta 0} \quad (5.10.23)$$

Donde :

$$x(t)_{\alpha\beta 0} = I_{\alpha\beta 0} = [I_{f\alpha} \quad I_{f\beta} \quad I_{f0}]^T \quad u(t)_{\alpha\beta 0} = [\bar{u}_\alpha(t) \quad \bar{u}_\beta(t) \quad \bar{u}_0(t)]^T$$

La ecuación (5.10.24) se obtiene en sustitución (5.10.21), (5.10.22) y (2.1.21) en (5.10.11).

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]\dot{x}(t)_{\alpha\beta 0} &= A\sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]x(t)_{\alpha\beta 0} \\ &+ B\sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]u(t)_{\alpha\beta 0} + F\sqrt{\frac{2}{3}}[T_{in\alpha\beta 0}]w(t)_{\alpha\beta 0} \end{aligned} \quad (5.10.24)$$

Con la simplificación y multiplicación en ambos lados de (5.10.24) por $[T_{\alpha\beta 0}]$, se obtiene la ecuación (5.10.25) :

$$\begin{aligned} [T_{\alpha\beta 0}][T_{in\alpha\beta 0}]\dot{x}(t)_{\alpha\beta 0} &= [T_{\alpha\beta 0}]A[T_{in\alpha\beta 0}]x(t)_{\alpha\beta 0} \\ &+ [T_{\alpha\beta 0}]B[T_{in\alpha\beta 0}]u(t)_{\alpha\beta 0} + [T_{\alpha\beta 0}]F[T_{in\alpha\beta 0}]w(t)_{\alpha\beta 0} \end{aligned} \quad (5.10.25)$$

El término formado por la matriz de estado A se puede obtener en (5.10.26) sustituyendo

(5.10.10), (5.10.17) y (5.10.18) en (5.10.25).

$$\begin{aligned}
& [T_{\alpha\beta 0}]A[T_{in\alpha\beta 0}]x(t)_{\alpha\beta 0} \\
&= \frac{R_{L_f}}{L_f} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} x(t)_{\alpha\beta 0} \quad (5.10.26)
\end{aligned}$$

La ecuación (5.10.27) se puede obtener realizando las operaciones matriciales de (5.10.26).

$$[T_{\alpha\beta 0}]A[T_{in\alpha\beta 0}]x(t)_{\alpha\beta 0} = \frac{3}{2}IAx(t)_{\alpha\beta 0} \quad (5.10.27)$$

El término formado por la matriz de entrada B puede calcularse como se indica en (5.10.28) :

$$\begin{aligned}
& [T_{\alpha\beta 0}]B[T_{in\alpha\beta 0}]u(t)_{\alpha\beta 0} \\
&= \frac{R_{L_f}}{L_f} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 3 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} u(t)_{\alpha\beta 0} \quad (5.10.28)
\end{aligned}$$

La ecuación (5.10.29) se puede obtener realizando las operaciones matriciales de (5.10.28).

$$\begin{aligned}
& [T_{\alpha\beta 0}]B[T_{in\alpha\beta 0}]u(t)_{\alpha\beta 0} \\
&= \frac{R_{L_f}}{L_f} \begin{pmatrix} 4 + 1 + 1 & -\sqrt{3} + \sqrt{3} & \frac{4}{\sqrt{2}} - \frac{2}{\sqrt{2}} - \frac{2}{\sqrt{2}} \\ -\sqrt{3} + \sqrt{3} & 3 + 3 & \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2}} - \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{1}{2\sqrt{2}} - \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} - \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{3}} & \frac{1}{2} + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \end{pmatrix} u(t)_{\alpha\beta 0} \quad (5.10.29)
\end{aligned}$$

Para encontrar la matriz de entrada en las coordenadas $(\alpha, \beta, 0)$ ($B_{\alpha\beta 0}$), se simplifica la ecuación (5.10.29) como se indica en (5.10.30).

$$[T_{\alpha\beta 0}]B[T_{in\alpha\beta 0}]u(t)_{\alpha\beta 0} = \frac{3}{2}IB_{\alpha\beta 0}u(t)_{\alpha\beta 0} \quad (5.10.30)$$

Donde :

$$B_{\alpha\beta 0} = \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Para obtener el término formado por la matriz de perturbación F en las coordenadas $(\alpha, \beta, 0)$ ($F_{\alpha\beta 0}$) seguimos el mismo procedimiento dado en (5.10.31).

$$[T_{\alpha\beta 0}]F[T_{in\alpha\beta 0}]w(t)_{\alpha\beta 0} = \frac{3}{2}IF_{\alpha\beta 0}w(t)_{\alpha\beta 0} \quad (5.10.31)$$

donde :

$$F_{\alpha\beta 0} = \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Para obtener el modelo simplificado del circuito de potencia FAP4B en la referencia $(\alpha, \beta, 0)$ dada en (5.10.33), sustituir (5.10.19), (5.10.27), (5.10.30) y (5.10.31) en (5.10.25).

$$\dot{x}(t)_{\alpha\beta 0} = Ax(t)_{\alpha\beta 0} + B_{\alpha\beta 0}u(t)_{\alpha\beta 0} + F_{\alpha\beta 0}w(t)_{\alpha\beta 0} \quad (5.10.32)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{dI_{f\alpha}}{dt} \\ \frac{dI_{f\beta}}{dt} \\ \frac{dI_{f0}}{dt} \end{pmatrix} = \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{f\alpha} \\ I_{f\beta} \\ I_{f0} \end{pmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{u}_\alpha \\ \bar{u}_\beta \\ \bar{u}_0 \end{pmatrix} \\ + \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{pmatrix} \quad (5.10.33)$$

Para obtener la representación de estado del FAP4B en el referencia rotativa $(d, q, 0)$, se utiliza una matriz de transformación $[T_{dq0}]$ dada en (5.10.34).

$$[T_{dq0}] = \begin{pmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t & 0 \\ -\sin\omega t & \cos\omega t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.10.34)$$

La ecuación (5.10.32) puede reescribirse como se muestra en (5.10.35).

$$[T_{indq0}]\dot{x}(t)_{dq0} = A_{\alpha\beta 0}[T_{indq0}]x(t)_{dq0} \\ + B_{\alpha\beta 0}T_{indq0}u(t)_{dq0} + F_{\alpha\beta 0}T_{indq0}w(t)_{dq0} \quad (5.10.35)$$

con :

$$[T_{indq0}] = \begin{pmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t & 0 \\ \sin\omega t & \cos\omega t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (5.10.36)$$

Aislando los términos en (5.10.35) y realizando manipulaciones matemáticas se pueden obte-

ner las ecuaciones (5.10.37) y (5.10.38).

$$\dot{x}(t)_{dq0} = Ax(t)_{dq0} + B_{dq0}u(t)_{dq0} + F_{dq0}w(t)_{dq0} \quad (5.10.37)$$

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \frac{dI_{fd}}{dt} \\ \frac{dI_{fq}}{dt} \\ \frac{dI_{f0}}{dt} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -\frac{R_{Lf}}{L_f} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_{Lf}}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{Lf}}{L_f} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{fd} \\ I_{fq} \\ I_{f0} \end{pmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{u}_d \\ \bar{u}_q \\ \bar{u}_0 \end{pmatrix} \\ &+ \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} -4 & 0 & 0 \\ 0 & -4 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5.10.38)$$

Observamos que existe un acoplamiento entre las magnitudes de estado del sistema porque los elementos que no pertenecen a la diagonal de la matriz A tienen valores distintos de cero. El acoplamiento entre el eje directo (d) y el eje de cuadratura (q) puede eliminarse utilizando el modelo desacoplado que se muestra en la Figura 5.23, donde el bloque sombreado es el término de desacoplamiento. A partir de la Figura 5.23 podemos encontrar las ecuaciones

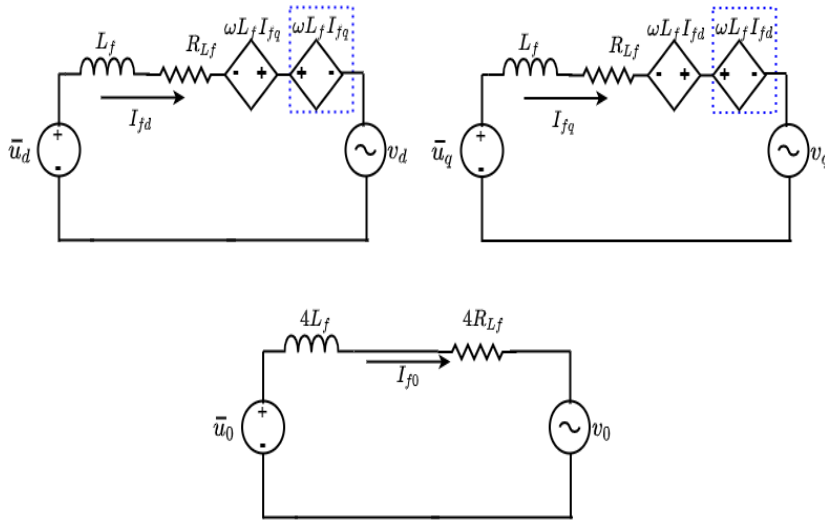


FIGURE 5.23: Modelo desacoplado del sistema en las coordenadas $d, q, 0$.

que representan tres módulos monofásicos en las coordenadas $d, q, 0$, como se muestra en (5.10.39), (5.10.40) y (5.10.41).

$$L_f \frac{dI_{fd}}{dt} = -R_{Lf}I_{fd} + \omega L_f I_{fq} - \omega L_f I_{fq} \bar{u}_d - v_d \quad (5.10.39)$$

$$L_f \frac{dI_{fq}}{dt} = -R_{Lf}I_{fq} - \omega L_f I_{fd} + \omega L_f I_{fd} \bar{u}_q - v_q \quad (5.10.40)$$

$$L_f \frac{dI_{f0}}{dt} = -R_{L_f} I_{f0} + \frac{1}{4}(\bar{u}_0 - v_0) \quad (5.10.41)$$

Las tensiones de entrada sintetizadas por el inversor ($\bar{u}_d, \bar{u}_q, \bar{u}_0$) se obtienen en función de las tensiones en los terminales de los inductores ($v_{L_{fd}}, v_{L_{fq}}, v_{L_{f0}}$), tensiones de las resistencias ($v_{R_{Lfd}}, v_{R_{Lfq}}, v_{R_{Lf0}}$), y tensiones de la red (v_d, v_q, v_0), como se indica en las ecuaciones (5.10.42), (5.10.43) y (5.10.44).

$$\bar{u}_d = v_{R_{Lfd}} + v_{L_{fd}} + v_d \quad (5.10.42)$$

$$\bar{u}_q = v_{R_{Lfq}} + v_{L_{fq}} + v_q \quad (5.10.43)$$

$$\bar{u}_0 = 4v_{R_{Lf0}} + 4v_{L_{f0}} + v_0 \quad (5.10.44)$$

Partiendo de (5.10.42), (5.10.43) y (5.10.44), la Figura 5.24 muestra el modelo del circuito de potencia FAP4B como tres circuitos monofásicos desacoplados, un circuito monofásico en el eje directo d , otro en el eje de cuadratura q y el último en el eje homopolar 0. Para controlar individualmente cada una de las coordenadas de este sistema, es necesario determinar las funciones de transferencia que representan estos tres circuitos monofásicos.

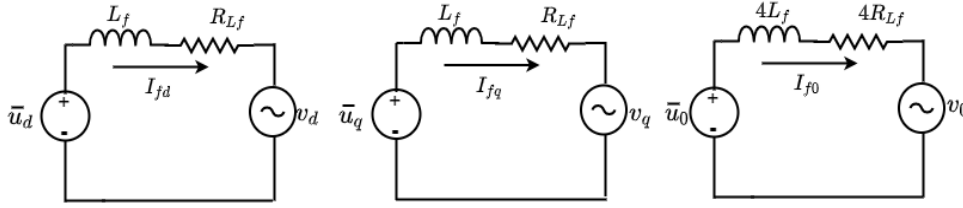


FIGURE 5.24: Modelo del circuito de potencia FAP4B en el referencia $dq0$.

Función de transferencia del sistema

Consideremos que las tensiones de la red son como perturbaciones (cantidades impuestas por la red), esto implica que no se tienen en cuenta en el modelo (5.10.38) y también se desprecia el acoplamiento entre las cantidades de estado del sistema en (5.10.38). La ecuación del modelo pasa a ser la dada en (5.10.46).

$$\dot{x}(t)_{dq0} = A_{dq0}x(t)_{dq0} + B_{dq0}u(t)_{dq0} \quad (5.10.45)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{dI_{fd}}{dt} \\ \frac{dI_{fq}}{dt} \\ \frac{dI_{f0}}{dt} \end{pmatrix} = \frac{R_{L_f}}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{fd} \\ I_{fq} \\ I_{f0} \end{pmatrix} + \frac{1}{4L_f} \begin{pmatrix} 4 & 0 & 0 \\ 0 & 4 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{u}_d \\ \bar{u}_q \\ \bar{u}_0 \end{pmatrix} \quad (5.10.46)$$

La corriente del neutro se estima mediante la siguiente ecuación :

$$y(t)_{dq0} = Cx(t)_{dq0} \quad \text{Donde} \quad C = [1 \quad 1 \quad 1]$$

Tenemos la transformación de Laplace de la ecuación de estado dada por :

$$L(\dot{x}(t)_{dq0} = Ax(t)_{dq0} + B_{dq0}u(t)_{dq0}) \rightarrow sX(s)_{dq0} = A_{dq0}X(s)_{dq0} + B_{dq0}U(s)_{dq0} \quad (5.10.47)$$

$$\rightarrow X(s)_{dq0} = (sI - A_{dq0})^{-1}B_{dq0}U(s)_{dq0} \quad (5.10.48)$$

Con : I es la matriz identidad $I = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$ La transformada de Laplace de la ecuación

de salida dada por :

$$L(y(t)_{dq0} = Cx(t)_{dq0}) \rightarrow Y(s)_{dq0} = CX(s)_{dq0} \quad (5.10.49)$$

$$Y(s)_{dq0} = C(sI - A_{dq0})^{-1}B_{dq0}U(s)_{dq0} \quad (5.10.50)$$

Entonces la función de transferencia viene dada por :

$$G(s)_{idq0} = \frac{Y(s)_{dq0}}{U(s)_{dq0}} = C(sI - A_{dq0})^{-1}B_{dq0} \quad (5.10.51)$$

Tenemos :

$$(sI - A_{dq0})^{-1} = \frac{(com(sI - A_{dq0}))^T}{det(sI - A_{dq0})} \quad (5.10.52)$$

Entonces la función de transferencia se reescribe como sigue :

$$G(s)_{idq0} = \frac{C(com(sI - A_{dq0}))^T B_{dq0}}{det(sI - A_{dq0})} \quad (5.10.53)$$

$$\begin{aligned} (sI - A_{dq0}) &= s \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} - \frac{R_{Lf}}{L_f} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} s + \frac{R_{Lf}}{L_f} & 0 & 0 \\ 0 & s + \frac{R_{Lf}}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & s + \frac{R_{Lf}}{L_f} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (5.10.54)$$

$$det(sI - A_{dq0}) = \left(s + \frac{R_{Lf}}{L_f}\right)^3 \quad (5.10.55)$$

$$(com(sI - A_{dq0}))^T = \begin{pmatrix} (s + \frac{R_{Lf}}{L_f})^2 & 0 & 0 \\ 0 & (s + \frac{R_{Lf}}{L_f})^2 & 0 \\ 0 & 0 & (s + \frac{R_{Lf}}{L_f})^2 \end{pmatrix} \quad (5.10.56)$$

$$C(com(sI - A_{dq0}))^T B_{dq0} = \begin{pmatrix} \frac{sL_f^2 + 2sL_f R_{Lf} + R_{Lf}^2}{L_f^3} & \frac{sL_f^2 + 2sL_f R_{Lf} + R_{Lf}^2}{L_f^3} & \frac{sL_f^2 + 2sL_f R_{Lf} + R_{Lf}^2}{4L_f^3} \end{pmatrix} \quad (5.10.57)$$

Después de estos cálculos matriciales, la función de transferencia se da en 5.10.58.

$$G(s)_{idq0} = \frac{y(s)_{dq0}}{u(s)_{dq0}} = \begin{pmatrix} \frac{1}{(sL_f + R_{Lf})} & \frac{1}{(sL_f + R_{Lf})} & \frac{1}{4(sL_f + R_{Lf})} \end{pmatrix} \quad (5.10.58)$$

Se encuentran tres funciones de transferencia independientes, una para la coordenada d , otra para la coordenada q y otra para la coordenada 0 , la Figura 5.25 muestra el diagrama de bloques de las tres funciones de transferencia.

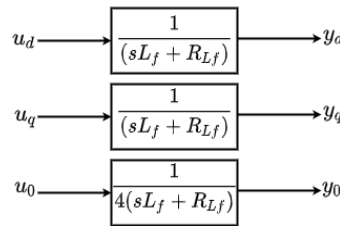


FIGURE 5.25: Diagrama de bloques del FAP4B en el referencia $dq0$.

5.10.3 Objetivo específico 3

. Estudiar el algoritmo de generación de las corrientes de compensación que permiten la selección de las componentes presentes en la corriente de carga que deben ser sintetizadas por el FAP4B, así como la presentación del lazo de control de corrientes utilizado en el FAP4B y por supuesto la metodología utilizada para el diseño del controlador en cuestión.

Teoría p-q basada en el filtro integrador generalizado de segundo orden SOGI

En esta tesis, proponemos el uso del filtro integrador generalizado de segundo orden (SOGI) en lugar del clásico filtro paso baja (LPF), que se utiliza tradicionalmente en el control del PAF basado en la teoría p-q. El principio del filtro SOGI se describe en la Figura 5.26. El filtro SOGI extrae sólo la componente fundamental de la corriente de entrada de la carga no

lineal. La carga no lineal absorbe una corriente compuesta por las dos componentes armónicas y una componente fundamental reactiva añadida a la componente fundamental activa. Idealmente, la fuente de alimentación debería suministrar sólo la corriente de la componente fundamental activa, y las otras componentes deberían ser compensadas por el FAP4B [14].

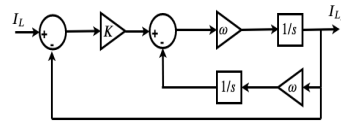


FIGURE 5.26: Estructura del filtro SOGI

A partir de la Figura 5.26, las características de la función de transferencia $H_s(s)$ del bloque de SOGI pueden obtenerse mediante (5.10.59)

$$H_s(s) = \frac{k \cdot w \cdot s}{s^2 + k \cdot w \cdot s + w^2} \quad (5.10.59)$$

Donde el parámetro de ganancia k establece la respuesta dinámica del filtro SOGI y w es igual a $2\pi f$. La Figura 5.27 muestra la respuesta al escalón del filtro SOGI para diferentes valores de k .

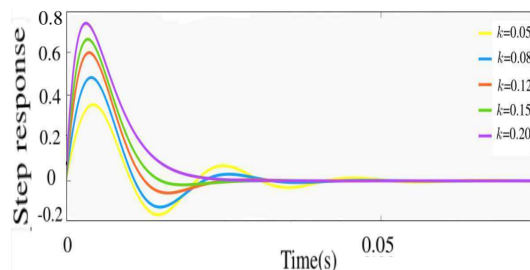


FIGURE 5.27: Respuesta escalonada del filtro SOGI para diferentes valores de k

Según la Figura 5.27, podemos observar que para valores más altos de k , la dinámica del filtro SOGI es más rápida, lo que modifica su ancho de banda. De hecho, para valores bajos de k , el ancho de banda se reduce, lo que mejora la calidad del filtrado. Por el contrario, los valores más altos de k aumentan el ancho de banda y, por lo tanto, la calidad del filtrado se degradará. Para garantizar una buena respuesta dinámica, así como un buen filtrado de la señal extraída, el valor de k se fija en 0,8. Para $k = 0,8$, la función de transferencia del filtro SOGI se convierte en :

$$H_s(t) = \frac{251.2 \cdot s}{s^2 + 251.2 \cdot s + 98596}$$

con polos en $P_1 = -125,6 + j287,78$ y $P_2 = -125,6 - j287,78$, que se encuentran en la mitad izquierda del plano s , lo que asegura una respuesta estable.

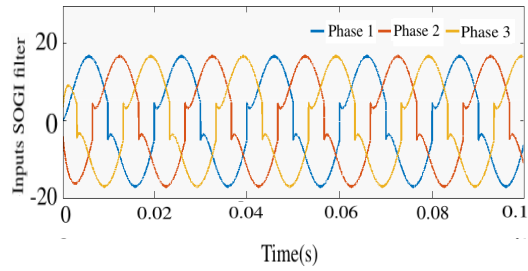


FIGURE 5.28: Entradas del filtro SOGI

Según las Figuras 5.28 y 5.29, el filtro SOGI extrae perfectamente las componentes fundamentales de las corrientes de carga a la pulsación $\omega = 2\pi f$. La Figura 5.28 también muestra cómo la entrada del filtro SOGI está distorsionada ya que representa las corrientes de carga no lineales antes de la compensación de armónicos, mientras que la Figura 5.29 muestra la extracción de las componentes fundamentales de las corrientes de carga mostradas en la Figura 5.29 a la pulsación ω , utilizando el filtro SOGI.

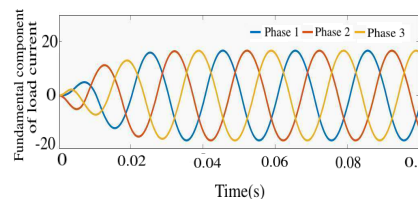


FIGURE 5.29: Extracción de las componentes fundamentales de las corrientes de carga de la figura 5.28 en el impulso ω , utilizando el filtro SOGI

La estrategia de control de potencia basada en la teoría p-q utilizando el filtro SOGI se ilustra en la Figura 5.30, donde se utiliza la estructura del filtro SOGI para generar las componentes fundamentales a partir de las señales de corriente armónica de la carga a la pulsación ω . El filtro SOGI proporciona un alto nivel de rendimiento para las corrientes filtradas sin retardo de fase en condiciones de funcionamiento desequilibradas y distorsionadas, a diferencia del filtro clásico paso baja LPF (Figura 5.29). Además, el filtro SOGI tiene la capacidad de adaptar la frecuencia, y la respuesta escalonada de esta adaptación puede ajustarse sincronizando la constante k . El filtro SOGI ofrece ventajas como un rendimiento satisfactorio en estado estacionario y dinámico con una implementación digital sencilla.

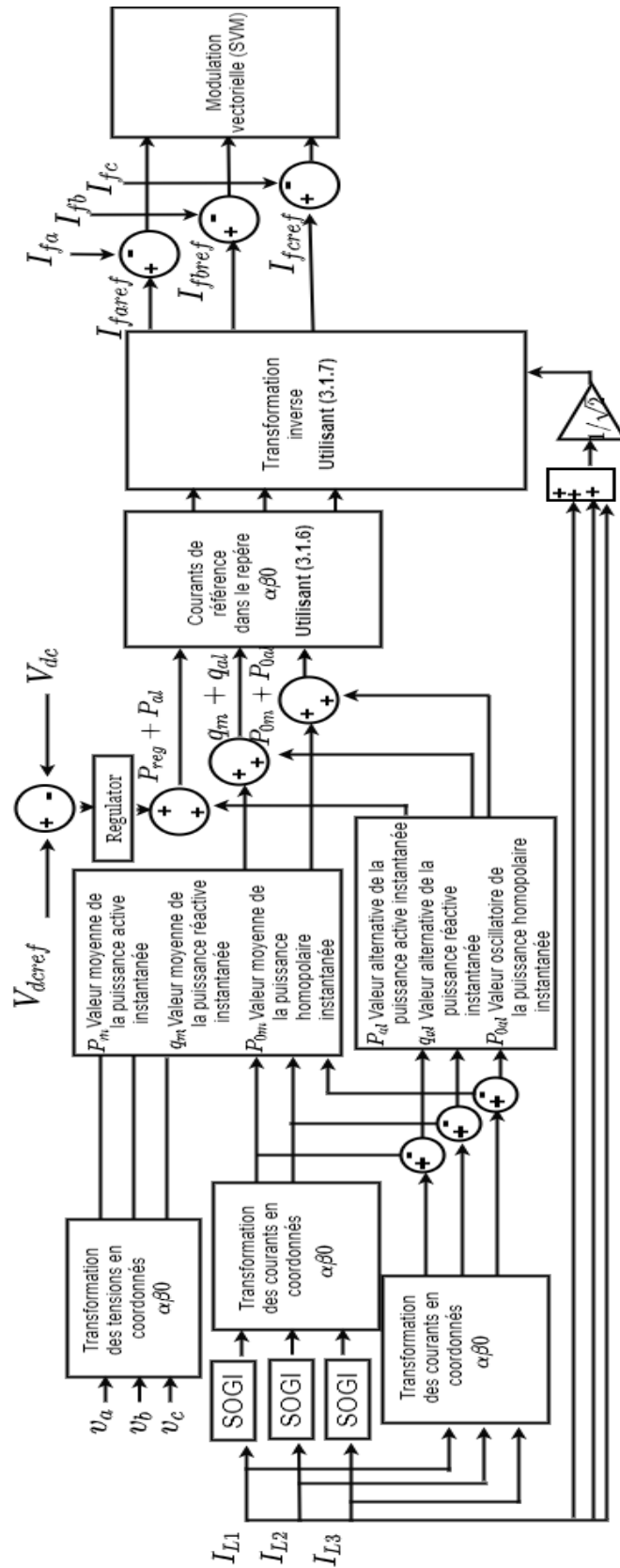


FIGURE 5.30: Estrategia de control de potencia basada en la teoría p-q con un filtro SOGI.

Algoritmo de extracción de la corriente de referencia : caso de tensiones de red perturbadas

. Cuando aparecen condiciones de desequilibrio de tensión o armónicos derivados de un fallo en la red (red perturbada), el algoritmo basado en la teoría p-q es incapaz de seguir con precisión las corrientes de compensación porque la aparición de estas perturbaciones de tensión puede provocar distorsiones en las corrientes de referencia generadas por el algoritmo basado en la teoría p-q [15] y como resultado, el FAP4B no logra compensar completamente las corrientes indeseables. Por esta razón, el algoritmo utilizado en esta sección para generar las corrientes de referencia de compensación se basa en el método de referencia síncrono (SRF) [16]). Este método se diseñó inicialmente para el funcionamiento del filtro híbrido activo en serie en sistemas eléctricos trifásicos a tres hilos, y luego se aplicó con filtros activos en sistemas monofásicos y sistemas trifásicos a cuatro hilos. Cuando las cargas trifásicas desequilibradas y no lineales son alimentadas por sistemas trifásicos a cuatro hilos, las corrientes trifásicas desequilibradas contienen la corriente del neutro (I_{L1}, I_{L2}, I_{L3} y I_{Ln}) se drenan de la red eléctrica, estas corrientes pueden tener corrientes fundamentales ($I_{L1f}, I_{L2f}, I_{L3f}$ y I_{Lnf}), éstas tienen, componentes de secuencia positiva (I_{L1f}^+, I_{L2f}^+ y I_{L3f}^+), componentes de secuencia negativos (I_{L1f}^-, I_{L2f}^- y I_{L3f}^-) y componentes de secuencia cero (I_{L1f}^0, I_{L2f}^0 y I_{L3f}^0) y sabiendo que estas cargas son no lineales, las corrientes drenadas de la red eléctrica pueden tener también componentes armónicas ($I_{L1h}, I_{L2h}, I_{L3h}$ y I_{Lnh}), teniendo estas últimas sus propias componentes; componentes de secuencia positiva (I_{L1h}^+, I_{L2h}^+ y I_{L3h}^+), componentes de secuencia negativa (I_{L1h}^-, I_{L2h}^- y I_{L3h}^-) y componentes de secuencia nula (I_{L1h}^0, I_{L2h}^0 y I_{L3h}^0). En estas condiciones de desequilibrio, no linealidad de la carga y perturbación del sistema de alimentación, el FAP4B se controlará para compensar todas las partes indeseables de las corrientes de carga, es decir :

- Compensación de la corriente reactiva para eliminar el desfase entre las corrientes y tensiones de la red de alimentación.
- Compensación de los componentes fundamentales de secuencia negativa y secuencia cero que están relacionados con el desequilibrio de la corriente.
- Compensación de los componentes armónicos.

Tras la realización del control antes mencionado, la red eléctrica alimenta la carga por corrientes que sólo tienen componentes fundamentales de secuencia positiva. De este modo, las corrientes de la red eléctrica serán sinusoidales, equilibradas y en fase con las tensiones de la red eléctrica.

En el algoritmo basado en SRF se utiliza un sistema de detección de fase conocido como

Phase Locked Loop (PLL), necesario para generar las coordenadas ($\cos(\theta^+)$ y $\sin(\theta^+)$), que están sincronizados con el ángulo de fase de la tensión fundamental de secuencia positiva (θ^+) de la red eléctrica. El SRF permite transformar magnitudes que pueden ser tensiones y/o corrientes en un sistema de referencia estacionaria trifásico (a, b, c) en magnitudes ortogonales en un sistema de referencia rotativa (d, q), siendo este último obtenido aplicando una rotación en la referencia estacionaria (α, β) por un ángulo (wt) donde (w) es la velocidad angular de la fuente. La ecuación (5.10.60) da la transformación de las corrientes de carga en la referencia estacionaria trifásica (a, b, c) en magnitudes en la referencia estacionaria trifásica ($\alpha, \beta, 0$).

$$\begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \end{pmatrix} \quad (5.10.60)$$

Según (5.10.61), las magnitudes ortogonales de las corrientes I_d y I_q pueden obtenerse a partir de las corrientes I_α y I_β .

$$\begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta^+) & \sin(\theta^+) \\ -\sin(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix} \quad (5.10.61)$$

Las coordenadas ($\cos(\theta^+)$ y $\sin(\theta^+)$) son generadas por PLL. El resultado es que las variables expresadas en esta referencia, es decir, en el eje directo (d) y en el eje cuadrático (q) están relacionadas respectivamente con la circulación de potencia activa y reactiva en el sistema [20]. Los componentes de la corriente activa se representan en el eje directo (d), mientras que los componentes de la corriente reactiva se representan en el eje cuadrático (q).

Las corrientes I_d y I_q son ortogonales y pueden expresarse como se muestra en 5.10.62, donde (I_{dc} y I_{qc}) son términos continuos, mientras que (I_{dos} y I_{qos}) son términos oscilantes.

$$I_d = I_{dc} + I_{dos} \quad I_q = I_{qc} + I_{qos} \quad (5.10.62)$$

Transformando las corrientes en magnitudes ortogonales en la referencia rotativa (d, q), se obtuvieron términos activos y reactivos para las componentes fundamentales de la secuencia positiva (I_{L1f}^+ , I_{L2f}^+ y I_{L3f}^+) correspondientes respectivamente a los términos continuos (I_{dc} y I_{qc}), Utilizando un filtro paso baja (FPB), como se muestra en la Figura 5.31, podemos extraer fácilmente el término continuo I_{dc} de la corriente I_d y simplemente restar para el término I_{dc} del término I_d . Para las frecuencias fundamentales y armónicas, el filtro paso baja no

introduce retrasos significativos ni errores de fase.

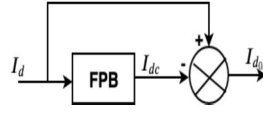


FIGURE 5.31: Extracción del término continuo I_{dc} y del término oscilante I_{dos} por FPB

En cuanto a los componentes fundamentales de la secuencia negativa (I_{L1f}^- , I_{L2f}^- y I_{L3f}^-), se transforman en términos oscilantes de segundo orden, es decir, de 100Hz de frecuencia en los ejes rotativos (I_{dos2} y I_{qos2}) [21]. Los términos oscilantes (I_{dos2} y I_{qos2}) relacionados con las corrientes armónicas se superponen a los términos continuos, por lo que la ecuación (5.10.62) puede reescribirse como sigue :

$$I_d = I_{dc} + I_{dos2} + I_{dos2h} \quad I_q = I_{qc} + I_{qos2} + I_{qos2h} \quad (5.10.63)$$

Debido la circulación de corriente del neutro en los sistemas trifásicos a cuatro hilos, esto implica la existencia de corrientes de secuencia cero (I_{L1}^0 , I_{L2}^0 y I_{L3}^0), estos últimos se componen tanto de componentes fundamentales (I_{L1f}^0 , I_{L2f}^0 y I_{L3f}^0) como de componentes armónicos (I_{L1h}^0 , I_{L2h}^0 y I_{L3h}^0), como se indica en (5.10.64).

$$I_{L1}^0 = I_{L1f}^0 + I_{L1h}^0 \quad I_{L2}^0 = I_{L2f}^0 + I_{L2h}^0 \quad I_{L3}^0 = I_{L3f}^0 + I_{L3h}^0 \quad (5.10.64)$$

Estas componentes pueden obtenerse a partir de la corriente (I_0) representada en el eje 0 de la referencia trifásica estacionaria $\alpha\beta 0$ según (5.10.60). La corriente I_0 puede estar compuesta por el término fundamental (I_{0f}), que está relacionado con las corrientes I_{L1f}^0 , I_{L2f}^0 y I_{L3f}^0 , y un término armónico (I_{0h}), que está relacionado con las corrientes I_{L1h}^0 , I_{L2h}^0 y I_{L3h}^0 , como se muestra en (5.10.65),

$$I_0 = I_{0f} + I_{0h} \quad (5.10.65)$$

El desequilibrio de las tensiones de la carga o del sistema está relacionado con la existencia de las componentes de secuencia negativa I_{L1f}^- , I_{L2f}^- y I_{L3f}^- , y de las componentes de secuencia cero I_{L1f}^0 , I_{L2f}^0 y I_{L3f}^0 , por lo que estas componentes deben ser compensadas para tener corrientes equilibradas en el sistema trifásico. Por esta razón los términos I_{0f} , I_{dos2} y I_{qos2} deben ser incluidos en el algoritmo de generación de corriente de referencia (I_{fa}^* , I_{fb}^* y I_{fc}^*), este algoritmo debe contener también el término I_{qc} para compensar la potencia reactiva de la carga. Para eliminar los armónicos el algoritmo debe contener los términos (I_{0h} , I_{dos2h} y I_{qos2h}). Una vez que el algoritmo contiene todos los términos que deben ser compensados, se

realiza la transformación de los términos de salida a las coordenadas $\alpha\beta$ para obtener las corrientes de referencia $I_{f\alpha}^*$ y $I_{f\beta}^*$ como se muestra en (5.10.66). La ecuación (5.10.67) se utiliza para obtener la corriente de referencia I_{f0}^* . Para tener las corrientes de referencia (I_{fa}^* , I_{fb}^* y I_{fc}^*) en las coordenadas a, b, c , se realiza la transformación inversa de Clarck como se muestra en (5.10.68).

$$\begin{pmatrix} I_{f\alpha}^* \\ I_{f\beta}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta^+) & -\sin(\theta^+) \\ \sin(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{dos2} + I_{dos h} \\ I_{qc} + I_{qos2} + I_{qos h} \end{pmatrix} \quad (5.10.66)$$

$$\begin{pmatrix} I_{f\alpha}^* \\ I_{f\beta}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta^+) & -\sin(\theta^+) \\ \sin(\theta^+) & \cos(\theta^+) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{dos} \\ I_q \end{pmatrix}$$

$$I_{f0}^* = I_{0f} + I_{0h} = I_0 \quad (5.10.67)$$

$$\begin{pmatrix} I_{fa}^* \\ I_{fb}^* \\ I_{fc}^* \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{f\alpha}^* \\ I_{f\beta}^* \\ I_{f0}^* \end{pmatrix} \quad (5.10.68)$$

El algoritmo que permita la compensación del desequilibrio, la potencia reactiva y la supresión de todas las componentes armónicas de las corrientes de carga teniendo en cuenta las ecuaciones (5.10.66), (5.10.67) y (5.10.68) se da en la Figura 5.32. De este modo, las corrientes de la red pasarán a ser sinusoidales equilibradas y en fase con sus tensiones fundamentales de secuencia positiva.

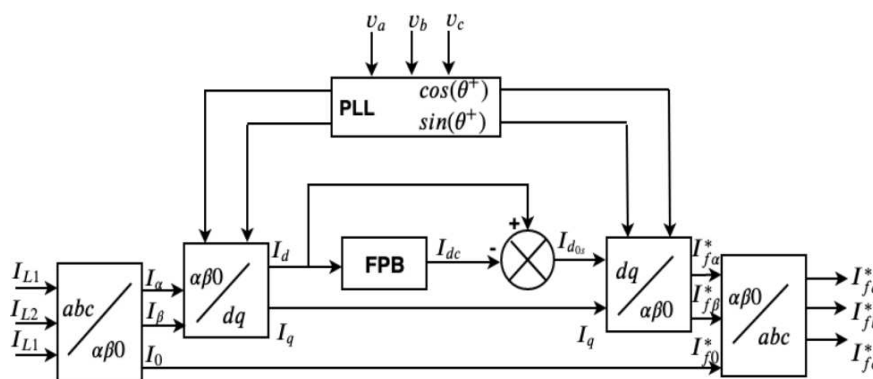


FIGURE 5.32: Diagrama de bloques del algoritmo SRF utilizado

En la siguiente sección se procesará el PLL para generar las coordenadas ($\cos(\theta^+)$ y $\sin(\theta^+)$), necesarias en el algoritmo de generación de corriente de referencia (I_{fa}^* , I_{fb}^* y I_{fc}^*). Cuando se producen desequilibrios de tensión o condiciones armónicas derivadas de un fallo de la red, el PLL-SRF producirá un mayor error en el seguimiento de la fase y, por tanto, no

podrá seguir con precisión la componente fundamental de la secuencia positiva de tensiones de la red. Por ello, esta tesis propone un bucle de bloqueo de fase basado en la mezcla del integrador generalizado de segundo y tercer orden (PLL-MSTOGI) [30], y que funciona correctamente en las diferentes condiciones de la red eléctrica (red perturbada). Permite eliminar el desfase DC en las tensiones fuente gracias a MSTOGI e integra una unidad de adaptación de frecuencia para PLL como se muestra en la Figura 5.33. Según la Figura 5.33, en primer

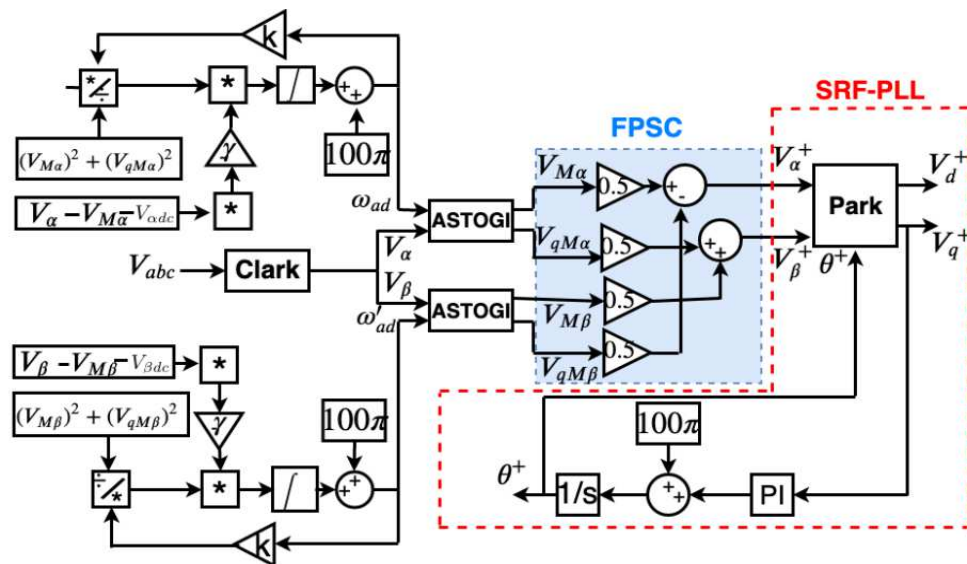


FIGURE 5.33: Diagrama de bloques de la reconfiguración de la estructura MSTOGI con la unidad de adaptación de frecuencia propuesta para el PLL.

lugar, la estructura dual MSTOGI genera las señales ortogonales (V_α y V_β , $V_{M\beta}$ y $V_{qM\beta}$). Estas señales como entradas se añaden a la calculadora de la secuencia positiva fundamental (fundamental positive sequence calculator FPSC) para extraer los componentes de la secuencia positiva fundamental V_α^+ y V_β^+ . Finalmente, V_α^+ y V_β^+ se transforman en dq utilizando la transformación de Park y una SRF-PLL como se indica en el cuadro de puntos utilizado para la sincronización con la red.

Algoritmos de control de la corriente de referencia

En el control de la corriente de referencia, el bucle de control utiliza un controlador PI basado en el análisis de la respuesta en frecuencia que puede dividirse en tres pasos [1], a saber : - Paso 1 - Cálculo del ángulo de fase a compensar (φ_C) con el objetivo de obtener un margen de fase deseado MP_s a la frecuencia de corte especificada ω_c , según el ángulo de fase (φ_s) que presenta el sistema (5.10.69) :

$$\varphi_C = MP_s - (\varphi_s|_{\omega_c} + 180^0) \quad (5.10.69)$$

- Paso 2 - Incluir un compensador de fase (G_C) representado por (5.10.70) en serie con el sistema (G_s), para ajustar el ángulo de fase del sistema compensado en bucle abierto G_{BOC} , en función del margen de fase MP_s .

$$G_C(s) = \frac{Ts + 1}{s} = \frac{\frac{-s}{tg(\varphi_C)\omega_c} + 1}{s} \quad (5.10.70)$$

- Paso 3 - Inclusión de la ganancia K_c dada por (5.10.71) en serie con el sistema compensado, de manera que el módulo del sistema compensado en bucle abierto G_{BOC} en la frecuencia ω_c , gana 0 dB.

$$K_c = \frac{1}{|G_{BOC}|_{\omega_c}} \quad (5.10.71)$$

La realización de los tres pasos anteriores da como resultado la función de transferencia G_{PI} dada por (5.10.72), que representa un controlador PI (Integral Proporcional).

$$G_{PI}(s) = \frac{u_c(s)}{e(s)} = \frac{K_p s + K_I}{s} = K_c \frac{Ts + 1}{s} \quad (5.10.72)$$

Obsérvese que estos pasos siguen siendo válidos también para el diseño del controlador PI para el control de la tensión del bus continuo (V_{dc}) en el siguiente sección. El comportamiento de las corrientes de compensación (i_{fa} , i_{fb} , i_{fc} y i_{fn}) sintetizadas por el FAP4B fue representado por los modelos matemáticos presentados anteriormente. Considerando la ganancia del inversor 4B dada por (5.10.73), la ecuación que representa el sistema de las corrientes del circuito de potencia del FAP4B, que venía dada por (5.10.58), puede reescribirse tomando las señales de control $u_{ctrl(d,q,0)}$ como entrada del sistema y el vector de corriente i_{dq0} como salida del mismo, tal y como viene dado por (5.10.74).

$$K_{pwm} = \frac{D_d}{u_{ctrl d}} = \frac{D_q}{u_{ctrl q}} = \frac{D_0}{u_{ctrl 0}} = \frac{1}{2V_{tri}} \quad (5.10.73)$$

$$G_{i(4B)}(s) = \frac{i_{dq0}(s)}{u_{ctrl(d,q,0)}(s)} = \left[\frac{G_{4B}}{(R_{Lf} + sL_f)} \quad \frac{G_{4B}}{(R_{Lf} + sL_f)} \quad \frac{G_{4B}}{4(R_{Lf} + sL_f)} \right] \quad (5.10.74)$$

Según [43], en el modelo matemático del sistema de corriente FAP4B debe seguir considerándose un retardo equivalente a la mitad del período de conmutación T_s que implica el modulador PWM. Este retraso se representa mediante una aproximación de Padé de primer orden en coordenadas $dq0$, como se indica en (5.10.75).

$$G_{T_s}(s) = \frac{u_{ctrl(d,q,0)}}{u_{ctrl(d,q,0)}} = \frac{1 - \frac{sT_s}{4}}{1 + \frac{sT_s}{4}} \quad (5.10.75)$$

El objetivo de los controladores PI del bucle de corriente FAP4B es cancelar el error (e) existente entre las corrientes de compensación y sus respectivas referencias a partir de una acción de control v_c . En el caso del FAP4B, el error debe calcularse en las coordenadas $dq0$, según (5.10.76). A su vez, la señal v_c se utiliza siempre como señal de mando para control los inversores, respetando siempre las coordenadas en las que se implementa el control, tal y como se describe en (5.10.77).

$$e_{(d,q,0)} = i_{f(d,q,0)}^* - i_{f(d,q,0)} \quad (5.10.76)$$

$$v_{c(d,q,0)} = u'_{ctrl(d,q,0)} \quad (5.10.77)$$

Considerando (5.10.74), se observa que el sistema de corrientes FAP4B es el mismo para las coordenadas "d" ($G_{i(4B)d}$) y "q" ($G_{i(4B)q}$) mientras que para la coordenada "0" ($G_{i(4B)0}$) el sistema de corrientes es una cuarta parte de los otros. Para obtener controladores con el mismo rendimiento en las tres coordenadas, las funciones de transferencia de los controladores PI utilizados en FAP4B ($G_{PI4B(d,q,0)}$) pueden representarse como se indica en (5.10.78). Así, la ganancia de un cuarto del sistema $G_{i(4B)0}$ se compensa con la ganancia de cuatro del controlador $G_{PI4B(0)}$.

$$G_{PI4B(d,q)}(s) = K_{Pi} + \frac{K_{Ii}}{s} = \frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s}$$

$$G_{PI4B(0)}(s) = K_{Pi0} = \frac{K_{Ii0}}{s} = 4G_{PI4B(d)}(s) = 4\frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s} \quad (5.10.78)$$

Esto implica un sistema de compensación para la coordenada "0" ($G_{i(4B)0} G_{PI4B(0)}$) idéntico a los obtenidos para las coordenadas "d" ($G_{i(4B)d} G_{PI4B(d)}$) y "q" ($G_{i(4B)q} G_{PI4B(q)}$). Considerando (5.10.74),(5.10.75),(5.10.76),(5.10.77) y (5.10.78), los bucles de control de las corrientes de compensación para el FAP4B pueden representarse mediante el diagrama de bloques de la Figura 5.34.

Analizando el diagrama esquemático presentado en la Figura 5.34, podemos ver que para diseñar el controlador PI FAP4B, sólo necesitamos dimensionar las ganancias K_{Pi} y K_{Ii} . Para ello, sólo se diseña el lazo de control de coordenadas FAP4B "d", considerando para el diseño del sistema G_{Pi} dado por (5.10.79).

$$G_{Pi}(s) = G_{Ts}(s)G_{i(4B)d} = \frac{1 - \frac{sT_s}{4}}{1 + \frac{sT_s}{4}} \frac{G_{4B}}{(R_{Lf} + sL_f)} \quad (5.10.79)$$

A partir del diagrama de bloques presentado en la Figura 5.34, es posible obtener la función

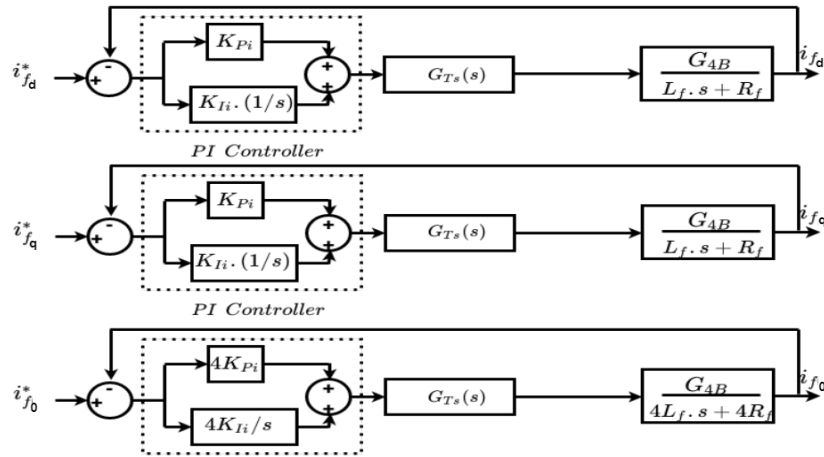


FIGURE 5.34: Diagrama de bloques de los bucles de control de la corriente de compensación del FAP4B.

de transferencia que representa el lazo de control de las corrientes de compensación, como sigue :

$$G_{ic}(s) = \frac{i_f(d,q,0)}{i_f^*(d,q,0)} = \frac{N_2 s^2 + N_1 s + N_0}{D_3 s^3 + D_2 s^2 + D_1 s + D_0} \quad (5.10.80)$$

donde i_f representa $i_f(d,q,0)$; i_f^* representa $i_f^*(d,q,0)$ du FAP4B y también :

$$\begin{aligned} N_0 &= G_{4B} K_{Ii} & D_0 &= G_{4B} K_{Ii} \\ N_1 &= G_{4B} [K_{Pi} - K_{Ii} (\frac{T_s}{4})] & D_1 &= R_{Lf} + G_{4B} [K_{Pi} - K_{Ii} (\frac{T_s}{4})] \\ N_2 &= -G_{4B} K_{Pi} & D_2 &= (\frac{T_s}{4}) R_{Lf} - G_{4B} K_{Pi} (\frac{T_s}{4}) + L_f \\ & & D_3 &= (\frac{T_s}{4}) L_f \end{aligned}$$

Diseño del controlador PI para bucles de corriente .

Esta sección se centrará en el diseño de las ganancias K_{Pi} y K_{Ii} del controlador PI utilizado en los bucles de control de corriente para la coordenada "d" ($G_{PI_{4B(d)}}$) del FAP4B. A partir de estas ganancias, es posible obtener el resto de los controladores utilizados en los bucles de control de corriente para las otras coordenadas "q" ($G_{PI_{4B(q)}}$) y "0" ($G_{PI_{4B(0)}}$). Los datos de la tabla 5.8 se consideran parámetros de diseño para el controlador PI utilizado en los bucles de control de corriente para la coordenada "d" ($G_{PI_{4B(d)}}$).

Frecuencia de conmutación del inversor de cuatro brazos	$f_s = 20kHz$
Margen de fase deseado	$MP_s = 55^\circ$
Frecuencia de corte deseada	$\omega_{cs} = 2\pi f_s/10$ $= 1,2566 \cdot 10^4 \text{ rad/s}$
La inductancia de acoplamiento	$L_f = 1mH$
Resistencia en serie con inductancia de acoplamiento	$R_{L_f} = 0.22\Omega$
Tensión del bus continuo	$V_{dc} = 400V$
Amplitud del triángulo	$V_{tri} = 1880V$

TABLE 5.8: Especificaciones para el diseño de controladores PI para bucles de corriente

En el primer paso de la metodología de diseño, el ángulo de fase presentado por el sistema a la frecuencia especificada se encuentra utilizando (5.10.81). A continuación, se calcula el ángulo de fase a compensar mediante (5.10.69) como indica (5.10.82) :

$$\varphi_{pi}|_{\omega_{cs}} = \angle \left[\frac{V_{dc}/\hat{V}_{tri}}{R_{L_f} + (i\omega_{cs})L_f} \frac{1 - (i\omega_{cs})T_s/4}{1 + (i\omega_{cs})T_s/4} \right] = -106.8417^\circ \quad (5.10.81)$$

$$\varphi_{Ci} = MP_{si} - (\varphi_{pi} + 180^\circ) = -18.1583^\circ \quad (5.10.82)$$

En el segundo paso de la metodología de diseño, utilizando (5.10.70) la función de transferencia del compensador de fase G_{Ci} se puede representar como se muestra (5.10.83). Entonces, G_{Ci} se introduce en serie con el sistema, obteniendo como dado (5.10.84).

$$G_{Ci}(s) = \frac{\frac{-s}{\text{tg}(\varphi_{Ci}) \cdot \omega_{cs}} + 1}{s} = \frac{T_i s + 1}{s} = \frac{2,4275 \cdot 10^{-4} s + 1}{s} \quad (5.10.83)$$

$$G_{BO_{Ci}}(s) = \frac{T_i s + 1}{s} \frac{V_{dc}/\hat{V}_{tri}}{(R_{L_f} + sL_f)} \frac{1 - sT_s/4}{1 + sT_s/4} \quad (5.10.84)$$

En el tercer paso de la metodología de diseño, la ganancia K_{ci} se calcula mediante (5.10.71), como se muestra en (5.10.85). A continuación, incluimos la ganancia K_{ci} en serie con el sistema $G_{BO_{Ci}}$, obteniendo la expresión completa del controlador PI dada por (5.10.86). Finalmente, el sistema controlado en bucle abierto $G_{BO_{PI}}$ viene dado por (5.10.87). En la tabla 5.9 se muestran los valores encontrados para las ganancias K_{Pi} y K_{Ii} que se refieren a los controladores PI de los bucles de control de la corriente de compensación.

$$K_{ci} = \frac{1}{|G_{BO_{Ci}}|_{\omega_{cs}}} = \frac{1}{\left| \frac{[T_i(i\omega_{cs})+1]V_{dc}/\hat{V}_{tri}[1-(i\omega_{cs})T_s/4]}{(i\omega_{cs})[R_{L_f}+(i\omega_{cs})L_f][1-(i\omega_{cs})T_s/4]} \right|} = 1,68794 \cdot 10^5 \quad (5.10.85)$$

$$G_{PIi}(s) = K_{ci} \left(\frac{T_i s + 1}{s} \right)$$

$$G_{PIi}(s) = \left(\frac{40,9747s + 1,68794 \cdot 10^5}{s} \right) = \left(\frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s} \right) \quad (5.10.86)$$

$$G_{BOPIi}(s) = \left(\frac{K_{Pi}s + K_{Ii}}{s} \right) \left(\frac{V_{dc}/\hat{V}_{tri}}{(R_{Lf} + sL_f)} \frac{1 - \frac{sT_s}{4}}{1 + \frac{sT_s}{4}} \right) \quad (5.10.87)$$

$$K_{Pi} = 40,9747\Omega$$

$$K_{Ii} = 1,68794 \cdot 10^5 \Omega/s$$

TABLE 5.9: Ganancias de los controladores PI del bucle de corriente en coordenadas "α"

La Figura 5.35 muestra el diagrama que contiene la respuesta en frecuencia del sistema G_{Pi} , el sistema compensado en bucle abierto G_{BOCi} y el sistema controlado en bucle abierto G_{BOPIi} para el FAP4B. Obsérvese que se han alcanzado los parámetros de diseño.

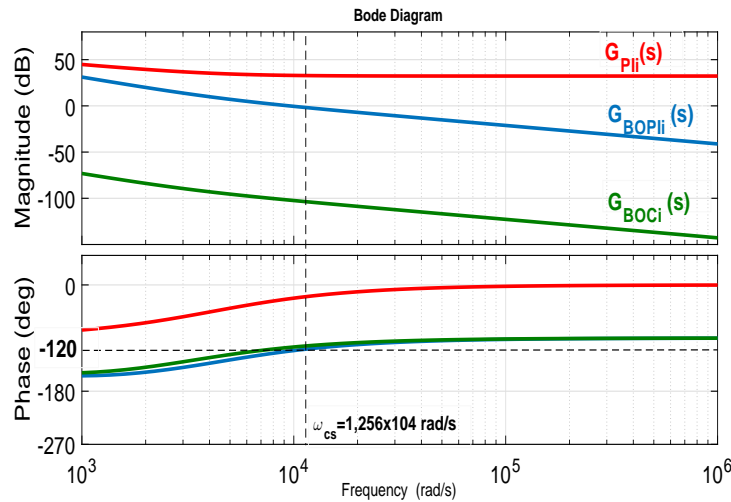


FIGURE 5.35: Diagrama de la respuesta en frecuencia del sistema G_{Pi} , del sistema compensado en bucle abierto G_{BOCi} y del sistema controlado en bucle abierto G_{BOPIi} para el FAP4B.

Las ganancias K_{Pi} y K_{Ii} definen directamente los controladores PI representados por las funciones de transferencia $G_{PI_{4B(d)}}$ y $G_{PI_{4B(q)}}$. El otro controlador PI de corriente representado por la función de transferencia $G_{PI_{4B(0)}}$ se obtiene multiplicando las ganancias K_{Pi} y K_{Ii} por el factor definido en (5.10.78). Este factor depende de la ganancia estática del inversor 4B definido en (5.10.88), que depende de los parámetros V_{dc} y \hat{V}_{tri} .

$$G_{4B} = \frac{\bar{u}_d}{\hat{u}_{ctrl}} = \frac{\bar{u}_q}{\hat{u}_{ctrl}} = \frac{\bar{u}_0}{\hat{u}_{ctrl}} = \frac{V_{dc}}{2V_{tri}} \quad (5.10.88)$$

En la tabla 5.10 se presenta un resumen de los parámetros necesarios para obtener las ganan-

cias del controlador PI de corriente utilizado en FAP4B y las respectivas ganancias obtenidas.

V_{dc} [V]	V_{tri}	Ganancia estática del inversor	K_{Pi} y K_{Ii}
400	1875	0,10638	$K_{Pi} = 40,9747\Omega$ $K_{Pi0} = 193.898\Omega/s$ $K_{Ii} = 1,68794.10^5\Omega$; $K_{Ii0} = 6,75176.10^5\Omega/s$

TABLE 5.10: Ganancias de los controladores PI de los bucles de corriente

5.10.4 Objetivo específico 4

-Estudiar el modelado matemático de la tensión continuo del FAP4B y el diseño de los parámetros del controlador PI del bucle de tensión con una propuesta de controlador robusto basado en la función de Lyapunov para el control del bus continuo.

Tensión total del bus continuo V_{dc}

En esta sección se describe el modelo matemático de tensión del FAP4B. Considerando un FAP4B conectado a un sistema de potencia trifásico a cuatro hilos, como se muestra en la Figura 5.36, la potencia trifásica instantánea (p) del sistema de potencia puede definirse como una función de las tensiones de fase de entrada (v_a , v_b y v_c) y de las corrientes de fase de entrada (I_a , I_b e I_c), como se muestra a continuación :

$$p = v_a I_a + v_b I_b + v_c I_c \quad (5.10.89)$$

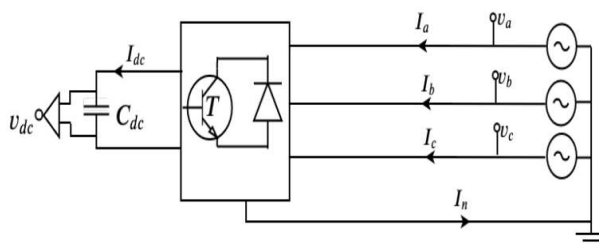


FIGURE 5.36: FAP4B conectado a la red eléctrica trifásica.

Esta potencia activa instantánea también puede representarse en la referencia $\alpha\beta 0$, como se indica en (5.10.90), en función de las tensiones y corrientes de entrada representados en $\alpha\beta 0$, (v_α , v_β y v_0), (I_α , I_β y I_0), respectivamente.

$$p = v_\alpha I_\alpha + v_\beta I_\beta + v_0 I_0 \quad (5.10.90)$$

Teniendo en cuenta que el sistema eléctrico es puramente sinusoidal y equilibrado, la ecuación (5.10.90) puede reescribirse como sigue :

$$p = v_{\alpha}I_{\alpha} + v_{\beta}I_{\beta} \quad (5.10.91)$$

La potencia trifásica instantánea calculada por (5.10.89) también puede representarse en una referencia rotativa, en función de la tensión en el eje directo (v_d) y la corriente en el eje directo (I_d), como se muestra en (5.10.92).

$$p = v_d I_d \quad (5.10.92)$$

Donde:
$$I_d = \cos(\theta^+)I_{\alpha} + \sin(\theta^+)I_{\beta} \quad v_d = \cos(\theta^+)v_{\alpha} + \sin(\theta^+)v_{\beta}$$

Como se observa, para obtener la corriente (I_d), y la tensión (v_d), se utilizan las coordenadas del vector síncrono a las tensiones de la red eléctrica ($\cos(\theta^+)$) y ($\sin(\theta^+)$). El término continuo (I_{dm}) de la corriente (I_d) representa la parte activa de la corriente, mientras que la tensión (v_d) está constituida por un único término continuo, ya que las tensiones de la red se consideran sinusoidales. Por lo tanto, dado que el FAP4B compensa las corrientes armónicas y reactivas de la carga, lo ideal es calcular la potencia activa instantánea del sistema trifásico (p_m) mediante (5.10.93).

$$p_m = v_d I_{dm} \quad (5.10.93)$$

Durante el funcionamiento del FAP4B, se drena una cantidad de potencia activa (P_{cm}) de la red para mantener la tensión del bus continuo en un valor constante y compensar las pérdidas de potencia del sistema. La potencia (P_{cm}) puede calcularse en la referencia estacionaria en función de la tensión directa (v_{cd}) y la corriente directo (I_{cdm}) se representa por (5.10.94). Por otro lado, la potencia del bus continuo puede calcularse en función de la tensión (v_{dc}) y corriente (I_{dc}) como se muestra en (5.10.95).

$$P_{cm} = v_{cd} I_{cdm} \quad (5.10.94)$$

$$P_{dc} = v_{dc} I_{dc} \quad (5.10.95)$$

Suponiendo que la potencia (P_{cm}) es igual a la potencia del bus continuo (P_{dc}) y considerando que la corriente que circula por el condensador (C_{dc}), la función de transferencia dada por (5.10.96) puede obtenerse a partir de (5.10.94) y (5.10.95) utilizando la técnica de modelado de pequeñas señales. El diagrama de bloques que representa el modelo de tensión FAP4B se

muestra en la Figura (5.37).

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{dc}(s)}{\hat{I}_{cdm}(s)} = \frac{v_m}{v_{dc}C_{dc}s} \quad (5.10.96)$$

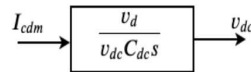


FIGURE 5.37: Diagrama de bloques del modelo de tensión FAP4B.

Tensión del bus continuo, bucle de control

Como se ha visto anteriormente, durante el funcionamiento del FAP4B, una parte de la potencia activa p_{cm} debe ser drenada de la red para compensar pérdidas como las de conmutación y conducción de los interruptores de potencia y los elementos de filtrado. Si no se tienen en cuenta estas pérdidas en el control del FAP4B, la energía almacenada en el condensador puede consumirse para proporcionar estas pérdidas. Como resultado, la tensión del bus continuo puede disminuir a medida que el condensador se descarga [1]. Por lo tanto, es necesario controlar la tensión en el bus continuo teniendo en cuenta el drenaje de parte de la corriente fundamental i_{cm} de la red eléctrica. Como sólo está relacionada con la potencia activa, esta parte de la corriente i_{cm} puede representarse en el eje directo d del sistema síncrono bifásico, obteniendo así la corriente i_{dcm} . De este modo, el control de la tensión V_{dc} puede realizarse mediante el método SRF utilizando la secuencia positiva. Para ello, la porción de corriente i_{dcm} se tiene en cuenta en el cálculo de las corrientes de referencia de compensación $i_{f\alpha}^*$ y $i_{f\beta}^*$ como se muestra en la Figura 5.38, donde i_d^* representa la corriente de referencia del eje d obtenida por la estrategia presentada anteriormente. Nótese que el bucle de regulación de tensión V_{dc} genera las referencias de los bucles de regulación de corriente $i_{f\alpha}$, es decir, el bucle de tensión es un bucle externo al de corriente.

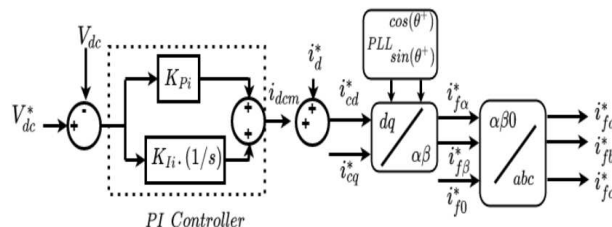


FIGURE 5.38: Bloque de diagrama del control de la tensión del bus continuo utilizado en el FAP4B.

Anteriormente, obtuvimos el modelo de la tensión dado por (5.10.96) y representado en la Figura 5.37 teniendo en cuenta la potencia p_{cm} relacionada con la corriente i_{dcm} . La función de

transferencia G_v , que viene dada en función de los parámetros V_{dc} , C_{dc} y V_d , puede utilizarse para el FAP4B. Para obtener un controlador de alto rendimiento, la función de transferencia del controlador PI utilizado en el FAP4B puede representarse como sigue :

$$G_{PI_{v(4B)}}(s) = K_{Pv} + \frac{K_{Iv}}{s} = \frac{K_{Pv}s + K_{Iv}}{s} \quad (5.10.97)$$

Considerando los pares de ecuaciones (5.10.96) y (5.10.97), es posible representar el bucle de control del bus continuo del FAP4B mediante el diagrama de bloques que se muestra en la Figura 5.39.

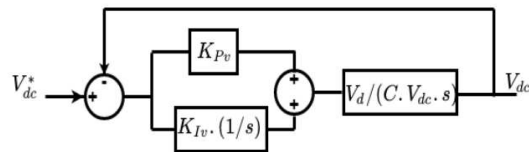


FIGURE 5.39: Diagrama de bloques del bucle de tensión continuo de CC utilizado en el FAP4B.

Analizando el diagrama esquemático presentado en la Figura 5.39, podemos ver que para diseñar el regulador de tensión FAP4B PI, basta con dimensionar las ganancias K_{Pv} y K_{Iv} , considerando para el diseño el modelo G_{Pv} dado por (5.10.98).

$$G_{Pv}(s) = G_{v(4B)}(s) = \frac{v_d}{V_{dc}C_{dc}s} \quad (5.10.98)$$

También se observa en el diagrama de bloques mostrado en la última Figura que, para el FAP4B, es posible obtener una función de transferencia que representa el bucle de control de la tensión del bus continuo como sigue :

$$\frac{\hat{V}_{dc}(s)}{\hat{V}_{dc}^*(s)} = \frac{v_d K_{Pv}s + v_d K_{Iv}}{V_{dc}C_{dc}s^2 + v_d K_{Pv}s + v_d K_{Iv}} \quad (5.10.99)$$

Diseño del controlador PI del bucle de tensión .

Los datos de la tabla 5.11 se consideran como parámetros de diseño para el controlador PI del bucle de tensión.

Frecuencia de conmutación del inversor de cuatro brazos	$f_s = 20kHz$
Margen de fase deseado	$MP_{sv} = 50^0$
Frecuencia de corte deseada	$\omega_{cv} = 2\pi 2,5rad/s$
Capacidad del bus continuo	$C_{dc} = 4,7mF$
Tensión del bus continuo	$V_{dc} = 400V$
Tensión de fase de la red en el eje síncrono d	$V_d = 220V$

TABLE 5.11: Especificaciones para el diseño de controladores PI para bucle de tensión

En el primer paso de la metodología de diseño, se encuentra el ángulo de fase φ_{pv} que presenta el modelo G_{Pv} a la frecuencia especificada ω_{cv} mediante (5.10.100). A continuación, se calcula el ángulo de fase a compensar φ_{Cv} mediante (5.10.69) como indica (5.10.101). En el segundo paso de la metodología de diseño, se halla el compensador de fase G_{Cv} mediante (5.10.70) como indica (5.10.102). A continuación, se introduce el compensador G_{Cv} en serie con el modelo G_{Pv} , obteniendo G_{BOCv} dado por (5.10.103). En el tercer paso de la metodología de diseño, la ganancia K_{Cv} se calcula mediante (5.10.71), como se muestra en (5.10.104). A continuación se incluye la ganancia K_{cv} en serie con el sistema G_{BOCv} , obteniendo la expresión completa del controlador PI dada por (5.10.105). El sistema controlado en bucle abierto G_{BOPIv} viene dado por (5.10.106).

$$\varphi_{pv}|_{\omega_{cv}} = \angle \left[\frac{3v_d}{2V_{dc}C_{dc}(i\omega_{cv})} \right] = -90^0 \quad (5.10.100)$$

$$\varphi_{Cv} = MP_{sv} - (\varphi_{pv} + 180^0) = -40^0 \quad (5.10.101)$$

$$G_{Cv}(s) = \frac{\frac{-s}{\operatorname{tg}(\varphi_{Cv})\omega_{cv}} + 1}{s} = \frac{T_v s + 1}{s} = \frac{0,075874s + 1}{s} \quad (5.10.102)$$

$$G_{BOCv}(s) = \frac{T_v s + 1}{s} \frac{v_d}{V_{dc}C_{dc}s} \quad (5.10.103)$$

$$K_{cv} = \frac{1}{|G_{BOCv}|_{\omega_{cv}}} = \frac{1}{\left| \frac{T_v(i\omega_{cv}) + 1}{s} \frac{v_d}{V_{dc}C_{dc}(i\omega_{cv})} \right|} \quad (5.10.104)$$

$$K_{cv} = 2,71055$$

$$G_{PIv}(s) = \left(\frac{0.20566s + 2,71055}{s} \right) = \left(\frac{K_{Pv}s + K_{Iv}}{s} \right) \quad (5.10.105)$$

$$G_{BOPIv}(s) = \left(\frac{K_{Pv}s + K_{Iv}}{s} \right) \left(\frac{v_d}{V_{dc}C_{dc}s} \right) \quad (5.10.106)$$

Por lo tanto, la tabla 5.12 muestra los valores encontrados para las ganancias K_{Pv} y K_{Iv} referentes al controlador PI del bucle de regulación de tensión V_{dc} .

$$\begin{aligned} K_{Pv} &= 0.20566\Omega \\ K_{Iv} &= 2,71055\Omega/s \end{aligned}$$

TABLE 5.12: Ganancias del controlador PI del bucle de tensión

La Figura 5.40 muestra el diagrama de Bode para la respuesta en frecuencia del sistema G_{PIv} , el sistema compensado en bucle abierto G_{BOCv} y el sistema controlado en bucle abierto G_{BOPIv} para el FAP4B. Cabe señalar que los parámetros de diseño se lograron mediante la metodología aplicada. Las ganancias K_{Pv} y K_{Iv} definen directamente el controlador PI repre-

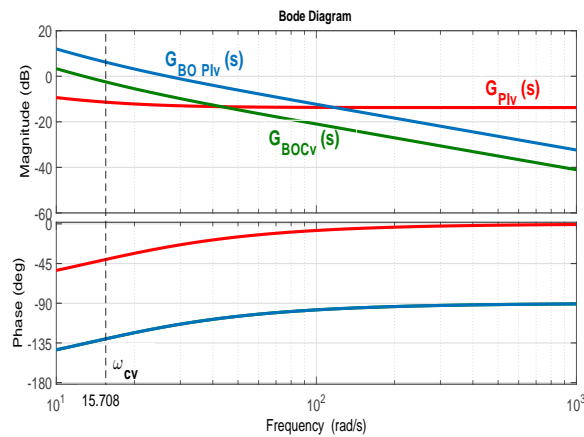


FIGURE 5.40: Diagrama de la respuesta en frecuencia del sistema G_{Pv} , del sistema compensado en bucle abierto G_{BOCv} y del sistema controlado en bucle abierto G_{BOPIv} para el FAP4B.

sentado por la función de transferencia $G_{PIv(AB)}$. Un resumen de los parámetros necesarios para obtener las ganancias del regulador de tensión PI utilizado en el FAP4B y las respectivas ganancias obtenidas se presenta en la tabla 5.13.

V_{dc} [V]	C_{dc} [F]	K_{Pv} y K_{Iv}
400	0,0047	$K_{Pv} = 0,11\Omega$ $K_{Iv} = 1,2094\Omega/s$

TABLE 5.13: Ganancias del controlador PI del bucle de tensión

El impacto de los parámetros del PI en el control del bus continuo

La influencia del controlador en el control de la tensión del bus continuo se determina en las condiciones en las que se aplica el controlador PI. Cuando K_{Iv} se ajusta a $K_{Iv} = 40$, el efecto de diferentes valores de K_{Pv} en la respuesta al escalón se muestra en la Figura 5.41. Cuando se ajusta K_{Iv} , un valor grande de K_{Pv} provoca tiempos de subida y estabilización cortos, y a un pequeño rebasamiento. Cuando K_{Pv} se establece en $K_{Pv} = 5$, el efecto de diferentes valores de K_{Iv} en la respuesta al escalón se muestra en la Figura 5.41. Cuando se ajusta K_{Pv} , un valor grande de K_{Iv} da un tiempo de subida corto, pero un gran rebasamiento y un tiempo de estabilización largo para la tensión del bus continuo.

Aunque el rebasamiento puede eliminarse aumentando el K_{Pv} , este ajuste puede aumentar el error de estado estacionario. Como resultado, el bucle de control de tensión superará el rango de estabilidad. Un valor grande de K_{Iv} también da un tiempo de subida corto, pero un

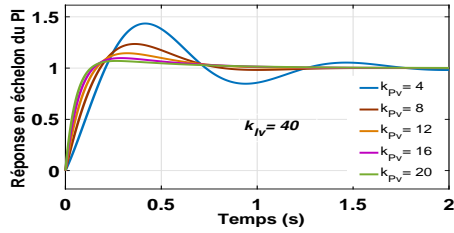


FIGURE 5.41: Respuesta escalonada del controlador proporcional-integral (PI) cuando $K_{Iv} = 40$ y cuando K_{Pv} varía de 4 a 20.

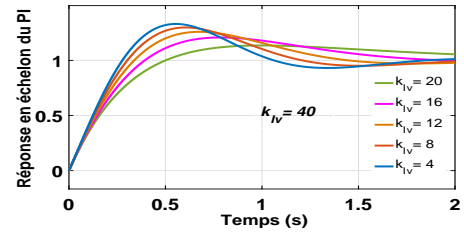


FIGURE 5.42: Respuesta al escalón del controlador proporcional-integral (PI) cuando $K_{Pv} = 4$ y cuando K_{Iv} varía de 4 a 20.

gran sobreimpulso para la tensión del bus continuo. Además, K_{Iv} parece ser un parámetro contradictorio para medir el rendimiento. Los procesos de análisis y diseño de los sistemas de control son más complejos para el controlador PI.

Propuesta de un controlador robusto basado en la función LYAPUNOV para el control del bus de CC

El control propuesto se basa en la teoría de Lyapunov, según la cual para que un sistema no lineal sea estable en el punto p , es necesario y suficiente que exista una función $F(p)$ derivable de forma continua que satisfaga :

- (1) $F(0) = 0$
- (2) $F(p) > 0 \quad \forall p \neq 0, p \in \emptyset$
- (3) $\dot{F}(p) < 0 \quad \forall p \neq 0, p \in \emptyset \quad \emptyset : \text{ámbito del estudio.}$

Para construir una función $F(p)$ para el problema en cuestión, procedemos de la siguiente manera : definimos la energía del condensador E_{dc} en función de la tensión del condensador de la siguiente manera :

$$E_{dc}(V_{dc}) = \frac{1}{2} \cdot C_{dc} \cdot V_{dc}^2 \quad (5.10.107)$$

Para pequeñas variaciones de V_{dc} , definimos una nueva expresión $P_{reg}(V_{dc})$ como sigue :

$$P_{reg}(V_{dc}) = \dot{E}_{dc}(V_{dc}) = C_{dc} \cdot V_{dc} \cdot \dot{V}_{dc} \Leftrightarrow \dot{V}_{dc} = \frac{P_{reg}(V_{dc})}{C_{dc} \cdot V_{dc}}. \quad (5.10.108)$$

Para controlar V_{dc} , consideramos el punto $\Delta(V_{dc}^2) = V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2}$, y definimos la función de Lyapunov como sigue :

$$\Delta E(V_{dc}^2) = \frac{1}{2} \cdot C(\Delta V_{dc}^2)^2 = \frac{1}{2} C_{dc} \cdot (V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2})^2 \quad (5.10.109)$$

para $\Delta(V_{dc}^2) = 0 \Leftrightarrow \Delta E(V_{dc}^2) = 0$ y para $\Delta(V_{dc}^2) \neq 0 \Leftrightarrow \Delta E(V_{dc}^2) > 0$.

Por tanto, se cumplen la primera y la segunda condición de Lyapunov. Ahora, para la tercera condición, consideremos :

$$\Delta \dot{E}(V_{dc}^2) = \Delta P_{reg}(V_{dc}^2) = (V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2})^2 \cdot C_{dc} \cdot \Delta \dot{V}_{dc}^2 \quad (5.10.110)$$

$$\Delta \dot{E}(V_{dc}^2) = 2 \cdot V_{dc}(V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2})^2 \cdot C_{dc} \cdot \dot{V}_{dc} \quad (5.10.111)$$

$$\Delta \dot{E}(V_{dc}^2) < 0 \Leftrightarrow 2 \cdot V_{dc}(V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2}) \cdot C_{dc} \cdot \dot{V}_{dc} < 0 \Leftrightarrow 2 \cdot P_{reg}(V_{dc})(V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2}) < 0. \quad (5.10.112)$$

Para satisfacer la tercera condición, se introduce una constante K (estrictamente negativa) para que :

$$2 \cdot P_{reg}(V_{dc}) = \frac{(V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2})}{K} \Leftrightarrow P_{reg}(V_{dc}) = \frac{(V_{dc}^2 - V_{dc}^{*2})}{2K} \quad (5.10.113)$$

La Figura 5.43 muestra el diagrama de control de la función de Lyapunov. Obsérvese que el esquema de control derivado de la Figura 5.43 puede parecerse al omnipresente control P, pero ahora las magnitudes están elevadas al cuadrado. Esta modificación da lugar a un mejor rendimiento, como se verá en los resultados de la simulación.

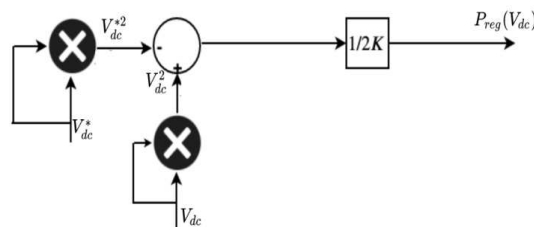


FIGURE 5.43: Control de la función de Lyapunov.

5.10.5 Objetivo específico 5

Realiza simulaciones FAP4B con MATLAB/SIMULINK y analiza los resultados.

Simulación con carga no lineal

La carga considerada para las simulaciones con el FAP4B, puede dividirse en tres módulos monofásicos conectados individualmente a cada fase del sistema eléctrico trifásico. Cada uno de los tres módulos está formado por un inductor conectado en serie con un puente rectificador completo no controlado. En el lado continuo de cada rectificador, se conecta una carga resistiva inductiva (RL) en serie o una carga resistiva capacitiva (RC) en paralelo, como

se muestra en la figura 5.44 (Véase el diagrama de bloques de la carga no lineal en MATLAB/SIMULINK en el apéndice 5.56).

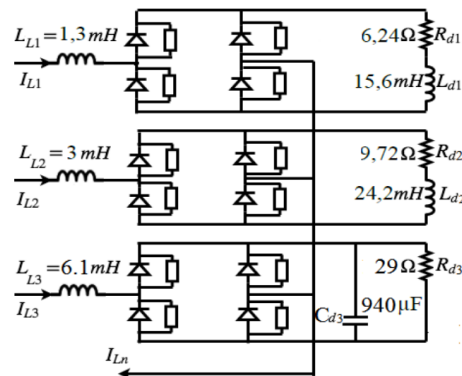


FIGURE 5.44: Tres cargas desequilibradas alimentadas por tres rectificadores no controlados.

En la Figura 5.45, se muestran las corrientes de fase (i_{L1} , i_{L2} , i_{L3}) y de neutro (i_{Ln}) drenadas por la carga descrita en la Figura 5.44, así como las tensiones de fase del sistema eléctrico (v_a , v_b y v_c) obtenidas respectivamente mediante simulaciones. Los espectros de las corrientes armónicas se muestran en la figura 5.45.

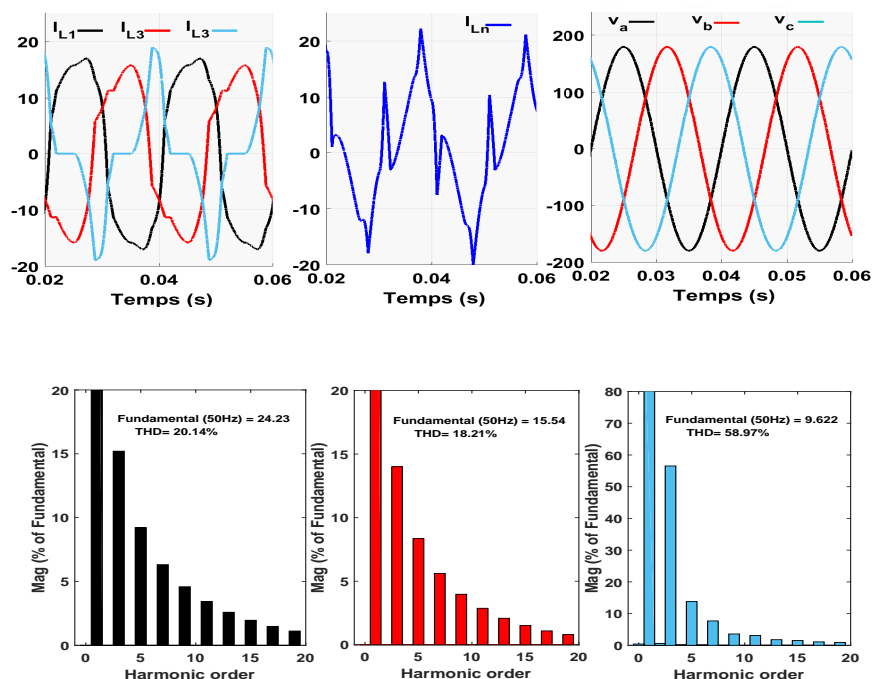


FIGURE 5.45: Resultados de la simulación : Corrientes de carga (i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} y i_{Ln}), tensiones de la fuente (v_a , v_b y v_c) y amplitud de los armónicos en porcentaje respecto a la fundamental y al TDH : (Fase a) corriente de carga i_{L1} ; (Fase b) corriente de carga i_{L2} ; (Fase c) corriente de carga i_{L3} .

Resultados de la simulación de la tensión continua

Para examinar con más detalle la eficacia del controlador robusto para la regulación de la tensión V_{dc} también se realizaron simulaciones con variaciones de carga. Para ello, el sistema es el mismo que el utilizado en los apartados anteriores, pero se introduce un cambio a los 0,2 segundos en la fase (b) de la carga, de forma que $R_{d2} = 8,5$ Ohm en lugar de 9,72 Ohm (ver Figura 5.44), para obtener una variación de la carga. (Véase el diagrama de bloques del control de la tensión continua en MATLAB/SIMULINK en el Apéndice 5.58). Para la regulación de V_{dc} utilizando el control PI, el valor de K_{Pv} se establece en $K_{Pv} = 0,205$ y el valor de K_{Iv} se establece en $K_{Iv} = 2,71$. Según la forma de onda de simulación para controlar el V_{dc} con el controlador PI de la Figura 5.46, donde en $t = 0,3$ segundos, se realiza un cambio de la tensión continua de referencia de 400V a 350V, podemos ver que :

1. Antes de la variación de la carga (tiempo entre 0,1 y 0,2 s), el rendimiento del controlador PI sufre de rebasamiento, y el tiempo de subida es $\simeq 16ms$.

2. Después de la variación de la carga (tiempo después de 0,2 s), el controlador PI presenta una infrasuperación porque requiere un modelo matemático lineal preciso, que es difícil de derivar y puede hacer que el rendimiento sea insatisfactorio en función de la variación de los parámetros, las perturbaciones de la carga, etc.

De la forma de onda de simulación para el control de la V_{dc} con el controlador basado en la función de Lyapunov Figura 5.47 podemos ver que :

1. Antes de la variación de la carga (tiempo entre 0,1 y 0,2 s), el rendimiento del controlador basado en la función de Lyapunov no muestra ningún rebasamiento, y tiene una buena respuesta dinámica (tiempo de subida muy corto, unos 10ms aquí), lo que demuestra la eficiencia de este controlador.

2. Tras la variación de la carga (tiempo después de 0,2 s), el control basado en Lyapunov muestra un pequeño rebasamiento y un tiempo de subida muy corto durante la variación de la carga.

De las Figuras 5.46 y 5.47, podemos deducir que tras el cambio de la tensión de referencia continua, el controlador basado en la función de Lyapunov sigue su referencia rápidamente, al contrario que el controlador PI, que sigue su referencia lentamente. Esto se demuestra por el menor tiempo de subida del controlador basado en la función de Lyapunov, en comparación con el controlador PI. Además, el controlador de la función de Lyapunov sigue más de cerca la referencia de tensión en cualquier etapa del análisis. Esto significa que el controlador basado en la función de Lyapunov es preferible porque no se produce un rebasamiento cuando cambia la tensión de referencia del bus continuo.

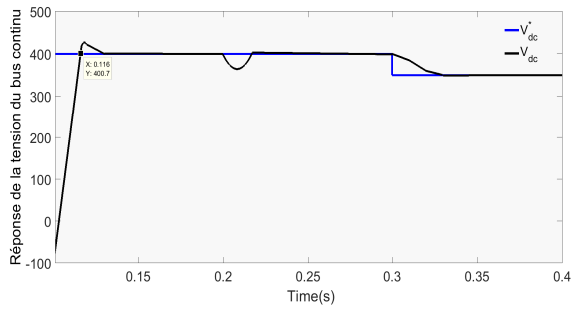


FIGURE 5.46: Resultados de la simulación de la tensión del bus continuo con el controlador PI.

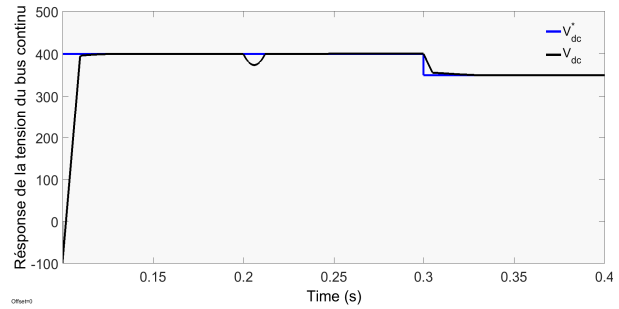


FIGURE 5.47: Resultados de la simulación de la tensión del bus continuo con el controlador basado en la función de Lyapunov.

Simulación de las corrientes de compensación

Simulación con tensiones de red equilibradas y sinusoidales

Para comprender mejor este trabajo, debemos codificar los diferentes controles que se están estudiando en estas simulaciones :

LPF – PI = un FAP4B basado en la teoría p-q con un filtro paso baja clásico LPF para el cálculo de las corrientes de compensación y un controlador PI para la regulación de la tensión continua.

SOGI – PI = un FAP4B basado en la teoría p-q con el filtro SOGI para el cálculo de las corrientes de compensación y un controlador PI para la regulación de la tensión continua.

LPF – LYA = un FAP4B basado en la teoría p-q con un filtro de paso bajo clásico LPF para el cálculo de las corrientes de compensación y el control basado en la función de Lyapunov para la regulación de la tensión continua.

SOGI – LYA = un FAP4B basado en la teoría p-q con el filtro SOGI para el cálculo de las corrientes de compensación y el control basado en la función de Lyapunov para la regulación de la tensión continua.

Las Figuras 5.48(a) y 5.48(b) muestran las corrientes de la fuente antes y después de la inserción del FAP4B, para *LPF – PI* y *SOGI – PI*. Antes de la inserción del FAP4B (entre 0 y 0.1 s) las corrientes de la carga aparecen distorsionadas. A 0,1s se inserta el FAP4B, y se puede observar que las corrientes de la fuente presentan una forma próxima al seno y el FAP4B disminuye el THD de las corrientes de la fuente de 20.14% a 2.35% (fase 1), de 18.21% a 1.84% (fase 2), y de 58.99% a 4.04% (fase 3) con *LPF – PI* Figura 5.49, mientras que el THD de las corrientes de la fuente con *SOGI – PI* es respectivamente, 2.24 % 1.75 %, 3.41 % como se muestra en la Figura 5.49. Las Figuras 5.48(c) y 5.48(d) muestran las corrientes de la fuente antes y después de la inserción del FAP4B, para *LPF – LYA* y *SOGI – LYA*. Antes de la inserción del FAP4B (entre 0 y 0.1 s) las corrientes de la carga se deforman. A 0,1s se inserta

el FAP4B, se puede observar que las corrientes de la fuente presentan una forma próxima al seno y el FAP4B disminuye el THD de las corrientes de la fuente de 20.14% a 2.22% (fase 1), y de 18.21% a 1.56% (fase 2), y de 58.99% a 3.37% (fase 3) con *LPF – LYA* Figura 5.49, mientras que el THD de las corrientes de la fuente con *SOGI – LYA* son respectivamente, 1.09%, 1.86% y 3.14% se muestra en la Figura 5.49.

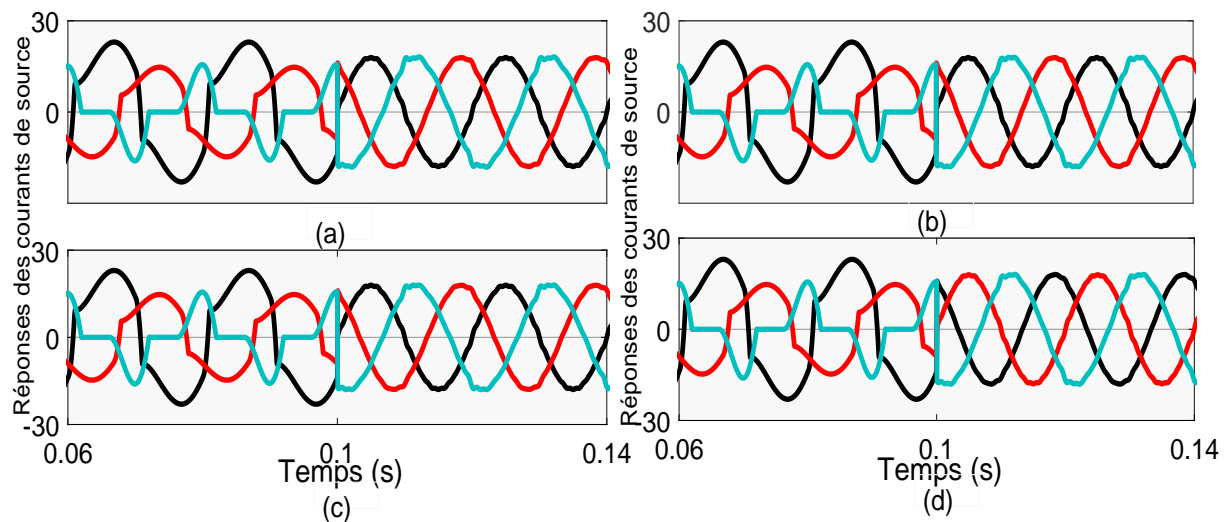


FIGURE 5.48: Resultados de simulación de corrientes de la fuente i_a , i_b y i_c antes y después de la inserción del FAP4B (a) *LPF – PI* (b) *SOGI – PI* (c) *LPF – LYA* (d) *SOGI – LYA*.

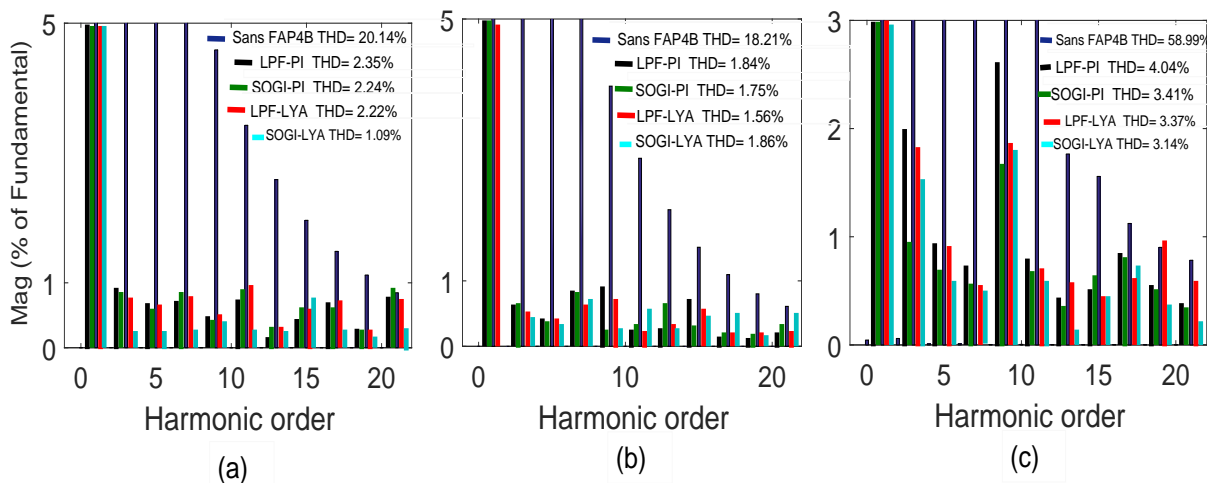


FIGURE 5.49: Espectros armónicos de la corriente de la fuente después de la inserción del FAP4B para los distintos controles : (a) fase 1 (b) fase 2 (c) fase 3.

Los THD de las corrientes de la fuente antes y después de la inserción del FAP4B para los diferentes controles se indican y se comparan en la tabla 5.14.

TABLE 5.14: THD obtenido después de la inserción del FAP4B para los diferentes controles.

	$LPF - PI$	$SOGI - PI$	$LPF - LYA$	$SOGI - LYA$
Phase(a)	2.35 %	2.24 %	2.22 %	1.09 %
Phase(b)	1.84 %	1.75 %	1.56 %	1.86 %
Phase(c)	4.04 %	3.41 %	3.37 %	3.14 %

Según las Figuras 5.48 y 5.49 y la tabla 5.14, se puede observar que todos los enfoques propuestos superan la referencia (el $LPF - PI$ tradicional) para todas las fases. Además, $SOGI - PI$ y $LPF - LYA$ proporcionan resultados similares, que son mejorados por $SOGI - LYA$. Así, en cuanto al THD, el enfoque propuesto basado en $SOGI - LYA$ supera a todos los demás.

En cuanto a la compensación de la corriente de retorno por el neutro, como se muestra en la Figura 5.50, antes de insertar el FAP4B (tiempo antes 0,1s), la corriente neutra I_n circula debido a las no linealidades. Después de insertar el FAP4B, la corriente neutra I_n en el lado de la fuente se vuelve prácticamente igual a cero. Una vez más, a partir de la Figura 5.50 y de la tabla 5.15, se puede observar que el enfoque propuesto basado en $SOGI - LYA$ proporciona la mejor cancelación de la corriente de neutro.

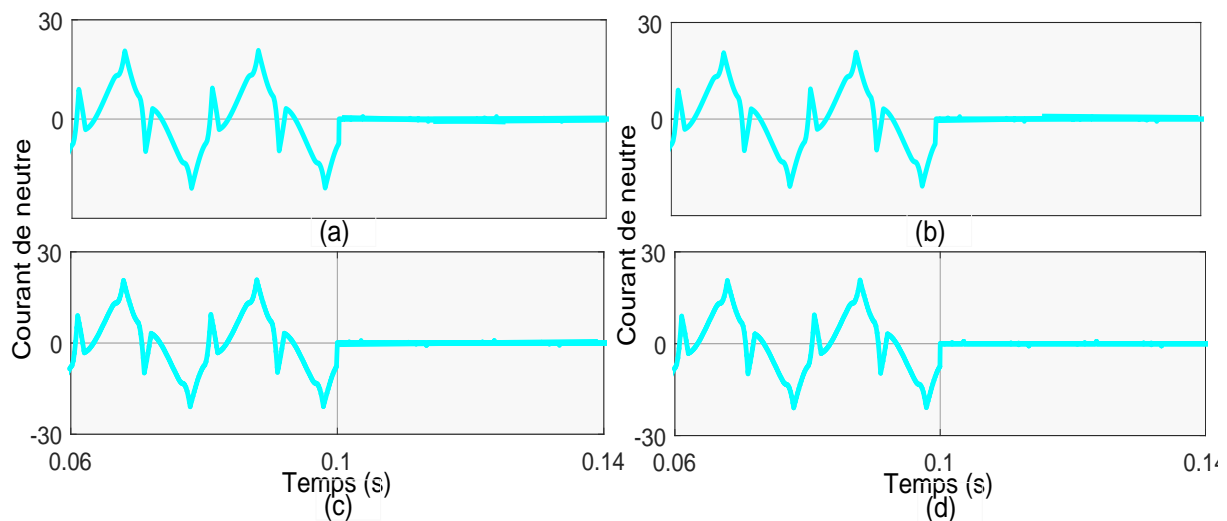


FIGURE 5.50: Resultados de simulación de la corriente de neutro antes y después de la inserción del FAP4B (a) $LPF - PI$ (b) $SOGI - PI$ (c) $LPF - LYA$ (d) $SOGI - LYA$.

TABLE 5.15: RMS de la corriente del neutro antes y después de la inserción del FAP4B para los diversos controles.

$LPF - PI$	$SOGI - PI$	$LPF - LYA$	$SOGI - LYA$
0.71A	0.57A	0.55A	0.31A

Simulación con tensiones de red perturbadas

En este apartado se presentan los resultados relativos a la compensación de corrientes realizada a través del FAP4B en el caso de que las tensiones de red estén distorsionadas. El análisis de los resultados obtenidos para el FAP4B se realiza en función de las formas de onda, así como de los espectros armónicos. Para evaluar el rendimiento de las formas de onda de compensación de corriente, se presentan datos para: corrientes de red (i_a , i_b , i_c y i_n); corrientes de compensación (i_{fa} , i_{fb} , i_{fc} y i_{fn}); corrientes de carga (i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} y i_{Ln}) y tensiones de fase (v_a , v_b y v_c).

Se puede observar en la figura 5.51 que las corrientes de la red se han equilibrado y con un aspecto muy cercano al seno con el uso del FAP4B. En este sentido, cabe destacar que se ha llevado a cabo la supresión de las corrientes armónicas, así como la compensación del desequilibrio de las corrientes de carga. Además, se observa que las corrientes de la red están en fase con las tensiones respectivas, lo que demuestra que se ha realizado la compensación de la potencia reactiva.

Para cuantificar el rendimiento de la supresión de la corriente armónica, se presenta el espectro armónico de cada una de las corrientes de la red con los niveles armónicos recomendados por la norma IEEE 519. Además, también se presenta la THD con cada espectro armónico. En general, se observa que las corrientes de red obtenidas tras la inserción del FAP4B tienen una THD inferior a la establecida por la recomendación IEEE 519 (5%). Para esta simulación, consideramos que la señal de tensión de red contiene una amplitud de señal de onda fundamental (180V), armónicos de orden tres, cinco, siete y nueve (THD%=4,5% para cada orden en las tres fases) a una componente CC (18V en la fase (a)) así como la frecuencia de la red se fija en 47Hz. Las Figuras 5.51 y 5.53 muestran las corrientes de carga, las corrientes de la fuente, las corrientes de compensación, las tensiones de la fuente y los espectros armónicos de la corriente de la fuente después del filtrado para las tres fases respectivamente.

Según las Figuras 5.51 a 5.53, se observa que el FAP4B ha cumplido adecuadamente la función de obtener corrientes de fuente sinusoidales equilibradas, en fase con las tensiones de fuente y con un bajo contenido en armónicos, así como que el FAP4B disminuye la THD en las corrientes de fuente en 20, 14% a 2, 24% (Primera fase), 18, 21% a 1, 68% (Segunda fase) y 58, 97% a 3, 38% (Tercera fase). Esto demuestra que el algoritmo basado en SRF-MSTOGI-PL, con la unidad de adaptación de frecuencia propuesta, ha jugado adecuadamente la función de adaptarse a la gran variación de frecuencia de la red perturbada. Esto permite que el algoritmo basado en la teoría PQ con un filtro SOGI, y la función de Lyapunov para el control del bus continuo, pueda calcular las corrientes de referencia de compensación perfectamente.

Esto contrasta con el algoritmo tradicional basado en la teoría PQ, con un filtro LPF y un controlador PI utilizado para controlar la tensión del bus continuo, que falla en estas situaciones de tensión de fuente perturbada.

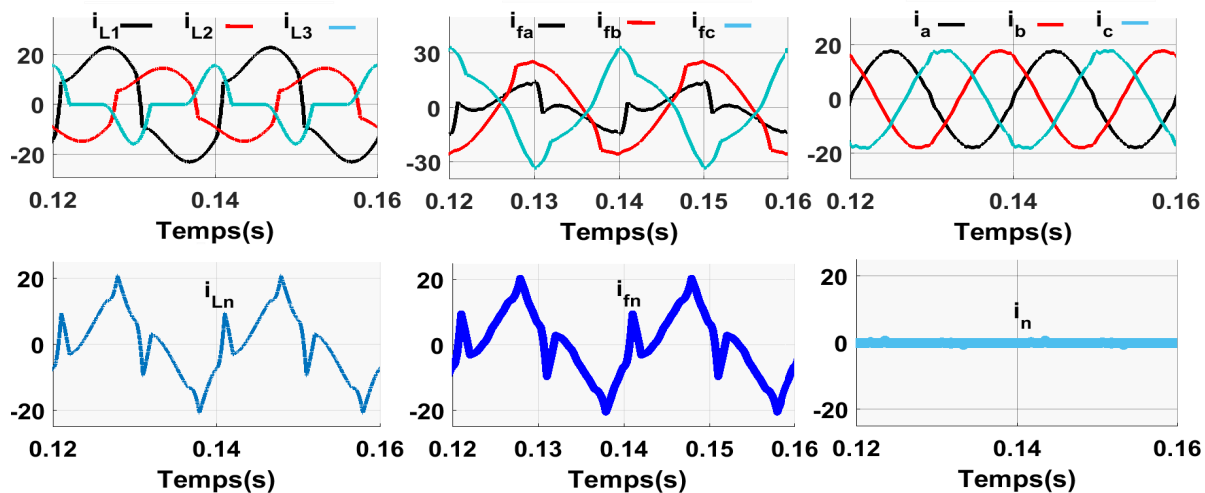


FIGURE 5.51: Resultados de la simulación : corrientes de carga i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} y i_{Ln} , corrientes de compensación i_{fa} , i_{fb} , i_{fc} y i_{fn} , corrientes de la fuente i_a , i_b , i_c y i_n .

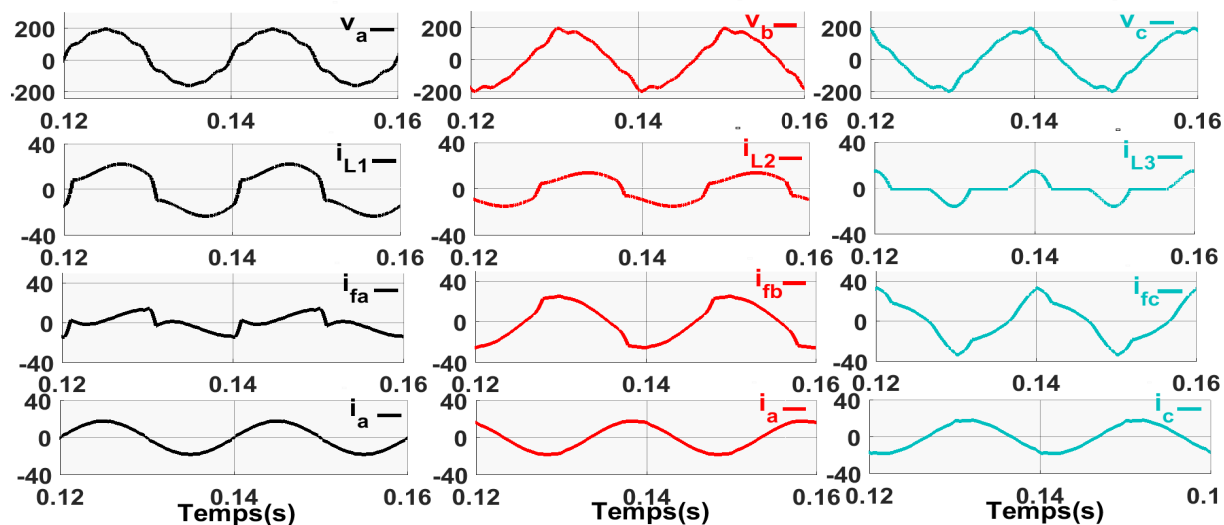


FIGURE 5.52: Resultados de la simulación de cada fase : Tensiones de fuente v_a , v_b y v_{sc} , Corrientes de carga i_{L1} , i_{L2} y i_{L3} , Corrientes de compensación i_{fa} , i_{fb} , i_{fc} y i_{fn} , Corrientes de fuente i_a , i_b y i_c , Corrientes de fuente i_a , i_b y i_c .

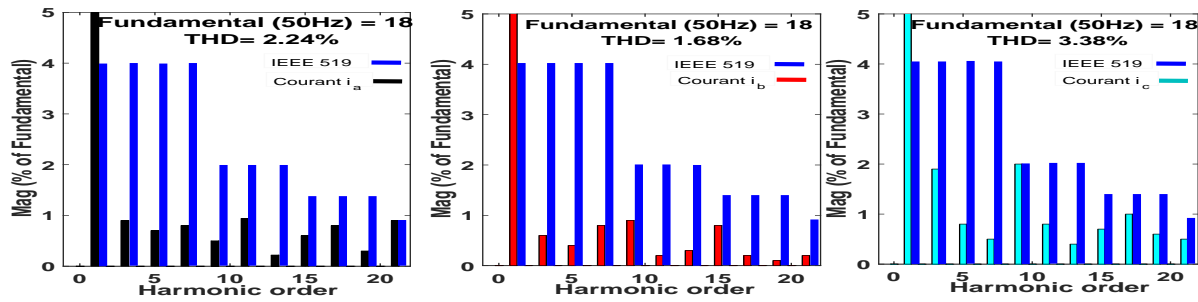


FIGURE 5.53: Espectros armónicos de la corriente de la fuente tras el filtrado (a) Fase (a), (b) Fase (b), (c) Fase (c).

(Véase el diagrama de bloques del FAP4B con la red que alimenta la carga no lineal en MATLAB/SIMULINK en el Apéndice 5.59, diagrama de bloques del FAP4B en MATLAB/SIMULINK 5.60).

5.11 CONCLUSIÓN

En este trabajo se detalló el estudio y análisis del FAP4B. Se presentó un aspecto relacionado con la calidad de la energía eléctrica, a saber, las perturbaciones armónicas, así como las normas impuestas a la tasa de distorsión armónica global. Se presentó la estructura general y el principio del filtro activo trifásico en paralelo con estructura de tensión FAP, así como sus topologías, su tensión de salida y la técnica de modulación utilizada para accionar el inversor. El FAP4B se ha modelado desde el punto de vista de la corriente y la tensión, por lo que se obtienen los sistemas de corriente y tensión. Utilizando modelos matemáticos, fue posible definir los diferentes bucles de control para el FAP4B con el fin de diseñar los controladores necesarios en el control de corriente y tensión del FAP4B. Se presentó el algoritmo SRF utilizado para generar las corrientes de referencia utilizadas para controlar las corrientes de compensación del FAP4B. En este contexto, y en el caso de las tensiones de la red equilibradas y sinusoidales, esta tesis propone un algoritmo de extracción de las corrientes de referencia basado en el filtro integrador generalizado de segundo orden (Second-Order Generalized Integrator SOGI) en lugar del filtro paso baja clásico LPF, que se utiliza tradicionalmente en el control del FAP4B basado en la teoría p-q. La ventaja del algoritmo propuesto que utiliza el filtro de SOGI es que ofrece un alto nivel de rendimiento para las corrientes filtradas sin retrasos de fase en condiciones de funcionamiento desequilibradas y distorsionadas, a diferencia del filtro de paso baja LPF clásico. Además, el filtro SOGI tiene la capacidad de adaptar la frecuencia, y la respuesta escalonada de esta adaptación puede ajustarse. Además, el filtro SOGI ofrece ventajas tales como un rendimiento satisfactorio en régimen permanente y en

régimen dinámico con una aplicación digital simple.

En el caso de tensiones de red perturbadas, esta tesis propone un algoritmo de extracción de corrientes de referencia basado en la utilización de un bucle de enganche de fase basado en la mezcla del integrador generalizado de segundo y tercer orden (MSTOGI-PLL) y que funcione correctamente en las diferentes condiciones de la red eléctrica (red perturbada que contiene un desfase DC). El algoritmo MSTOGI-PLL está acompañado de una unidad de adaptación de frecuencia para adaptar el sistema a las variaciones de frecuencia, permitiendo anular las ondulaciones de las frecuencias estimadas. El controlador PI utilizado en los distintos bucles de control empleados en el FAP4B se diseñó mediante el análisis de la respuesta en frecuencia. El diseño del controlador se basó en la similitud de las funciones de transferencia resultantes. En cuanto al control de la tensión del bus continuo, que es un punto muy importante en el control del filtro activo paralelo a la estructura de tensión, esta tesis propone un controlador robusto basado en la función de Lyapunov. Este controlador permite una muy buena dinámica con y sin variaciones de carga, a diferencia del control basado en PI. Además, el controlador basado en la función de Lyapunov presenta un tiempo de subida corto en el régimen transitorio, anula el error en el régimen estático y sigue rápidamente su referencia, en caso de cambio de la tensión continua de referencia, a diferencia del controlador PI, que sigue su referencia lentamente. Otra ventaja de aplicar el control basado en la función Lyapunov en lugar de PI tradicional está relacionado con el hecho de que se necesita un modelo matemático lineal preciso del sistema cuando se implementa un controlador PI.

Los resultados de las simulaciones presentadas pudieron comprobar que el FAP4B cumplió adecuadamente la función de obtener corrientes sinusoidales equilibradas de la fuente, en las diferentes condiciones de la red eléctrica, gracias al algoritmo propuesto basado en la teoría PQ con un filtro SOGI en lugar del filtro de paso baja convencional LPF, en el caso de condiciones de tensión de red equilibradas y sinusoidales. Además, para el algoritmo basado en SRF-MSTOGI-PLL con el bloque propuesto para la adaptación de la frecuencia, las simulaciones muestran que el FAP4B realizó adecuadamente la función de obtener corrientes de fuente sinusoidales equilibradas en el caso de condiciones de tensión de red perturbadas con grandes variaciones de frecuencia, donde los algoritmos tradicionales fallan.

Las propuestas para la continuidad de este trabajo son las siguientes :

- Realizar el diseño del controlador en tiempo discreto y compararlo con los controladores diseñados en tiempo continuo.
- Comparar la configuración FAP4B con otras configuraciones citadas en este trabajo.

EXTENDED SUMMARY

ABSTRACT

Harmonic pollution is one of the major problems that degrades the quality of electrical energy in distribution systems. The harmful effects of harmonics, the best-known are : The malfunctioning of certain electrical equipment in the presence of harmonic pollution, the destruction of capacitors or circuit breakers under the effect of high harmonic currents amplified by resonances, and the heating of cables, transformers and capacitors. Compared to the classical solution against harmonic disturbances, i.e. passive power filters, the parallel active power filter (PAPF) is a solution with better performance.

This work deals with the study and the analysis of three phase Parallel Active Power Filters four legs (PAPF-4L), which ensures the reactive power compensation, as well as harmonic suppression in three-phase four-wire electrical systems. In order to perform the aforementioned conditioning, this thesis proposes in the case of balanced and sinusoidal grid voltage conditions, an algorithm based on the PQ theory with a SOGI filter (Second Order Generalized Integrator), instead of the conventional low pass filter LPF, to compute the compensation reference currents, in order to circumvent the drawback of the conventional LPF relative to the introduction of a delay and the inability to perfectly extract the fundamental components of the load currents at pulsation $\omega = 2\pi f$ (phase shift problem), which slows down the dynamic response. In the case of disturbed grid voltage conditions, this thesis proposes an algorithm based on the Synchronous Reference Frame-Mixed Second and Third-Order Generalized Integrator-based Phase Locked Loop (SRF-MSTOGI-PLL) to compute the compensation references currents and overcome the problem of PQ theory under non-ideal grid voltage conditions. The current plant mathematical model, which are related to the compensation currents, are obtained in the *abc* reference frame then, in the stationary reference frame *dq0*. Thereby, the current control is implemented in *dq0*-axes. The model that represents the voltage plant, which is related to DC-bus voltage, is also presented. Thus, from the model, it is possible to carry out a controller gains design. In this context, this thesis presents

a new controller based on the Lyapunov function for DC voltage regulation which does not demand a precise linear mathematical model and requires a heavier computational demand unlike the PI controller, and allows a good dynamic response with and without variations in loads. This project methodology allows the obtaining of the best control performance for PAPF-4L. In order to validate the theoretical analyses, as well as to evaluate the PAPF-4L performances, computational simulations are carried out with Matlab/Simulink.

INTRODUCTION

The important development of technologies using power electronics, has led to the proliferation of non-linear loads connected to electrical power systems. Nonlinear loads, such as non-controlled rectifiers, controlled rectifiers, static power converters, among others, have contributed to the degradation of power quality (PQ) by the generation of a considerable content of reactive and harmonic currents, which interact with the electrical systems impedance, corrupting the point of common coupling voltage [1–4].

To solve these problems, passive power filters were initially used to compensate reactive power and harmonics [5] as a low-cost solution, they have been widely used in industrial applications, but they cannot totally eliminate all the harmonic currents, their performance is limited due to their large size, and they can resonate with the supply impedance [6]. Another disadvantage of using passive filters is that it is necessary to know beforehand which harmonic components need to be compensated [7].

In view of the drawbacks of passive filters, about the years 1970, the research thought to eliminate actively the distortions caused by non-linear loads. This led to the concept of active compensation, which was later called Active Power Line Conditioning (APLC). Being a parallel compensation, this concept proposes the injection in opposite phase of the currents containing the same harmonic components that caused the distortions. The cancellation of harmonic components that circulate in the grid implies an improvement in the power quality, since the currents drained from the grid become, theoretically, sinusoidal. The equipment capable of performing APLC is called Active Power Filters (APFs), which have been widely studied and used in various applications [7]. There are several types of APFs, which can be classified according to their configurations, namely the series active power filter (series APFs) and the parallel active power filter (PAPFs) [8,9]. Series APFs are so called because they are connected in series with the electrical grid. This active filter topology is mainly used to compensate harmonic components present in supply voltages, leaving a sinusoidal voltage for

the load. PAPFs are so called because they are connected in parallel with the electrical grid. This active filter topology is mainly used for the removal of harmonic currents flowing in the power grid, which leads to sinusoidal currents in the grid. In addition, these active filter topologies have been used in conjunction with passive filters, constituting hybrid topologies. Among the APF topologies mentioned, the parallel configuration is the most widely used in applications requiring low and medium power, due to its simplicity, efficiency and capacity to reject harmonics [8] [10]. The basic principle of parallel active filters was initially presented for harmonic currents elimination in direct current (DC) and high voltage distribution systems [11]. In the work mentioned, the injection of the compensating current was carried out using linear amplifiers involving low efficiency. Thanks of the development of semiconductor devices, the PAPF consisting of Pulse Width Modulation inverters (PWM) began to be applied in alternating current (AC) electrical systems for harmonic currents suppression [6] [12]. Since then, different PAPF topologies have been developed using both inverters operating as voltage source (VSI - Voltage Source Inverter) and current source (CSI - Current Source Inverter) [4] [6] [10] [13–16]. However, the Voltage Source Inverter has been generally more applied due to its higher efficiency and lower cost. In addition, as the studies progressed, new functionalities were attributed to the PAPFs, namely reactive power compensation and unbalance present in current supply [1]. This last feature is related to the applications requiring single or two-phase unbalanced loads connected to three-phase three or four-wire electrical systems. For these applications, a PAPF configuration has been proposed that allows the connection of the PAPF in three-phase four-wire electrical systems, this configuration has a four-leg (4L) inverter topology. This work consists of studying, analyzing and improving the four-leg three-phase PAPF configuration PAPF-4L, and evaluating the performance of this configuration using computer simulations with Matlab/Simulink.

PROBLEM

Electrical power systems have been directly influenced by the extensive use of non-linear loads. The use of this type of load implies high levels of harmonic currents drained from the power grid. The flow of these currents through the electrical system poses problems related to the power quality (PQ) [2] as well as the operation of the electrical system [3]. The harmonic currents interact with the electrical systems impedance corrupting the point of common coupling voltage. In addition, certain thermal effects, sound and mechanical effects can be observed in the operation of electrical equipment. Examples include excessive heating

during transformer operation, increased noise at the audible frequency during operation of electric motors, as well as mechanical oscillations of these motors. Another aspect related to the flow of harmonic currents is the reduction of the power factor (PF) of the electrical system [17]. In the case of three-phase four-wire electrical systems, another problem can be mentioned : the connection of single-phase non-linear loads to the grid causes the flowing of high levels of current in the neutral conductor, due to the presence of third-order harmonics and their multiples. The amplitudes of these currents can exceed the amplitudes of the phase currents, causing damage to the neutral conductor as well as to the transformers to which these loads are connected [18]. When non-linear loads are used, particularly in distribution systems, certain disadvantages are introduced into the power system operation. The flow of harmonic currents in the power system can cause many problems, some of which may persist for a long time. These problems include : (i) failure of the power factor correction capacitor ; (ii) Breaking of the fusible ; (iii) malfunctions in some electrical equipments. Concerning applications in three-phase four-wire electrical systems, in order to circumvent the mentioned problems, the PAPF-4L configuration identified by the PWM inverter topology can bring significant improvements in theory and practice.

JUSTIFICATION AND MOTIVATION

The contribution of this work is to study, analyze and improve the PAPF-4L configuration identified by the PWM inverter topology. This topology is used in three-phase four-wire systems because it allows the PAPF-4L to be connected to the neutral conductor, since the neutral terminal is connected to a fourth inverter leg. In recent years, the PAPF-4L configuration identified by the PWM inverter topology has been widely used [4] [10] [15, 16] [19–23], which makes the study and the analysis of PAPF-4L really interesting in terms of the control strategies adopted for the generation of compensation currents, as well as the DC bus voltage control strategies. The PAPF-4L is capable of compensating current harmonics and adjusting the power factor (correcting power factor to unity). In addition, it allows load balancing ; zeroing the intensity in the neutral wire [24]. Figure 5.54 shows the power circuit of an PAPF-4L working on a three-phase four-wire system feeding a nonlinear load. The PAPF-4L topology includes a four-leg, insulated-gate bipolar transistor (IGBT)-based, voltage source inverter (VSI), where the fourth leg is provided solely to compensate the neutral current. The four-leg converter structure allows for a simplified voltage controller and a small capacitor in the DC link. Although this topology increases the PAPF-4L design cost, [25] the increased number

of legs enhances the output voltage control [26]. Therefore, it is generally accepted that this topology is the best-suited to PAPF-4L [27]. To achieve these objectives, the system controller must allow the PAPF-4L to :

- extract load harmonic currents and feed them back.
- keep the DC link voltage at a constant value.
- eliminate the neutral current.
- prevent injecting or absorbing the reactive power with fundamental frequency components.

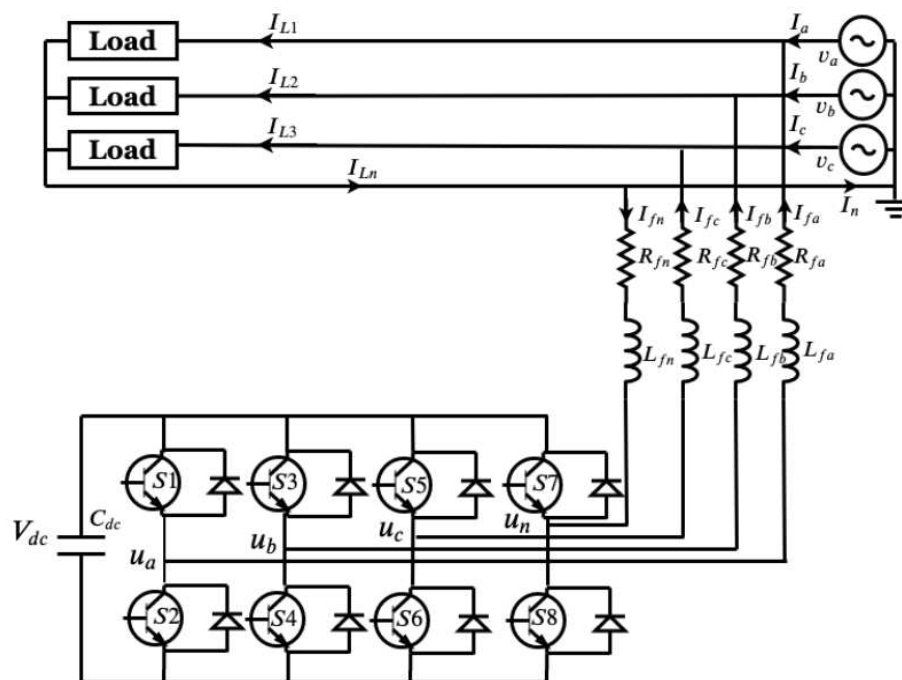


FIGURE 5.54: Active power filter : power circuit

The control strategy is implemented in three main stages :

The first stage : Derivation of compensating signals. The harmonic detection method presents the capability of determining specific signal attributes from an input signal (voltage, current, or both) by using a special mathematical algorithm. In 1984, the Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits, also known as PQ theory, was proposed [28]. Most PAPFs have been designed by using this theory to compute the desired compensation current. PQ theory enables the compensation of all the harmonic currents, the correction of the power factor and dynamic and instantaneous compensation of the zero-sequence current [15]. The PAPF-4L has been implemented by [23] , where the algorithm used to generate the reference currents is based on the PQ theory. The algorithm based on this theory presents performances strongly influenced by the presence of harmonics and/or unbalances in the grid voltages [29]. To circumvent this problem, this thesis proposes the

use of an algorithm based on Synchronous Reference Frame-Mixed Second and Third-Order Generalized Integrator-based Phase Locked Loop (SRF-MSTOGI-PLL) [30].

The second stage : The control of DC voltage. An important point in the PAPF-4L is the control of DC voltage across the capacitor at a fixed value. This is necessary because there are active filter losses. In order to control DC link voltage, several works have addressed DC bus controllers, such as, proportional (P) controller, PI controller, interval type 2 fuzzy logic controller, and neuro-fuzzy controller (NFC), [31–34]. The methodology of the P and PI controllers demands a precise linear mathematical model, which is hard to have available, and it also cannot perform satisfactorily or provide a good response under parameter variations, nonlinearity, or load disturbances, [35, 36] and in fact, the transient response is slow, especially for fast-changing loads. In this work, our objective is to design a model based on a new Lyapunov function for DC voltage control, which allows a very good dynamic with and without variations in loads, unlike the control used in previous works [33, 34], [37, 38]. Furthermore, the fuzzy logic controller has certain drawbacks, such as iteration and redundancy problems [39], and for the controller based on NFC, in the case of changes in the DC voltage reference, the DC voltage response follows its reference slowly [34].

The third stage : Generation of Gating Signals. This is for the solid-state devices of the PAPF-4L based on the computed compensating currents. The switching signals to the VSI are obtained by (Space Vector Modulation –SVM).

In this work, an analysis of PAPF-4L will be carried out, taking into account theoretical aspects and simulations. To this end, mathematical modelling of the PAPF-4L will be carried out, followed by computer simulations. In particular, in the case of balanced and sinusoidal grid voltage conditions, the algorithm used to generate the compensation currents is based on the PQ theory with a SOGI filter, instead of the conventional low pass filter LPF, to compute the compensation reference currents in order to circumvent the drawback of the conventional LPF, relative to the introduction of a delay and the inability to perfectly extract the fundamental components of the load currents at pulsation $\omega = 2\pi f$ (phase shift problem), which slows down the dynamic response. In the case of disturbed grid voltage conditions, the algorithm used to generate the compensation currents is based on SRF-MSTOGI-PLL, with the proposal of a frequency adaptive unit to make the system adaptive to large frequency variations. This algorithm is used for the first time in PAPFs applications where the grid frequency may widely change in order to compute the compensation reference currents perfectly. In addition, the proposed frequency adaptive unit allows also the cancelling of the ripples of the estimated frequencies for MSTOGI-PLL, so this latter can follow with precision

the grid voltages even with large variations of the frequency. Furthermore, we propose the use of the Lyapunov function for DC voltage control, which is a novelty. This control allows a very good dynamic with and without load variations, unlike PI-based control. Figure 5.55 shows a graphical summary with the main contributions of this work.

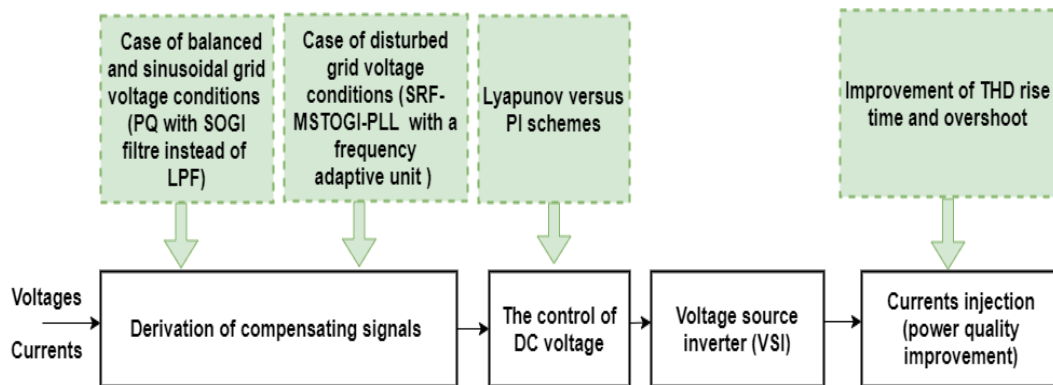


FIGURE 5.55: Simplified block diagram of a PAPF-4L highlighting the contributions of this work (shaded in green).

OBJECTIVES

General objective

Study, analysis and improvement of the PAPF-4L for reactive power compensation and harmonic suppression in three-phase four-wire electrical systems.

Specific objectives

- Study concepts related to the power quality (PQ) i.e harmonic disturbances, as well as standards and recommendations concerning current harmonics.
- Perform the mathematical modeling of the PAPF-4L.
- Study the reference generation algorithm for currents compensation based on SRF-MSTOGI-PLL to overcome the problem of PQ theory under non-ideal grid voltage conditions including DC-offset.
- Design the controllers to be used in the compensating current and DC bus voltage control loops of the PAPF-4L, and the proposition of a robust controller for DC bus voltage control based on Lyapunov function.
- Perform simulations of the PAPF-4L and analyze the results.

THESIS OUTLINE

The chapters of this document are organized as follows : Chapter 1 presents a state of the art on harmonic disturbances, including harmonic analysis, standards imposed on Total Harmonic Distortion (THD), sources and effects of harmonic disturbances, and some solutions for harmonic remediation, including passive filters and three-phase PAPFs. In Chapter 2, the mathematical modelling of the PAPF-4L electrical circuit is carried out, taking into account the current plant. Chapter 3 describes the strategy used to generate the reference compensation currents, which are used to select the components present in the load current to be synthesized by the PAPF-4L . In addition, the control loop of the currents used in the PAPF-4L is presented, as well as the methodology used for the design of the relevant controller. In chapter 4 the mathematical modelling of the PAPF-4L electrical circuit is carried out, taking into account the voltage plant, as well as the design of the parameters of the PI controller of the voltage loop with a proposal of a robust controller based on the Lyapunov function for DC bus control. Chapter 5 presents the results obtained by computer simulations of the PAPF-4L with MATLAB/SIMULINK and the discussion of these results. Finally, a conclusion and perspectives of this work are presented.

CONCLUSIONS & FUTURE WORKS

In this work, the study and analysis of PAPF-4L have been detailed. An aspect related to the power quality, this is harmonic disturbances, was presented, as well as the norms imposed on the total harmonic distortion. The general structure and the principle of three-phase parallel power active filter (PPAF) , as well as its topologies, its output voltage and the modulation technique used to drive the inverter were presented. The three phase Parallel Active Power Filters four legs (PAPF-4L) has been modeled in terms of the current and the voltage, therefore the current and voltage plants are obtained. Using mathematical models, it was possible to define the different control loops for the PAPF-4L in order to design the currents and voltage controllers. The SRF algorithm used to generate the reference currents for PAPF-4L has been presented. In this context, and in the case of balanced and sinusoidal grid voltage conditions, this thesis proposes a reference current extraction algorithm based on the Second-Order Generalized Integrator (SOGI) instead of the classic low-pass filter (LPF), which is traditionally used in the control of the FAP4B based on p-q theory. The advantage of the proposed algorithm using the SOGI filter is that it offers a high level of performance

for filtered currents without phase delay in unbalanced and distorted operating conditions, unlike the conventional low-pass filter. In addition, the SOGI filter has the ability to adapt the frequency, and the step response of this adaptation can be adjusted. In addition, the SOGI filter offers advantages such as satisfactory performance in steady state and dynamic state with simple digital implementation. In the case of perturbed grid voltage conditions, this thesis proposes a reference current extraction algorithm based on the use of a phase lock loop based on the mixing of the second and third order generalized integrator (MSTOGI-PLL) and operates properly under the different conditions of the power grid (perturbed grid voltage containing a DC offset.). This MSTOGI-PLL accompanied by a frequency adaptation unit to make the system adaptive to frequency variations, allows the cancellation of the ripples of the estimated frequencies.

The PI controller used in the different control loops employed in the PAPF-4L was designed using frequency response analysis. The design of the controller was based on the similarity of the resulting transfer functions. Concerning the control of DC link voltage which is a very important point in the control of the three phase parallel active power filters, this thesis proposes a robust controller based on the function of Lyapunov. This controller allows a very good dynamic with and without load variations, unlike the PI-based control. In addition, the Lyapunov function-based controller has a short rise time in the transient state, cancels the error in the steady state and follows its reference quickly, in the event of a change in the DC reference voltage contrary to the PI controller, which follows its reference slowly. Another advantage of implementing control based on the Lyapunov function instead of traditional PI is related to the fact that a precise linear mathematical model of the system is required when an PI controller is implemented.

The results of the simulations presented were able to prove that the PAPF-4L performed adequately the function of obtaining balanced sinusoidal source currents, under different grid voltage conditions, thanks to the proposed algorithm based on the PQ theory with a SOGI filter instead of the conventional low pass filter LPF, in the case of balanced and sinusoidal grid voltage conditions. Furthermore, the algorithm based on SRF-MSTOGI-PLL with the proposed block for frequency-adaptation proves that the PAPF-4L performed adequately the function of obtaining balanced sinusoidal source currents, in the case of disturbed grid voltage conditions with large frequency variations, where traditional approaches fail.

Proposals for the continuation of this work can be cited :

- Design controllers in discrete time and compare with controllers designed in continuous time.

- Use and compare the PAF-4L configuration with other configurations cited in this work.

ANNEXES-APPENDICES

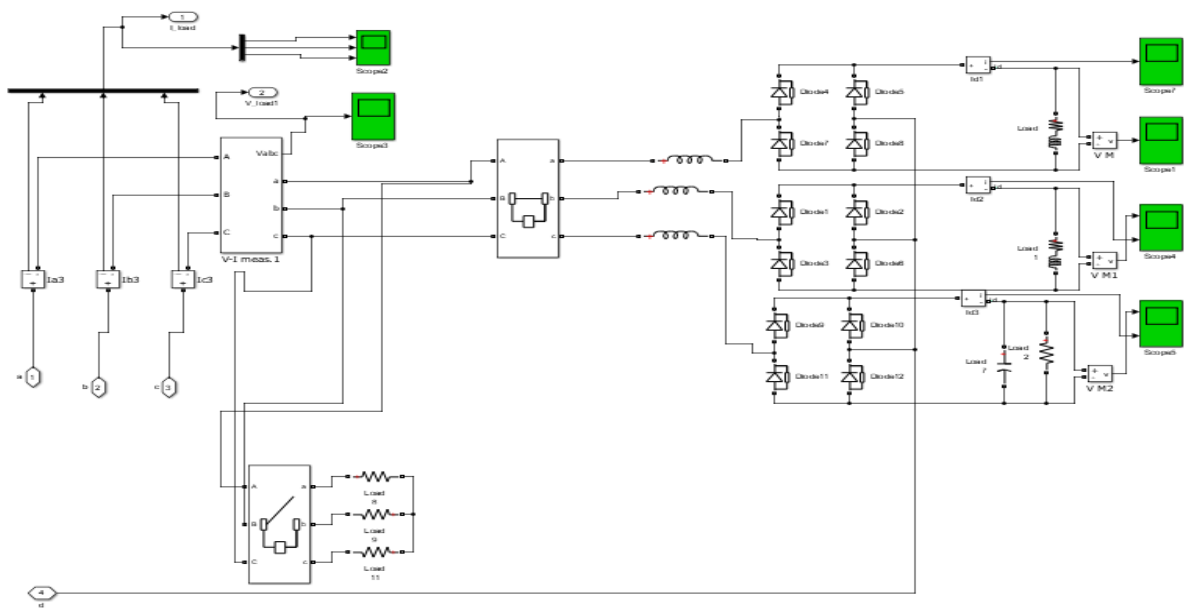


FIGURE 5.56: Schéma blocs sur MATLAB/SIMULINK de trois charges déséquilibrées alimentés par trois redresseurs non-commandés.

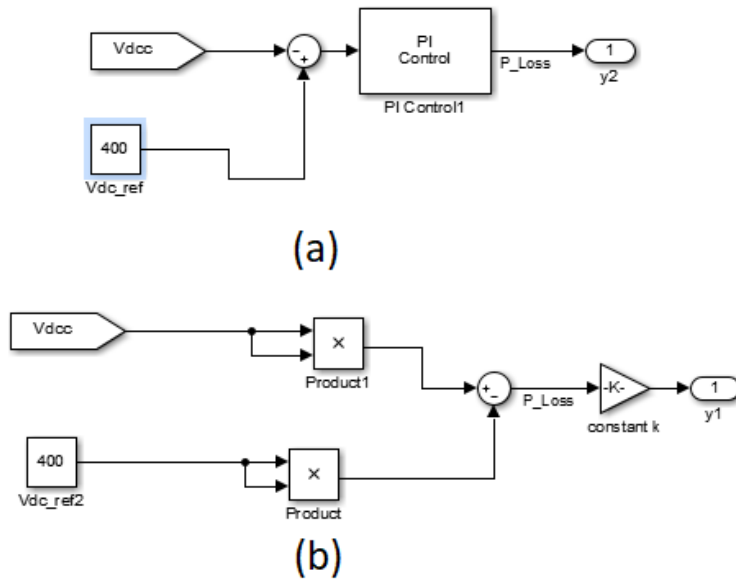


FIGURE 5.58: Schéma blocs sur MATLAB/SIMULINK du controle de la tension continue (a) : avec controleur PI (b) : avec la fonction de Lyapunov.

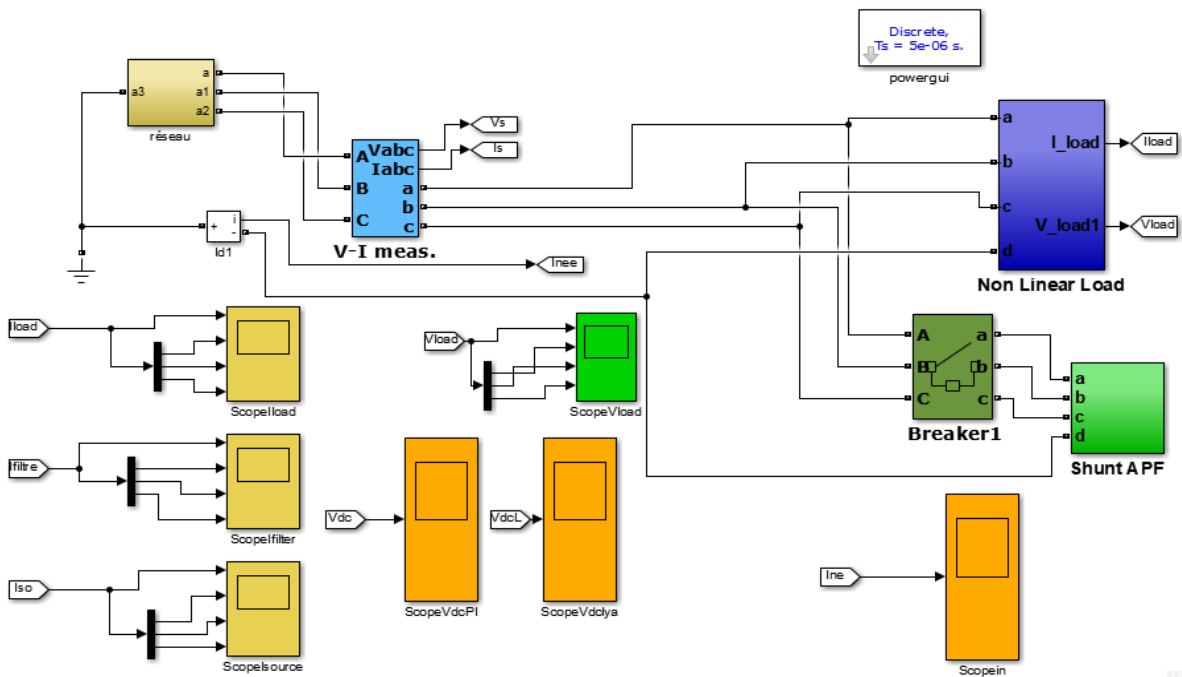


FIGURE 5.59: Schéma blocs du FAP4B avec le réseau alimentant la charge non linéaire sur MATLAB/SIMULINK.

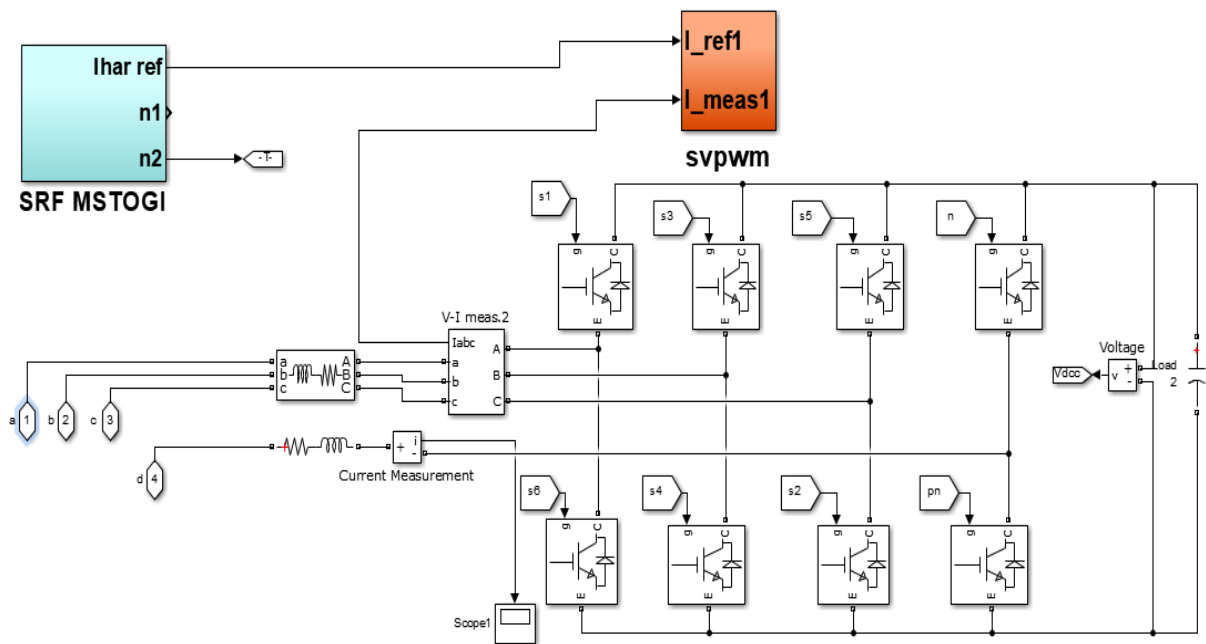


FIGURE 5.60: Schéma blocs du FAP4B sur MATLAB/SIMULINK.

