



RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE



MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ DES FRÈRES MENTOURI - CONSTANTINE

FACULTÉ DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

N° Série :32/D3C/2024

N° d'ordre :02/electrotech/2024

THÈSE

*Pour l'obtention du diplôme de Doctorat troisième Cycle LMD
En Électrotechnique*

Option: Contrôle de la Qualité de Conversion de l'Énergie Électrique

Présentée Par

Billel BOUROUIS

THÈME

Stratégies de Commande d'un Filtre Actif de Puissance Multi-sources: Efficacité Energétique et Qualité de l'Énergie

Soutenue le : 04\07 \ 2024

devant le jury :

Président	KERDOUN Djallel	Prof.	U. F. M. Constantine
Rapporteur	BENALLA Hocine	Prof.	U. F. M. Constantine
Examineurs	LABAR Hocine	Prof.	U. B. M. Annaba
	DJELLAD Abdelhak	MCA	ENSTI Annaba
	DJEBBAR Mohamed Salah	MCA	U. L. T. Tebessa
	NEBTI Khalil	MCA	U. F. M. Constantine
Co-Encadreur			
Invitée	DJEGHLOUD Hind	MCA	U. F. M. Constantine

Avant-propos

Louange à Dieu le Tout-Puissant qui m'a accordé la foi, le courage et la patience pour mener à bien ce travail.

Ce travail a été réalisé au sein du Laboratoire d'Électrotechnique de Constantine (LEC) à l'Université Frères Mentouri Constantine 1.

Tout d'abord, j'exprime mes vifs remerciements à Mme. Hind DJEGHLOUD, MCA, et à M. Hocine BENALLA, Professeur à l'Université Frères Mentouri Constantine 1, pour avoir dirigé cette thèse. Leurs grandes qualités pédagogiques et humaines, ainsi que leurs remarques judicieuses, leur soutien, leur gentillesse et leur disponibilité exceptionnelle m'ont permis de finaliser au mieux ce travail.

Je tiens également à exprimer ma gratitude envers les membres du jury qui ont accepté d'évaluer ces travaux et ce document :

M. Djallel KERDOUN, Chef de département d'Électrotechnique à l'Université Frères Mentouri Constantine 1, pour l'honneur qu'il m'a accordé en acceptant la présidence du jury.

M. Hocine LABAR, Professeur à l'Université Badji Mokhtar Annaba, pour avoir accepté d'examiner ma thèse. Mes remerciements les plus sincères pour sa participation au sein du jury.

M. Abdelhak DJELLAD, MCA à ENSTI Annaba, pour la confiance et l'honneur qu'il m'accorde en acceptant de participer à ce jury et d'examiner ma thèse.

M. Mohamed Salah DJEBBAR, MCA à l'Université Larbi Tebessi, Tebessa, pour la confiance et l'honneur qu'il m'accorde en acceptant de participer à ce jury et d'examiner ma thèse.

M. Khalil NEBTI, MCA à l'Université Frères Mentouri Constantine, pour la confiance et l'honneur qu'il m'accorde en acceptant de participer à ce jury et d'examiner ma thèse.

Je n'oublie pas de remercier mes collègues du département d'Électrotechnique, enseignants et agents administratifs. Enfin, mes remerciements vont à tous ceux qui m'ont soutenu ou qui, d'une manière ou d'une autre, ont contribué à l'élaboration de ce travail.

Table des matières

Avant-propos	i
Table des matières	ii
Liste des tableaux	iv
Liste des figures	v
Liste des acronymes	ix
Introduction générale	1
1 Étude exhaustive sur les filtres actifs de puissance	3
1.1 Introduction	3
1.2 Les perturbations indésirables	4
1.3 Classifications et configurations du filtrage	5
1.4 Stratégies de commande du filtre actif	8
1.5 Les types de systèmes à multi-sources et leurs stratégies de commande	14
1.6 Conclusion	17
2 Modélisation du système multi-sources PAC/batterie	19
2.1 Introduction	19
2.2 Description du système	20
2.3 Système multi-sources PAC/batterie	20
2.4 Gestion d'énergie d'un système multi-sources PAC/batterie	28
2.5 Stratégie de commande des convertisseurs DC/DC	32
2.6 Résultats de simulation	34
2.7 Conclusion	38
3 Transition vers un système FAP à trois niveaux	39
3.1 Introduction	39
3.2 Description du système	40
3.3 Stratégie de commande des convertisseurs DC/DC	41
3.4 Filtre actif de puissance considéré	43
3.5 Dimensionnement de v_{DC} et des éléments passifs	51
3.6 Résultats de simulation	54
3.7 Conclusion	61
4 Application du FAPMS intégrant PAC/batterie/PV	63
4.1 Introduction	63
4.2 Description du système	64
4.3 Multi-sources PAC/batterie/PV	64

4.4	Les convertisseurs DC/DC à multi-sources	70
4.5	Algorithme de gestion d'énergie	71
4.6	Résultats de simulation	74
4.7	Conclusion	78
5	Efficacité énergétique des systèmes électriques compensés par des FAPMS	81
5.1	Introduction	81
5.2	Description du système	82
5.3	Qualité d'énergie	83
5.4	Efficacité énergétique	83
5.5	Résultats de simulation	86
5.6	Conclusion	89
	Conclusion générale	91
	Bibliographie	93
	Résumé	105
	Abstract	107

Liste des tableaux

- 1.1 Les types de multi-sources se réfèrent à des systèmes intégrant différentes sources d'énergie ou de puissance. 16
- 2.1 Paramètres du modèle de pile à combustible 6 kW/45V. 25
- 2.2 Paramètres du modèle de la batterie. 28
- 2.3 Paramètres de la simulation. 34
- 3.1 Principe de fonctionnement d'un onduleur à 3 niveaux. 44
- 3.2 Paramètres de simulation 54
- 4.1 Paramètres d'entrée du modèle de PV. 69
- 4.2 Paramètres de la simulation. 75

Liste des figures

1.1	Les topologies du filtre actif : (a) shunt, (b) en série, (c) hybride.	7
1.2	Domaine fréquentiel.	9
1.3	Domaine temporel.	11
1.4	Régulation de la liaison DC.	13
1.5	Génération du signal de déclenchement	15
2.1	Système multi-sources.	20
2.2	Opération de la pile à combustible et réactions aux électrodes.	21
2.3	Modèle de la pile à combustible.	22
2.4	Courbes de polarisation typiques.	25
2.5	Courbes de polarisation (a) Tension-Courant (V-I), (b) Puissance-Courant (P-I).	25
2.6	Modèle de batterie Ni-MH.	26
2.7	Caractéristiques typiques : (a) courbe de décharge, (b) courbe de charge.	27
2.8	Courbes de décharge de la batterie considérée.	28
2.9	Caractéristiques typiques de fonctionnement d'une PAC.	29
2.10	Caractéristiques de fonctionnement de la PAC considérée.	29
2.11	Algorithme de gestion d'énergie.	30
2.12	Circuits de puissance et de commande des convertisseurs DC/DC : (a) mode buck, (b) mode boost.	33
2.13	Les courbes de rendement des convertisseurs DC/DC en mode boost et en mode buck.	33
2.14	(a) Les rapports cycliques des convertisseurs DC/DC. (b) État de charge (SOC) de la batterie.	34
2.15	Les tensions d'entrée et de sortie des convertisseurs DC/DC : (a) Tension de la PAC. (b) Tension de la batterie en mode boost. (c) Tension de la batterie en mode buck. (d) Tension du bus DC.	35
2.16	Les courants d'entrée et de sortie des convertisseurs DC/DC : (a) Courant de la PAC. (b) Courant de la batterie en mode boost. (c) Courant de la batterie en mode buck. (d) Courant du bus DC.	37
2.17	Les puissances de référence et mesurées de : (a) la PAC, (b) la batterie, (c) le bus DC.	37
3.1	Le système FAP proposé.	40
3.2	Les circuits de commande des convertisseurs DC/DC. (a) mode boost. (b) mode buck.	41
3.3	Structure d'un onduleur multiniveau à point neutre (NPC) à 3 niveaux	44
3.4	La tension v_{ao}	44
3.5	Schéma synoptique du circuit de commande.	45
3.6	Courbes représentant les signaux du modulateur, de la porteuse et de la tension de sortie.	49
3.7	Principe de la MLI.	50

3.8	(a) L'état de charge imposé (SOC). (b) Les rapports cycliques régulés des convertisseurs DC/DC.	54
3.9	Les puissances de référence et mesurée du bus DC, de la PAC et de la batterie. (a) Avant la régulation des rapports cycliques. (b) Après la régulation des rapports cycliques.	55
3.10	Les courants d'entrée et de sortie mesurés ainsi que les courants de référence des convertisseurs DC/DC : (a) de la PAC, (b) de la batterie en mode boost, (c) de la batterie en mode buck, (d) du bus DC.	55
3.11	Les tensions d'entrée et de sortie mesurées ainsi que les tensions de référence des convertisseurs DC/DC : (a) de la PAC, (b) de la batterie en mode boost, (c) de la batterie en mode buck, (d) du bus DC.	56
3.12	(a) Les différents niveaux de tension du bus DC : v_{DC} , v_{DC1} et v_{DC2} , avec zoom sur v_{DC1} et v_{DC2} . (b) Les tensions du filtre de sortie v_f	57
3.13	(a), (b) Les diagrammes de Bode de $FTBO_{v_{DC}}(s)$ et $FTBO_{i_f}(s)$. (c), (d) Les coefficients des régulateurs PI de tension et courant en fonction du temps.	57
3.14	Modulateur avec les porteuses : (a) Pour différents niveaux de v_{DC}^* . (b) Un zoom avant pour 473V. (c) 519V. (d) 1154V. (e) 1011V. (f) 1631V. (g) 680V. (h) 560V.	58
3.15	Le courant actuel du FAP i_f avec sa référence : (a) Pour différents niveaux de v_{DC}^* . (b) Un zoom avant pour 473V. (c) 519V. (d) 1154V. (e) 1011V. (f) 1631V. (g) 680V. (h) 560V.	59
3.16	Résultats après l'insertion du FAP : (a) Courant de charge. (b) Courant de source. (c) Tension de source.	60
3.17	Les spectres harmoniques pour : (a) ,(b) et (c) Courant de charge, courant et tension de source avant la régulation des rapports cycliques. (d), (e) Courant et tension de source après la régulation des rapports cycliques. (f) Distorsion harmonique totale (THD) vs. temps.	60
4.1	Description du système.	64
4.2	Effet du champ électrique dans une cellule photovoltaïque.	66
4.3	(a) Schéma équivalent d'une cellule solaire. (b) Modèle pour une cellule photovoltaïque.	66
4.4	Courbes typiques des modules PV d'une cellule solaire montrant le MPP. (a) Caractéristique I-V. (b) Caractéristique P-V	67
4.5	(1) Cellules, (2) modules, (3) panneaux et (4) champ photovoltaïques.	69
4.6	les caractéristiques I-V et P-V d'un module pour une température fixe et des irradiances spécifiées	70
4.7	Les convertisseurs DC/DC à multi-sources.	71
4.8	Algorithme de gestion d'énergie.	73
4.9	(a) L'état de charge de la batterie et le niveau d'irradiance imposés (SOC, SOI). (b) Les rapports cycliques régulés des convertisseurs DC/DC. Les puissances de référence et mesurées pour : (c) le bus DC, (d) le PAC, (e) la batterie, (f) le PV.	75
4.10	Les tensions d'entrée et de sortie des convertisseurs DC/DC : (a) le bus DC, (b) le PAC, (c) la batterie en mode boost, (d) la batterie en mode buck, (e) le PV.	77
4.11	Les courants d'entrée et de sortie des convertisseurs DC/DC : (a) le bus DC, (b) le PAC, (c) la batterie en mode boost, (d) la batterie en mode buck, (e) le PV.	77

4.12	(a) Résultats des courants de source avec un zoom. (b) Résultats des tensions de source avec un zoom. (c) Distorsion harmonique totale (THD) vs. temps.	78
5.1	Description du système.	82
5.2	(a) Facteur de puissance. (b) Taux de déséquilibre.	83
5.3	Courbes : (a) THD du courant et de la tension de la source. (b) td. (c) Facteur de puissance de la source et de la charge.	86
5.4	L'instantané : (a) Puissance de court-circuit. (b) Puissance de charge. (c) Facteur de charge. (d) Facteur de puissance de charge. (e) K_{ch} et $2 + \frac{2}{fp}$	87
5.5	Variation de : (a) Les pertes de puissance X par rapport à fp pour différentes valeurs de k_{ch} . (b) Les pertes de puissance X par rapport à k_{ch} pour différentes valeurs de fp . (c) L'efficacité η par rapport à fp pour différentes valeurs de k_{ch} . (d) L'efficacité η par rapport à k_{ch} pour différentes valeurs de fp	87
5.6	(a) Puissance de court-circuit et puissance de charge. (b) Facteur K_{ch} et $2 + \frac{2}{fp}$. (c) Les pertes de puissance X et le rendement η	88

Liste des acronymes

AC Alternating Current
DC Direct Current
FACTS Flexible Alternating Current Transmission Systems
FAP Filtre Actif de Puissance
FAPMS Filtres Actifs de Puissance Multi-Sources
FFT Fast Fourier Transform
FT Fourier Transform
HBCC Hysteresis Band Current Control
IEEE Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor
IoT Internet of Things
LQR Linear Quadratic Regulator
MLI Modulation de Largeur d'Impulsion
MPP Maximum Power Point
MPPT Maximum Power Point Tracking
Ni-MH Nickel-Metal Hydride
NPC Neutral Point Clamped
PAC pile à combustible
PAO Perturbation et d'Observation
PEM Proton Exchange Membrane
PI Proportionnel Intégral
PQ Power Quality
PV Photovoltaïque
SFAP Shunt Filtre Actif de Puissance
SMLI Modulation de Largeur d'Impulsion Sans porteuse
SOC State Of Charge
SOI State Of Irradiance
SPS SimPowerSystem
SRFT Stationary Reference Frame Theory

ICT Incremental Conductance Technique
THD Total Harmonic Distortion
UAF Universal Active Filter
UPQC Unified Power Quality Conditioner
UPS Uninterruptible Power Supply
VSI Voltage Source Inverter

Introduction générale

À l'aube d'une ère caractérisée par une croissance exponentielle de la demande en électricité et une diversification sans précédent des sources d'énergie, les réseaux de distribution d'énergie font face à des défis complexes mettant en péril la stabilité et l'efficacité de l'infrastructure électrique. Les fluctuations indésirables, les distorsions harmoniques, et les problèmes liés à la puissance réactive constituent autant d'obstacles à la fourniture d'une énergie de qualité, répondant aux normes rigoureuses définies par les instances internationales, notamment l'IEEE.

Dans ce contexte, les filtres actifs de puissance multi-sources (FAPMS) ont émergé comme des solutions cruciales, offrant la possibilité de corriger et d'améliorer la qualité de l'énergie distribuée. Ces dispositifs innovants représentent un maillon essentiel dans la chaîne de la gestion intelligente de l'énergie, visant à assurer une distribution fiable et efficace dans un environnement en perpétuelle mutation.

Cependant, le déploiement réussi des FAPMS nécessite une compréhension approfondie des stratégies de commande qui les sous-tendent. La problématique centrale de cette recherche réside dans la nécessité de développer des méthodes de commande avancées, robustes et flexibles, capables de maximiser l'efficacité énergétique tout en garantissant une qualité de l'énergie optimale. Comment concevoir des stratégies de commande qui répondent de manière agile aux exigences dynamiques des réseaux de distribution, minimisant les pertes énergétiques et assurant une qualité de puissance constante ?

L'objectif fondamental de cette étude est donc de contribuer au développement de solutions novatrices pour la gestion de l'énergie. En mettant l'accent sur deux aspects cruciaux, à savoir l'efficacité énergétique et la qualité de l'énergie, cette recherche s'engage à concevoir des algorithmes de commande pour les FAPMS. Ces algorithmes visent à optimiser la performance de ces dispositifs tout en minimisant la consommation d'énergie. Parallèlement, l'objectif est d'assurer une correction précise des distorsions harmoniques, une compensation efficace de la puissance réactive, et une réponse rapide aux variations du réseau, garantissant ainsi une qualité de l'énergie conforme aux normes internationales.

Cette thèse aspire à contribuer de manière significative à l'amélioration simultanée de l'efficacité énergétique et de la qualité de l'énergie fournie aux consommateurs, propulsant ainsi les réseaux de distribution vers une ère de durabilité et de performance optimale.

La résolution de la problématique abordée dans ce thèse se déroulera à travers cinq chapitres distincts, chacun contribuant de manière spécifique à la compréhension et à la résolution des défis liés à la qualité de l'énergie et à l'efficacité énergétique dans les systèmes électriques complexes.

Le **premier chapitre** consacrera une étude exhaustive sur les filtres actifs de puissance. Dans un premier temps, une analyse détaillée des perturbations indésirables dans un système électrique sera effectuée. Ensuite, seront exposées les classifications et configurations des filtres actifs de puissance (FAP), ainsi que les stratégies de commande associées. Une exploration approfondie des types de multi-sources et de leurs stratégies de commande respectives complètera cette partie.

Le **deuxième chapitre** se focalisera sur la modélisation d'un système multi-sources PAC/ batterie, mettant en avant un algorithme novateur pour la gestion de l'énergie. Le choix d'un PAC de type PEM et d'une batterie reposant sur la technologie Ni-MH sera justifié. La gestion de l'énergie sera basée sur une stratégie de commande des courants fournis par le système PAC/batterie via des convertisseurs DC/DC boost et buck. Des simulations approfondies sur une charge résistive, couvrant une large gamme de tensions, seront réalisées pour évaluer de manière exhaustive les performances de ce système.

Le **troisième chapitre** explorera la transition vers un système FAP à 3-niveaux à partir d'un bus DC multi-sources combinant PAC/batterie, mettant en évidence l'importance cruciale de l'algorithme de gestion de l'énergie dans ce contexte.

Le **quatrième chapitre** approfondira également l'application du FAPMS en intégrant une PAC, une batterie, et des panneaux solaires photovoltaïques (PV). Un algorithme de gestion d'énergie sera présenté, visant à suivre le point de puissance maximale (MPPT) pour une production d'énergie plus propre et plus efficiente.

Enfin, le **cinquième et dernier chapitre** présentera l'efficacité énergétique des systèmes électriques compensés par des FAP, abordant l'évaluation des pertes de puissance en fonction de l'approche de compensation adoptée. Cela mettra en lumière l'importance centrale de l'efficacité énergétique dans ces systèmes. Chaque section offrira une perspective détaillée sur les avancées et les défis dans le domaine de la qualité de l'énergie, des FAP, et des systèmes multi-sources d'énergie, soulignant ainsi l'importance croissante de ces technologies dans le contexte de la transition énergétique.

Chapitre 1

Étude exhaustive sur les filtres actifs de puissance

1.1 Introduction

L'amélioration de la qualité de l'énergie est devenue une priorité cruciale pour les chercheurs et ingénieurs opérant dans le secteur du réseau de distribution [1]. Les progrès de la technologie de l'électronique de puissance ont facilité l'atteinte des normes de qualité de l'énergie définies par l'IEEE [2]. Une qualité médiocre de l'énergie expose à divers risques tels que des dysfonctionnements d'appareils, des pertes de puissance maximales, un facteur de puissance médiocre, une performance réduite, et des interférences dans le réseau de communication [3]. Pour pallier à ces perturbations indésirables [4, 5], l'utilisation répandue de dispositifs de puissance personnalisés est observée [6].

Les performances des dispositifs de puissance personnalisés à différents niveaux de tension ont connu une généralisation progressive dans les secteurs de l'énergie et de l'industrie. Initialement destinés à la réduction et à la dépollution des harmoniques dans le secteur de puissance, les filtres passifs ont été limités par des contraintes telles que la compensation fixe, la taille volumineuse, et la résonance. Par la suite, l'émergence des filtres actifs de puissance dans une configuration différente a permis de suivre et de compenser la tension et le courant déformés dans des charges non linéaires variables. Néanmoins, ces filtres présentent encore certaines lacunes, notamment des variations proches vers la fin de la charge, atteignant presque un pourcentage plus élevé dans certains cas critiques. De plus, ils représentent une option coûteuse pour améliorer la qualité de l'énergie [7].

Dans le cadre de cette étude, les filtres actifs de puissance multi-sources (FAPMS) se démarquent en tant que dispositifs électroniques sophistiqués spécifiquement conçus pour optimiser la qualité de l'énergie électrique au sein de systèmes d'alimentation complexes, caractérisés par la présence de multiples sources d'énergie. Les FAPMS jouent un rôle central en éliminant les perturbations, contribuant ainsi au maintien de la stabilité du réseau électrique et prévenant des problèmes tels que les creux de tension et les surtensions.

Ainsi, les FAPMS sont des composants essentiels garantissant une alimentation électrique de haute qualité dans des environnements complexes où plusieurs sources d'énergie co-existent. Leur utilisation vise à améliorer l'efficacité énergétique, à réduire les perturbations et à faciliter l'intégration harmonieuse des sources d'énergie renouvelable dans le réseau électrique [8].

Ce chapitre entreprend une étude générale sur les filtres actifs de puissance. Dans un premier temps, nous abordons les perturbations indésirables dans un système électrique. Ensuite, nous exposons les classifications et configurations des filtres actifs de puissance ainsi que les stratégies de commande associées. Nous examinons les types de multi-sources avec leurs stratégies de commande associées. Enfin, la conclusion de cette étude est présentée comme une synthèse de la littérature sur le filtrage actif de puissance multi-sources.

1.2 Les perturbations indésirables

Les perturbations indésirables au sein d'un système électrique, telles que les harmoniques, les transitoires et les fluctuations de tension, représentent des altérations non planifiées qui peuvent affecter négativement la stabilité, la fiabilité et les performances globales du système. Ces perturbations prennent diverses formes, chacune ayant des implications spécifiques sur le fonctionnement des équipements électriques.

1.2.1 Harmoniques

Les harmoniques, composants sinusoidaux multiples de la fréquence fondamentale du réseau électrique, résultent souvent de charges non linéaires, comme celles introduites par des convertisseurs de puissance. Les équipements électroniques modernes, tels que les ordinateurs personnels, les variateurs de vitesse et les sources lumineuses électroniques, jouent un rôle significatif dans la génération d'harmoniques [9]. Ces perturbations peuvent causer des distorsions dans les tensions et courants standards, entraînant divers effets indésirables, tels que des interférences en communication, des dysfonctionnements des équipements électriques [10], des déclenchements aléatoires de disjoncteurs, des pertes de puissance, des creux et des surtensions, des courants neutres élevés, la surchauffe des conducteurs, des défaillances précoces des transformateurs, ainsi qu'une diminution du facteur de puissance et de la capacité du système [11].

1.2.2 Transitoires

Les transitoires sont des variations brèves et rapides de tension ou de courant dans le système, souvent causées par des changements soudains de charge, des courts-circuits ou des opérations de commutation. Ces perturbations peuvent endommager les équipements sensibles en raison de l'augmentation rapide de l'énergie.

1.2.3 Fluctuations de tension

Les fluctuations de tension se manifestent sous forme de variations temporaires de la tension du réseau électrique, résultant de changements rapides de charge ou de la présence d'équipements à forte puissance réactive. Ces fluctuations peuvent affecter la stabilité des équipements et causer des problèmes de fonctionnement pour les dispositifs électroniques sensibles.

Pour atténuer ces perturbations indésirables, diverses stratégies et dispositifs sont utilisés, tels que l'utilisation de filtres passifs et actifs pour éliminer les harmoniques, l'installation de dispositifs de protection contre les transitoires, et l'ajustement des régulateurs de tension pour minimiser les fluctuations indésirables.

L'identification précoce, la surveillance continue et la mise en œuvre de mesures correctives appropriées sont essentielles pour maintenir la qualité de l'énergie électrique et assurer le bon fonctionnement des équipements dans un système électrique. Les normes d'émission harmonique, les réglementations de protection des équipements sensibles, et les pratiques de maintenance préventive sont autant d'éléments clés dans la gestion des perturbations indésirables au sein d'un système électrique moderne. En identifiant les principales sources d'harmoniques, telles que les appareils électroniques de puissance et les équipements saturables, le chapitre note les inconvénients majeurs et propose des solutions potentielles, tout en soulignant l'importance des normes d'émission harmonique établies par des organisations internationales et nationales renommées [12, 13]. Ces normes jouent un rôle crucial dans la préservation de l'intégrité et de la stabilité des systèmes électriques à l'échelle mondiale.

1.3 Classifications et configurations du filtrage

Traditionnellement, les filtres passifs, composés de condensateurs, d'inductances et de résistances, ont été largement utilisés pour améliorer la qualité de l'énergie du réseau. Ces filtres présentent diverses caractéristiques, telles que passe-bas, passe-bande, passe-haut ou coupe-bande, et sont applicables dans différents contextes. Cependant, ils présentent des inconvénients tels que la sensibilité aux conditions de fonctionnement en présence de charges non linéaires et la détérioration des performances avec le vieillissement des composants.

Cette réalité a conduit à la recherche d'alternatives, donnant ainsi naissance aux filtres actifs, une solution d'électronique de puissance basée sur des convertisseurs de tension ou de courant. Les filtres actifs opèrent en surveillant les courants et/ou tensions dans le système, générant une forme d'onde opposée pour annuler les harmoniques indésirables. La classification des filtres actifs se fait en fonction du type de convertisseur utilisé (source de tension ou source de courant), de la topologie ou du nombre de phases. Les différentes

topologies incluent les filtres actifs série, les filtres actifs shunt (parallèles) et une combinaison des deux, appelée conditionneur de qualité d'énergie unifié (UPQC) ou filtre actif universel (UAF) [14].

Malgré les inconvénients des filtres passifs, ils peuvent être combinés à des filtres actifs, créant ainsi des filtres hybrides qui réduisent la puissance nécessaire pour les convertisseurs actifs. Ce concept de filtrage hybride peut s'avérer plus attractif dans de nombreuses applications à haute puissance, tant du point de vue de la faisabilité technique que des aspects économiques.

1.3.1 Filtre actif shunt

Depuis les années 1970, le filtre actif shunt s'est imposé comme la première topologie disponible et a évolué pour devenir largement utilisé dans des opérations commerciales à travers le monde, établissant ainsi sa position en tant que filtre actif le plus populaire pour atténuer les harmoniques de nos jours [15].

La configuration de base de ce système comprend un contrôleur qui surveille le courant consommé par la charge, calculant ensuite un courant de compensation qui sera injecté dans le système. Le convertisseur de puissance s'efforce de générer l'inverse des harmoniques en commutant selon un schéma prédéfini par le contrôleur, fonctionnant en boucle fermée. En permanence, le contrôleur détecte le courant de charge et calcule la référence de courant de compensation pour le convertisseur. L'étage de puissance délivre ensuite le courant de compensation au réseau.

Les filtres actifs shunt sont connectés en parallèle à la charge, où ils estiment le courant harmonique provenant de celle-ci et génèrent un courant de compensation visant à annuler la composante harmonique. Ces filtres se révèlent particulièrement efficaces pour atténuer les harmoniques de courant et sont capables de compenser les charges déséquilibrées et réactives. Leur utilisation est principalement axée sur l'amélioration du facteur de puissance, l'équilibrage de la charge et l'élimination des harmoniques. La topologie du filtre actif shunt est illustrée à la Figure 1.1(a).

1.3.2 Filtre actif en série

Le filtre actif en série, introduit à la fin des années 1980, représente une avancée majeure dans la régulation de la tension électrique. Son principe fondamental consiste à injecter une composante de tension visant à neutraliser les harmoniques qui pourraient pénétrer le réseau électrique. Cette action le positionne comme une source de tension contrôlée, idéale dans des applications où la sensibilité du consommateur aux perturbations nécessite une préservation contre une qualité de tension d'alimentation insuffisante.

Cette topologie trouve une application significative dans des situations où la compen-

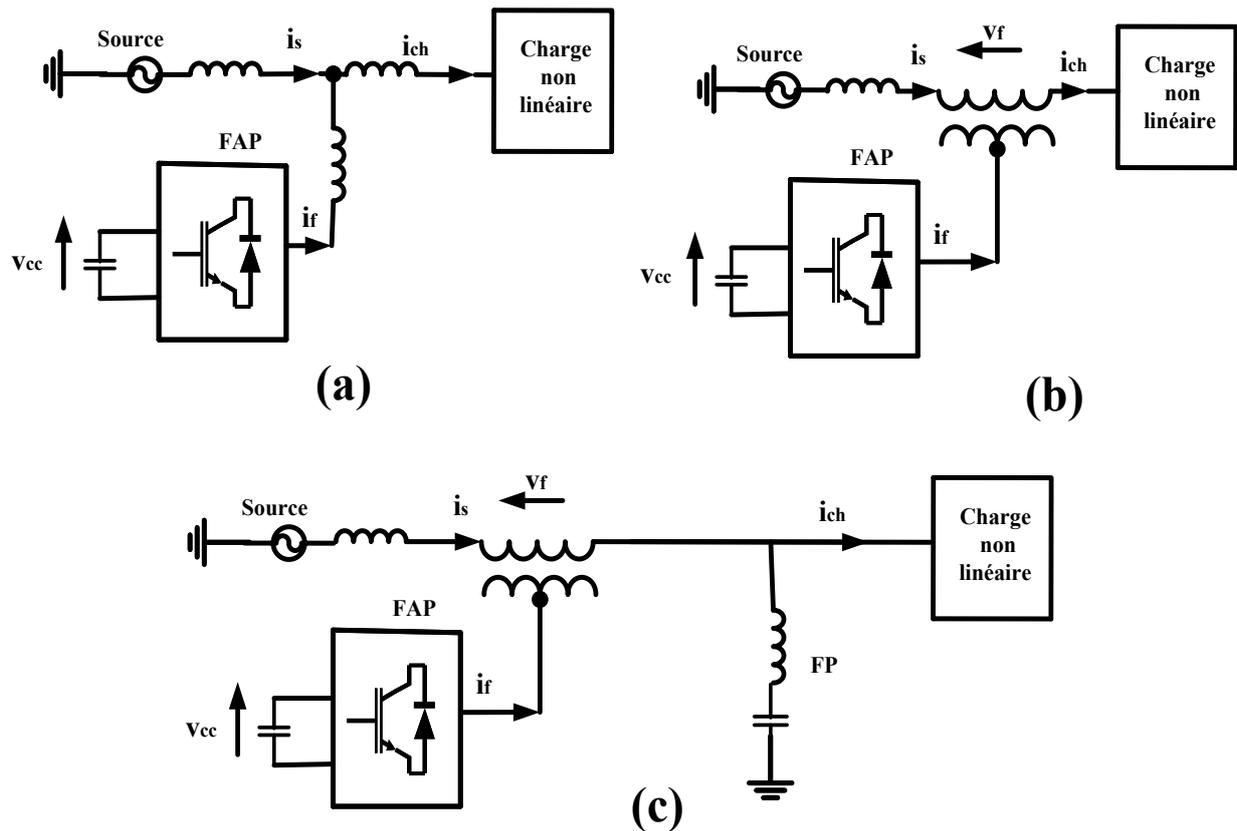


FIGURE 1.1. Les topologies du filtre actif : (a) shunt, (b) en série, (c) hybride.

sation des chutes de tension de la source d'alimentation est nécessaire. Un exemple concret se manifeste dans les systèmes d'alimentation sans interruption (UPS) à faible puissance, où le filtre actif en série offre une alternative économique. Notamment, contrairement aux onduleurs, ces filtres n'ont pas besoin de batteries, ce qui renforce leur attractivité économique [16].

Sur le plan opérationnel, les filtres actifs en série sont connectés en série au système électrique, agissant en injectant une tension spécifique pour annuler les composantes harmoniques. Ceci garantit que la charge reçoive une tension sinusoïdale stable. À la différence des filtres actifs shunt, qui se concentrent principalement sur les harmoniques de courant, les filtres actifs en série sont particulièrement efficaces pour atténuer les harmoniques de tension. Leur utilisation fréquente inclut l'élimination de la distorsion de tension, la régulation de la tension terminale et l'isolation de la charge par rapport à l'alimentation électrique. La Figure 1.1(b) illustre la topologie caractéristique du filtre actif en série.

1.3.3 Filtre actif hybride

Une comparaison approfondie des caractéristiques fondamentales des topologies shunt et série pour les filtres de puissance actifs est fournie dans la référence [17]. Cette analyse permet de mieux comprendre les avantages et les limitations inhérents à chacune de ces configurations.

Les filtres actifs hybrides représentent une évolution significative, combinant les meilleures caractéristiques des filtres shunt et série, et incorporant souvent un filtre passif. Cette combinaison offre la possibilité d'atténuer simultanément les harmoniques de courant et de tension. Dans cette configuration, la partie active du filtre prend en charge les harmoniques de fréquence variable d'ordre supérieur, tandis que la partie passive gère les harmoniques d'ordre inférieur à fréquence fixe.

L'avantage principal des filtres actifs hybrides réside dans leur capacité à exploiter les points forts des filtres série et shunt tout en atténuant leurs faiblesses respectives. Cette approche permet une solution plus complète pour la correction des harmoniques, offrant une meilleure flexibilité d'adaptation aux différentes caractéristiques des charges électriques. La topologie caractéristique du filtre actif hybride est représentée de manière visuelle dans la Figure 1.1(c).

1.4 Stratégies de commande du filtre actif

La stratégie de commande adoptée pour un Filtre Actif de Puissance (FAP) joue un rôle crucial dans le maintien d'une compensation appropriée pour le système à corriger. Le contrôle d'un FAP englobe la supervision globale du système, l'extraction des signaux de référence, la régulation de la tension du condensateur de liaison DC ou du courant de l'inductance, ainsi que la génération du signal de déclenchement. Ce processus se déroule en trois étapes.

Dans la première étape, les signaux de tension et de courant nécessaires sont détectés au moyen de transformateurs de courant, de transformateurs de potentiel, de capteurs à effet Hall, ou d'un amplificateur d'isolement [18]. Cette phase est importante pour obtenir une représentation précise des grandeurs électriques du système.

La deuxième étape consiste à dériver des signaux de compensation en termes de niveau de tension et de courant, et à effectuer la régulation de la liaison DC. Cette régulation vise à maintenir une tension de liaison stable, garantissant ainsi le bon fonctionnement du FAP. Les techniques de régulation doivent être rapides et précises pour s'adapter aux variations rapides des charges et des conditions du réseau.

La troisième étape est dédiée à la génération d'un signal de déclenchement pour les dispositifs à semi-conducteurs du FAP. Ce signal de commande est essentiel pour synchroniser les opérations de commutation des dispositifs de puissance, assurant ainsi une correction efficace des perturbations. La précision temporelle et la cohérence de ce signal sont cruciales pour garantir une réponse dynamique élevée du FAP.

Une détection précise et rapide des signaux, un traitement rapide des signaux de référence, et une réponse dynamique élevée du contrôleur sont des exigences fondamentales pour un dispositif de compensation efficace [19]. Dans cette perspective, de nombreuses techniques de contrôle ont été proposées et mises en œuvre par les chercheurs pour la gé-

nération de signaux de référence, l'équilibrage de la tension de liaison DC, et le schéma de commutation. Ces méthodes peuvent être regroupées sous trois catégories principales, comme décrit ci-dessous [20].

1.4.1 Génération de signaux de référence

Le choix méticuleux d'une méthode appropriée pour générer une référence de courant/tension est crucial pour la mise en œuvre réussie de la compensation FAP. La génération du signal de référence influence la valeur nominale, les transitoires de la FAP, ainsi que les performances en régime permanent. La stratégie de commande permettant de générer une commande de compensation peut être élaborée soit par des techniques basées sur la fréquence, soit par des techniques dans le domaine temporel.

1.4.1.1 Domaine fréquentiel

La compensation dans le domaine fréquentiel repose sur des principes tels que l'analyse de Fourier, l'analyse des ondelettes, la réponse impulsionnelle infinie, et la périodicité du signal à compenser. Parmi les schémas du domaine fréquentiel (figure 1.2), deux approches populaires sont la méthode conventionnelle basée sur Fourier et la méthode de Fourier modifiée [21].

Les techniques conventionnelles basées sur Fourier utilisent la transformée de Fourier (FT) ou la transformée de Fourier rapide (FFT) pour capturer les signaux de tension ou de courant. Dans cette approche, le signal de compensation dans le domaine temporel est obtenu en soustrayant la composante fondamentale de la FT. Cependant, un inconvénient majeur de cette méthode est le retard d'échantillonnage.

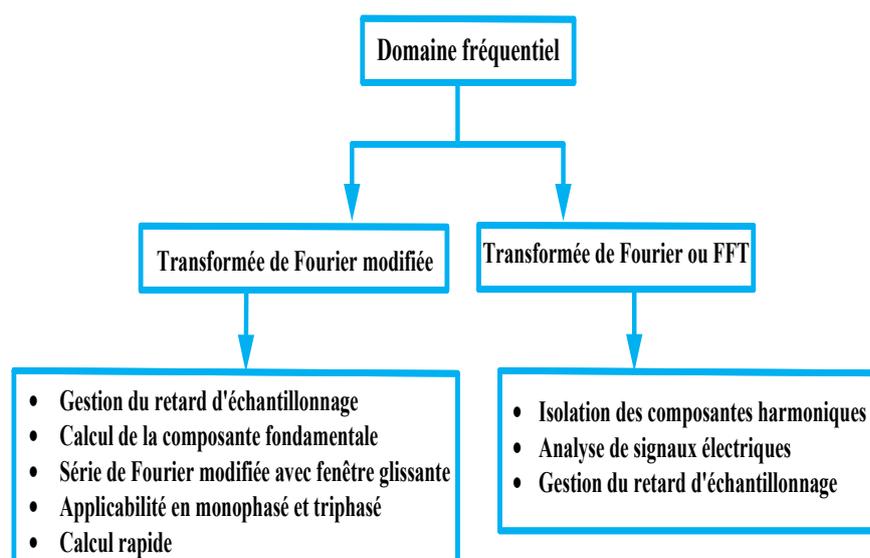


FIGURE 1.2. Domaine fréquentiel.

La technique de transformée de Fourier modifiée a été développée pour surmonter ce

problème. Elle se fonde sur le calcul de la seule composante fondamentale du courant, permettant de séparer le signal harmonique total de la forme d'onde du courant de charge échantillonné. Cette méthode implique une modification de l'équation principale de la série de Fourier pour générer une formule récurrente avec une fenêtre glissante. Les composants des coefficients sinus et cosinus sont calculés à chaque sous-cycle et stockés dans deux tableaux circulaires distincts, avec des mises à jour continues. Cette technique est applicable en monophasé et triphasé, offrant ainsi une solution rapide et efficace.

1.4.1.2 Domaine temporel

Les approches de compensation dans le domaine temporel reposent principalement sur la dérivation instantanée de signaux de référence à partir de signaux déformés par des harmoniques, que ce soit en termes de tension ou de courant. Plusieurs méthodes sont explorées dans ce domaine (figure 1.3).

La théorie de la puissance réactive instantanée, ou théorie p-q [22], repose sur la transformation de Clarke (abc vers $\alpha\beta 0$ dans un référentiel stationnaire). Les puissances réelle et réactive de la charge, composées d'une composante continue et d'une composante oscillante, sont calculées à partir des grandeurs transformées. Ces composants sont séparés, puis les composants de compensation sont sélectionnés pour générer le courant de référence. Bien qu'efficace pour les systèmes triphasés équilibrés, cette méthode montre des performances médiocres en présence de perturbations.

La théorie SRFT (d-q) utilise la transformation de Park pour représenter les signaux triphasés dans un cadre de référence à rotation synchrone, permettant ainsi la séparation des composantes active et réactive du système. Une version modifiée de cette théorie, la méthode SRFT modifiée ou méthode $i_d - i_q$, a gagné en popularité en éliminant l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase (PLL) [23].

La méthode SRFT modifiée s'appuie sur l'équilibre de puissance stable entre la source, le filtre actif de puissance (FAP), et la charge. Elle utilise la méthode de l'équilibre de puissance instantané pour déterminer l'amplitude du courant secteur, en s'appuyant sur l'équilibre de puissance. Le signal de compensation est calculé en traitant le signal d'erreur généré lors d'un déséquilibre, assurant ainsi une meilleure précision et adaptabilité au sein du système [23].

En revanche, la méthode de détection synchrone vise à maintenir le courant actif en phase avec la tension en surveillant les courants et la tension de la ligne. Le courant de compensation est obtenu en soustrayant ce courant du courant mesuré. Cependant, cette méthode dépend fortement des harmoniques du signal de tension [24], ce qui peut entraîner des limitations dans la précision de la compensation du courant actif, surtout en présence de distorsions du signal de tension.

Les méthodes de détection directe évitent les transformations en coordonnées $\alpha - \beta$ ou

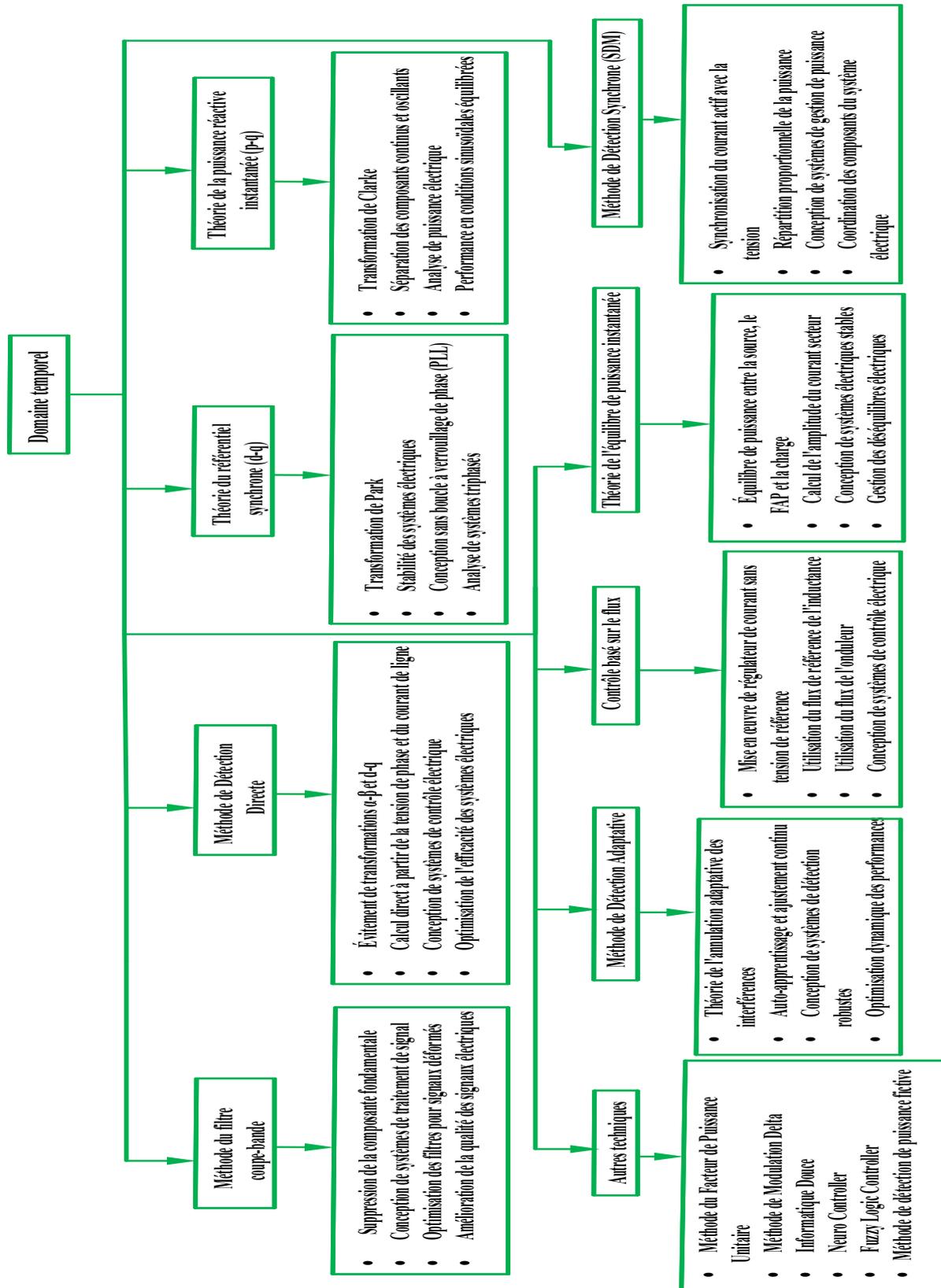


FIGURE 1.3. Domaine temporel.

en cadre de référence d-q, générant le signal de référence directement à partir de la tension de phase et du courant de ligne [25].

Dans la méthode basée sur un filtre coupe-bande, la composante fondamentale des signaux déformés est supprimée en passant à travers un filtre coupe-bande. Le signal résultant est utilisé comme commande de compensation pour le signal de référence [26].

Le contrôleur basé sur le flux extrait les composantes harmoniques du courant de charge en utilisant la transformation d-q synchrone, permettant ainsi une régulation du courant sans générer explicitement une tension de référence [27].

La méthode de détection de puissance fictive, qui repose sur la séparation de la puissance apparente en composantes réelles et fictives, compense la puissance réactive en utilisant un système de compensation économique. Bien adaptée aux systèmes monophasés, cette méthode est complexe à mettre en œuvre [28].

La méthode de détection adaptative utilise la théorie de l'annulation adaptative des interférences, offrant un auto-apprentissage et un auto-ajustement continu, bien que sa complexité de mise en œuvre soit un inconvénient [29].

D'autres techniques [30], telles que la méthode du facteur de puissance unitaire, la multiplication sinusoïdale, la modulation delta, et l'utilisation d'informatique douce (Neuro Controller, Fuzzy Logic Controller), sont également explorées dans le domaine de la technologie FAP, chacune offrant des avantages et des inconvénients spécifiques en fonction des exigences du système.

1.4.2 Régulation de la liaison DC

La régulation de la tension de liaison DC dans le contexte du contrôle FAP concerne le maintien de la tension aux bornes du condensateur de liaison DC du VSI (figure 1.3). Ce condensateur joue un double rôle en maintenant une tension continue avec une faible ondulation en régime permanent et en agissant comme un moyen d'équilibrage énergétique pendant les périodes transitoires, fournissant ou absorbant la puissance réelle. Les variations du courant de charge entraînent des fluctuations de la tension du circuit intermédiaire, et pour une charge équilibrée, cette tension doit rester constante. Une valeur de référence prédéfinie est établie, et la régulation ajuste la tension en fonction de cette référence.

Les variations de la tension de liaison DC, résultant de transitoires ou de changements de charge, sont interprétées comme des besoins de modification de l'amplitude du courant d'alimentation. La valeur crête du courant de référence du système sous compensation est liée à la tension de liaison DC, et un régulateur maintient cette tension constante. Les régulateurs PI et les contrôleurs basés sur des techniques de calcul souples, tels que les contrôleurs à logique floue, sont couramment utilisés à cette fin [31].

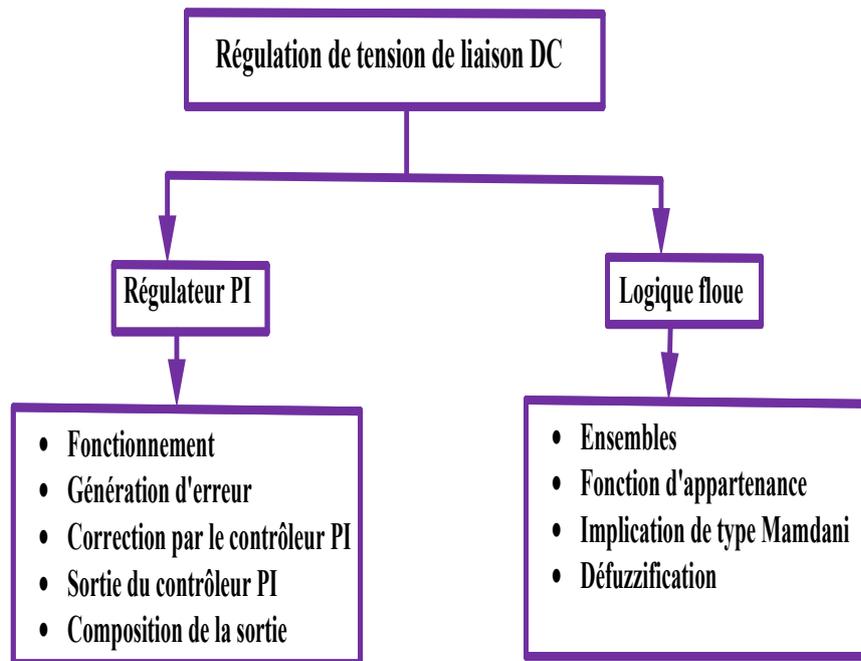


FIGURE 1.4. Régulation de la liaison DC.

Dans le cas du régulateur PI, la tension réelle du condensateur est comparée à la valeur de référence de la tension de liaison. Le signal d'erreur est traité par un contrôleur PI, visant à maintenir une erreur constante nulle dans le suivi du signal de courant de référence. La sortie du régulateur PI représente la valeur crête du courant d'alimentation, composée de la puissance active fondamentale du courant de charge et d'une composante tenant compte des pertes dans le FAP pour maintenir la tension moyenne du condensateur constante.

La logique floue [32], en revanche, utilise le signal d'erreur entre la tension réelle du condensateur et la tension de référence pour calculer le pic du signal de référence. Les stratégies de contrôle linguistique sont converties en stratégies de contrôle automatique à l'aide de règles floues établies par des experts. L'erreur d'entrée et sa variation sont transmises au contrôleur sous forme d'entrée numérique, puis converties en variables linguistiques à l'aide d'ensembles flous prédéfinis. La logique floue se caractérise par des ensembles flous pour chaque variable d'entrée et de sortie, une fonction d'appartenance spécifique, une implication utilisant un opérateur de type Mamdani, et une défuzzification.

1.4.3 Génération du signal de déclenchement

La génération des signaux de déclenchement pour les dispositifs à semi-conducteurs de FAP, basée sur la commande de compensation dérivée, représente l'étape finale de la commande FAP. Ces signaux peuvent être générés en boucle ouverte ou en boucle fermée [33, 34]. Les schémas populaires en boucle ouverte comprennent la modulation de largeur d'impulsion (MLI) et la modulation de largeur d'impulsion sans porteuse (SMLI), tandis

que le contrôle par hystérésis est largement utilisé pour les systèmes d'ordre inférieur en boucle fermée. Pour les systèmes de second ordre et d'ordre supérieur, on utilise des techniques telles que le mode glissant, le régulateur quadratique linéaire (LQR), le contrôle de déplacement des pôles, le contrôle des perles mortes, et le filtre de Kalman. Les avancées technologiques permettent également l'implémentation d'algorithmes complexes tels que la logique floue, les réseaux de neurones, et les algorithmes génétiques pour améliorer les performances dynamiques et en régime permanent (figure 1.3).

La technique MLI basée sur la porteuse est couramment utilisée, où le signal de référence est comparé au courant réel, et la différence est traitée en fonction de l'onde porteuse triangulaire. Cette approche offre une réponse rapide, de la simplicité, et une facilité de mise en œuvre.

Le contrôle du courant par bande d'hystérésis (HBCC) est la technique de commutation la plus répandue dans la technologie FAP. Elle contraint le courant réel à suivre le courant de référence en utilisant une bande de tolérance prédéfinie appelée bande d'hystérésis. Cependant, cette méthode présente l'inconvénient d'une fréquence de commutation non constante et d'une grande ondulation de courant en régime permanent.

La technique de contrôle de courant de bande d'hystérésis adaptative (Adaptive-HBCC) constitue une version améliorée de HBCC. Elle ajuste la largeur de la bande d'hystérésis en fonction de la tension de liaison continue et de la pente du courant de référence pour maintenir une fréquence de commutation presque constante.

1.5 Les types de systèmes à multi-sources et leurs stratégies de commande

Les systèmes utilisant des sources multiples, appelés multi-sources, couvrent divers domaines tels que l'électronique de puissance, les énergies renouvelables et les réseaux électriques. Chaque catégorie de source nécessite des stratégies de commande spécifiques pour répondre à ses caractéristiques distinctes. Les énergies renouvelables, comme le solaire et l'éolien, requièrent des techniques telles que le suivi du point de puissance maximale et la régulation de la vitesse pour optimiser la production. Les sources de stockage, comme les batteries et les supercondensateurs, exigent une gestion précise de la charge/décharge et de la tension.

Les sources conventionnelles, telles que les générateurs synchrones et asynchrones, nécessitent un contrôle spécifique de la fréquence et de la tension, ainsi qu'une coordination dans le réseau pour maintenir la stabilité. Les sources distribuées dans les réseaux électriques exigent un contrôle de la tension et de la fréquence, contribuant à la stabilité des systèmes à tension variable, avec une gestion de la puissance réactive pour la compensation dans le réseau.

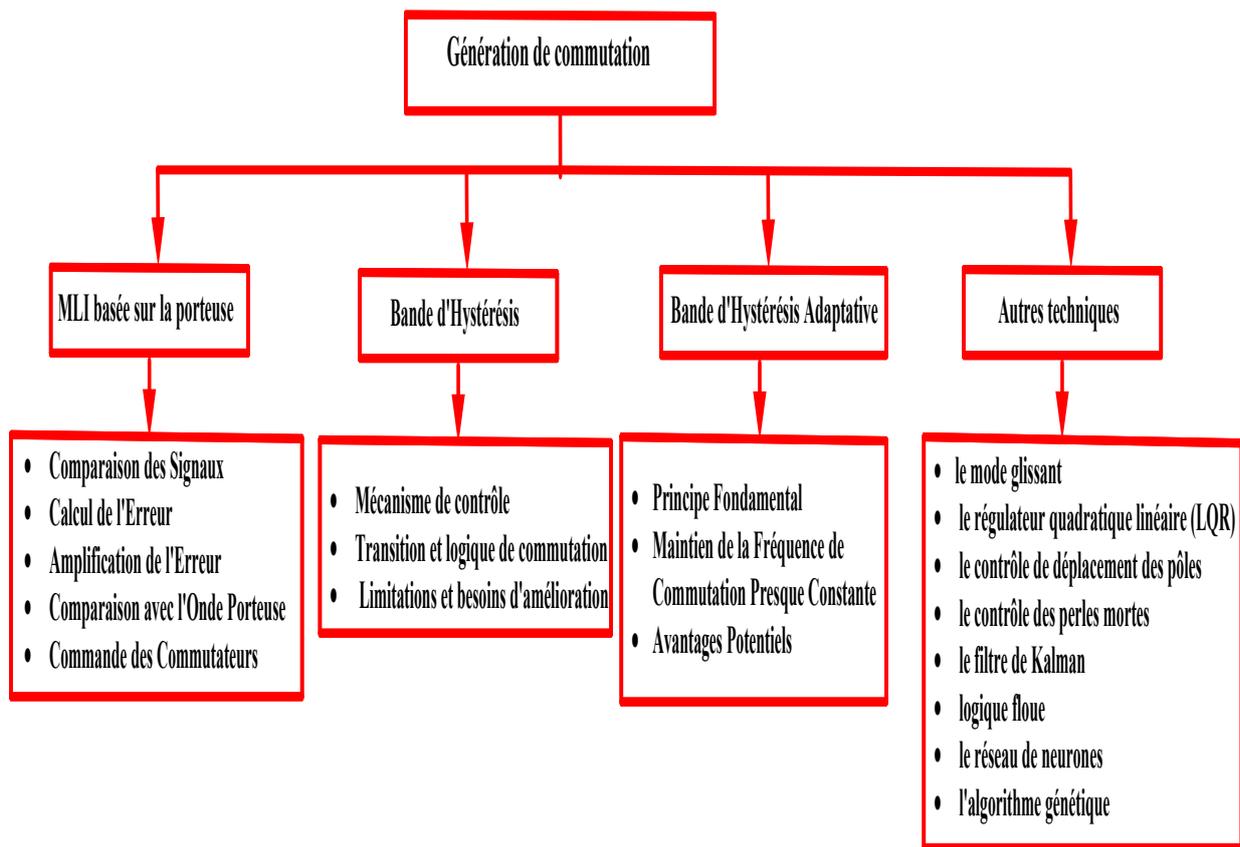


FIGURE 1.5. Génération du signal de déclenchement

Les sources de courant continu, comme dans les réseaux de traction électrique, impliquent des stratégies englobant le contrôle de la vitesse, la régulation de la tension et la gestion globale de l'énergie. Dans les microgrids, le contrôle de la charge/décharge des batteries et des générateurs vise à optimiser la production et la consommation d'énergie, assurant ainsi la stabilité.

Les réseaux intelligents (smart grids) englobent la gestion de la demande et de la production, avec des stratégies incluant le contrôle de la charge, l'intégration transparente des sources renouvelables et la régulation du réseau pour maximiser l'efficacité énergétique.

Les types de multi-sources se réfèrent à des systèmes intégrant différentes sources d'énergie ou de puissance, chacune ayant des caractéristiques spécifiques. Les stratégies de commande sont adaptées en conséquence pour optimiser l'efficacité et la stabilité du système. Certains types de multi-sources incluent les microgrids avec des sources renouvelables et de stockage, les réseaux électriques intelligents avec diverses sources, les véhicules électriques avec infrastructure de charge, les réseaux de traction électrique, les réseaux d'approvisionnement énergétique en zones isolées, et les systèmes de secours critiques. Chacun de ces types comporte des stratégies spécifiques pour maximiser leur efficacité opérationnelle (Le tableau 1.1).

TABLE 1.1
Les types de multi-sources se réfèrent à des systèmes intégrant différentes sources d'énergie ou de puissance.

Types	Sources	Stratégies de Commande	References
Microgrids avec Sources Renouvelables et Stockage	Énergie solaire, énergie éolienne, batteries	Gestion optimale du MPPPT pour les sources renouvelables, coordination de la charge/décharge des batteries en fonction des variations de la production renouvelable, utilisation du stockage pour lisser les fluctuations	[35–37]
Réseaux Électriques Intelligents (Smart Grids)	Générateurs conventionnels, énergies renouvelables, stockage d'énergie	Contrôle de la demande en temps réel, intégration transparente des énergies renouvelables, utilisation du stockage pour lisser les fluctuations et optimiser la distribution de l'énergie	[38–40]
Véhicules Électriques avec Infrastructure de Charge	Réseau électrique, énergie solaire, batteries des véhicules	Gestion intelligente de la charge pour minimiser l'impact sur le réseau électrique, utilisation de l'énergie solaire pour charger les véhicules, coordination avec les tarifs énergétiques	[41, 42]
Réseaux de Traction Électrique	Énergie solaire, batteries, réseau électrique	Régulation de la vitesse et du couple pour optimiser l'efficacité énergétique, gestion de la charge/décharge des batteries pour répondre aux besoins de puissance instantanée	[43–45]
Réseaux d'Approvisionnement Énergétique en Zones Isolées	Générateurs conventionnels, énergie solaire, énergie éolienne, stockage d'énergie	Gestion intelligente de la production et de la distribution pour assurer une alimentation stable, utilisation du stockage pour compenser les variations des sources renouvelables	[46–48]
Systèmes de Secours Critiques	Groupes électrogènes, batteries de secours, énergie solaire	Activation automatique des groupes électrogènes en cas de panne d'alimentation principale, utilisation du stockage pour assurer une alimentation continue pendant des coupures de courant temporaires	[49–51]
Réseaux de Capteurs ou d'Objets Connectés (IoT)	Piles, énergie solaire, récupération d'énergie ambiante	Gestion de l'énergie pour prolonger la durée de vie des piles, utilisation de l'énergie solaire et de la récupération d'énergie pour alimenter les dispositifs de manière autonome	[52]

1.5.1 La pile à combustible

Les systèmes à pile à combustible (PAC) peuvent être intégrés dans des configurations multi-sources pour créer des systèmes énergétiques complexes et plus efficaces. Les types de multi-sources avec des piles à combustible incluent généralement des combinaisons avec d'autres sources d'énergie, des systèmes de stockage, etc [8, 53, 54]. Par exemple, les systèmes hybrides Pile à Combustible/Solaire intègrent une pile à combustible et des panneaux solaires. La stratégie de commande vise à optimiser le fonctionnement en fonction de la disponibilité du soleil, permettant à la pile à combustible de prendre le relais en cas de faible ensoleillement. La gestion de la charge/décharge des systèmes de stockage est ajustée en fonction des prévisions solaires. Un autre exemple est celui des systèmes Pile à Combustible/Batterie, où la pile à combustible répond aux besoins de puissance de pointe, tandis que les batteries gèrent les variations de charge et compensent les temps d'arrêt de la pile à combustible.

Les stratégies de commande visent à maximiser l'efficacité globale du système en optimisant l'utilisation des différentes sources d'énergie disponibles. Elles incluent la gestion de la production d'électricité, la gestion de la charge et de la décharge des systèmes de stockage, ainsi que la coordination entre les différentes sources pour répondre aux besoins de puissance et maintenir la stabilité du système.

Les systèmes à multi-sources, tels que ceux utilisant une pile à combustible, sont conçus pour intégrer différentes sources d'énergie afin d'optimiser l'efficacité, la fiabilité et la durabilité du système. La pile à combustible est une technologie clé dans de tels systèmes, car elle permet de convertir directement l'énergie chimique stockée dans un combustible en électricité de manière efficace et propre.

Divers types de systèmes à multi-sources utilisant une pile à combustible comprennent les micro-réseaux hybrides, les véhicules à pile à combustible, les systèmes de secours et de stockage d'énergie, les systèmes énergétiques résidentiels et commerciaux, ainsi que les systèmes de cogénération. Dans tous ces types de systèmes, les stratégies de commande jouent un rôle crucial dans l'optimisation de l'efficacité énergétique, la gestion des fluctuations de la demande et de l'offre, et la prolongation de la durée de vie des composants. La pile à combustible, en raison de sa flexibilité et de sa propreté, est souvent intégrée de manière synergique dans ces systèmes à multi-sources.

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une brève discussion sur les perturbations indésirables dans un système électrique a été abordée, ainsi que leurs causes et effets sur la qualité de l'énergie dans les domaines industriels, commerciaux et domestiques. Des solutions basées sur le filtrage pour la compensation harmonique et l'amélioration de la qualité de l'énergie ont

également été présentées. Une exploration générale des différents types de filtres, tels que les filtres passifs, actifs et hybrides, a été effectuée. De plus, les stratégies de commande utilisant les filtres actifs de puissance ont été nombreuses, et diverses techniques de contrôle ont été proposées et mises en œuvre par les chercheurs pour la génération de signaux de référence, l'équilibrage de la tension de liaison DC, et le schéma de commutation.

Dans l'ensemble, ce chapitre couvre globalement les systèmes multi-sources, englobant divers domaines tels que l'électronique de puissance, les énergies renouvelables et les réseaux électriques. Chaque catégorie de source nécessite des stratégies de commande spécifiques pour répondre à ses caractéristiques distinctes. Ainsi, les différents types de multi-sources, avec leurs stratégies de commande associées, ont été discutés en détail. Les stratégies de commande jouent un rôle crucial dans l'optimisation des performances des systèmes utilisant des sources multiples. Le choix d'algorithmes et de paramètres de commande appropriés est essentiel pour maximiser l'efficacité, la stabilité et la fiabilité du système global.

Ensuite, la portée des travaux est explorée dans le prochain chapitre, axé sur le développement de stratégies et la gestion d'un système multi-sources PAC/batterie.

Chapitre 2

Modélisation du système multi-sources PAC/batterie

2.1 Introduction

La technologie des piles à combustible (PAC) est reconnue comme étant le procédé de conversion de l'hydrogène en énergie électrique le plus propre, offrant une alternative avantageuse par rapport aux sources d'énergie électrique fossiles polluantes [55–58]. Les PAC sont réputées pour leur haute efficacité, leur modularité et leur coût réduit, ainsi que pour leur encombrement et leur poids inférieurs par rapport aux sources conventionnelles de production d'énergie [59, 60]. Parmi les différentes technologies de PAC commercialisées, les piles à combustible à membrane échangeuse de protons (PEM) à basse température demeurent les plus populaires [61, 62]. Cependant, les PAC de type PEM présentent un temps de réponse considérable, nécessitant l'utilisation de dispositifs de stockage d'énergie pour alimenter les charges nécessitant une puissance variant rapidement [61, 63]. Habituellement, les systèmes multi-sources avec des PAC s'effectuent avec des batteries, des super-condensateurs ou les deux [64, 65]. En particulier, dans le cas d'un système multi-sources PAC/batterie, la stratégie de commande et la gestion de l'énergie sont essentielles pour optimiser les performances, car les PAC et les batteries rencontrent divers défis lors de leur fonctionnement, impactant leur durée de vie et leur fiabilité [66]. Ces systèmes multi-sources PAC/batterie sont utilisés dans diverses applications telles que l'alimentation des systèmes embarqués, le transport d'énergie et la production stationnaire d'énergie [67].

Ce chapitre présente un algorithme novateur pour la gestion de l'énergie dans un système multi-sources PAC/batterie. Le PAC adopté est de type PEM tandis que la batterie est basée sur la technologie Ni-MH. La gestion de l'énergie repose sur une stratégie de commande des courants fournis par le système PAC/batterie via des convertisseurs DC/DC boost et buck. Des simulations ont été réalisées sur une charge résistive couvrant une large gamme de tensions afin d'évaluer les performances du système.

2.2 Description du système

La figure 2.1 présente une vue d'ensemble du système multi-sources, composé de quatre PAC montées en série, d'une batterie, et de deux convertisseurs DC/DC : un unidirectionnel boost et un bidirectionnel boost/buck. Des détails supplémentaires concernant le système multi-sources, ainsi que la stratégie de commande et la gestion de l'énergie, seront expliqués dans les paragraphes suivants.

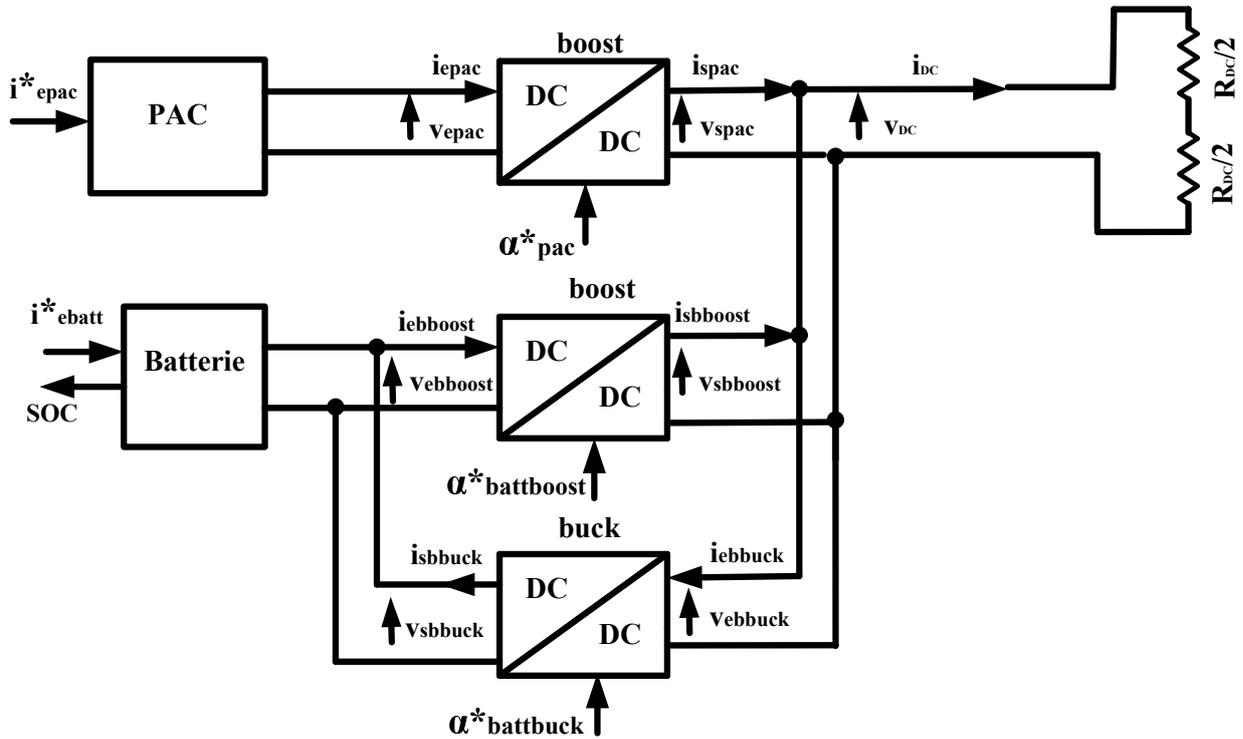


FIGURE 2.1. Système multi-sources.

2.3 Système multi-sources PAC/batterie

Le système multi-sources PAC/batterie constitue une solution efficace pour surmonter les inconvénients associés aux PAC. En effet, les PAC offrent un rendement élevé en convertissant directement l'énergie du combustible en énergie électrique, sans nécessiter de combustion interne. Cependant, ces systèmes sont souvent lourds, encombrants et présentent des temps de démarrage et de réponse longs [68]. Le modèle du système PAC/batterie est basé sur des blocs représentant les PAC et les batteries disponibles dans la bibliothèque SimPowerSystem (SPS) de la plateforme MATLAB/Simulink.

2.3.1 Le modèle de pile à combustible

Les piles à combustible sont des dispositifs électrochimiques organisés en empilements qui convertissent l'énergie chimique issue d'une réaction électrolytique en énergie électrique, générant de la chaleur et de l'eau. Néanmoins, les PAC ne sont pas capables de

fournir une tension continue régulée, même si elles représentent une source d'énergie très fiable. Les PAC ont trouvé leur utilité dans de nombreuses applications telles que la production d'électricité et la cogénération dans les centrales électriques, constituant les principales sources d'alimentation dans des endroits reculés tels que les vaisseaux spatiaux, les stations météorologiques, etc. Elles sont également utilisées dans les véhicules automobiles (voitures, bus, motos, vélos, avions, chariots élévateurs, sous-marins, etc.) ainsi que dans d'autres applications telles que la génération distribuée, les systèmes d'alimentation de secours, les onduleurs, les ordinateurs portables, les petits systèmes de chauffage, etc.

La figure 2.2 illustre le principe de fonctionnement d'une pile à combustible ainsi que les réactions électrochimiques se déroulant aux électrodes [69]. La cellule est alimentée en carburant (hydrogène) et en air respectivement à l'anode et à la cathode. Le gaz d'hydrogène, assisté par un catalyseur, se divise en électrons et en ions hydrogène. Ces ions migrent vers la cathode à travers l'électrolyte tandis que les électrons circulent dans un circuit externe (générant de l'électricité). À la cathode, les ions hydrogène réagissent avec l'oxygène (présent dans l'air) pour former de l'eau. Voici la représentation des réactions :

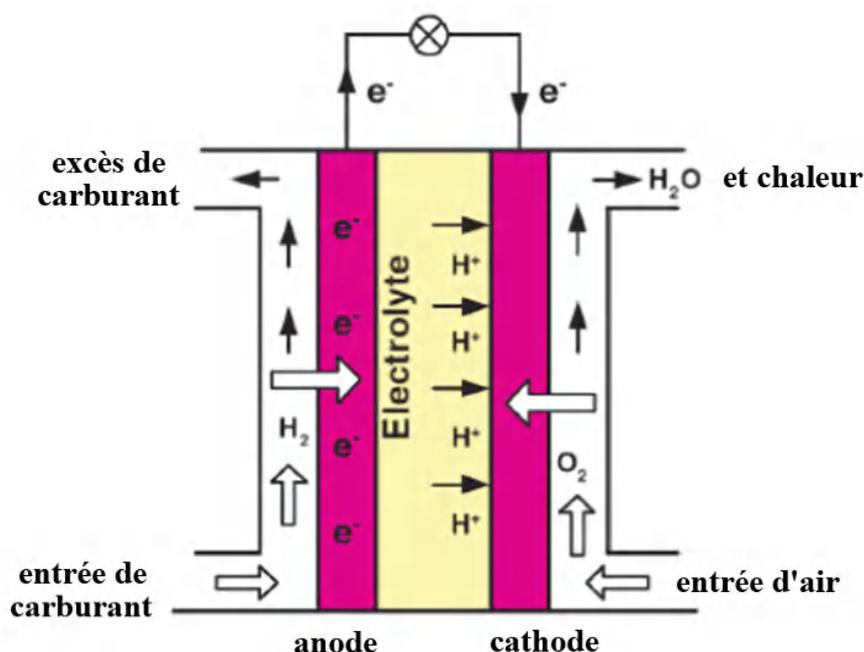
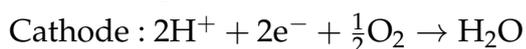
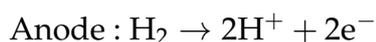


FIGURE 2.2. Opération de la pile à combustible et réactions aux électrodes.



Plusieurs types de PAC existent, notamment les piles alcalines (APAC), les piles à membrane échangeuse de protons (PEMPAC), les piles à acide phosphorique (PAPAC), les piles à carbonates fondus (MCPAC) et les piles à oxydes solides (SOPAC) [70]. Les PEMFC sont largement répandues en raison de leur plage de température de fonctionnement plus basse par rapport aux autres types de piles à combustible (-20 à 100 °C), permettant ainsi une transition rapide du ralenti à une opération à pleine charge [71].

Le modèle de la PAC intégré dans SPS est représenté graphiquement dans la figure 2.3. Ce modèle a été spécifiquement sélectionné pour être utilisé dans le cadre de cette étude. De plus, les équations fondamentales de ce modèle sont détaillées et expliquées dans la référence [72].

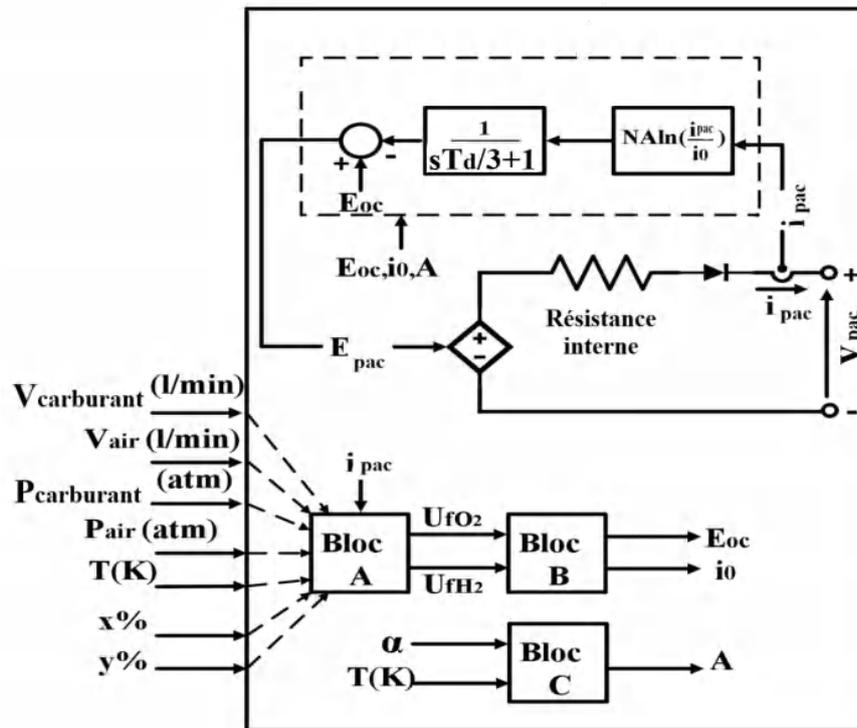


FIGURE 2.3. Modèle de la pile à combustible.

La source de tension contrôlée (E_{pac}) est exprimée par :

$$E_{pac} = E_{oc} - NA \ln \left(\frac{i_{pac}}{i_0} \right) \cdot \frac{1}{sT_d/3 + 1} \quad (2.1)$$

où

E_{oc} : tension en circuit ouvert (V)

N : nombre de cellules

A : Pente Tafel (V)

i_0 : courant d'échange (A)

T_d : temps de réponse (s)

i_{pac} : courant de la PAC (A)

La fonction de transfert du premier ordre présentée dans l'équation (2.1) représente les pertes d'activation de la PAC dues à la lenteur des réactions chimiques se produisant à la surface des électrodes. Ces pertes peuvent être modélisées électriquement par un circuit RC parallèle. Par conséquent, T_d peut être exprimé comme étant 3 fois la constante de temps $\tau=RC$. Ainsi, la tension PAC, tenant compte à la fois des électrodes et des pertes d'électrolyte, est déterminée à partir de l'équation (2.2).

$$v_{pac} = E - R_{ohm} \cdot i_{pac} \quad (2.2)$$

avec

R_{ohm} : résistance interne (Ω)

v_{pac} : tension de la PAC (V)

E_{oc} , i_0 et A sont les suivants :

$$E_{oc} = N_c \cdot E_n \quad (2.3)$$

$$i_0 = \frac{zFk(P_{H_2} + P_{O_2})}{Rh} \cdot \exp\left(\frac{-\Delta G}{RT}\right) \quad (2.4)$$

$$A = \frac{RT}{z\alpha F} \quad (2.5)$$

où

R : constante des gaz 8,3145 J/(mol K)

F : constante de Faraday 96485 A s/mol

z : nombre d'électrons en mouvement ($z=2$)

E_n : tension de Nernst (V)

α : coefficient de transfert de charge

P_{H_2} : pression partielle d'hydrogène à l'intérieur de la cheminée (atm)

P_{O_2} : pression partielle d'oxygène à l'intérieur de la cheminée (atm)

P_{H_2O} : pression partielle de vapeur d'eau (atm)

w : pourcentage de vapeur d'eau dans le carburant (%)

k : constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K)

h : constante de Planck ($6.626 \cdot 10^{-34}$ J s)

ΔG : barrière énergétique d'activation (J)

T : température de fonctionnement (K)

K_c : constante de tension aux conditions nominales de fonctionnement

$$E_n = \begin{cases} 1.229 + (T - 298) \cdot \frac{-44.43}{zF} + \frac{RT}{zF} \ln(P_{H_2} P_{O_2}^{1/2}), & T \leq 273K \\ 1.229 + (T - 298) \cdot \frac{-44.43}{zF} + \frac{RT}{zF} \ln\left(\frac{P_{H_2} P_{O_2}^{1/2}}{P_{H_2O}}\right), & T > 273K \end{cases} \quad (2.6)$$

$$P_{H_2} = (1 - U_{f_{H_2}})x\%P_{carburant} \quad (2.7)$$

$$P_{O_2} = (1 - U_{f_{O_2}})y\%P_{air} \quad (2.8)$$

$$P_{H_2O} = (w + 2y\%U_{f_{O_2}})P_{air} \quad (2.9)$$

$$U_{f_{H_2}} = \frac{60000RTNi_{pac}}{zFP_{carburant}V_{carburant}x\%} \quad (2.10)$$

$$U_{f_{O_2}} = \frac{60000RTNi_{pac}}{2zFP_{air}V_{air}y\%} \quad (2.11)$$

où

$P_{carburant}$: pression absolue d'alimentation du carburant (atm)

P_{air} : pression absolue d'alimentation de l'air (atm)

$V_{carburant}$: débit de carburant (l/min)

V_{air} : débit d'air (l/min)

x : pourcentage d'hydrogène dans le carburant (%)

y : pourcentage d'oxygène dans l'oxydant (%)

L'impact de la diminution d'oxygène (suite au retard du compresseur d'air) sur la tension de la pile peut être modélisé si les paramètres de la dynamique du flux, tels que l'utilisation maximale ($U_{f_{O_2max}}$), ainsi que le sous-tirage de tension correspondant (K_{pac}), sont connus. La diminution d'oxygène à l'intérieur de la cellule conduit à une augmentation de son utilisation au-delà de la valeur nominale. Cette augmentation modifie la tension de Nernst de la manière suivante :

$$E_n = E_n - K_{pac}(U_{f_{O_2}} - U_{f_{O_2nom}}) \quad (2.12)$$

où

K_{pac} : la constante de sous-tension de tension

$U_{f_{O_2nom}}$: l'utilisation nominale de l'oxygène (%)

La modélisation de l'état stationnaire implique de prendre en compte les équations précédentes avec leurs valeurs données (valeurs nominales) et d'exclure la fonction de transfert.

$$v_1 = E_{oc} - NA \ln(i_0) - R_{ohm} \quad (2.13)$$

$$v_{nom} = E_{oc} - NA \ln\left(\frac{i_{nom}}{i_0}\right) - R_{ohm}i_{nom} \quad (2.14)$$

$$v_{min} = E_{oc} - NA \ln\left(\frac{i_{max}}{i_0}\right) - R_{ohm}i_{max} \quad (2.15)$$

Avec v_1 , v_{nom} et v_{min} représentent respectivement les tensions correspondant aux courants de 1A, i_{nom} et i_{max} .

Pour déterminer les paramètres de la pile à combustible, il est nécessaire d'utiliser les courbes de polarisation qui représentent les caractéristiques V-I et P-I spécifiées par deux régions distinctes : la région d'activation et la région ohmique. Sur la courbe de polarisation V-I, quatre tensions particulières sont représentées : la tension en circuit ouvert E_{oc} , la tension v_1 correspondant à 1 A, v_{nom} et v_{min} correspondant à i_{max} . En ce qui concerne la courbe de polarisation P-I, trois puissances principales peuvent être observées : p_{repos} , qui est la puissance relative à 1 A, p_{nom} et p_{max} . Il est important de noter que la courbe de polarisation atypique est représentée sur la figure 2.4.

Pour valider ce modèle, j'utilise la boîte de dialogue du bloc PAC SPS pour tracer les caractéristiques idéales de la tension et de la puissance de la pile en fonction du courant de la pile, comme illustré sur la figure 2.5. Ces caractéristiques décrivent des points spécifiques correspondant aux courants nominaux et maximaux, dont les valeurs sont respectivement de 45, 37V, 5,9985 et 8,325kW. Dans cette étude, quatre piles PEMPAC sont utilisées en série pour former un ensemble.

Le tableau 2.1 présente les paramètres caractéristiques d'une seule pile d'une capacité de 6 kW et d'une tension de 45 V.

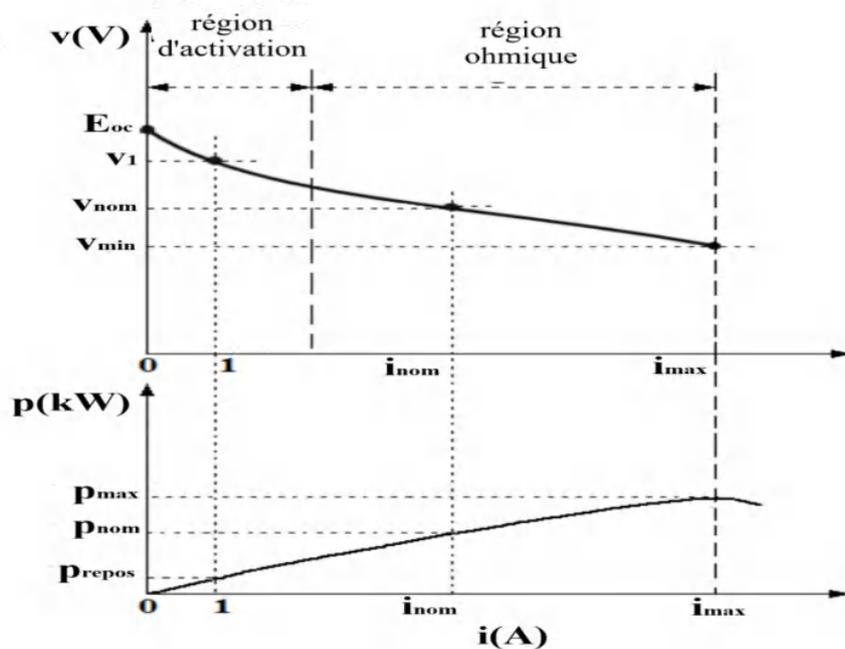


FIGURE 2.4. Courbes de polarisation typiques.

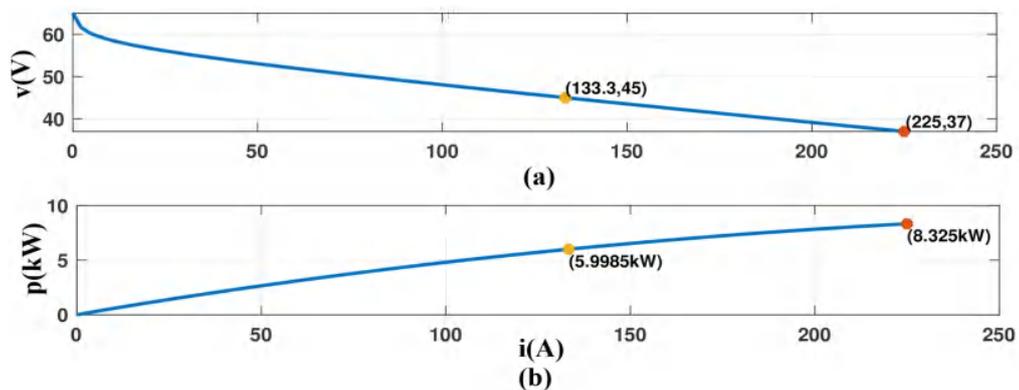


FIGURE 2.5. Courbes de polarisation (a) Tension-Courant (V-I), (b) Puissance-Courant (P-I).

TABLE 2.1

Paramètres du modèle de pile à combustible 6 kW/45V.

Paramètre	Valeur
$[E_{oc}, v_1]$ (V)	[65, 63]
$[i_{nom}, v_{nom}, i_{max}, v_{min}]$ (A, V, A, V)	[133.3, 45, 225, 37]
$[\eta_{nom}, T_{nom}, T_d, N, z]$ (% , ° C, s)	[55, 65, 1, 65, 2]
$[V_{airnom}, P_{carburantnom}, P_{airnom}]$ (l/min, bar, bar)	[1.5, 1, 300]
$[x_{nom}, y_{nom}, w_{nom}]$ (%)	[99.95, 21, 1]

2.3.2 Le modèle de batterie

Une batterie est un dispositif composé d'une ou plusieurs cellules électrochimiques qui transforment l'énergie électrique en énergie chimique pendant la charge et qui effectuent l'opération inverse lors de la décharge. Les électrolytes permettent le mouvement des ions à l'intérieur, favorisant ainsi les réactions chimiques. Les batteries possèdent des caractéristiques telles qu'une réponse rapide, des taux de décharge élevés, une facilité d'installation, une modularité et une efficacité énergétique satisfaisante [73]. Trois types principaux

de batteries sont couramment utilisés : au plomb, à base de nickel et à base de lithium [74].

Dans ce contexte, la batterie considérée est de type nickel-métal-hydrure (Ni-MH) en raison de sa densité énergétique élevée, de son efficacité, de son coût relativement bas et de son niveau de sécurité [75]. Le modèle de batterie SPS, présenté dans [76] et représenté dans la figure 2.6, est l'approche sélectionnée pour cet article. Les principales équations utilisées dans ce modèle sont détaillées dans les références [77] et [78].

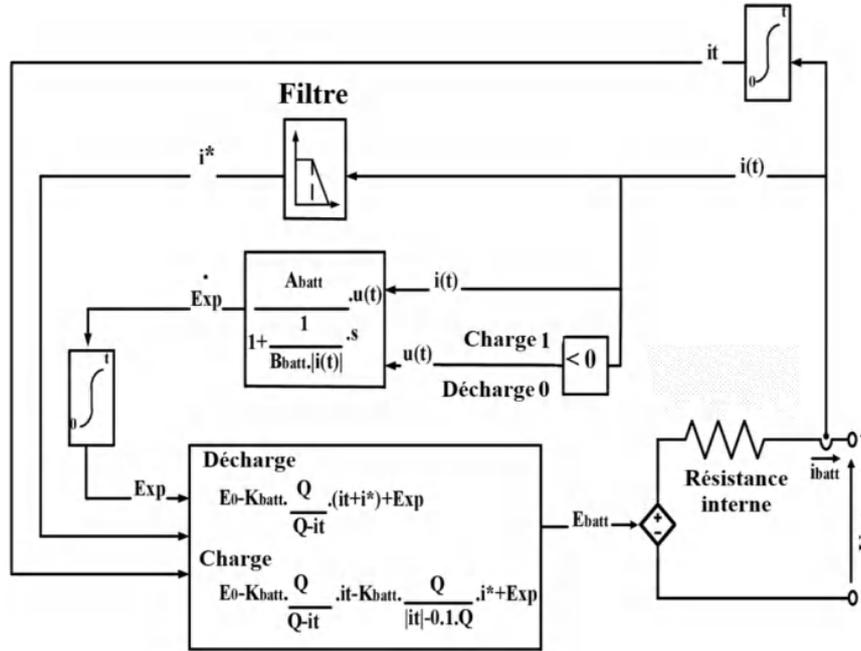


FIGURE 2.6. Modèle de batterie Ni-MH.

La tension de la batterie en charge ou en décharge est exprimée par :

$$v_{batt} = E_{batt} - R \cdot i_{batt} \quad (2.16)$$

où

$$E_{batt} = \begin{cases} E_0 - K_{batt} \frac{Q}{Q - it} \cdot (it + i^*) + Exp(t) & \text{en dcharge} \\ E_0 - K_{batt} \left(\frac{Q}{Q - it} \cdot it + \frac{Q}{|it| - 0.1 \cdot Q} \cdot i^* \right) + Exp(t) & \text{en charge} \end{cases} \quad (2.17)$$

La fonction $Exp(t)$ représente le phénomène d'hystérésis de la batterie observé pendant les cycles de charge et de décharge.

$$Exp(t) = B_{batt} \cdot |it| \cdot (-Exp(t) + A_{batt} \cdot u(t)) \quad (2.18)$$

où

v_{batt} : tension de la batterie (V)

E_0 : tension constante de la batterie (V)

K_{batt} : constante de polarisation (V/(Ah))

Q : capacité de la batterie (Ah)

$it(\int idt)$: charge réelle de la batterie (Ah)

A_{batt} : amplitude de la zone exponentielle (V)

B_{batt} : constante de temps de la zone exponentielle inverse (Ah)⁻¹

R : résistance interne (Ω)

i_{batt} : courant de la batterie (A)

i^* : courant filtré (A)

Exp(t) : tension de zone exponentielle (V)

$i(t)$: courant de la batterie (A)

$u(t)$: mode charge ou décharge

Les caractéristiques typiques de décharge et de charge sont illustrées sur la figure 2.7. La courbe de décharge de la tension de la batterie en fonction de la capacité est représentée sur la figure 2.7 (a). Elle décrit trois parties : la zone exponentielle où la tension diminue lorsque la batterie est déchargée, la deuxième partie représente la zone nominale où la charge peut être extraite de la batterie et la troisième partie montre la décharge totale de la batterie où la tension diminue rapidement. Dans la caractéristique de charge, quatre zones sont observées comme illustré sur la figure 2.7 (b) :

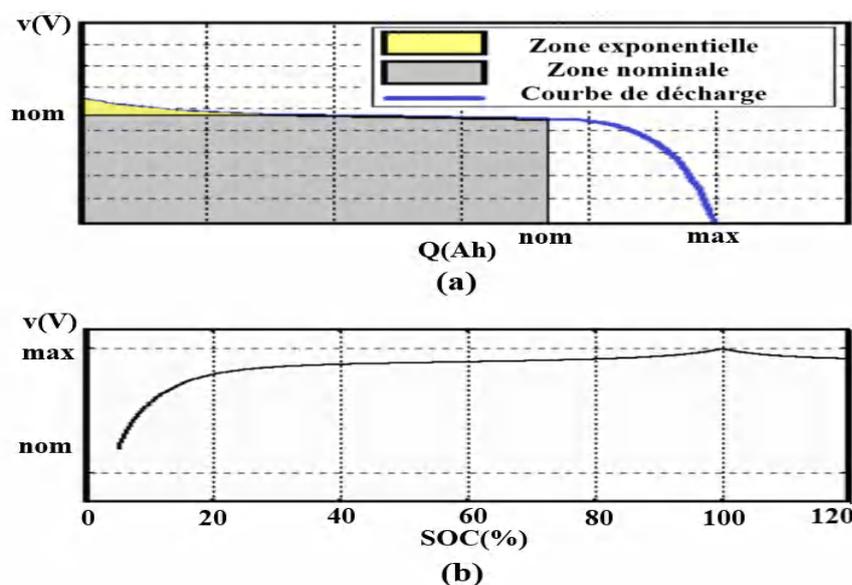


FIGURE 2.7. Caractéristiques typiques : (a) courbe de décharge, (b) courbe de charge.

Zone I : 5% < SOC < 20% où la tension augmente rapidement,
 Zone II : 20% < SOC < 80% où la tension augmente très lentement,
 Zone III : 80% < SOC < 100% où la tension commence à augmenter de manière exponentielle,
 Zone IV : SOC > 100% où un nouveau cycle de décharge exponentielle commence.

Les courbes de décharge simulées sont illustrées sur la figure 2.8. La courbe supérieure décrit la décharge à courant nominal, mettant clairement en évidence les trois plages distinctes. Les courbes inférieures représentent la décharge pour différents courants (70, 90, 117 A). Il est manifeste que plus le courant est élevé, plus la décharge est rapide.

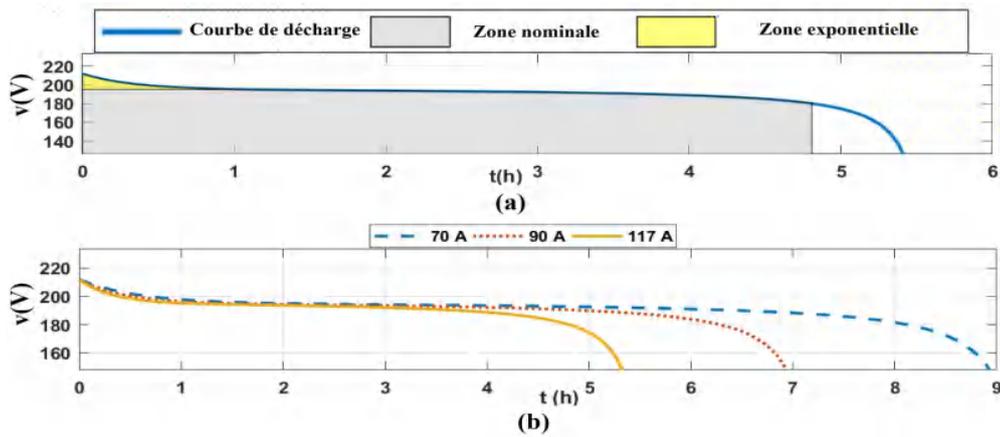


FIGURE 2.8. Courbes de décharge de la batterie considérée.

Les paramètres nécessaires au modèle sont présentés dans le tableau 2.2, provenant de la fiche technique de la batterie Panasonic NiMH-HHR650D.

TABLE 2.2
Paramètres du modèle de la batterie.

Paramètre	Valeur
$[V_{\text{battnom}}, V_{\text{battmax}}, Q_{\text{nom}}, Q_{\text{max}}]$ (V, V, Ah, Ah)	[180, 212, 585, 630]
$[i_{\text{disnom}}, R, t_r]$ (A, Ω , s)	[117, 0.004, 30]
$[V_{\text{battexp}}, Q_{\text{exp}}, \text{SOC}]$ (V, Ah, %)	[195.25, 117, 85]

2.4 Gestion d'énergie d'un système multi-sources PAC/batterie

L'idée à l'origine de cet algorithme a été inspirée de [74] concernant les systèmes hybrides de véhicules électriques. Cet algorithme reçoit en entrée des données relatives à la puissance de bus DC mesurée aux bornes des convertisseurs DC/DC (p_{DC}) et à l'état de charge de la batterie (SOC). De plus, il inclut les valeurs des puissances de la PAC à l'arrêt, faible et élevée. (P_{pacr} , P_{pacf} et P_{pace}), ainsi que la puissance maximale de la batterie (P_{battmax}).

Pour déterminer P_{pacr} , P_{pacf} et P_{pace} , les caractéristiques présentées sur la figure 2.9 sont utilisées, décrivant la tension de la cellule, la densité de puissance nette de la pile et l'efficacité de la pile par rapport à un courant de cellule. P_{pacr} représente la puissance correspondant à 1 A. Tandis que P_{pacf} et P_{pace} se réfèrent aux puissances situées autour de 50% de la courbe de rendement (respectivement dans ses phases montante et descendante) obtenues à 50% du courant nominal.

Considérant une PAC de 24 kW, composée de quatre piles connectées en série, chacune ayant une puissance de 6 kW et une tension de 45 V. En conséquence, P_{pacr} , P_{pacf} et P_{pace} peuvent être obtenus en multipliant par 4 les valeurs extraites de la figure 2.10.

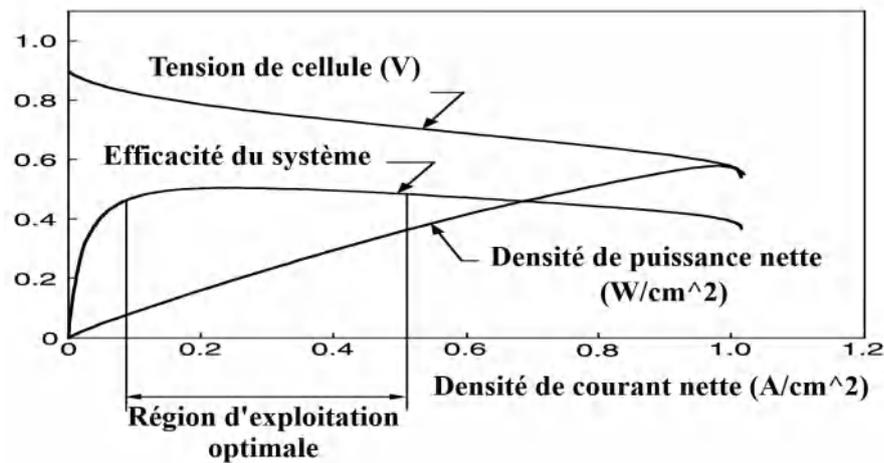


FIGURE 2.9. Caractéristiques typiques de fonctionnement d'une PAC.

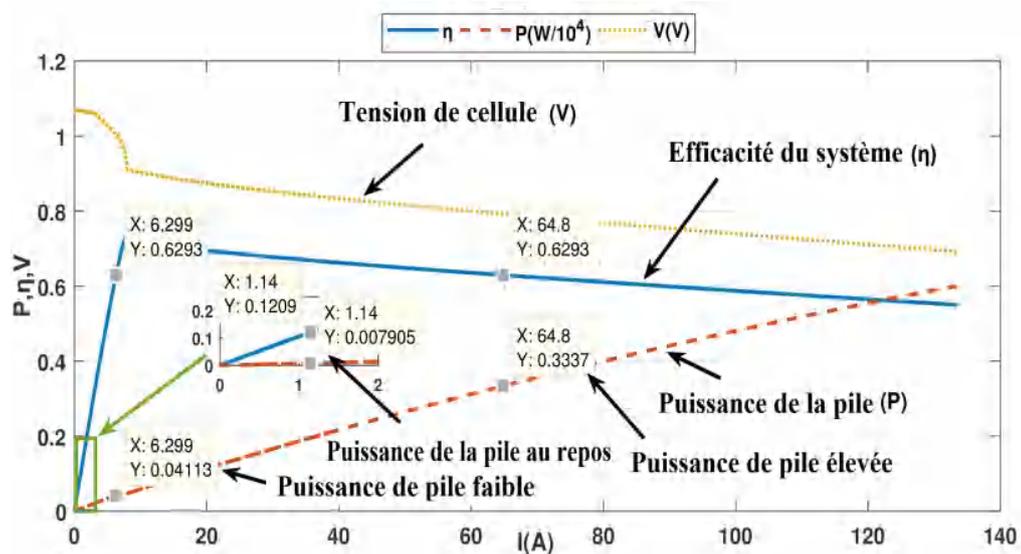


FIGURE 2.10. Caractéristiques de fonctionnement de la PAC considérée.

Pour obtenir P_{battmax} , la formule suivante peut être utilisée :

$$P_{\text{battmax}} = V_{\text{battmax}} \cdot I_{\text{disnom}} \quad (2.19)$$

La gestion de l'énergie implique de déterminer les puissances de référence pour la PAC et la batterie (p_{pac}^* , p_{batt}^*). Comme illustré sur la figure 2.11, différentes situations peuvent être envisagées en fonction de la puissance p_{DC} (élevée, moyenne, faible) et de l'état de charge de la batterie (SOC déchargé < 40 %, SOC partiellement chargé > 40 %, SOC élevé < 80 %, SOC complètement chargé > 80 %).

2.4.1 Puissance à forte demande $p_{\text{DC}} > P_{\text{pace}}$

2.4.1.1 Si SOC < 40%

La batterie ne peut pas fournir suffisamment d'énergie pour répondre à une forte demande. Par conséquent, la PAC peut uniquement alimenter le bus DC et ne peut pas garantir l'alimentation nécessaire pour recharger la batterie :

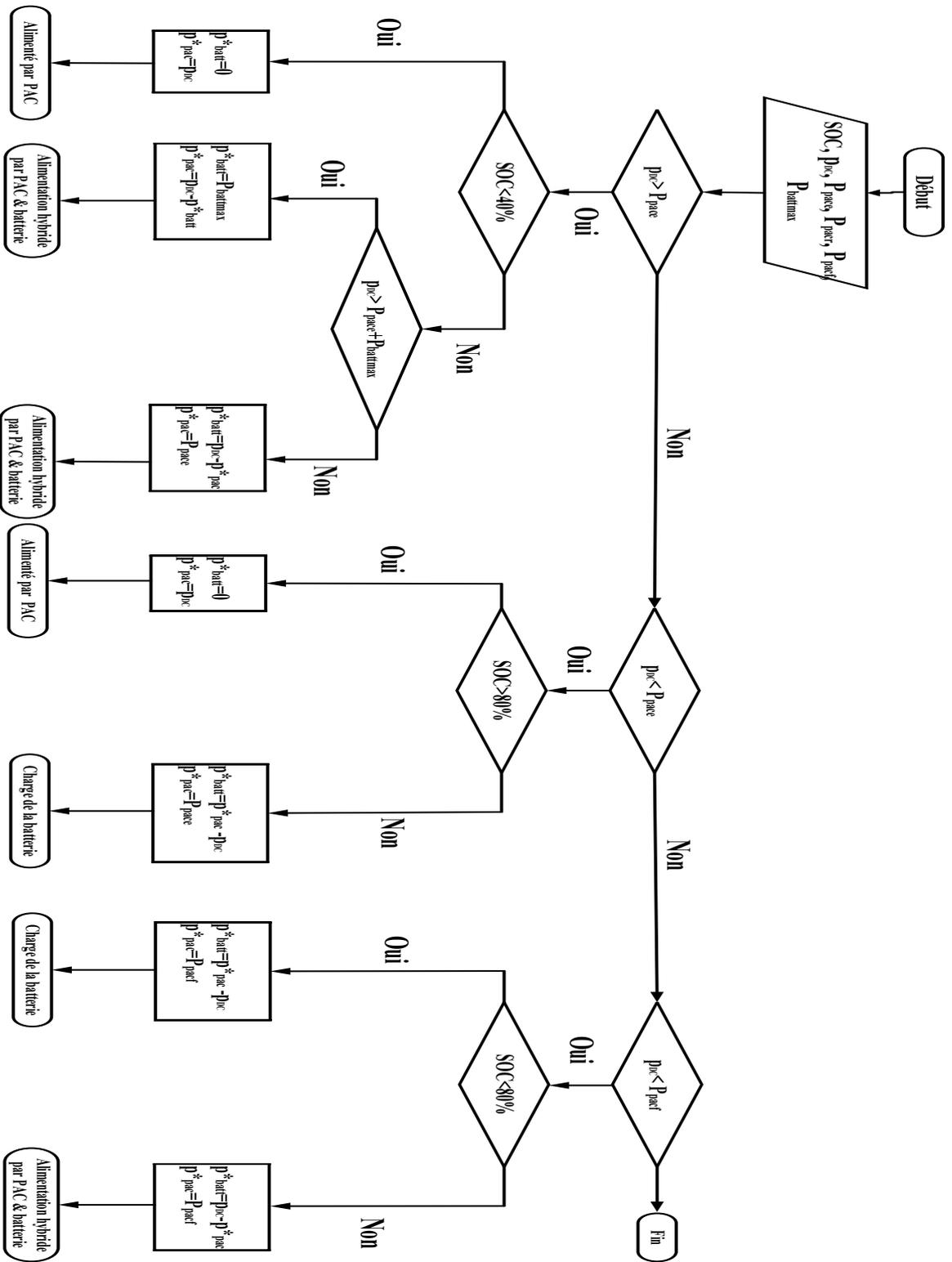


FIGURE 2.11. Algorithme de gestion d'énergie.

$$P_{pac}^* = P_{DC}, P_{batt}^* = 0.$$

2.4.1.2 Si SOC > 40%

La batterie peut contribuer à répondre à la demande p_{DC} .

Si p_{DC} est très élevée $p_{DC} > (P_{pace} + P_{battmax})$

La batterie et le PAC fonctionnent conjointement pour alimenter le bus DC (système d'alimentation hybride) :

$$P_{pac}^* = P_{DC} - P_{batt}^*, P_{batt}^* = P_{battmax}.$$

Si p_{DC} est élevée $p_{DC} < (P_{pace} + P_{battmax})$

La batterie continue de soutenir le PAC pour alimenter le bus DC (système d'alimentation hybride) :

$$P_{pac}^* = P_{pace}, P_{batt}^* = P_{pac}^* - P_{DC}.$$

2.4.2 Puissance à moyenne demande $p_{DC} < P_{pace}$

2.4.2.1 Si SOC < 80%

Étant donné que la puissance du bus DC est moins élevée et que la batterie n'est pas complètement chargée, la puissance de la PAC peut être utilisée simultanément pour répondre à p_{DC} et charger la batterie :

$$P_{pac}^* = P_{pace}, P_{batt}^* = P_{pac}^* - P_{DC}.$$

2.4.2.2 Si SOC > 80%

Dans ce cas, la batterie est complètement chargée. Par conséquent, il n'est pas nécessaire de partager la puissance de la PAC entre le bus DC et la batterie :

$$P_{pac}^* = P_{DC}, P_{batt}^* = 0.$$

2.4.3 Puissance à faible demande $p_{DC} < P_{pacf}$

2.4.3.1 Si SOC < 80%

La batterie manque légèrement de charge malgré une contribution du PAC, même si p_{pac}^* est faible. Par conséquent, p_{pac}^* sera partagé entre p_{DC} et p_{batt}^* :

$$P_{pac}^* = P_{pacf}, P_{batt}^* = P_{pac}^* - P_{DC}.$$

2.4.3.2 Si SOC>80%

La majeure partie de l'énergie requise par le bus DC provient de la batterie, qui est complètement chargée, tandis que le PAC fonctionne à sa puissance nominale nette minimale P_{pacr} :

$$P_{\text{pac}}^* = P_{\text{pacr}}, P_{\text{batt}}^* = P_{\text{DC}} - P_{\text{pac}}^*.$$

Une fois que les puissances de référence de la PAC et de la batterie sont déterminées à partir de cet algorithme, la tension de sortie de référence peut être facilement déduite à partir de :

$$V_{\text{spac}}^* = \frac{P_{\text{pac}}^*}{i_{\text{spac}}} \quad (2.20)$$

$$V_{\text{sbatt}}^* = \frac{P_{\text{batt}}^*}{i_{\text{sbatt}}} \quad (2.21)$$

La gestion de l'énergie dépend d'une stratégie de contrôle des courants fournis par le système multi-sources PAC/batterie via des convertisseurs DC/DC boost et buck, comme détaillé dans le paragraphe suivant.

2.5 Stratégie de commande des convertisseurs DC/DC

Dans ce paragraphe, tout d'abord, les circuits de puissance et de commande des convertisseurs DC/DC utilisés comme interface entre les sources multiples PAC/batterie et le bus DC sont présentés. Deuxièmement, l'identification en ligne du courant de référence d'entrée est abordée.

Les convertisseurs DC/DC considérés fonctionnent en mode boost unidirectionnel pour le PAC et en modes boost/buck bidirectionnels pour la batterie (mode boost pour la décharge et mode buck pour la charge). Dans ce cas, l'utilisation du modèle moyen est privilégiée, car il nécessite moins de temps de calcul, puisque les commutateurs sont remplacés par des sources de tension et de courant contrôlées [79]. Le principe du circuit de commande est de fournir à la fois au PAC et à la batterie leurs courants de référence d'entrée respectifs ($i_{\text{epac}}^*, i_{\text{ebatt}}^*$) comme indiqué dans la figure 2.12.

Pour cela, j'ai calculé les tensions de référence de sortie ($V_{\text{spac}}^*, V_{\text{sbatt}}^*$) dans le paragraphe précédent, puis les courants de référence ($i_{\text{epac}}^*, i_{\text{ebatt}}^*$), qui peuvent être utilisés dans la formule de rendement donnée par :

$$\eta = \frac{P_s}{P_e} = \frac{i_s \cdot V_s^*}{i_e^* \cdot V_e} \quad (2.22)$$

Pour déterminer le rendement (η), nous utilisons une cartographie dimensionnelle des performances du convertisseur DC/DC BRUSA BDC546 du fabricant [80], illustrée dans la Figure 2.13. Ces données ont été organisées dans des tables de consultation 2D, où les

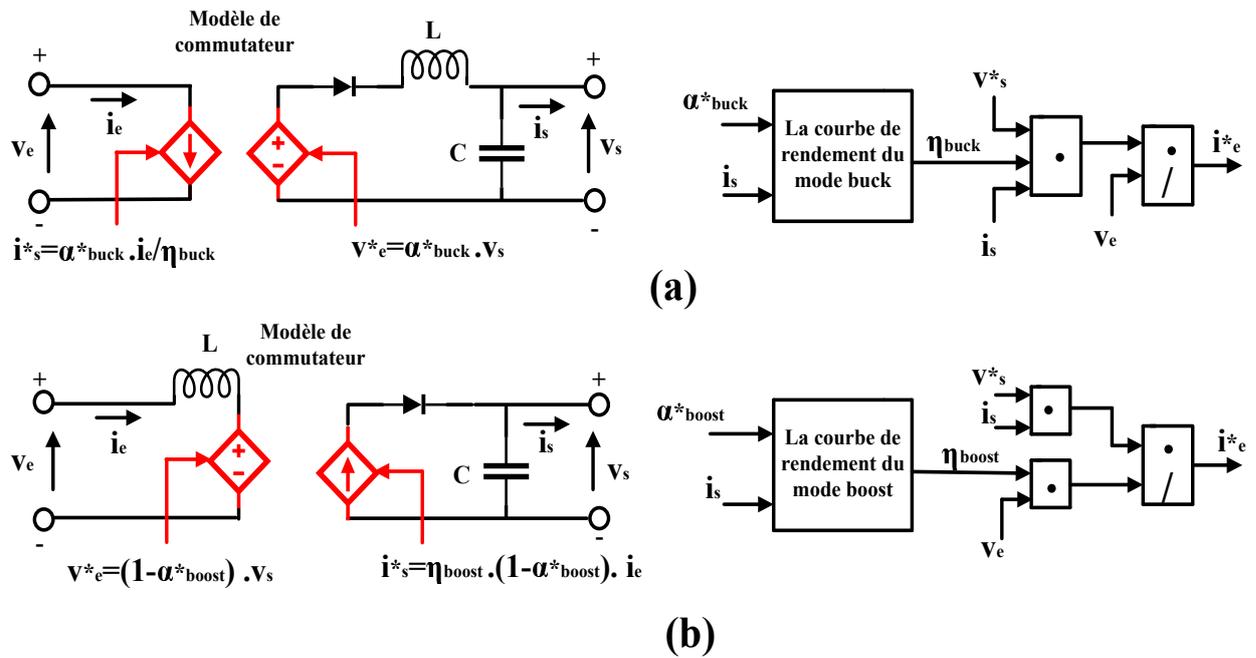


FIGURE 2.12. Circuits de puissance et de commande des convertisseurs DC/DC : (a) mode buck, (b) mode boost.

entrées correspondent au rapport cyclique α du mode considéré et au courant de sortie i_s . Les rapports cycliques des modes boost et buck sont respectivement définis par :

$$\alpha_{\text{boost}} = 1 - \frac{V_s}{V_e} \tag{2.23}$$

$$\alpha_{\text{buck}} = \frac{V_s}{V_e} \tag{2.24}$$

Pour déterminer les courants d'entrées de référence du PAC et de la batterie, nous utilisons

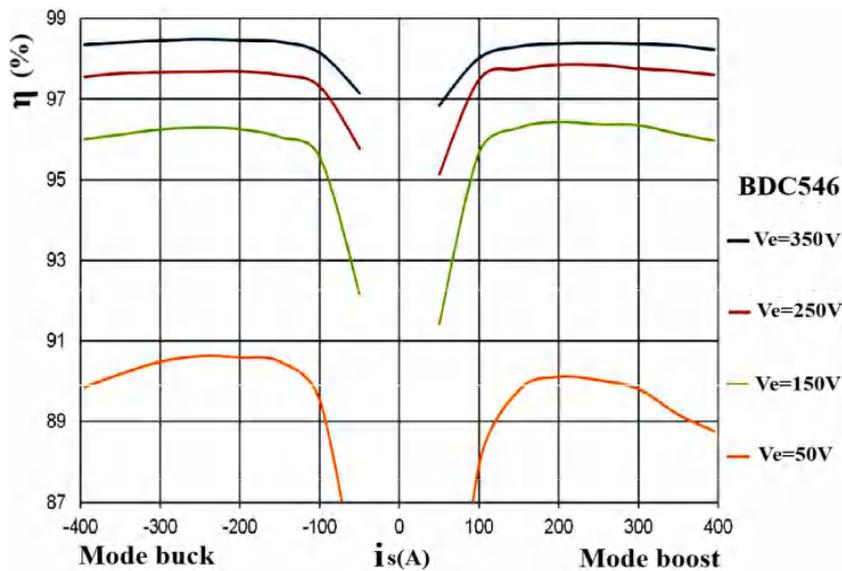


FIGURE 2.13. Les courbes de rendement des convertisseurs DC/DC en mode boost et en mode buck.

l'équation (2.22) pour exprimer ces courants comme suit :

$$i_e^* = \frac{V_s^* \cdot i_s}{V_e \cdot \eta_{\text{boost}}} \tag{2.25}$$

$$i_e^* = \frac{V_s^* \cdot i_s \cdot \eta_{\text{buck}}}{V_e} \quad (2.26)$$

Avec :

α_{boost} : rapport cyclique du mode boost

α_{buck} : rapport cyclique du mode buck

η : rendement (%) v_e, v_s : tensions mesurées à l'entrée et à la sortie (V)

i_e, i_s : courants mesurés à l'entrée et à la sortie (A)

2.6 Résultats de simulation

Les simulations sont issues de l'étude précédente et ont été effectuées à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink en utilisant les paramètres listés dans le tableau 2.3.

TABLE 2.3
Paramètres de la simulation.

Paramètre	valeur
$[P_{\text{pacnom}}, P_{\text{battmax}}]$ (kW, kW)	[24, 21]
$[P_{\text{pacr}}, P_{\text{pacf}}, P_{\text{pace}}]$ (W, kW, kW)	[316.2, 1.6452, 13.348]

Le principe des simulations étudiées consiste à imposer des rapports cycliques variant dans le temps (α_{pac}^* , $\alpha_{\text{battboost}}^*$ et $\alpha_{\text{battbuck}}^*$) ainsi que l'état de charge (SOC). Ensuite, il s'agit d'extraire les entrées correspondantes, telles que les tensions de sortie des convertisseurs DC/DC, les puissances de référence (p_{pac}^* , p_{batt}^*) et les puissances mesurées (p_{DC} , p_{pac} , p_{batt}). Enfin, les puissances mesurées sont comparées aux puissances de référence.

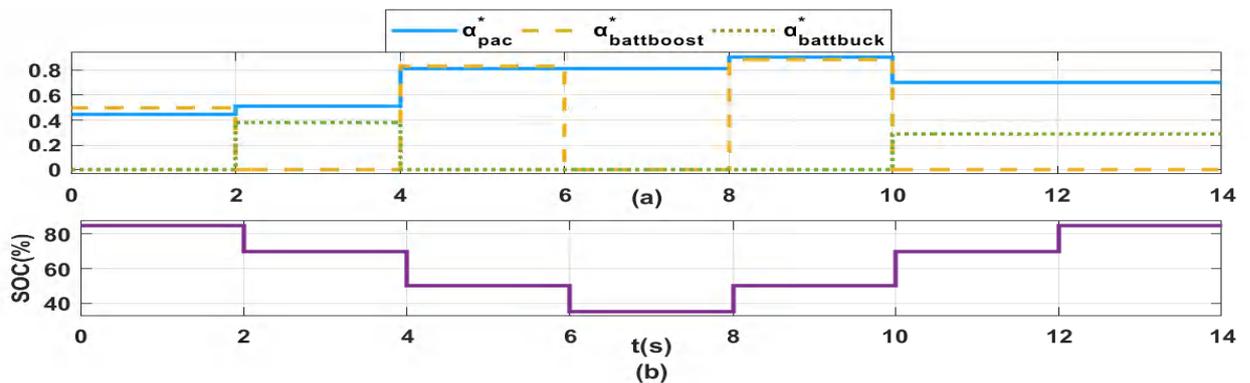


FIGURE 2.14. (a) Les rapports cycliques des convertisseurs DC/DC. (b) État de charge (SOC) de la batterie.

La Figure 2.14 illustre les rapports cycliques imposés et l'état de charge (SOC). À certains moments, il est possible d'observer que $\alpha_{\text{battboost}}^*$ prend la valeur 0. Cela se produit lorsque plusieurs conditions sont rencontrées : premièrement, lorsque la batterie est incapable d'assister le PAC à satisfaire la puissance de bus DC p_{DC} (ce scénario se produit lorsque le SOC est inférieur à 40% et que p_{DC} est supérieur à la capacité du PAC, notée P_{pace}). Deuxièmement, lorsque p_{DC} est relativement faible et que le PAC n'a pas besoin

de l'aide de la batterie (c'est le cas lorsque le SOC est supérieur à 80% et que p_{DC} est inférieur à la puissance maximale fournie par le PAC, notée P_{pacf}). Troisièmement, lorsque p_{DC} est très bas et que le SOC de la batterie est légèrement inférieur à 80% (ce scénario se manifeste lorsque le SOC est inférieur à 80% et que p_{DC} est inférieur à P_{pacf}). Enfin, quatrièmement, lorsque p_{DC} est assez bas mais que le SOC est légèrement inférieur à 80% (ce scénario survient lorsque le SOC est inférieur à 80% et que p_{DC} est supérieur à P_{pacf}).

Des observations similaires peuvent être faites concernant $\alpha_{battbuck}^*$, dont les valeurs ne diffèrent de zéro que dans certaines conditions. Ces conditions se manifestent uniquement lorsque la batterie se charge à partir du PAC (lorsque le SOC est inférieur à 80% et que p_{DC} est soit inférieur à P_{pacf} , soit supérieur à P_{pacf}). Dans tous les autres cas, $\alpha_{battbuck}^*$ est égal à zéro.

Par conséquent, il est à noter que les convertisseurs de batterie ne sont pas actifs en permanence. Ils ne fonctionnent que lorsqu'il est nécessaire d'utiliser la puissance stockée dans la batterie pour assister le PAC à répondre à la puissance de bus DC p_{DC} . Cela se produit dans des plages spécifiques de l'état de charge de la batterie, à savoir lorsque le SOC est compris entre 40% et 80%, ou lorsque la batterie est en mode de charge (c'est-à-dire lorsque le SOC est légèrement inférieur à 80% et que p_{DC} est inférieur à la puissance maximale que peut fournir le PAC, notée p_{pac}).

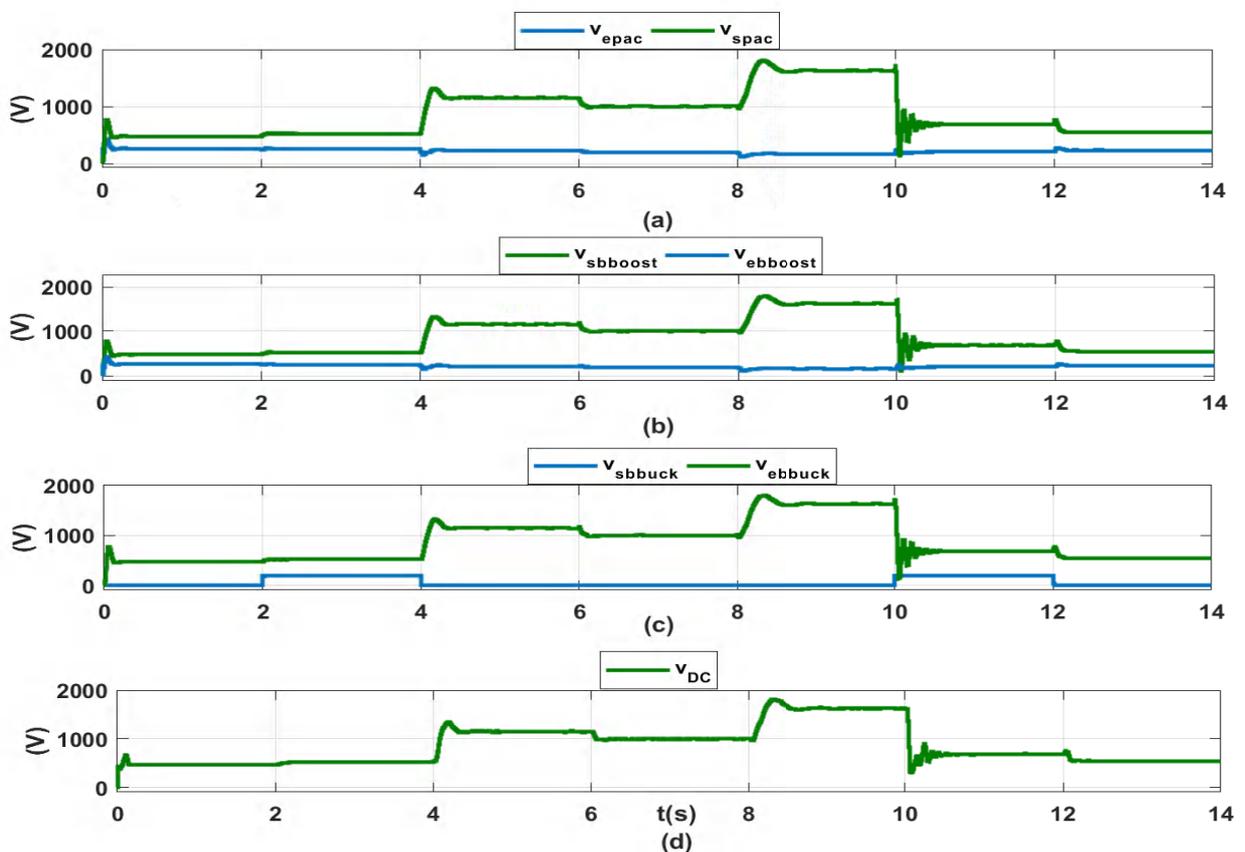


FIGURE 2.15. Les tensions d'entrée et de sortie des convertisseurs DC/DC : (a) Tension de la PAC. (b) Tension de la batterie en mode boost. (c) Tension de la batterie en mode buck. (d) Tension du bus DC.

La Figure 2.15 représente les tensions de sortie obtenues des convertisseurs boost du PAC et de la batterie, ainsi que du convertisseur buck de la batterie. Une analyse détaillée des observations peut être effectuée comme suit :

Le convertisseur boost du PAC semble être actif en continu, indiqué par la tension de sortie v_{spac} constamment supérieure à la tension d'entrée v_{epac} , comme illustré sur la figure 2.15(a). Cependant, le convertisseur boost de la batterie ne fonctionne que dans certaines conditions. Il est sollicité lorsque le PAC ne peut pas répondre à la puissance de bus DC p_{DC} , et ce, uniquement lorsque le SOC est supérieur à 40% ou 80%. Cela est visible sur la figure 2.15(b), où le convertisseur boost de la batterie est activé dans différents intervalles de temps. Par exemple, entre le début et 2 s, lorsque la puissance fournie par le PAC (p_{pac}) est très faible ($p_{pac}^* = P_{pacr}$) et $P_{pacr} < p_{DC} < P_{pacf}$, la batterie est sollicitée pour compenser le manque de puissance. De même, elle est activée entre 4 s et 6 s lorsque p_{DC} dépasse la capacité du PAC ($p_{DC} > P_{pace}$). Enfin, la batterie est sollicitée lorsque p_{DC} est très élevé ($p_{DC} > P_{pace} + P_{battmax}$) de 8 s à 10 s. Ces situations sont reflétées par la tension de suralimentation de la batterie présentée sur la figure 2.15(c), où $v_{sbboost}$ est parfois égal à $v_{ebboost}$ lorsque la batterie est inactive ($\alpha_{battboost}^* = 0$). Dans les autres cas, $v_{sbboost}$ est toujours supérieur à $v_{ebboost}$ lorsque la batterie est sollicitée ($\alpha_{battboost}^* \neq 0$).

Lorsque la puissance de bus DC p_{DC} est faible ($P_{pacr} < p_{DC} < P_{pacf}$) et assez basse ($P_{pacf} < p_{DC} < P_{pace}$) et que le SOC est légèrement inférieur à 80%, le convertisseur buck est activé pour charger la batterie. Cela se produit entre 2 s et 4 s, ainsi qu'entre 10 s et 12 s, comme illustré sur la figure 2.15(c). Enfin, la figure 2.15(d) présente la tension de bus DC v_{DC} , qui est toujours égale à v_{spac} , $v_{sbboost}$ et v_{ebbuck} , car les sorties du PAC et des convertisseurs boost de la batterie sont connectées en parallèle à l'entrée du convertisseur buck de la batterie.

En résumé, ces observations mettent en évidence les moments où chaque convertisseur est activé ou désactivé en fonction des conditions de la puissance du bus DC et de l'état de charge de la batterie, soulignant ainsi le fonctionnement sélectif de chaque composant pour répondre aux besoins de puissance du système.

La Figure 2.16 présente les courbes de courants pour différents éléments du système. Chaque partie (a, b et c) de cette figure 2.16 trace le courant d'entrée mesuré et sa référence, ainsi que le courant de sortie mesuré de chaque convertisseur. L'observation la plus notable est la concordance parfaite entre le courant d'entrée et sa référence.

En particulier, la figure 2.16(d) représente le courant du bus DC, dont la valeur maximale est de 26A. Cela correspond au maximum de V_{DCmax} à 1630V, ce qui génère une puissance apparente de 42.5kVA.

Le dernier ensemble de figures (Fig. 2.17) concerne les courbes de puissances mesurées du PAC (Fig. 2.17(a)), de la batterie (Fig. 2.17(b)), de la bus DC (Fig. 2.17(c)), ainsi que leurs puissances de référence respectives. Pour commencer, il est observé que les puissances

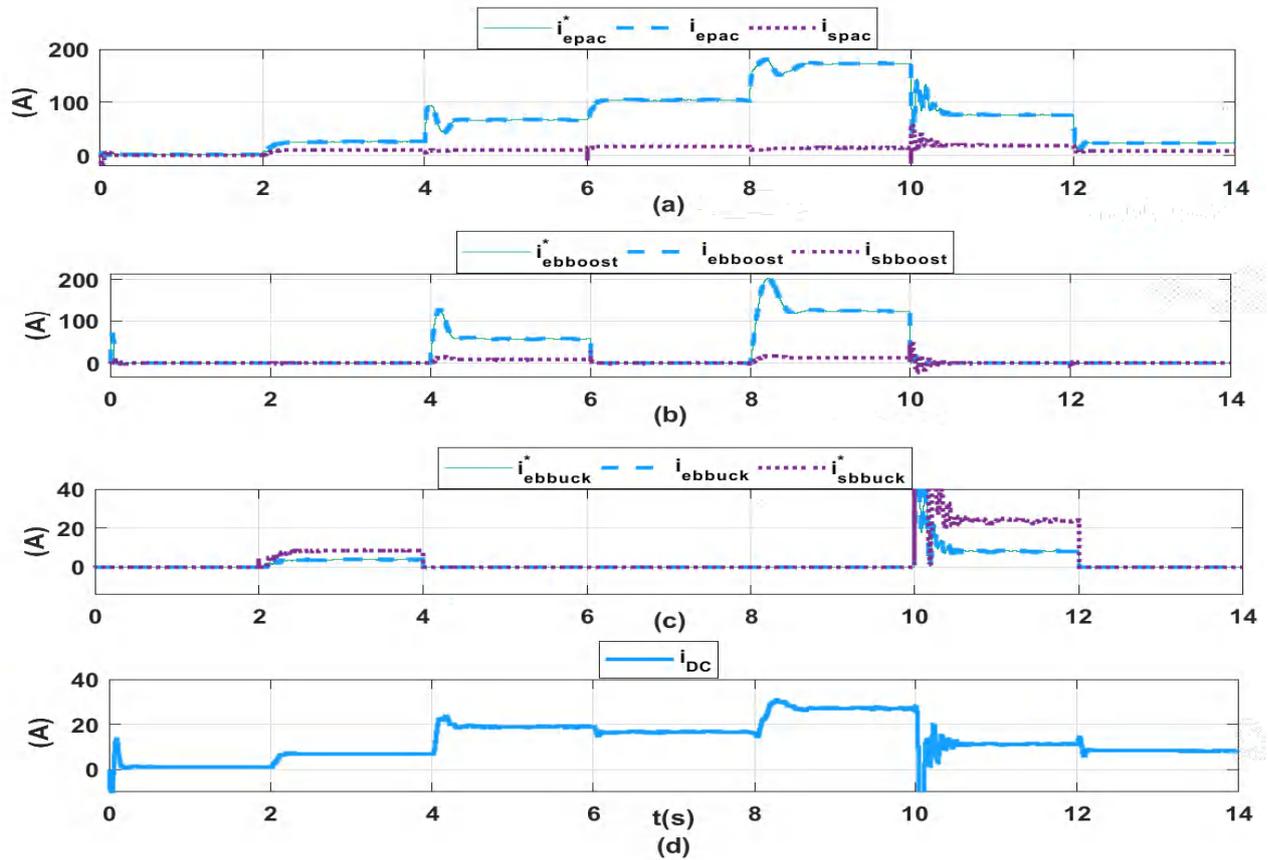


FIGURE 2.16. Les courants d'entrée et de sortie des convertisseurs DC/DC : (a) Courant de la PAC. (b) Courant de la batterie en mode boost. (c) Courant de la batterie en mode buck. (d) Courant du bus DC.

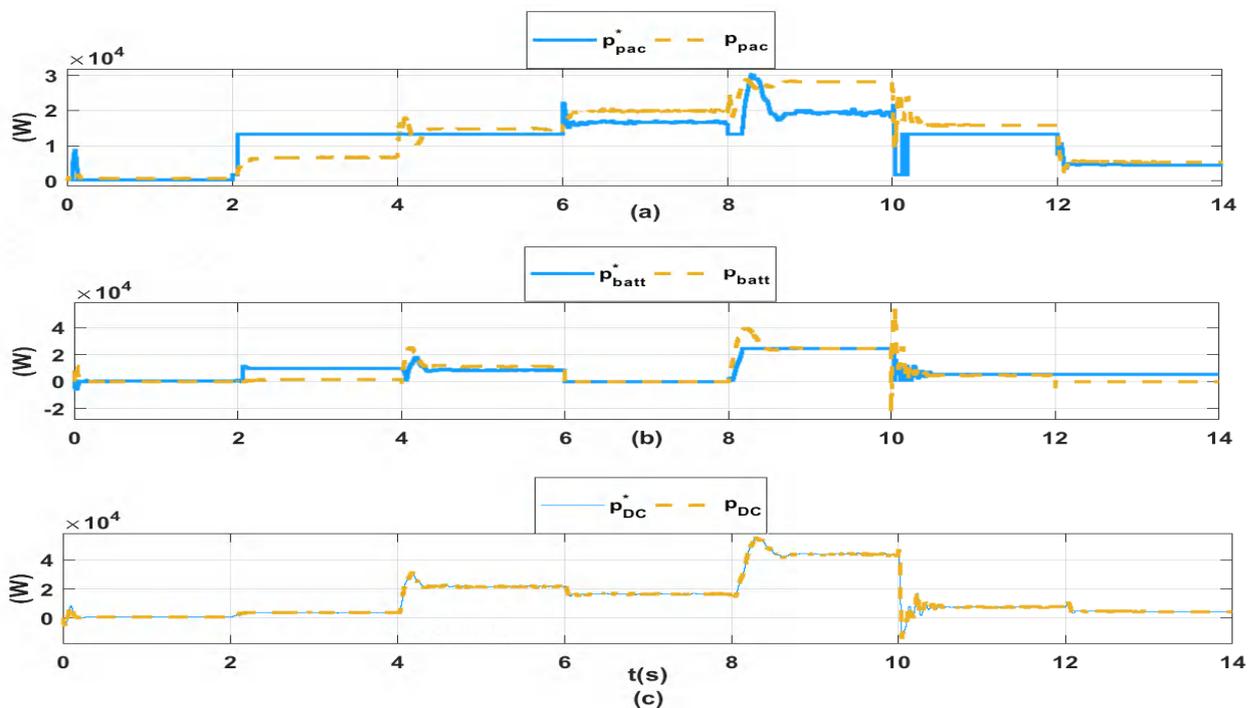


FIGURE 2.17. Les puissances de référence et mesurées de : (a) la PAC, (b) la batterie, (c) le bus DC.

mesurées et leurs références correspondantes sont presque alignées la plupart du temps. En effet, un bon alignement entre les puissances du PAC et de la batterie, ainsi que leurs références p_{pac}^* et p_{batt}^* , est perceptible (Fig. 2.17(a), Fig. 2.17(b)), surtout lorsque p_{DC} est

faible ($P_{\text{pacr}} < p_{\text{DC}} < P_{\text{pacf}}$) et moyen ($P_{\text{pacf}} < p_{\text{DC}} < P_{\text{pace}}$). Cependant, il est à noter que p_{DC} et sa référence p_{DC}^* restent parfaitement alignés en tout temps (Fig. 2.17(c)).

Il est crucial de souligner que les puissances de référence sont calculées à l'aide de l'algorithme de gestion de l'énergie élaboré dans les paragraphes précédents. Cette synchronisation étroite entre les puissances mesurées et leurs références témoigne de l'efficacité de l'algorithme en ajustant de manière précise les sorties des composants du système selon les besoins de puissance anticipés. Ce niveau d'alignement démontre la robustesse de l'algorithme de gestion énergétique, permettant une adaptation dynamique et réactive des composants pour répondre aux variations de la demande énergétique.

2.7 Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre se concentre sur un système multi-sources combinant PAC/batterie pour alimenter un bus DC. Pour commencer, des études théoriques sur les systèmes PAC et les batteries sont exposées. Ensuite, les modèles moyens des convertisseurs DC/DC boost et buck pour le PAC et la batterie, ainsi que leurs stratégies de commande, sont présentés. Une attention particulière est accordée à l'algorithme innovant de gestion de l'énergie. Enfin, cet algorithme est élaboré, implémenté et validé à l'aide de simulations réalisées sous MATLAB/Simulink.

Ces études reposent sur des choix appropriés des rapports cycliques des convertisseurs DC/DC et de l'état de charge de la batterie, ainsi que sur des paramètres de puissance spécifiques au PAC/batterie ($P_{\text{pace}}, P_{\text{pacf}}, P_{\text{pacr}}, P_{\text{battmax}}$). Les convertisseurs de batterie ne sont actifs que lorsque la batterie est sollicitée pour assister le PAC à répondre à la demande de puissance du système, p_{DC} , à condition que SOC soit supérieur à 80% ou supérieur à 40%, ou lorsque le SOC de la batterie est légèrement inférieur à 80% et que la puissance du PAC est supérieure à p_{DC} . Toutes ces situations sont synthétisées dans les paragraphes précédents. Les résultats obtenus illustrent le bon fonctionnement de l'algorithme.

La suite de cette contribution se concentre sur l'utilisation de la puissance produite (p_{DC}) pour alimenter l'onduleur d'un filtre actif de puissance à trois niveaux.

Chapitre 3

Transition vers un système FAP à trois niveaux

3.1 Introduction

Actuellement, la qualité de l'énergie électrique représente un intérêt majeur tant pour les consommateurs que pour les fournisseurs. Les perturbations harmoniques constituent principalement une menace pour la qualité de l'énergie [81]. La littérature propose diverses solutions pour remédier à ces problèmes [82], qui peuvent être divisées en deux grandes catégories : le conditionnement des charges perturbatrices et l'insertion de systèmes de conditionnement [83]. Parmi les solutions de la première catégorie, les redresseurs MLI sont les plus courants [84], tandis que dans la deuxième catégorie, les filtres de puissance actifs sont largement utilisés [85]. Un système de filtre actif de puissance repose généralement sur un onduleur MLI en source de tension ou de courant, bien qu'il existe d'autres topologies de FAP, telles que la Z-source [86] et les onduleurs matriciels [87]. Les onduleurs de source de tension peuvent avoir une structure à deux ou plusieurs niveaux. Les onduleurs à trois niveaux sont les plus répandus et existent sous différentes formes : convertisseur multiniveau à point neutre, cascade de ponts en H, condensateurs flottants, modulaires, etc. Ils offrent plusieurs avantages, notamment la capacité à gérer des puissances élevées, à être utilisés avec des sources d'énergie renouvelables, une qualité de forme d'onde en escalier assurant une distorsion plus faible et des contraintes dv/dt réduites, ainsi qu'une tension de mode commun plus faible [88]. Les FAP existants peuvent être purs (FAP shunt), hybrides (FAP série et filtres harmoniques passifs accordés) ou combinés (FAP shunt et FAP hybride) [89, 90]. Pour alimenter un FAP avec une tension continue stable, les bus DC classiques utilisent souvent des redresseurs [91], avec ou sans absorption sinusoïdale. En revanche, les nouveaux bus DC peuvent être alimentés par des systèmes photovoltaïques [92] ou des systèmes hybrides PAC/batterie [93]. Les nouvelles alimentations DC présentent des avantages en termes de qualité d'alimentation, car elles n'introduisent aucune menace supplémentaire d'harmoniques. Les systèmes à pile à combustible sont également utilisés dans divers appareils tels que les véhicules électriques

[94], les avions à propulsion électrique [95], ou connectés à des bus triphasés infinis [96]. L'objectif de ce chapitre est de fournir une tension pour alimenter un filtre actif à 3-niveaux à partir d'un bus DC multi-sources combinant PAC/batterie. Ce système est supervisé par un algorithme de gestion de l'énergie qui contrôle les convertisseurs DC/DC boost et buck (comme discuté dans le chapitre précédent), avec des rapports cycliques commandés en boucle fermée, détaillés dans les paragraphes suivants.

Nous débuterons par une présentation détaillée du système étudié. Ensuite, nous analyserons minutieusement les circuits de puissance et de commande du filtre actif envisagé, en expliquant leur dimensionnement. Enfin, nous réaliserons une simulation complète de l'ensemble du système sous MATLAB/Simulink.

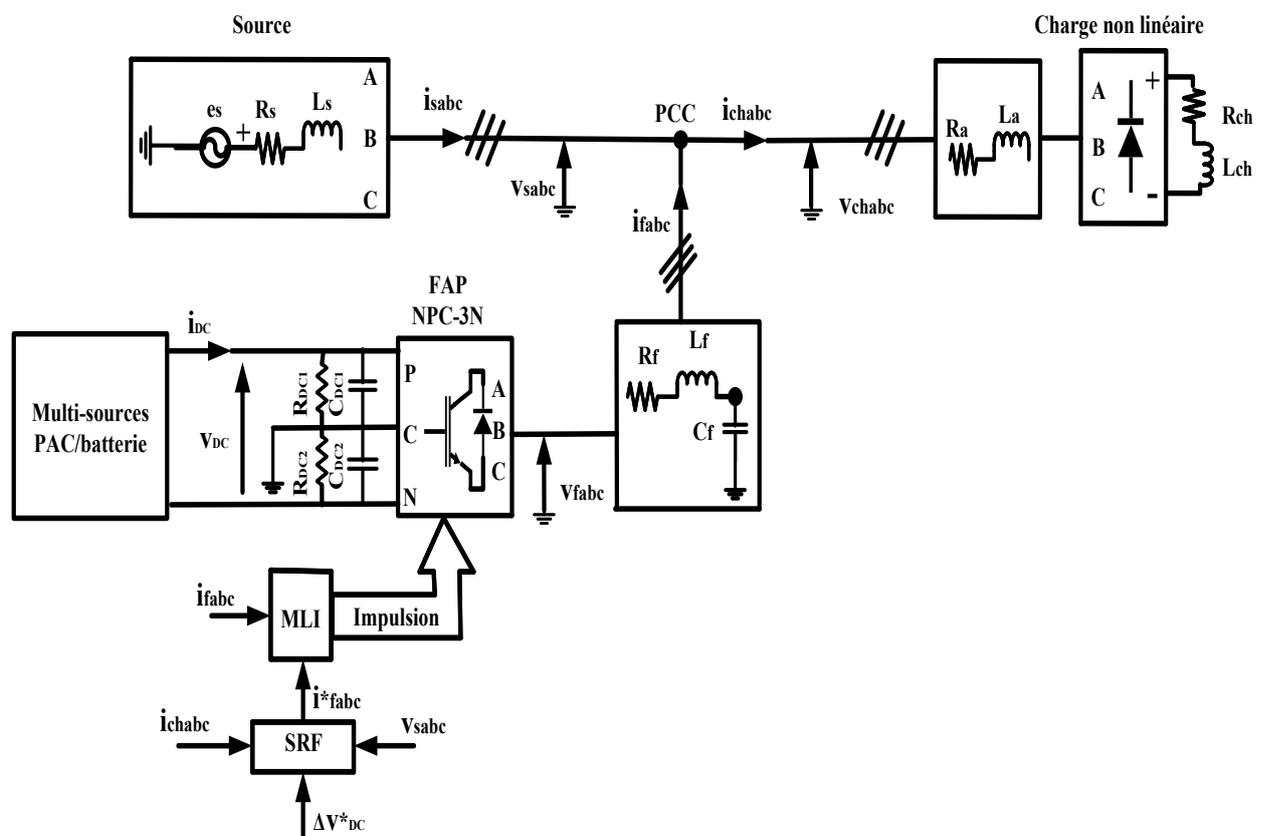


FIGURE 3.1. Le système FAP proposé.

3.2 Description du système

Le système étudié est illustré sur la figure 3.1. Il comprend une source d'alimentation électrique (incluant sa force électromotrice e_s , son impédance série R_s, L_s et son courant i_s) conçue pour filtrer les courants harmoniques générés par une charge non linéaire (un redresseur à diodes et une charge RL R_{ch}, L_{ch}). Ce système intègre également la configuration proposée du filtre actif de puissance (FAP) (avec son filtre de sortie R_f, L_f, C_f et son filtre amont R_a, L_a) connecté au bus continu (incluant le condensateur de filtrage C_{DC} et sa

résistance shunt R_{DC}). Il est alimenté par un système multi-sources PAC/batterie avec une nouvelle stratégie de commande proposée. Une description détaillée du FAP est exposée dans les paragraphes suivants.

3.3 Stratégie de commande des convertisseurs DC/DC

Comme mentionné précédemment, le bus DC multi-sources PAC/batterie alimente le FAP en tension continue. Ce bus DC est formé par la combinaison d'une PAC, d'une batterie et des circuits des convertisseurs DC/DC boost et buck. Les schémas de puissance dans les deux modes de fonctionnement sont basés sur [97, 98].

Toutefois, les schémas de commande des convertisseurs DC/DC boost et buck, illustrés dans la figure 3.2, résument le principe de la nouvelle stratégie de commande de ces convertisseurs. Cette stratégie intègre des régulateurs de tension et de courant pour la PAC et la batterie. Il convient de noter que α_{boost}^* est régulé en fonction de v_{DC}^* , tandis que α_{buck}^* peut être régulé à partir de v_{ebatt}^* [99].

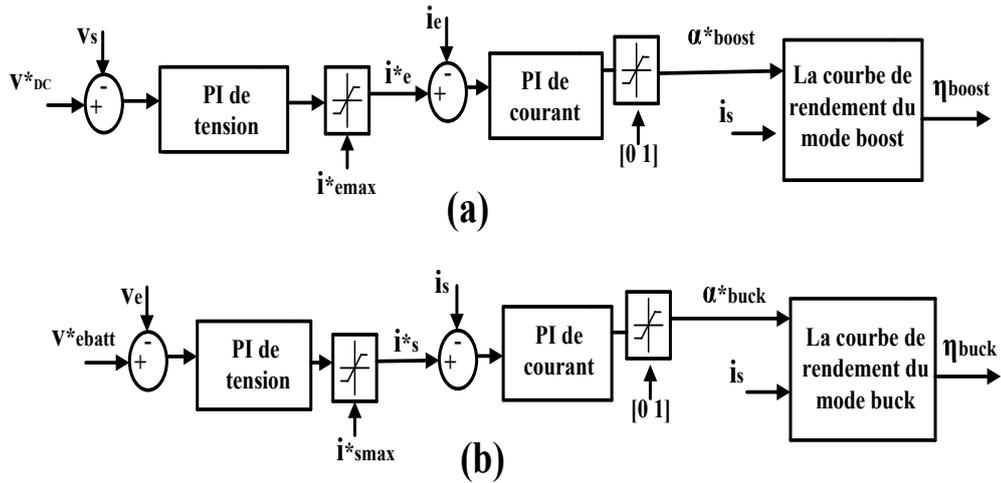


FIGURE 3.2. Les circuits de commande des convertisseurs DC/DC. (a) mode boost. (b) mode buck.

Comme indiqué précédemment dans la figure 2.12, la tension de l'inductance L et le courant du condensateur C peuvent être exprimés comme suit :

$$L \frac{di_e}{dt} = v_e - (1 - \alpha_{\text{boost}}^*) \cdot v_s \quad (3.1)$$

$$C \frac{dv_s}{dt} = \eta_{\text{boost}} (1 - \alpha_{\text{boost}}^*) \cdot i_e - i_s \quad (3.2)$$

Ce qui permet d'exprimer le courant dans l'inductance et la tension à travers le condensateur dans le domaine de Laplace sous la forme suivante :

$$i_e(s) = \frac{v_e - (1 - \alpha_{\text{boost}}^*) \cdot v_s}{Ls} \quad (3.3)$$

$$v_s(s) = \frac{\eta_{\text{boost}} (1 - \alpha_{\text{boost}}^*) \cdot i_e - i_s}{Cs} \quad (3.4)$$

$$\Rightarrow v_s(s) = \frac{\eta_{\text{boost}}(v_e^*/v_s) \cdot i_e - i_s}{C_s} \quad (3.5)$$

Ainsi, les fonctions de transfert en boucle ouverte peuvent être exprimées comme suit :

$$FTBO_i(s) = \frac{K_{P_i}s + K_{I_i}}{s} \cdot \frac{1}{Ls} \quad (3.6)$$

$$FTBO_v(s) = \frac{K_{P_v}s + K_{I_v}}{s} \cdot \frac{1}{C_s} \quad (3.7)$$

Où

K_{P_i}, K_{P_v} : les gains proportionnels.

K_{I_i}, K_{I_v} : les gains intégraux.

Ces paramètres sont déterminés en prenant en compte les temps de réponse du régulateur, comme détaillé dans la référence [100] :

$$K_{P_i} = 2\zeta\omega_{ni}L, K_{I_i} = \omega_{ni}^2L \quad (3.8)$$

$$K_{P_v} = 2\zeta\omega_{nv}C, K_{I_v} = \omega_{nv}^2C \quad (3.9)$$

Avec,

$$\zeta\omega_{ni} = \frac{-\ln(0.05\sqrt{1-\zeta^2})}{T_{ri}} \quad (3.10)$$

$$\zeta\omega_{nv} = \frac{-\ln(0.05\sqrt{1-\zeta^2})}{T_{rv}} \quad (3.11)$$

Où :

ω_{ni} et ω_{nv} : représentent respectivement la bande passante du contrôleur de courant et de tension.

ζ : correspond au coefficient d'amortissement.

T_{ri} et T_{rv} : représentent les temps de réponse du contrôleur de courant et de tension. En particulier, T_{ri} est choisi pour être équivalent à un dixième de T_{rv} .

De la même manière que pour le modèle du convertisseur DC/DC boost, le modèle du convertisseur DC/DC buck permet d'exprimer, à partir du modèle moyen, le courant dans l'inductance L et la tension à travers le condensateur C dans le domaine de Laplace comme suit :

$$i_s(s) = \frac{a_{\text{buck}}^* v_e^* - v_s}{Ls} \quad (3.12)$$

$$v_s(s) = \frac{i_s - \eta_{\text{buck}}(v_e/v_s) \cdot i_e}{C_s} \quad (3.13)$$

De la même manière que pour la commande du convertisseur boost, les gains des contrôleurs PI du circuit de commande du convertisseur buck sont également déterminés en utilisant les équations (3.6) à (3.11).

3.4 Filtre actif de puissance considéré

Dans la littérature, on retrouve quatre principales structures de convertisseurs multi-niveaux : le convertisseur en cascade de pont en H, le convertisseur multiniveau à point neutre (NPC), les condensateurs flottants et le convertisseur multiniveaux modulaire. Les convertisseurs multiniveaux présentent plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs classiques à deux niveaux utilisant la modulation de largeur d'impulsion (MLI) à haute fréquence. Ils permettent de générer des tensions de sortie avec une distorsion minimale, un courant d'entrée à faible distorsion et peuvent opérer à la fois à la fréquence de commutation fondamentale et à la MLI à haute fréquence. Une fréquence de commutation plus basse se traduit généralement par des pertes de commutation réduites et une efficacité accrue. Cependant, un inconvénient majeur est la nécessité d'un plus grand nombre de commutateurs de semi-conducteurs de puissance. Bien que ces convertisseurs puissent utiliser des commutateurs de tension nominale plus basse, chaque commutateur nécessite un circuit de commande de porte associé, ce qui peut augmenter le coût global et la complexité du système.

3.4.1 Circuit de puissance du FAP

La structure du FAP repose sur un onduleur multiniveau à point neutre (NPC) à 3 niveaux. Ce type de convertisseur de puissance multiniveau est employé dans les systèmes électriques pour générer une tension de sortie à niveaux multiples. Cette configuration d'onduleur est constituée de plusieurs interrupteurs de puissance à semi-conducteurs, principalement des transistors bipolaires à grille isolée (IGBT), disposés sur plusieurs niveaux et connectés entre la source d'entrée continue et la charge de sortie, comme illustré dans la Figure 3.3.

La caractéristique distinctive de cet onduleur à diode clavetée est sa capacité à produire plusieurs niveaux de tension distincts. Cela est obtenu grâce à l'utilisation de plusieurs condensateurs et diodes de clamping, générant une forme d'onde étagée qui se rapproche d'une sinusoïde. En modifiant les états de commutation des interrupteurs à semi-conducteurs selon différentes combinaisons, la tension de sortie peut être synthétisée en plusieurs niveaux, permettant un contrôle plus précis et une réduction de la distorsion harmonique totale dans la forme d'onde de sortie. Les principaux avantages de l'onduleur multiniveau à diode clavetée incluent une meilleure efficacité, une distorsion harmonique réduite et moins de contraintes sur les charges connectées grâce à sa capacité à produire plusieurs niveaux de tension.

Pour son fonctionnement [101, 102], l'onduleur NPC à 3 niveaux produit des tensions à 3 niveaux ($v_{DC}/2, 0, -v_{DC}/2$) en fonction de la tension continue v_{DC} et de l'état variable C_i , où :

i : l'indicateur de phase ($i = a, b, c$).

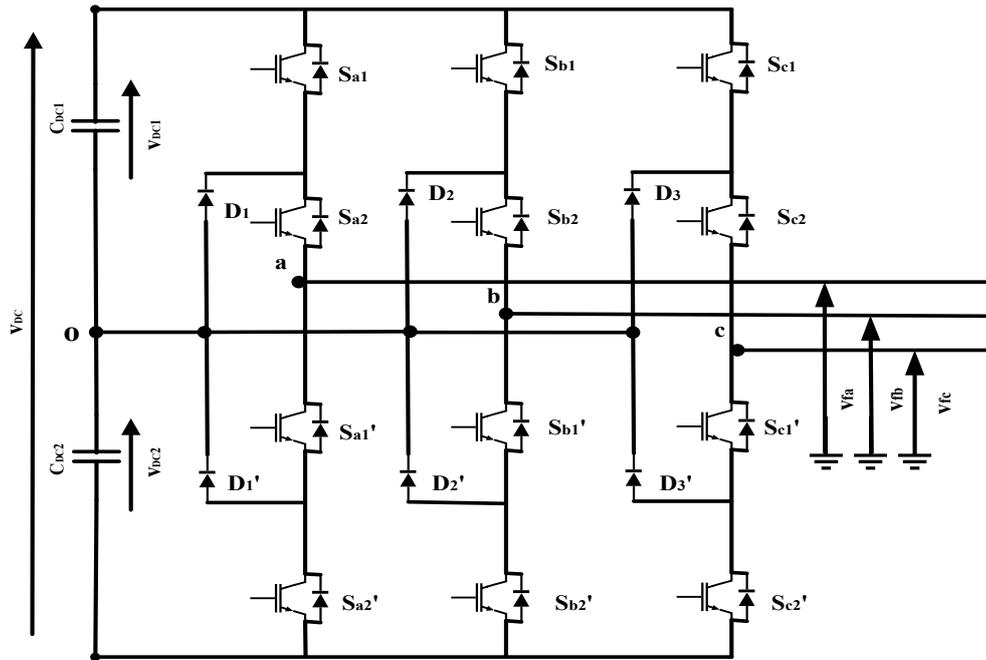
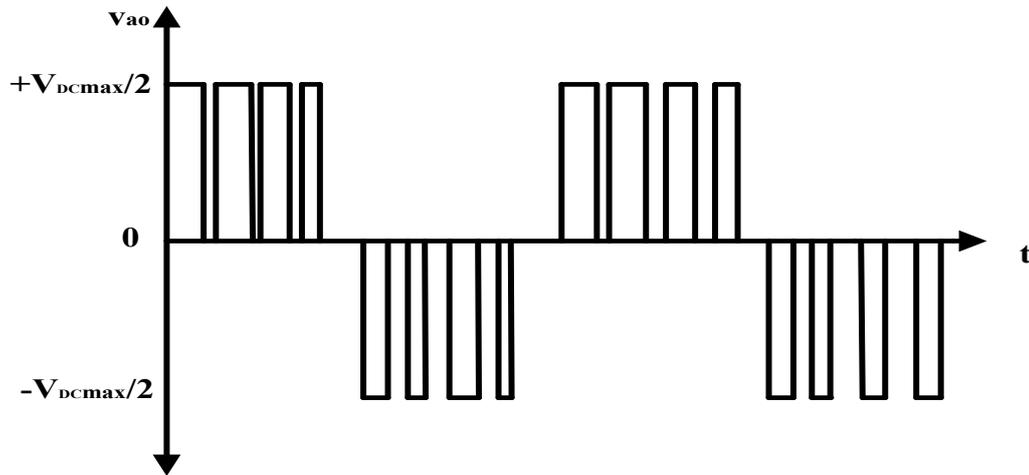


FIGURE 3.3. Structure d'un onduleur multiniveau à point neutre (NPC) à 3 niveaux

$S_{i1}, S_{i2}, S_{i1'}, S_{i2}'$ représentent les interrupteurs d'un bras.

v_{ao} : la tension du point fictif par rapport à une phase, comme illustré à la Figure 3.4.

FIGURE 3.4. La tension v_{ao} .

Le principe de fonctionnement est présenté dans le tableau 3.1. Pour obtenir les tensions à 3 niveaux souhaitées, le convertisseur doit garantir la complémentarité entre les paires d'interrupteurs : (S_{i1}, S_{i1}') et (S_{i2}, S_{i2}') .

TABLE 3.1
Principe de fonctionnement d'un onduleur à 3 niveaux.

C_i	S_{i1}	S_{i2}	S_{i1}'	S_{i2}'	v_{io}
1	1	1	0	0	$v_{DC}/2$
0	0	1	1	0	0
-1	0	0	1	1	$-v_{DC}/2$

3.4.2 Circuit de commande du FAP

Le circuit de commande a pour objectif de délivrer des impulsions adéquates aux grilles du circuit de puissance. Ces impulsions contraignent l'onduleur à produire des courants correspondant aux valeurs de référence émises par le bloc d'identification. Le circuit de commande est représenté dans la figure 3.5. Il englobe plusieurs éléments clés, notamment le régulateur de tension du bus continu, le bloc d'identification des courants de référence, le régulateur de courant du filtre actif de puissance (FAP), ainsi que le générateur de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Ce système complexe assure une régulation précise des courants et des tensions, permettant ainsi un contrôle efficace du fonctionnement de l'onduleur.

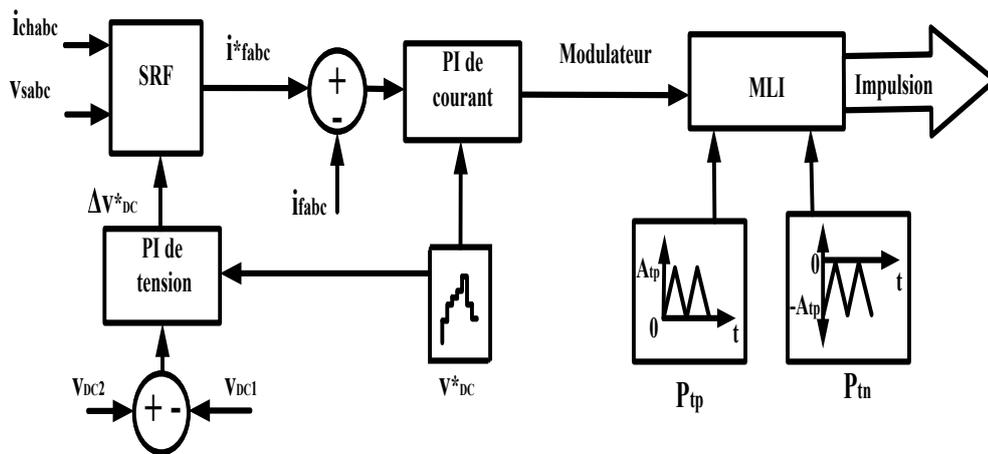


FIGURE 3.5. Schéma synoptique du circuit de commande.

3.4.2.1 Identification des courants de référence

Dans ce bloc, l'algorithme de référence synchrone (SRF) [103] est adopté pour générer les courants de référence FAP (i_{fabc}^*). Le principe fondamental de cet algorithme réside dans la synchronisation du courant de la source avec la pulsation de la tension de cette même source. Cela permet de maintenir le facteur de puissance à proximité de l'unité. Pour extraire les courants de référence, l'algorithme utilise la transformation de Park appliquée aux courants triphasés de la charge. Cette transformation permet d'obtenir l'angle nécessaire en se basant sur la fréquence angulaire des tensions triphasées de la source, le tout grâce à une boucle à verrouillage de phase (PLL) triphasée.

Ensuite, à partir des courants de charge diphasés obtenus, la composante fondamentale est isolée à l'aide d'un filtre passe-bas d'ordre 2nd, accordé sur la fréquence fondamentale. Les courants de référence diphasés souhaités sont ainsi obtenus après cette étape. Avant de les transformer en courants triphasés, la fluctuation compensée v_{DC} , notée Δv_{DC}^* , est ajoutée au courant d'axe d.

Enfin, par le biais de la transformation de Park inverse, les courants de référence triphasés sont réalisés. L'ensemble de ces étapes est résumé dans les équations suivantes,

représentant le processus complet de génération des courants de référence pour le système.

$$\begin{bmatrix} i_{fabc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{fdq}^* \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Où :

$[P]^{-1}$ représente l'inverse de la transformation de Park $[P]$, une opération mathématique utilisée pour convertir des grandeurs entre le système triphasé et le système de coordonnées dq.

i_{fdq}^* désigne les courants de référence diphasés. Ces courants sont exprimés dans le système de coordonnées dq après avoir subi la transformation de Park, et ils servent de référence pour le contrôle des courants dans le système.

$$\begin{bmatrix} i_{chdq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{chabc} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} \widetilde{i_{chdq}^*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{chdq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \overline{i_{chdq}} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$\overline{i_{chdq}}$ représente les sorties du filtre passe-bas d'ordre 2nd, spécifiquement accordé sur la fréquence fondamentale. Ces sorties sont obtenues après avoir filtré les courants de charge diphasés. Ce filtre permet de supprimer la composante fondamentale et de produire des courants résultants qui sont ensuite utilisés dans le système pour diverses applications ou contrôles.

$$\begin{bmatrix} i_{fd}^* \\ i_{fq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widetilde{i_{chd}^*} - \Delta v_{DC}^* \\ \widetilde{i_{chq}^*} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

3.4.2.2 Régulateur de tension du bus DC

Un régulateur PI variable est utilisé pour compenser les fluctuations v_{DC1} et v_{DC2} . La méthode du diagramme de Bode est adoptée pour concevoir les coefficients PI. Ce processus commence par l'extraction de la fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) du système à réguler, suivie de l'application de la fonction de transfert PI. Ensuite, le diagramme de Bode du système corrigé est établi. L'objectif principal est d'évaluer la marge de phase, permettant ainsi de déduire aisément les fréquences spécifiques à partir des équations de phase et de gain correspondant à un angle appartenant à la marge de phase, ainsi que la fréquence de coupure. Par la suite, les coefficients PI peuvent être calculés à partir des fréquences spécifiques obtenues. Dans le cas particulier de la régulation de la tension du bus continu, la première étape est d'extraire la FTBO. Cela peut être accompli en considérant la formule de variation d'énergie du bus DC, notée de_{DC} (où les pertes de commutation sont supposées négligeables). Cette analyse permet de :

$$de_{DC} = \frac{1}{2} C_{DC} \cdot dv_{DC}^2 = p_{DC} \cdot dt \quad (3.18)$$

p_{DC} : la puissance électrique du bus continu.

$$\Rightarrow p_{DC} = C_{DC} \cdot v_{DC}^* \cdot dv_{DC} \quad (3.19)$$

Pour de petites variations de v_{DC} , il est possible de supposer qu'il est égal à sa référence v_{DC}^* .

$$\Rightarrow p_{DC} = C_{DC} \cdot v_{DC}^* \cdot v_{DC} \quad (3.20)$$

Sur la main Courant Alternatif :

$$p_f = p_{ch} - p_s \quad (3.21)$$

Où p_f , p_s et p_{ch} seprésentent respectivement les puissances électriques de le FAP, de l'alimentation et de la charge.

Avec :

$$p_s = 3v_{srms} \cdot i_{srms} \quad (3.22)$$

$$p_{ch} = 3v_{srms} \cdot i_{ch1rms} \cdot \cos(\phi_{ch1}) \quad (3.23)$$

où i_{ch1rms} et ϕ_{ch1} représentent respectivement la composante fondamentale et l'angle du courant de charge.

$$p_f = 3v_{srms}(i_{ch1rms} \cdot \cos(\phi_{ch1}) - i_{srms}) \Rightarrow p_f = 3v_{srms} \cdot i_{f1a} \quad (3.24)$$

i_{f1a} représente le composant fondamental actif de i_f , indiquant la composante active du courant fondamental.

En supposant des puissances égales des côtés DC et AC de l'onduleur, on peut établir une hypothèse d'équivalence de puissance entre ces deux côtés.

$$C_{DC} \cdot v_{DC}^* \cdot v_{DC} = 3v_{srms} \cdot i_{f1a} \quad (3.25)$$

La FTBO sera définie par :

$$\Rightarrow FTBO_{v_{DC}}(s) = \frac{i_{f1a}}{v_{DC}} = \frac{1}{a \cdot s} \quad (3.26)$$

où

$$a = \frac{C_{DC} \cdot v_{DC}^*}{3v_{srms}} \quad (3.27)$$

La seconde étape consiste à appliquer le régulateur PI variable, ce qui se traduit par la FTBO corrigée mentionnée $FTBO_{v_{DC}cor}(s)$ donnée par :

$$FTBO_{v_{DC}cor}(s) = \frac{1 + \frac{K_p}{K_i}s}{\frac{a}{K_i}s^2} = \frac{1 + \tau_1 s}{\tau_2 s^2} \quad (3.28)$$

Avec

$$\tau_1 = \frac{K_p}{K_i}, \tau_2 = \frac{a}{K_i} \quad (3.29)$$

Dans un état périodique, la $FTBO_{v_{DC}cor}(j\omega)$ peut être exprimée par :

$$FTBO_{v_{DC}cor}(j\omega) = \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_1}}{j^2\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \quad (3.30)$$

Avec

$$\omega_1 = \frac{1}{\tau_1}, \omega_0^2 = \frac{1}{\tau_2} \quad (3.31)$$

Où ω_0 et ω_1 représentent les fréquences spécifiques du $\text{FTBO}_{\text{VDCcor}}$. Ces valeurs peuvent être déterminées en analysant le $\text{Gain}_{\text{dB}}(\omega_c)$ et le $\phi(\omega_c)$ du $\text{FTBO}_{\text{VDCcor}}(j\omega)$ dans le plan de Bode.

$$G(\omega) = \sqrt{\frac{1 + (\frac{\omega}{\omega_1})^2}{(\frac{\omega}{\omega_0})^4}} \quad (3.32)$$

$$\text{G}_{\text{dB}}(\omega) = 10\text{Log}_{10}(1 + (\frac{\omega}{\omega_1})^2) - 40\text{Log}_{10}(\frac{\omega}{\omega_0}) \quad (3.33)$$

$$\phi(\omega) = \text{actg}(\frac{\omega}{\omega_1}) - \pi \quad (3.34)$$

L'équation (3.34) permet de déduire ω_1 en choisissant judicieusement $\phi(\omega)$ dans la marge de phase. Cette dernière peut être déterminée en traçant le diagramme de Bode du gain et de la phase. Si la marge de phase obtenue, notée M_ϕ , est inférieure à $\pi/2$ rad, considérons un angle $\phi_1(\omega_c)$ se situant dans M_ϕ . En utilisant l'équation (3.35), on peut alors déduire ω_1 :

$$\omega_1 = \frac{\omega_c}{\tan(\phi_1(\omega_c) + \pi)} \quad (3.35)$$

où ω_c représente la fréquence de coupure à l'état continu, généralement choisie inférieure à la fréquence fondamentale [104].

En conséquence, ω_0 peut être déterminée en substituant la valeur de ω_1 obtenue dans (3.33) en fonction de ω_c , où $\text{G}_{\text{dB}}(\omega_c) = 0$.

Ainsi :

$$\omega_0 = \omega_c / e^{0.25 \cdot \text{Log}_{10}(1 + (\frac{\omega_c}{\omega_1})^2)} \quad (3.36)$$

3.4.2.3 Régulateur de courant du FAP

De manière similaire au régulateur V_{DC} , un régulateur PI variable est également appliqué pour compenser l'erreur de courant de le FAP, représentée par $i_f^* - i_f$. Pour concevoir ce régulateur, la méthode du diagramme de Bode est à nouveau employée. La FTBO du courant alternatif de sortie est exprimée par :

$$\text{FTBO}_{i_f}(s) = \frac{i_f}{A_m} = \frac{V_{\text{fmoy}}}{A_m} \cdot \frac{i_f}{V_{\text{fmoy}}} \quad (3.37)$$

Où, V_{fmoy} : La valeur moyenne de la tension de sortie de le FAP.

A_m : L'amplitude du modulateur

$$V_{\text{fmoy}} = V_{\text{DC}}^* \cdot \alpha / 2 \quad (3.38)$$

α représente le rapport cyclique de la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI), dérivé à partir de la figure. 3.6 qui représente le modulateur, le signal porteuse et la tension de sortie.

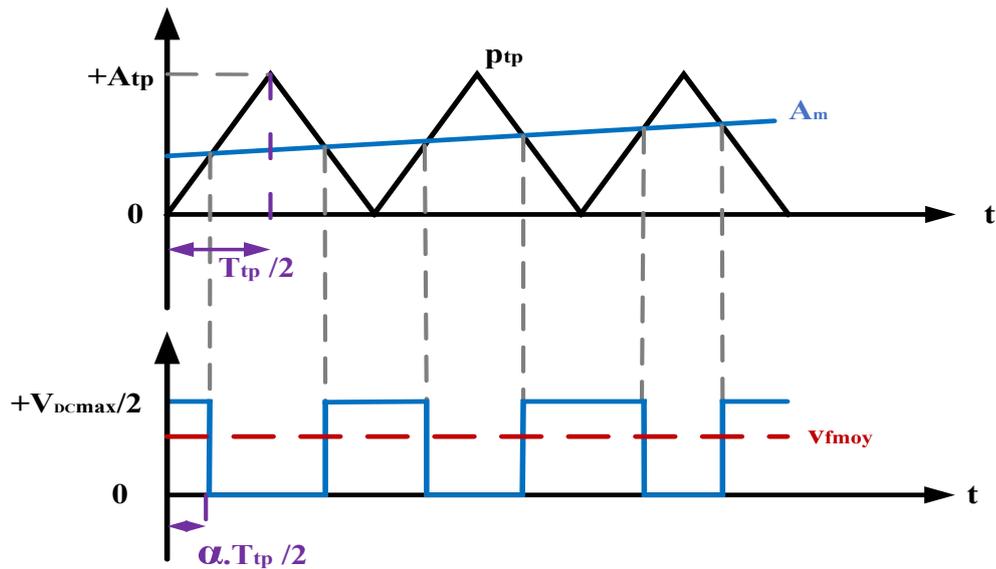


FIGURE 3.6. Courbes représentant les signaux du modulateur, de la porteuse et de la tension de sortie.

Alors :

$$\frac{\alpha \cdot T_{tp}/2}{T_{tp}/2} = \frac{A_m}{A_{tp}} \Rightarrow \alpha = \frac{A_m}{A_{tp}} \quad (3.39)$$

A_{tp} et T_{tp} représentent respectivement l'amplitude et la période du signal de la porteuse.

En utilisant (3.38) et (3.39), nous pouvons déduire que :

$$\frac{v_{fmoy}}{A_m} = \frac{v_{DC}^*}{2A_{tp}} \quad (3.40)$$

En supposant une chute de tension d'environ 10% de la valeur moyenne de la tension de sortie de l'APF à travers l'inductance du filtre de sortie, alors :

$$\begin{cases} \Delta v_{fmoy} = 10\% v_{fmoy} \\ \Delta v_{fmoy} = L_f s \cdot i_f \end{cases} \quad (3.41)$$

$$\Rightarrow L_f s \cdot i_f = 10\% v_{fmoy} \Rightarrow \frac{i_f}{v_{fmoy}} = \frac{10\%}{L_f s} \quad (3.42)$$

par conséquent

$$FTOB_{i_f}(s) = \frac{v_{DC}^*}{2A_{tp}} \cdot \frac{10\%}{L_f s} = \frac{1}{bs} \quad (3.43)$$

Où

$$b = \frac{20A_{tp} \cdot L_f}{v_{DC}^*} \quad (3.44)$$

Ensuite, le dimensionnement du régulateur PI suit les mêmes étapes que pour le régulateur v_{DC} PI. Cependant, dans ce cas, la fréquence de coupure est déterminée par :

$$\omega_c = \frac{1}{4} \cdot 2\pi f_c \quad (3.45)$$

De cette manière, la bande passante du régulateur PI est maintenue en-dessous de la fréquence de coupure afin de garantir un suivi précis de i_f vers sa référence.

3.4.2.4 Générateur de MLI

Ces onduleurs peuvent nécessiter plus de composants et des stratégies de contrôle plus complexes par rapport aux onduleurs traditionnels à deux niveaux. Plusieurs techniques de modulation et stratégies de contrôle ont été spécifiquement développées pour améliorer l'efficacité opérationnelle des convertisseurs multiniveaux : modulation en largeur d'impulsion sinusoïdale, élimination sélective des harmoniques, modulation par vecteur d'espace. Ces méthodes de modulation sont adaptées pour optimiser les performances des convertisseurs multiniveaux, répondant ainsi à divers besoins d'application tels que les entraînements de moteurs industriels moyenne tension [105, 106], les interfaces utilitaires pour les systèmes d'énergie renouvelable [107], les systèmes de transmission de courant alternatif flexible (FACTS) [108], et les systèmes d'entraînement pour la traction [109].

La stratégie de contrôle adoptée repose sur la modulation de largeur d'impulsion (MLI) à base de porteuse déphasée. Dans cette stratégie, les signaux de porteuse sont constitués de deux ondes unipolaires triangulaires inversées. Ce concept, inspiré de [110], implique la génération de signaux intermédiaires T_1 et T_2 en comparant chaque porteuse au modulateur. Ensuite, un troisième signal intermédiaire T_3 est obtenu en combinant T_1 et T_2 .

Les portes supérieures S_{i1} et S_{i2} sont activées simultanément si $T_3 = 1$. S_{i1} est désactivée si $T_3 = 0$, tandis que T_1 et T_2 sont désactivés simultanément si $T_3 = -1$. Toutes ces situations sont schématisées dans la Figure 3.7 pour une meilleure compréhension visuelle du processus de déclenchement des portes associées à la MLI.

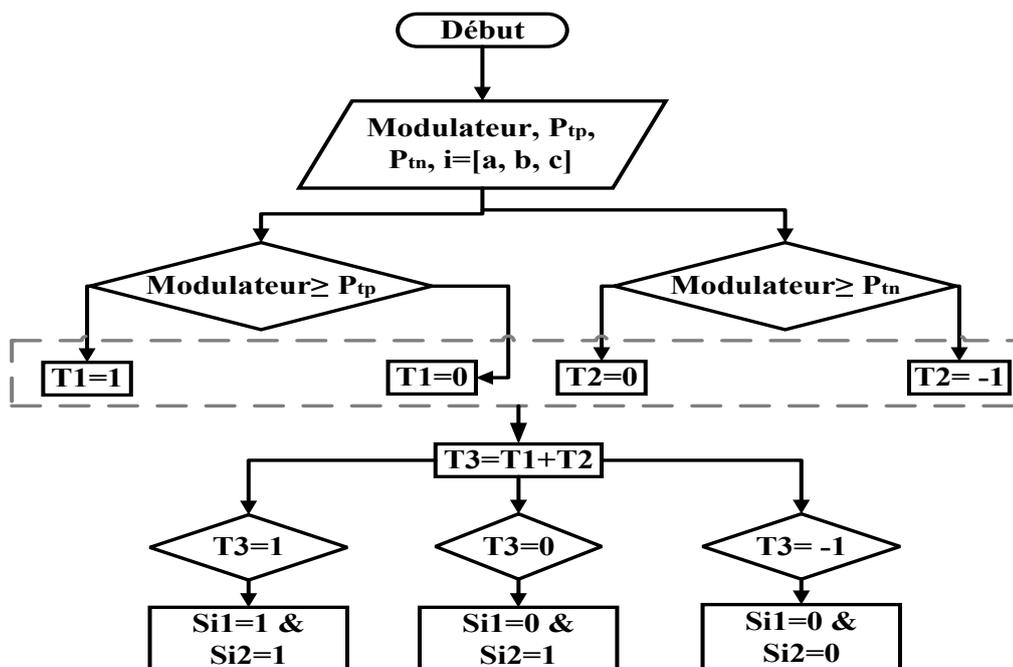


FIGURE 3.7. Principe de la MLI.

3.5 Dimensionnement de v_{DC} et des éléments passifs

3.5.1 Dimensionnement de v_{DC}

Selon la série de Fourier, la tension v_f est composée d'une composante fondamentale v_{f1} et d'une somme de composantes harmoniques v_{fh} (figure 3.4) exprimées en (3.46).

$$v_f = v_{f1} + v_{fh} \Rightarrow v_{f1} = v_f - v_{fh} = r \cdot v_f \quad (3.46)$$

Où r est un coefficient de réglage qui reflète l'impact des harmoniques générées par la stratégie MLI adoptée. $r = A_m/A_{tp}$, où la valeur optimale de $r=0,8$ signifie que A_m est égal à 80 % de A_{tp} .

Avec une chute de tension de 10 % dans le filtre de sortie, la tension fondamentale de l'onduleur par phase sera reliée à la tension de la source monophasée par :

$$v_{f1} = 10\%v_s + v_s = 1.1 \cdot v_s \quad (3.47)$$

La valeur maximale de la tension de sortie v_f est $+V_{DCmax}/2$. En utilisant la valeur efficace, la tension de sortie fondamentale sera reliée à la tension du bus DC par :

$$v_{f1rms} = r \cdot \frac{v_{fmax}}{\sqrt{2}} = r \cdot \frac{V_{DCmax}}{2\sqrt{2}} \quad (3.48)$$

En substituant l'équation (3.47) dans l'équation (3.48) et en utilisant la tension efficace, on obtient l'expression de V_{DCmax} comme suit :

$$V_{DCmax} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 1.1 \cdot v_{srms}}{r} \quad (3.49)$$

Enfin, étant donné que la source est généralement caractérisée par sa tension composée, il est possible de dimensionner v_{DC} en utilisant l'équation (3.50).

$$V_{DCmax} = \frac{2\sqrt{2} \cdot 1.1 u_{srms}}{r\sqrt{3}} \quad (3.50)$$

3.5.2 Dimensionnement des éléments passifs

3.5.2.1 Condensateur C_{DC}

Selon la référence citée [111], la tension maximale que peut supporter C_{DC} est déterminée par :

$$V_{DCmax} = \frac{1}{C_{DC}} \int_{\theta_1/\omega}^{\theta_2/\omega} i_{DC}(t) dt + v_{DC} \Rightarrow C_{DC} = \frac{1}{\Delta v_{DC}} \int_{\theta_1/\omega}^{\theta_2/\omega} i_{DC}(t) dt \quad (3.51)$$

Où Δv_{DC} représente la fluctuation de tension souvent définie à environ 5 % de V_{DCmax} .

La valeur moyenne du courant absorbé par C_{DC} est exprimée par :

$$\int_{\theta_1/\omega}^{\theta_2/\omega} i_{DC}(t) dt = i_{fmax} \int_{\theta_1/\omega}^{\theta_2/\omega} [\sin(\omega t) + \sin(\omega t + 2\pi/3)] dt \quad (3.52)$$

L'amplitude de crête du courant du filtre actif est d'environ 50 % de la valeur maximale de la source fondamentale, alors :

$$i_{fmax} \approx i_{smax}/2 \quad (3.53)$$

En considérant $\theta_1 = 0$ rad et $\theta_2 = \pi/6$ rad, l'expression de C_{DC} sera :

$$C_{DC} = i_f / (2\omega \cdot \Delta v_{DC}) \quad (3.54)$$

3.5.2.2 Résistance R_{DC}

Le calcul de R_{DC} peut être réalisé en se basant sur le temps de charge et de décharge de C_{DC} . Généralement, la constante de temps τ_{DC} est sélectionnée dans une fourchette de 3 à 5 périodes de la fréquence fondamentale, comme indiqué dans la référence [112].

$$\tau_{DC} = R_{DC} \cdot C_{DC} \Rightarrow R_{DC} = \tau_{DC} / C_{DC} \quad (3.55)$$

3.5.2.3 l'inductance L_f

La conception de l'inductance L_f est effectuée en respectant la contrainte selon laquelle, pour une fréquence de commutation donnée, la pente du courant i_f doit être inférieure à celle des porteuses triangulaires définie par la pente (γ), comme précisé dans la référence [111].

$$\gamma = 2A_{tp} \cdot f_{tp} \quad (3.56)$$

f_{tp} : fréquence de la porteuse triangulaire.

En négligeant l'effet résistif du filtre de sortie, la formule de la chute de tension Δv_f vue du côté sortie FAP est donnée par :

$$\Delta v_f = L_f \cdot \frac{di_f}{dt} = v_f - v_s \Rightarrow L_f = \frac{v_f - v_s}{di_f/dt} \quad (3.57)$$

Depuis

$$\frac{di_f}{dt} < \gamma \Rightarrow L_f > \frac{v_f - v_s}{\gamma} \Rightarrow L_{fmax} > \max\left(\frac{v_f - v_s}{\gamma}\right) \quad (3.58)$$

Où

$$\max\left(\frac{v_f - v_s}{\gamma}\right) = \Delta v_{fmax} = 10\%v_{f1max} \Rightarrow L_{fmax} > \frac{10\%v_{f1max}}{\gamma} \quad (3.59)$$

3.5.2.4 Résistance R_f

R_f peut être dimensionné en fonction de Z_f et L_f de telle manière que Z_f représente le module de l'impédance du filtre de sortie, défini par :

$$Z_f = \Delta v_{frms} / i_{frms} = 10\%v_{srms} / 50\%i_{srms} \Rightarrow R_f = \sqrt{Z_f^2 - (L_f\omega)^2} \quad (3.60)$$

3.5.2.5 Condensateur C_f

Le condensateur C_f a pour fonction d'atténuer les composantes harmoniques haute fréquence de la tension de sortie de le FAP. Son principe de dimensionnement est similaire aux éléments passifs mentionnés précédemment, à savoir la limitation de la chute de tension à 10 % de la tension de la source.

$$A_{tp} = A_m / r, \quad A_m = 10\%v_{smax} \quad (3.61)$$

La formulation de la pente de la porteuse est donnée par :

$$\gamma = 2A_{tp} \cdot f_{tp} = 2 \cdot 10\%v_{smax} \cdot f_{tp} / r \quad (3.62)$$

D'autre part, le courant capacitif i_{Cf} est relié aux autres courants alternatifs par l'expression suivante :

$$i_{Cf} = C_f \frac{dv_{Cf}}{dt} = i_s + i_f - i_{ch}, \quad i_f = 50\%i_s \quad (3.63)$$

En s'assurant que la variation de tension reste inférieure à la pente de la porteuse :

$$\frac{dv_{Cf}}{dt} < \gamma \Rightarrow C_{fmax} > \frac{1.5i_{smax} - i_{chmax}}{\gamma} \quad (3.64)$$

3.5.2.6 L'impédance source Z_s

L'insertion d'une impédance en série avec les bornes de la source permet de bloquer les composantes harmoniques indésirables induites par la charge non linéaire, les empêchant de traverser les filtres accordés. La valeur de l'impédance de la source est généralement déterminée en se basant sur l'équation (3.65), en supposant que la chute de tension dans l'impédance reste inférieure à 10 % de la tension de ligne fournie. Les valeurs de R_s et L_s peuvent être déduites à partir de l'équation (3.66).

$$Z_{base} = \frac{v_{srms}}{i_{srms}}, \quad R_{base} = Z_{base}, \quad L_{base} = \frac{Z_{base}}{2\pi f} \quad (3.65)$$

$$R_s \leq 10\%R_{base}, \quad L_s \leq 10\%L_{base} \quad (3.66)$$

Où v_{srms} et i_{srms} représentent les valeurs efficaces de la tension et du courant fondamentaux de la source, tandis que f désigne la fréquence de la source.

3.5.2.7 L'impédance amont Z_a

Z_a représente l'impédance insérée entre le PCC et l'entrée du redresseur (voir Fig. 3.1). Le principe de dimensionnement de cette impédance est similaire à celui de l'impédance précédente, donc :

$$\Delta v_a = R_a \cdot i_{ch} + L_a \cdot di_{ch}/dt = v_s - v_{ch} \quad (3.67)$$

Puis :

$$R_a = \Delta v_a \cdot \cos(\phi_{ch}) / i_{chrms}, \quad L_a = \Delta v_a \cdot \sin(\phi_{ch}) / (i_{chrms} \cdot 2\pi f) \quad (3.68)$$

ϕ_{ch} : angle de charge.

3.6 Résultats de simulation

Les résultats de la simulation ont été générés à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink, en prenant en considération les paramètres spécifiés dans le tableau 3.2.

TABLE 3.2
Paramètres de simulation

Paramètre	valeur
$[u_s, f]$ (V, Hz)	[400, 50]
$[i_{smax}, R_s, L_s]$ (A, Ω , mH)	[60.01, 0.5414, 1.7]
$[R_{ch}, L_{ch}, R_a, L_a]$ (Ω , mH, Ω , mH)	[8.4, 50, 0.42, 41.563]
$[R_f, L_f, C_f, v_{DC}, C_{DC}, R_{DC}]$ (Ω , mH, μF , V, μF , Ω)	[2.063, 1, 30, 895, 1100, 2806.4]
$[f_{cvDC}, \omega_{cvDC}, f_{cif}, \omega_{cif}]$ (Hz, $^\circ$, kHz, $^\circ$)	[20, 89.9, 10, 89.9]

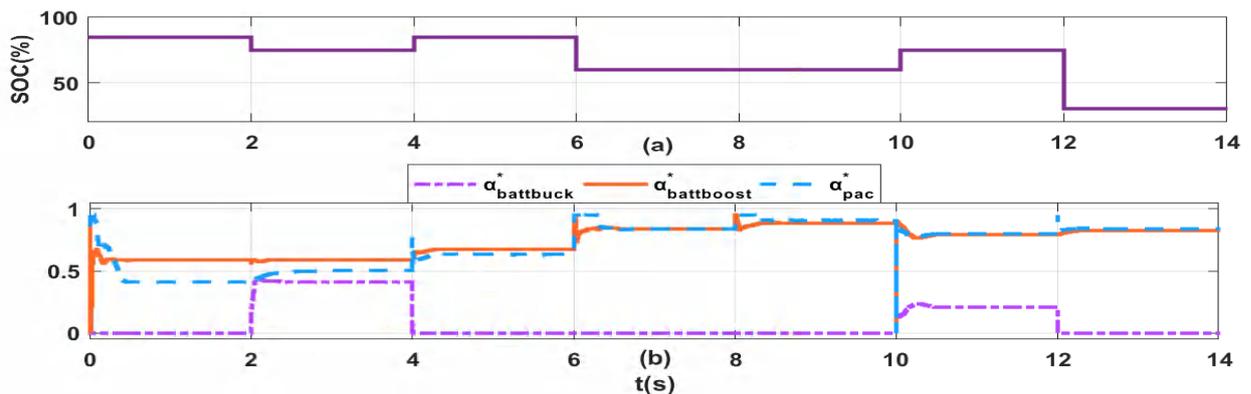


FIGURE 3.8. (a) L'état de charge imposé (SOC). (b) Les rapports cycliques régulés des convertisseurs DC/DC.

La figure 3.8 présente les valeurs imposées de l'état de charge SOC (Fig. 3.8(a)) et les rapports cycliques régulés α_{pac}^* , $\alpha_{battboost}^*$, $\alpha_{battbuck}^*$ (Fig. 3.8(b)). Les SOC imposés ont été sélectionnés conformément aux spécifications de l'algorithme de gestion de l'énergie [97], avec des valeurs variant de 35% à 85%. Ainsi, les rapports cycliques régulés du mode boost des convertisseurs DC/DC varient entre 0,41 et 0,9 pour le convertisseur PAC et entre 0,58 et 0,88 pour le convertisseur batterie. Dans le cas du mode batterie buck, le rapport cyclique varie entre 0 et 0,4.

Étant donné que la batterie commence seule à alimenter le bus DC jusqu'à ce que le PAC entre en fonctionnement, $\alpha_{battboost}^*$ est supérieur à α_{pac}^* . Ensuite, les deux rapports cycliques se superposent dans leur évolution une fois le PAC opérationnel. En ce qui concerne $\alpha_{battbuck}^*$, on peut observer qu'il est nul la plupart du temps, sauf lorsque la batterie est en mode charge (cas de $P_{pacr} < p_{DC} < P_{pacf}$ et $SOC < 80\%$, et $p_{DC} > P_{pacf}$ et $SOC < 80\%$ [97]). La valeur de $\alpha_{battbuck}^*$ reste faible en raison du faible pourcentage de décharge de la batterie.

Maintenant, en ce qui concerne les différentes puissances considérées (p_{DC} , p_{pac} , p_{batt}), les résultats sont affichés sur la Fig. 3.9. Les résultats sont présentés en deux volets. Le premier traite des puissances obtenues avant de réguler les rapports cycliques (Fig. 3.9(a)),

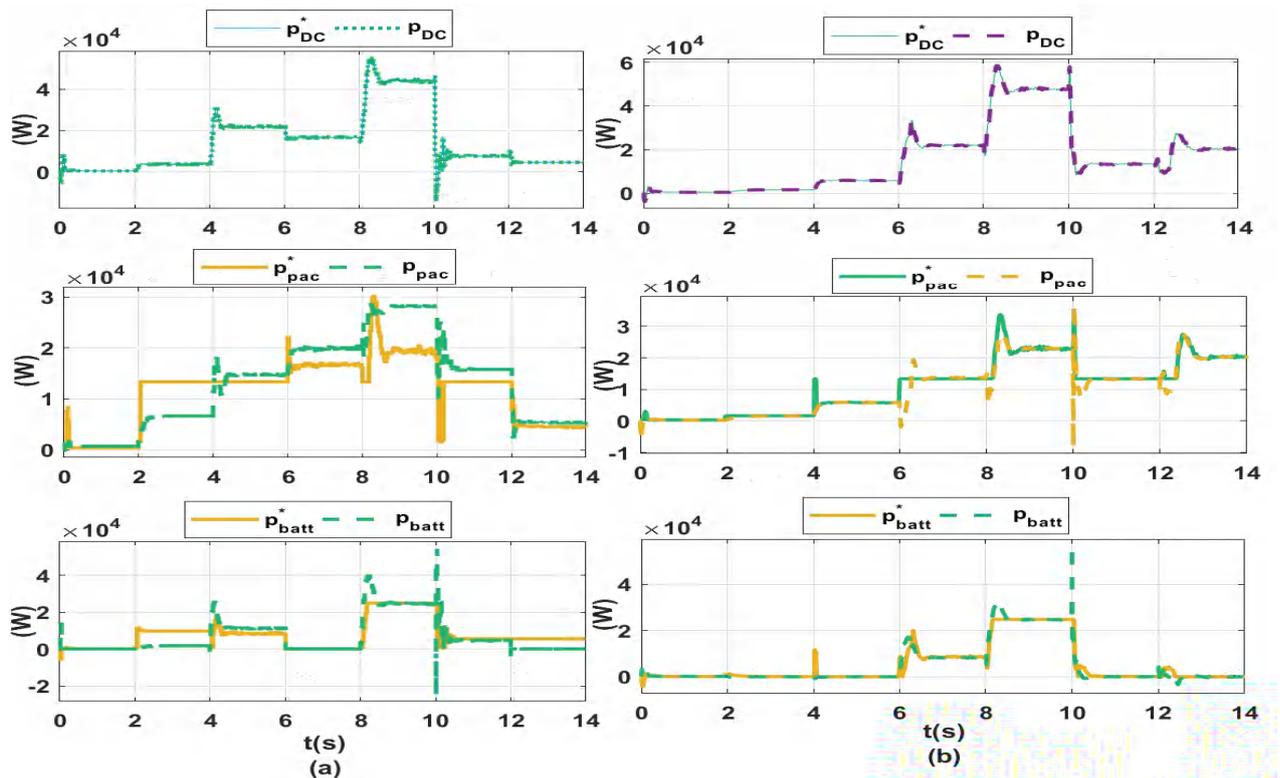


FIGURE 3.9. Les puissances de référence et mesurée du bus DC, de la PAC et de la batterie. (a) Avant la régulation des rapports cycliques. (b) Après la régulation des rapports cycliques.

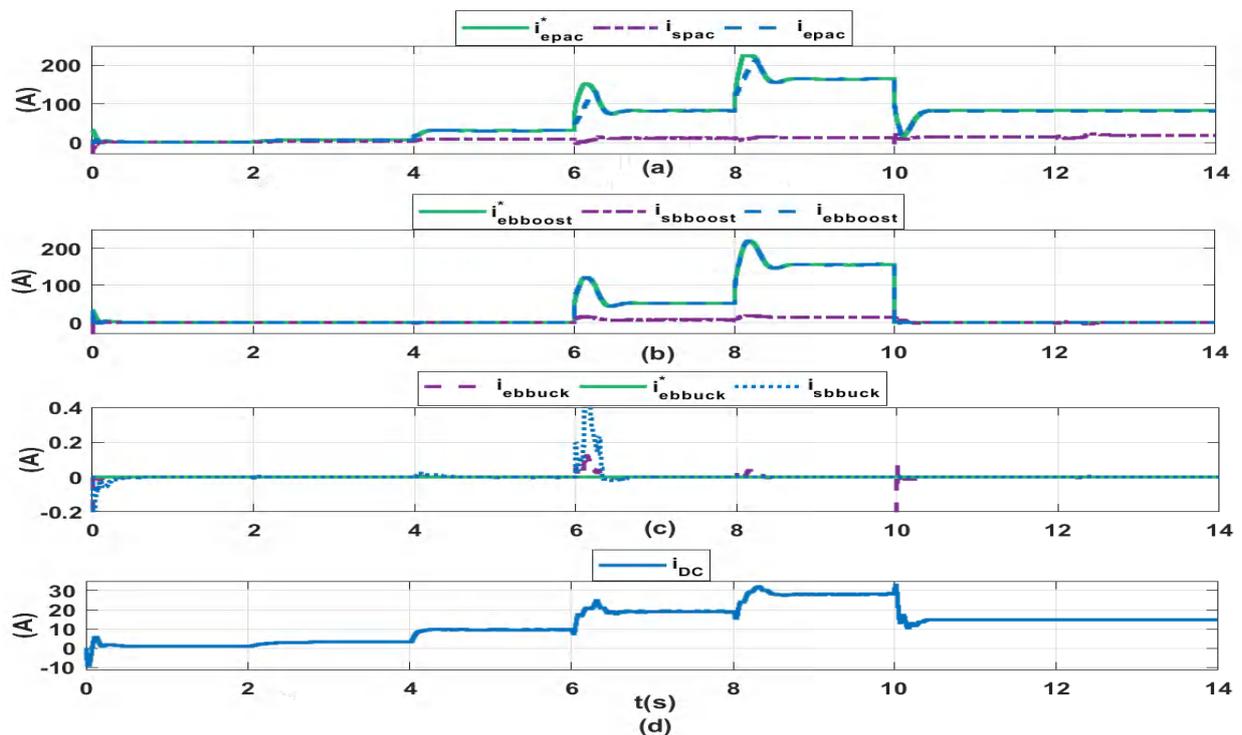


FIGURE 3.10. Les courants d'entrée et de sortie mesurés ainsi que les courants de référence des convertisseurs DC/DC : (a) de la PAC, (b) de la batterie en mode boost, (c) de la batterie en mode buck, (d) du bus DC.

tandis que le second montre les puissances après l'activation des boucles de régulation du rapport cyclique (Fig. 3.9(b)).

Il est évident qu'il existe quelques différences, notamment pour p_{pac} et p_{batt} par rapport

à leurs valeurs de référence respectives obtenues à partir de l'algorithme de gestion d'énergie [97], avant la régulation des rapports cycliques des convertisseurs DC/DC (Fig. 3.9(a)). Cependant, ces différences disparaissent lorsque les rapports cycliques sont réglés (Fig. 3.9(b)).

La figure 3.10 représente les courants d'entrée/sortie, avec leurs références respectives, des convertisseurs DC/DC. La figure 3.10(a) montre le courant d'entrée de référence de la PAC i_{epac}^* , le courant d'entrée mesuré i_{epac} , et le courant de sortie mesuré i_{spac} . Notamment, i_{epac} suit parfaitement sa référence i_{epac}^* . En ce qui concerne i_{spac} , il est constamment inférieur à i_{epac} en raison du mode boost du convertisseur DC/DC de la PAC. Le même constat peut être fait pour la Fig. 3.10(b) concernant les courants de la batterie en mode boost de son convertisseur. La figure 3.10(c) montre les courants de la batterie lorsque son convertisseur est en mode buck, où des valeurs plus basses sont notées par rapport aux valeurs du mode boost. La figure 3.10(d) présente le courant mesuré du bus DC i_{DC} , qui est la somme de i_{spac} et i_{sbatt} .

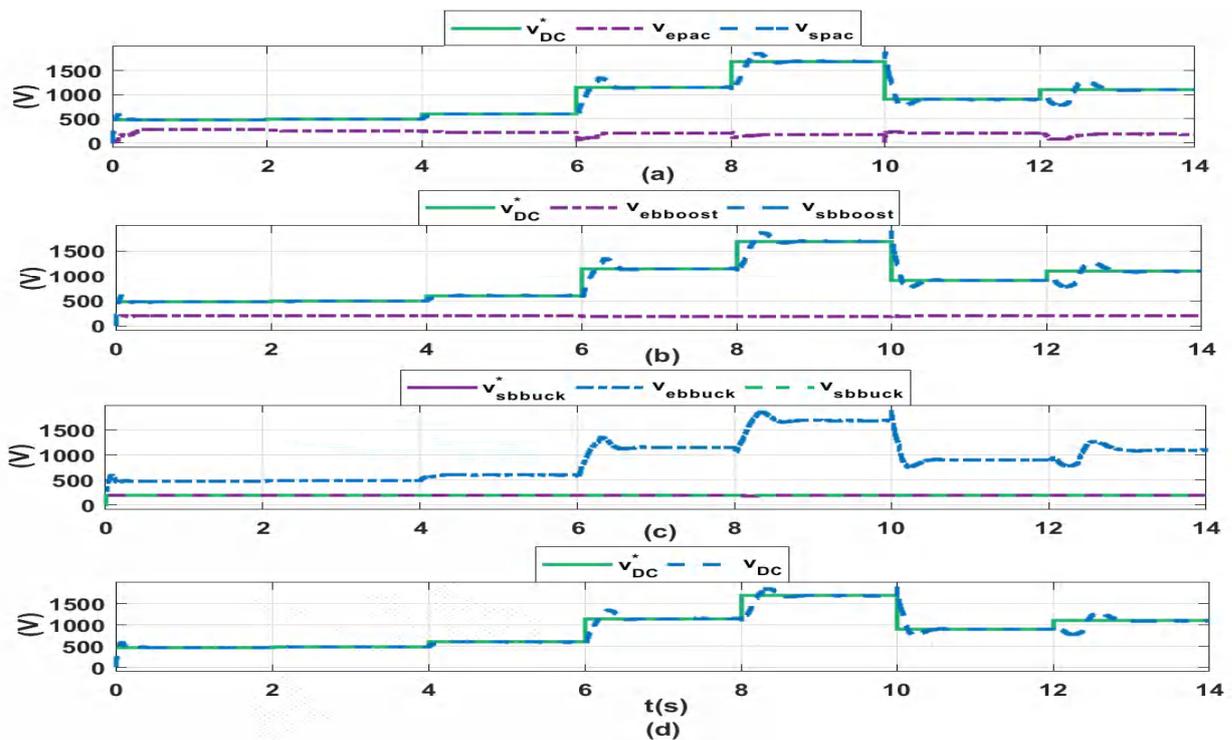


FIGURE 3.11. Les tensions d'entrée et de sortie mesurées ainsi que les tensions de référence des convertisseurs DC/DC : (a) de la PAC, (b) de la batterie en mode boost, (c) de la batterie en mode buck, (d) du bus DC.

Des remarques similaires peuvent être faites pour les différentes tensions d'entrée/sortie (Fig. 3.11(a) à Fig. 3.11(c)), mais cette fois, les tensions de sortie sont supérieures aux tensions d'entrée dans le mode boost (Fig. 3.11(a) et Fig. 3.11(b)), et vice-versa en mode buck (Fig. 3.11(c)). Enfin, la figure 3.11(d) représente la tension du bus DC superposée à sa référence. Différents niveaux de tension de référence ont été imposés afin de répondre aux cas de l'algorithme de gestion de l'énergie [97].

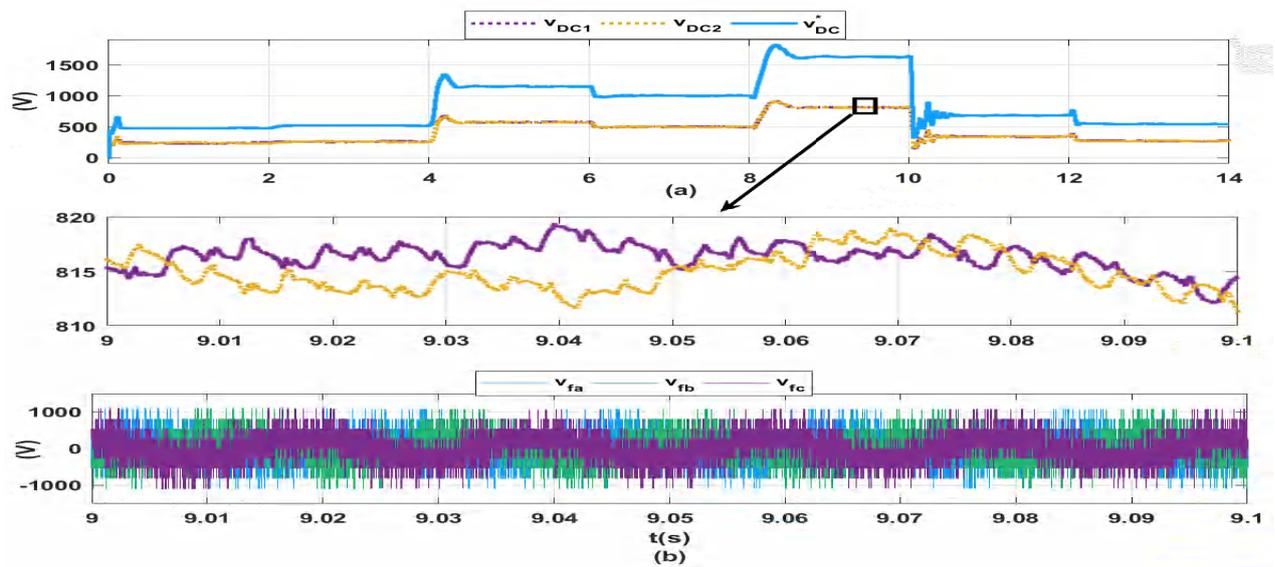


FIGURE 3.12. (a) Les différents niveaux de tension du bus DC : v_{DC} , v_{DC1} et v_{DC2} , avec zoom sur v_{DC1} et v_{DC2} . (b) Les tensions du filtre de sortie v_f .

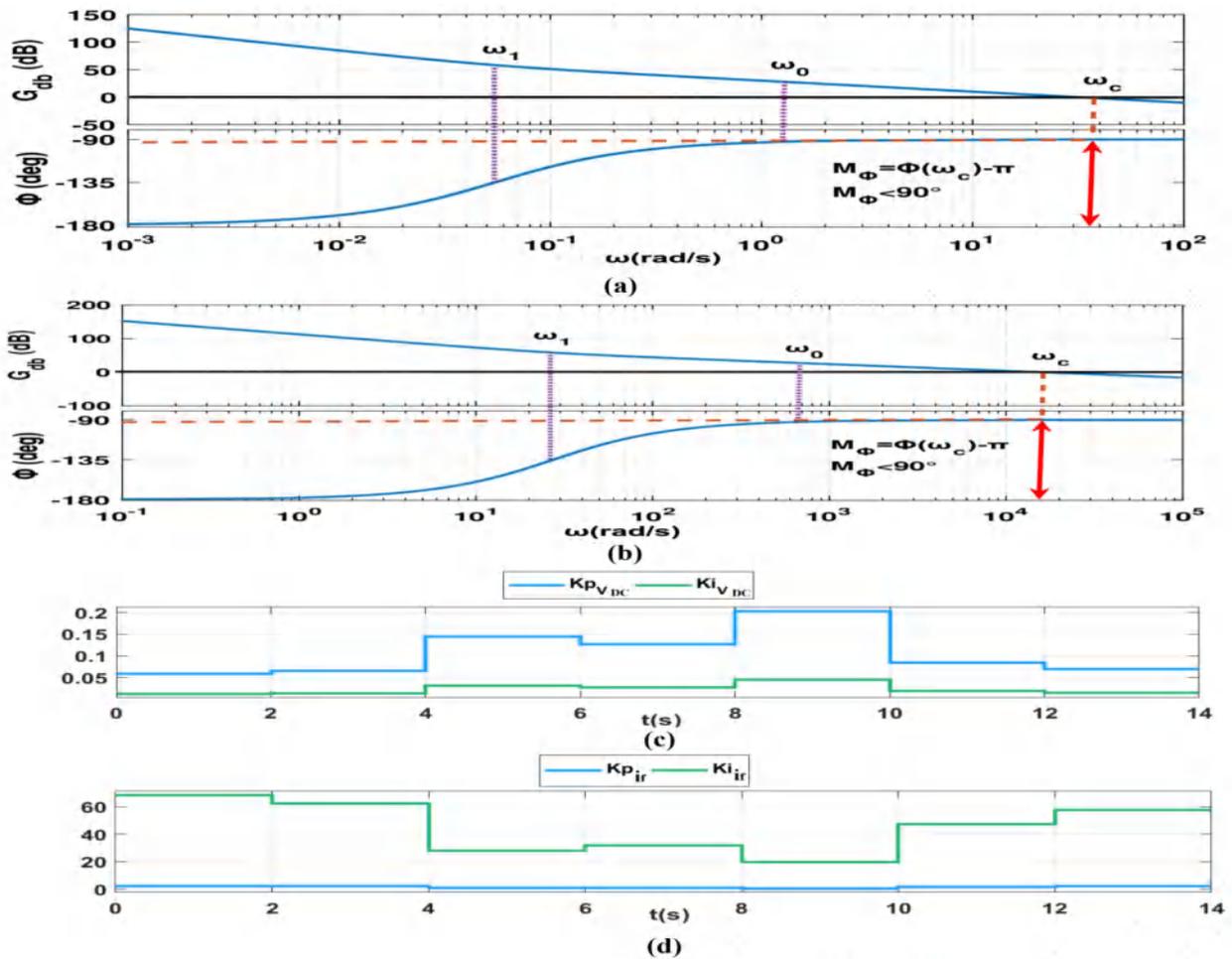


FIGURE 3.13. (a), (b) Les diagrammes de Bode de $FTBO_{V_{DC}}(s)$ et $FTBO_{i_f}(s)$. (c), (d) Les coefficients des régulateurs PI de tension et courant en fonction du temps.

La Figure 3.12 concerne les tensions DC et AC du FAP. Dans la figure 3.12(a), les courbes de v_{DC} , v_{DC1} et v_{DC2} sont présentées. En zoomant sur une petite portion des courbes v_{DC1} et v_{DC2} (entre 9 et 9,1 s) dans la figure 3.12(a), on observe des tensions régulées autour de

leurs références (v_{DC} et $v_{DC}/2$). De plus, une évolution appropriée est perceptible pour les tensions v_{DC1} et v_{DC2} .

La figure 3.12(b) présente exclusivement la tension de sortie du FAP dans le cas où $v_{DC}^* = 1631V$. Trois niveaux de tension sont discernables sur la courbe, correspondant à $v_{DC}/3$, $v_{DC}/2$ et $2v_{DC}/3$. Ceci indique un fonctionnement optimal du FAP NPC à 3 niveaux.

Les figures 3.13(a) et (b) illustrent les diagrammes de Bode des boucles ouvertes des régulateurs PI pour v_{DC} et i_f respectivement. À partir de ces graphiques, il est possible d'extraire les marges de phase nécessaires pour déterminer les fréquences spécifiques ω_0 et ω_1 . Dans le cadre de cette étude, les marges de phase observées sont de 90° .

Les figures 3.13(c) et (d) présentent les coefficients des régulateurs PI associés à v_{DC} et i_f respectivement. On peut noter des variations dans ces coefficients en fonction de la variation de v_{DC}^* . Il est important de souligner l'influence de cette variation sur les performances des régulateurs PI.

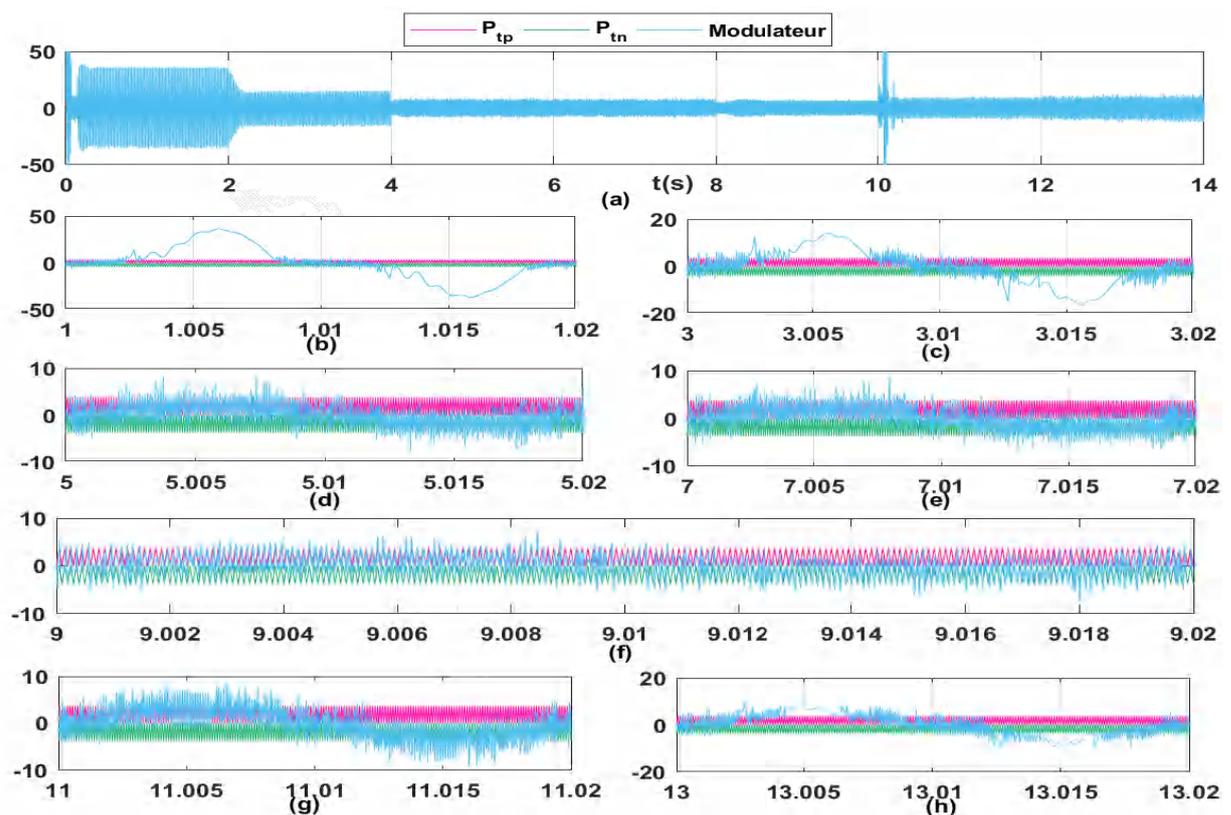


FIGURE 3.14. Modulateur avec les porteuses : (a) Pour différents niveaux de v_{DC}^* . (b) Un zoom avant pour 473V. (c) 519V. (d) 1154V. (e) 1011V. (f) 1631V. (g) 680V. (h) 560V.

La Figure 3.14 présente le signal du modulateur avec ses porteuses. La qualité de filtrage s'améliore lorsque le modulateur varie à l'intérieur des porteuses. Cependant, il est important de noter que la qualité du filtrage n'est garantie que lorsque v_{DC}^* reste supérieur à V_{DCmax} . Le pire scénario se produit lorsque v_{DC}^* est trop bas par rapport à V_{DCmax} ($v_{DC}^* = 473V$), tandis que le meilleur cas correspond à $v_{DC}^* = 1631V$. Il est essentiel de main-

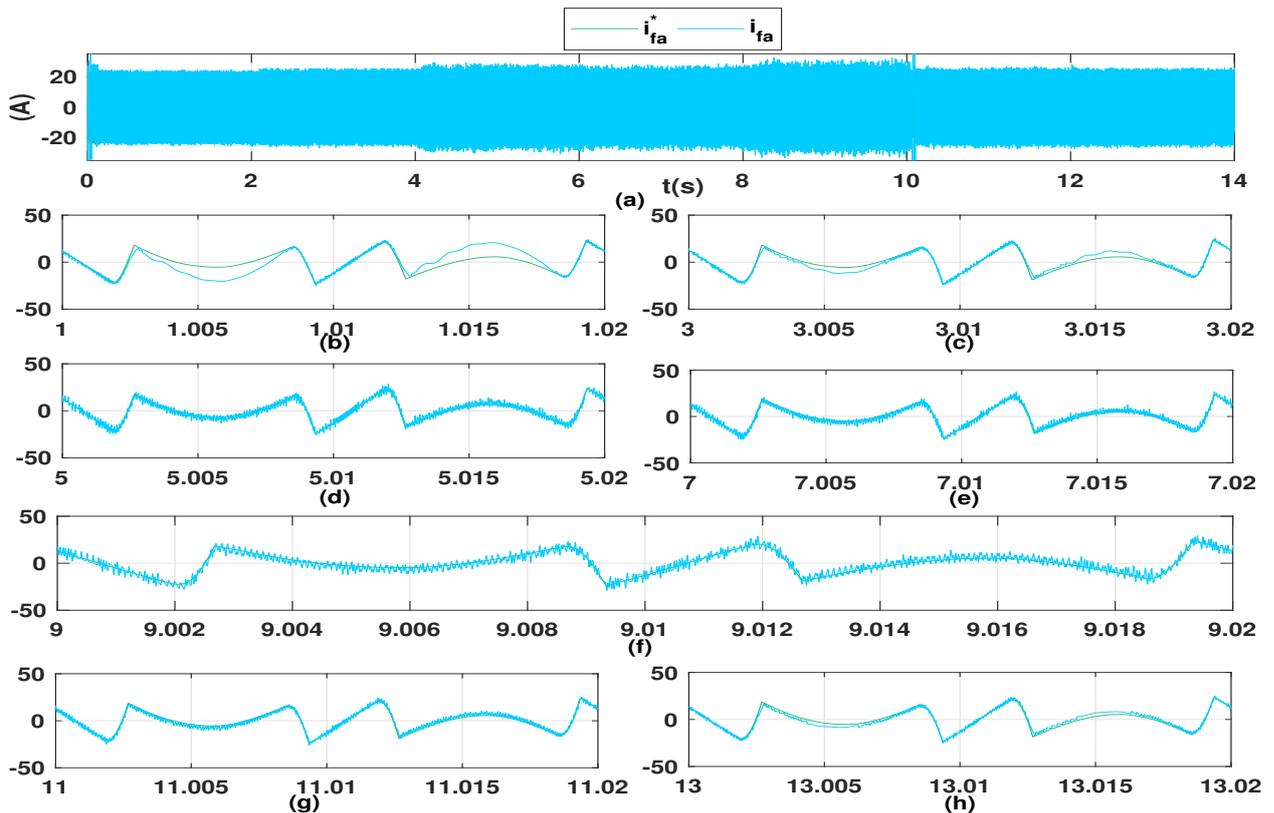


FIGURE 3.15. Le courant actuel du FAP i_f avec sa référence : (a) Pour différents niveaux de v_{DC}^* . (b) Un zoom avant pour 473V. (c) 519V. (d) 1154V. (e) 1011V. (f) 1631V. (g) 680V. (h) 560V.

tenir une valeur adéquate de v_{DC}^* au fil du temps pour assurer une qualité de filtrage optimale.

La figure 3.15 découle directement des résultats de la Figure 3.14. En effet, dans la Figure 3.15, où le courant APF i_f est présenté avec sa référence, on observe que la faible valeur de v_{DC} provoque le moindre suivi entre i_f et i_f^* , comme démontré dans [113]. La meilleure corrélation entre i_f et i_f^* est observée lorsque $v_{DC}^*=1631V$.

La Figure 3.16 présente les résultats instantanés du filtrage dans la partie AC après l'insertion du FAP. Les courbes affichées sont associées au courant triphasé absorbé par la charge non linéaire (Figure 3.16(a)), au courant triphasé provenant de la source AC (Figure 3.16(b)), et à la tension triphasée au point de connexion au réseau (Figure 3.16(c)). On observe que le courant de charge présente peu de distorsion, tandis que le courant et la tension de la source suivent des formes d'onde quasi-sinusoidales.

Les spectres harmoniques illustrés dans la Figure 3.17 offrent une analyse fréquentielle avant et après l'insertion des boucles de régulation des rapports cycliques des convertisseurs DC/DC. Le THD du courant de charge s'élève à environ 25% (Figure 3.17(a)), le THD du courant de source avant la régulation des rapports cycliques est de 2,38% (Figure 3.17(b)), et le THD de la tension de source est de 3,03% (Figure 3.17(c)).

Après l'ajout des boucles de régulation des rapports cycliques, les THD du courant et de la tension de la source diminuent respectivement à 2,08% (Figure 3.17(d)) et 2,92%

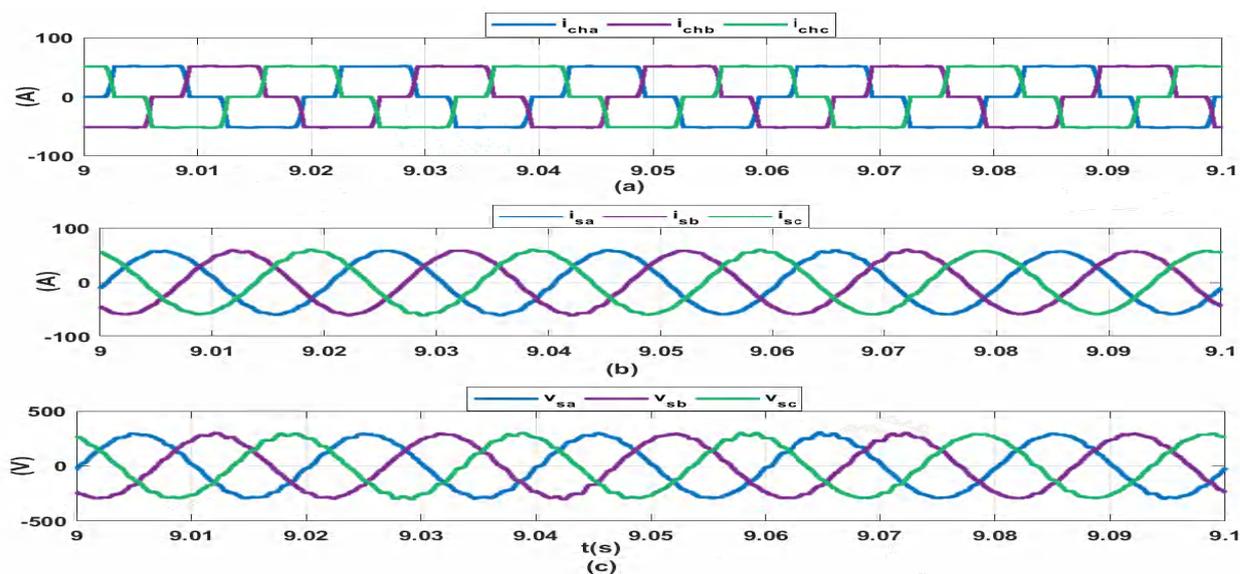


FIGURE 3.16. Résultats après l'insertion du FAP : (a) Courant de charge. (b) Courant de source. (c) Tension de source.

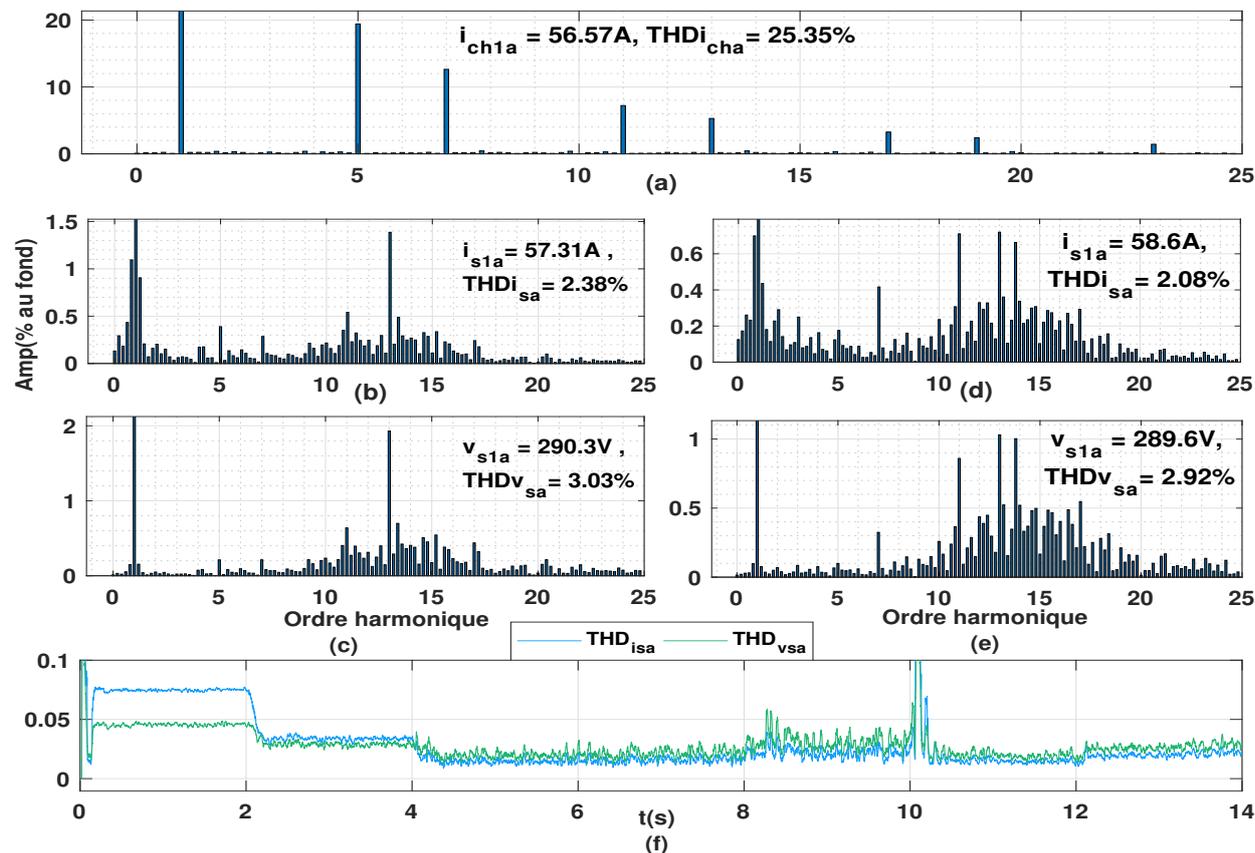


FIGURE 3.17. Les spectres harmoniques pour : (a) ,(b) et (c) Courant de charge, courant et tension de source avant la régulation des rapports cycliques. (d), (e) Courant et tension de source après la régulation des rapports cycliques. (f) Distorsion harmonique totale (THD) vs. temps.

(Figure 3.17(e)), dénotant ainsi une amélioration notable de la qualité du filtrage suite à l'activation de la régulation des rapports cycliques des convertisseurs DC/DC. Il convient de noter que ces valeurs de THD se situent dans les limites acceptables définies par les normes en vigueur, telles que les normes IEEE 519 pour les distorsions harmoniques du

courant et les normes locales applicables pour la distorsion harmonique de tension. La Figure 3.17(f) présente l'évolution au fil du temps du THD du courant et de la tension de la source, les maintenant à des niveaux acceptables, à l'exception du pire cas de $v_{DC}^*=473V$.

3.7 Conclusion

L'application d'une FAP à 3-niveaux NPC, alimentée par une source d'énergie multi-sources composée de PAC/batterie, avec une gestion d'énergie, a été examinée en détail dans le chapitre précédent. La nouvelle stratégie de commande des convertisseurs DC/DC a été présentée, et les dimensions des composants FAP, notamment les régulateurs PI de courant alternatif et de tension continue, ainsi que tous les circuits passifs, ont été fournis et analysés. Les résultats discutés ont été établis pour différentes valeurs des tensions du bus DC. L'objectif de cette étude se divise en deux parties distinctes :

Dans la première partie des travaux discutés, l'accent était mis sur la régulation des rapports cycliques des convertisseurs DC/DC, permettant ainsi le contrôle des puissances issues de la PAC, de la batterie et du bus DC. De plus, un algorithme de gestion de l'énergie élaboré dans le chapitre précédent a été intégré. En comparant les puissances obtenues avant et après la régulation des rapports cycliques, il est apparu clairement qu'un suivi plus précis des puissances (p_{cc} , p_{pac} , p_{batt}) par rapport à leurs références (déterminées par l'algorithme de gestion de l'énergie) est atteint grâce à une régulation des rapports cycliques.

Dans la deuxième partie, l'objectif était de démontrer que le bon fonctionnement du FAP nécessite une tension continue adéquate (v_{DC}^*) et non rentable. Les résultats obtenus sont satisfaisants tant du point de vue du filtrage que de la qualité de la source (THD_i , $THD_v\% < 5\%$).

Il est important de souligner que le système multi-sources nécessite une alimentation en énergie verte. Ainsi, le développement de cette multi-sources incluant une source photovoltaïque (PV) avec une nouvelle gestion de l'énergie est abordé. Les résultats de cette combinaison de sources d'énergie ont été étudiés en détail dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

Application du FAPMS intégrant PAC/batterie/PV

4.1 Introduction

À l'aube de la transition énergétique, les systèmes multi-sources émergent comme des piliers fondamentaux dans la quête de solutions énergétiques durables et efficaces [114–116]. L'intégration harmonieuse de diverses sources d'énergie [117, 118], telles que les piles à combustible, les batteries et les panneaux solaires photovoltaïques (PV), offre une perspective élargie pour relever les défis actuels de la fourniture d'énergie.

Dans ce contexte dynamique, les FAP se distinguent comme des composants incontournables [119], assurant une distribution électrique stable et de haute qualité. Cette étude se concentre spécifiquement sur l'application d'un filtre actif de puissance multi-source, intégrant une PAC, une batterie et un générateur PV [120, 121]. Bien que l'association de ces technologies diverses présente une perspective novatrice, elle engendre également des défis singuliers en termes de gestion des harmoniques, de régulation de la tension de bus DC avec une stratégie de commande des convertisseurs DC/DC et la gestion d'énergie du système multi-sources [122]. Notre exploration approfondie vise le développement d'un algorithme de gestion d'énergie visant à suivre le point de puissance maximale (MPPT) en fonction des variations du réseau, de la charge et des caractéristiques du système multi-sources.

Le présent chapitre commence par une description détaillée du système global, mettant particulièrement l'accent sur le modèle des PV. Ensuite, une étude approfondie de l'interconnexion synergique entre les PAC, les batteries et les PV est présentée, mettant en avant des solutions énergétiques innovantes. Enfin, l'algorithme de gestion d'énergie du système multi-sources est explicité, avec pour objectif le suivi du MPP pour une production d'énergie plus propre et plus efficiente. Le chapitre se conclut par la présentation des résultats obtenus par simulation sous MATLAB/Simulink, suivie de leurs interprétations approfondies.

4.2 Description du système

Le système représenté est donné par la figure 4.1. Il englobe une source d'énergie et une charge non linéaire, intégrant également un FAP à 3 niveaux de type NPC. L'alimentation du bus DC est assurée par un système multi-sources composé d'une PAC, d'une batterie et de PV, avec l'utilisation de convertisseurs intermédiaires DC/DC boost et buck. La description complète des bus DC du circuit de puissance et de commande, ainsi que du système de gestion de l'énergie, est détaillé dans les paragraphes suivants.

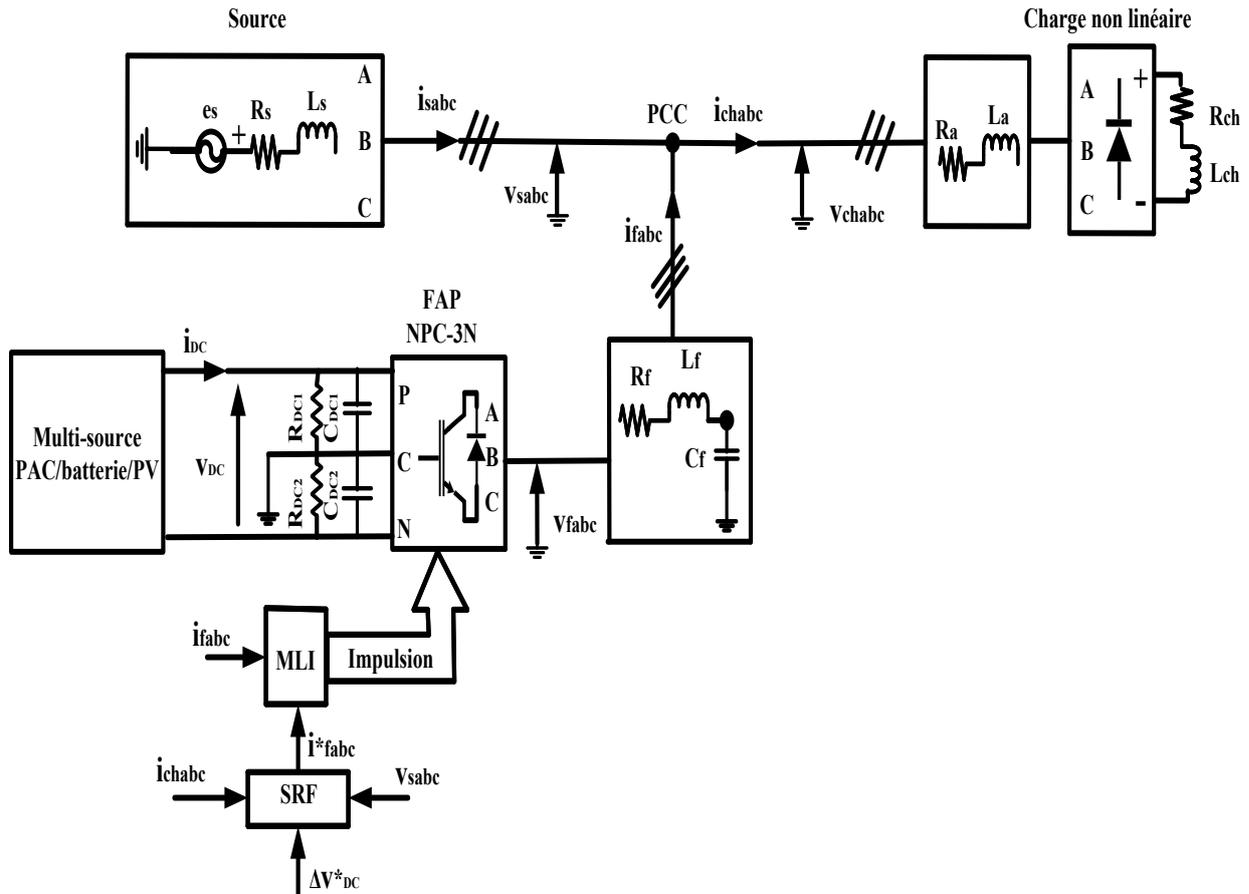


FIGURE 4.1. Description du système.

4.3 Multi-sources PAC/batterie/PV

Le bus DC est constitué une source (multi-sources) comprenant une PAC, une batterie et des PV. La PAC et la batterie ont fait l'objet d'études dans les chapitres précédents. Dans ce paragraphe, l'attention est exclusivement portée sur la source PV. Il aborde brièvement la production d'électricité par les cellules solaires et explore principalement les différentes techniques disponibles pour suivre le mouvement du soleil afin de maximiser la puissance de sortie générée par le réseau de PV.

4.3.1 Le modèle des panneaux photovoltaïques (PV)

Les cellules solaires sont constituées de divers matériaux semi-conducteurs qui acquièrent des propriétés conductrices en réaction à la chaleur ou à la lumière. Actuellement, la majorité des cellules solaires de première génération sont principalement composées de silicium (Si) [123], une ressource abondante. Cependant, plus de 95 % de ces cellules présentent un rendement de conversion d'énergie d'environ 17 %. En contraste, les cellules solaires développées au cours de la dernière décennie en environnement de laboratoire affichent une efficacité pouvant atteindre 31 % [124].

Toutes les technologies liées à la capture de l'énergie solaire pour produire de l'électricité directe sont regroupées sous le terme de technologie photovoltaïque [125], qui se subdivise en cristallin, film mince et nanotechnologie. La technologie photovoltaïque est utilisée pour produire de l'électricité dans des zones non desservies par les lignes électriques. Dans les pays en développement, elle contribue à améliorer les conditions de vie en milieu rural, notamment dans les domaines des soins de santé, de l'éducation et de l'agriculture.

Dans les pays industrialisés, une telle technologie est largement utilisée et intégrée au réseau électrique principal. L'efficacité croissante des cellules solaires représente une avancée significative, offrant des perspectives prometteuses pour une utilisation plus répandue de l'énergie solaire. En effet, ces progrès ont un impact positif sur la viabilité économique et environnementale des systèmes d'énergie solaire, renforçant ainsi leur rôle essentiel dans la transition vers des sources d'énergie plus durables.

La technique du dopage des semi-conducteurs est employée afin d'obtenir un excès de porteurs de charge positifs (de type p) ou un surplus de porteurs de charge négatifs (de type n) dans les cellules solaires. Lorsque deux couches de dopage distinctes entrent en contact, une jonction p-n se forme à la frontière entre ces deux couches. Cette jonction crée un champ électrique interne, entraînant la séparation des porteurs de charge libérés par la lumière incidente[126].

Plus précisément, lorsqu'un photon de lumière frappe la cellule solaire, il excite les électrons dans la région dopée n, les libérant de leur état lié. Ces électrons libres sont attirés par le champ électrique vers la région p adjacente. Simultanément, des trous (lacunes d'électrons) sont générés dans la région p et se déplacent vers la région n en réponse au champ électrique.

La séparation des charges résultante crée un courant électrique dans le matériau semi-conducteur, qui peut ensuite être exploité pour produire de l'électricité. Ce processus est essentiel pour le fonctionnement des cellules solaires, car il génère un courant continu à partir de la lumière incidente, contribuant ainsi à la production d'énergie renouvelable.

La figure 4.2 illustre le mécanisme de formation de la jonction p-n et le déplacement des

charges lors de l'exposition à la lumière. Ce phénomène démontre comment la technologie du dopage joue un rôle crucial dans la conversion efficace de l'énergie solaire en électricité [127].

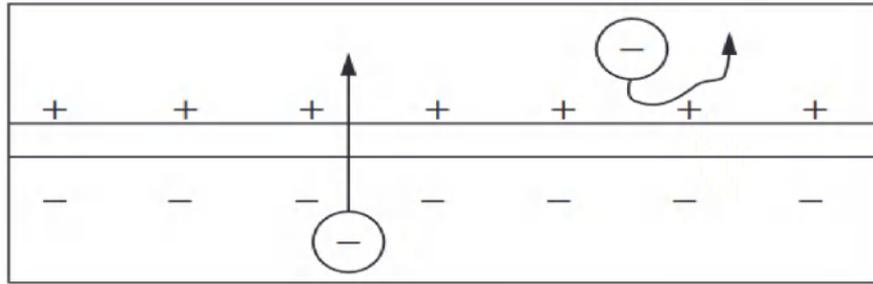


FIGURE 4.2. Effet du champ électrique dans une cellule photovoltaïque.

Selon la référence [128], le circuit équivalent principal d'une cellule solaire (figure 4.3(a)) est composé d'une source de courant avec une diode en parallèle, accompagnée de résistances parasites en série (R_{sph} , normalement faibles) et de résistances de dérivation (R_{shph} , relativement élevées). La résistance R_{sph} est principalement influencée par des facteurs tels que la résistance du matériau semi-conducteur, les contacts métalliques, et les interconnexions. En revanche, la résistance R_{shph} est principalement affectée par les non-idéalités de la jonction p-n et les impuretés présentes à proximité de la jonction. Un circuit équivalent simplifié est illustré dans la figure 4.3(b). Il est essentiel de noter que la résistance

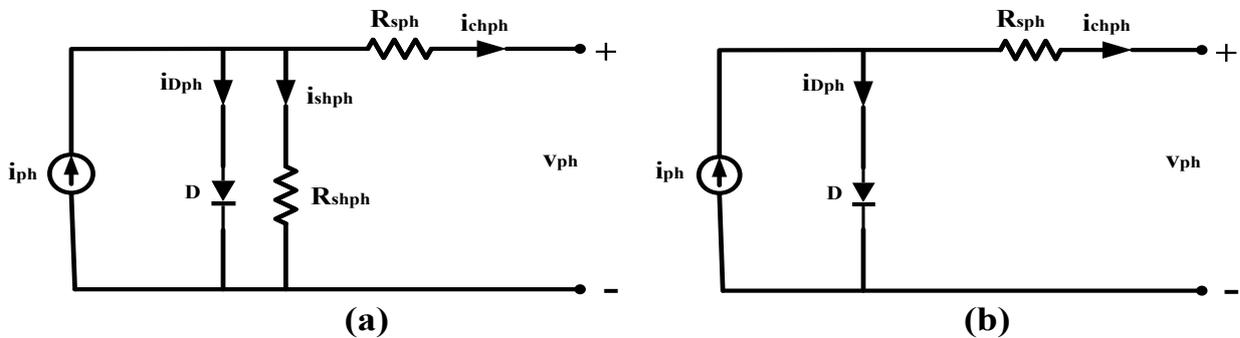


FIGURE 4.3. (a) Schéma équivalent d'une cellule solaire. (b) Modèle pour une cellule photovoltaïque.

R_{sph} tend à être faible pour minimiser les pertes de courant dans le circuit, tandis que la résistance R_{shph} doit être élevée pour maximiser la tension de circuit ouvert (v_{ocph}) de la cellule solaire.

Le courant à travers la diode est déterminé par l'équation de Shockley, qui décrit le comportement d'une diode idéale en termes de courant (i_{ph}) en fonction de la tension (v_{ph}) :

$$i_{Dph} = i_{0ph} \cdot \left[e \left(\frac{q \cdot v_{ph}}{n_{ph} \cdot k \cdot T_{ph}} \right) - 1 \right] \quad (4.1)$$

Ici,

i_{0ph} représente le courant de saturation inverse,

q désigne le porteur de charge,
 k est la constante de Boltzmann,
 T_{ph} est la température de la cellule,
 n_{ph} est le facteur d'idéalité.

Cette équation joue un rôle crucial dans la modélisation du comportement de la diode dans le circuit équivalent de la cellule solaire, permettant ainsi une analyse approfondie des performances électriques de la cellule en réponse à différentes conditions d'éclairement et de température.

Le module photovoltaïque comporte deux composants limitants : la tension de circuit ouvert (v_{ocph}) et le courant de court-circuit (i_{scph}). Pour déterminer i_{scph} , on fixe v_{ph} à 0 et i_{scph} à i_{ph} ; cette valeur varie proportionnellement à l'irradiance de la cellule. Pour déterminer v_{ocph} , on fixe le courant de la cellule i_{chph} à 0; ainsi,

$$v_{ocph} = \frac{n_{ph} \cdot k \cdot T_{ph}}{q} \cdot \ln \left[\frac{i_{ph}}{i_{0ph}} \right] \quad (4.2)$$

Les ensembles photovoltaïques sont généralement montés en position fixe et inclinés vers le sud pour optimiser la production d'énergie à midi et quotidiennement. L'orientation des panneaux fixes devrait être soigneusement choisie pour capturer le maximum d'énergie en fonction de la saison ou de l'année. Les ensembles photovoltaïques possèdent un point de fonctionnement optimal appelé le point de puissance maximale (MPP) [129, 130], comme indiqué dans la Fig. 4.4. Il est remarqué que la puissance augmente avec la tension, atteignant une valeur maximale, puis diminue à mesure que la résistance augmente jusqu'à un point où le courant diminue. Selon la théorie du transfert de puissance maximale, c'est le point où la charge est adaptée à la résistance du panneau solaire à un certain niveau de température et d'isolation.

Ainsi, la compréhension approfondie du comportement électrique des cellules solaires et des modules photovoltaïques est essentielle pour concevoir des systèmes efficaces et optimiser leur performance dans des conditions variables. La courbe I-V d'une cellule solaire

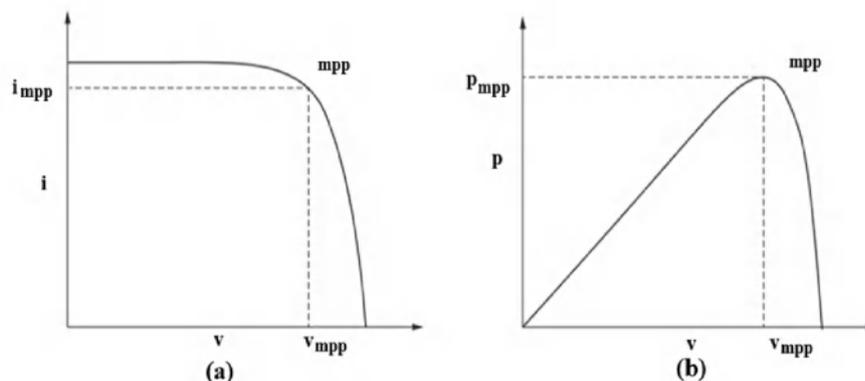


FIGURE 4.4. Courbes typiques des modules PV d'une cellule solaire montrant le MPP. (a) Caractéristique I-V. (b) Caractéristique P-V

évolue en fonction des niveaux de température et d'isolation, ce qui influe sur le Point de Puissance Maximale (MPP) [131]. On observe que la tension de circuit ouvert (v_{ocph}) augmente de manière logarithmique, tandis que le courant de court-circuit (i_{scph}) augmente linéairement avec l'augmentation du niveau d'isolation. De plus, l'augmentation de la température de la cellule solaire diminue la tension de circuit ouvert (v_{ocph}) et augmente légèrement le courant de court-circuit (i_{scph}), entraînant une réduction de l'efficacité de la cellule.

Le module photovoltaïque peut également être caractérisé par le Point de Puissance Maximale (v_{mpp} pour la tension et i_{mpp} pour le courant), où le produit de la tension et du courant atteint sa valeur maximale. La puissance maximale de sortie est obtenue selon l'équation $\frac{d(v.i)}{dt} = 0$ et en résolvant pour v_{mpp} selon l'équation suivante :

$$v_{mpp} = v_{ocph} - \frac{k.T_{ph}}{q} \cdot \ln \left[\frac{v_{mpp}}{n_{ph} \cdot k.T_{ph}/q} - 1 \right] \quad (4.3)$$

Un module PV est généralement caractérisé selon sa puissance crête (max), normalement désignée par W_p , établie à $1kW/m^2$ dans des conditions de test standard (STC). Ces conditions comprennent une lumière solaire incidente de $1000W/m^2$, une température de cellule de $25^\circ C$ et une masse d'air de 1,5 atm.

Le produit ($v_{mpp} \cdot i_{mpp}$) est lié au produit généré par ($v_{ocph} \cdot i_{scph}$) par un facteur de remplissage (FF_{ph}) qui mesure la qualité de la jonction et de la résistance en série :

$$FF_{ph} = \frac{v_{mpp} \cdot i_{mpp}}{v_{ocph} \cdot i_{scph}} \quad (4.4)$$

Plus le facteur de remplissage (FF_{ph}) se rapproche de l'unité, meilleure est la qualité du module PV. Enfin, le critère principal de loin le plus important pour un module PV est son rendement (η_{ph}) défini comme :

$$\eta_{ph} = \frac{FF_{ph} \cdot v_{ocph} \cdot i_{scph}}{P_{inph}} \quad (4.5)$$

où P_{inph} représente la puissance incidente en fonction du spectre lumineux incident sur la cellule PV.

Pour atteindre les niveaux de tension et de courant souhaités, les cellules solaires sont disposées en configurations série (N_{sph}) et parallèle (N_{pph}), formant ainsi un module PV. L'impact ultérieur sur les paramètres du générateur PV est décrit par les équations suivantes :

$$i_{phtotal} = N_{pph} \cdot i_{ph}, \quad n_{phtotal} = N_{sph} \cdot n_{ph}, \quad R_{sphtotal} = \frac{N_{sph}}{N_{pph}} \cdot R_{sph} \quad (4.6)$$

Pour obtenir les tensions et les sorties appropriées pour différentes applications, les cellules solaires individuelles sont interconnectées en série (pour obtenir une tension plus

élevée) et en parallèle (pour obtenir un courant plus élevé) afin de former le module photovoltaïque. Ensuite, plusieurs de ces modules sont connectés les uns aux autres pour former le champ photovoltaïque. Ce champ est ensuite équipé d'un cadre en aluminium ou en acier inoxydable et recouvert de verre transparent sur la face avant (Fig. 4.5) [132].

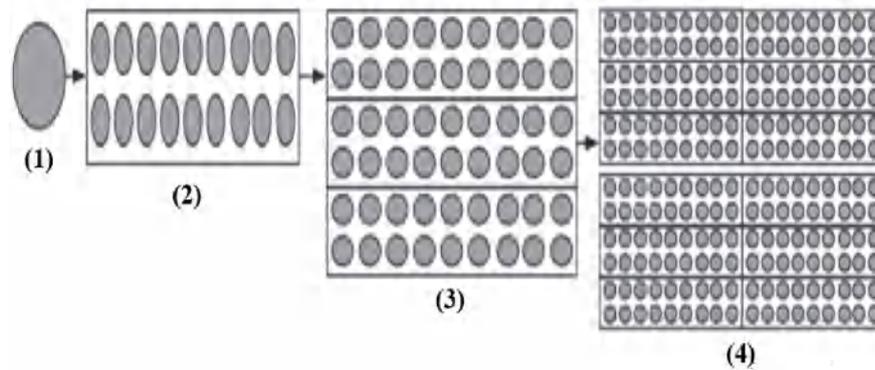


FIGURE 4.5. (1) Cellules, (2) modules, (3) panneaux et (4) champ photovoltaïques.

Les paramètres nécessaires au modèle sont répertoriés dans le tableau 4.1, extrait de la fiche technique du module PV Sunpower SPR-305E-WHT-D.

TABLE 4.1
Paramètres d'entrée du modèle de PV.

Paramètre	Valeur
$[V_{ocph}, i_{scph}, V_{mpp}, i_{mpp}, P_{mpp}]$ (V, A, V, A, W)	[64.2, 5.96, 54.7, 5.58, 305.226]
$[i_{chph}, i_{0ph}, R_{sph}, R_{shph}]$ (A, A, Ω , Ω)	[6.1, $6.3 \cdot 10^{-12}$, 0.38, 269.6]
$[T_{ph}, n_{ph}, N_{pph}, N_{sph}]$ ($^{\circ}$ C)	[25, 96, 30, 3]
$[SOI, v_{pvtotal}, i_{pvtotal}, P_{pvtotal}]$ (W/m^2 , V, A, W)	[1000, 164.1, 167.4, 27470.34]

Les courbes des caractéristiques I-V et P-V simulées sont présentées dans la figure 4.6. La courbe supérieure représente les caractéristiques I-V d'un module pour une température fixe de $T=25^{\circ}$ C et des irradiances spécifiées. Les courbes inférieures montrent les caractéristiques P-V pour différentes irradiances (SOI) (1, 0,5 et 0,1 kW/m^2). Il est clair que l'intensité du courant augmente avec l'irradiance. Il convient de noter que les caractéristiques I-V, représentant la relation entre le courant et la tension, offrent des informations fondamentales sur le comportement du module PV dans des conditions spécifiques. La courbe supérieure, décrivant ces caractéristiques pour une température de $T=25^{\circ}$ C, offre une base de comparaison importante.

Les courbes P-V présentent la puissance de sortie maximale pour différentes irradiances. Comme illustré par les courbes inférieures, la puissance de sortie maximale augmente avec l'irradiance, ce qui souligne l'importance de comprendre la performance du module PV sous différentes conditions d'éclairement (irradiance). Ces simulations permettent de visualiser et de comprendre le comportement du module PV dans des scénarios divers, facilitant ainsi la prise de décisions lors de la conception et de l'optimisation des systèmes

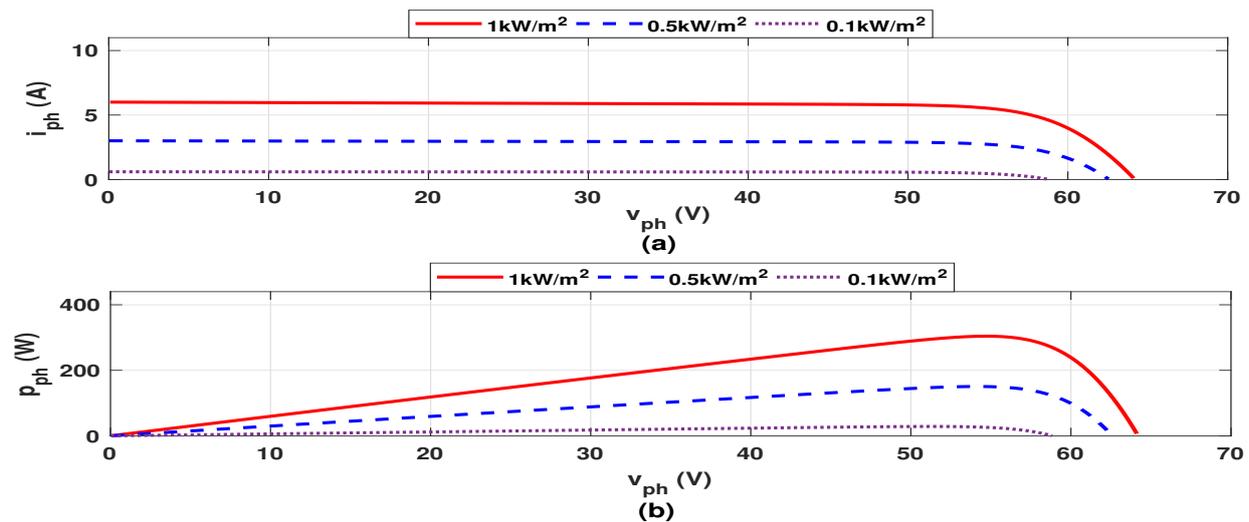


FIGURE 4.6. les caractéristiques I-V et P-V d'un module pour une température fixe et des irradiances spécifiées

d'énergie solaire. La capacité à ajuster les paramètres du modèle en fonction des spécifications réelles du module assure une modélisation réaliste, essentielle pour la planification et l'évaluation de l'efficacité des installations photovoltaïques.

4.4 Les convertisseurs DC/DC à multi-sources

Dans ce paragraphe, je présente une vue d'ensemble des circuits de puissance et de commande des convertisseurs DC/DC à sources multiples, comme illustré dans la Figure 4.7. Notons que le PAC et la batterie ont fait l'objet d'un traitement détaillé dans le chapitre précédent [97–99]. Ainsi, je me concentre exclusivement sur le panneau solaire photovoltaïque (PV) dans ce paragraphe.

Le convertisseur DC/DC connecté au PV est unidirectionnel et opère en mode boost. Son fonctionnement est basé sur un modèle moyen qui permet de réguler la tension d'entrée v_{epv} et le courant de sortie i_{spv} . Cette régulation est réalisée à l'aide d'un rapport cyclique α_{pv}^* régulé, ainsi que des rendements η_{pv} obtenus à partir d'une courbe de rendement référencée [79].

Le principe du circuit de commande, comprenant les régulateurs de tension et de courant du PV en mode boost, est semblable à celui du PAC, comme illustré dans la Figure 3.2. On peut déduire que le rapport cyclique α_{pv}^* est régulé en fonction de la tension de sortie souhaitée v_{DC}^* . Cette approche garantit une régulation efficace du PV, optimisant ainsi la conversion de l'énergie solaire en énergie électrique, tout en maintenant la stabilité du système. En résumé, le paragraphe fournit une explication détaillée du fonctionnement du convertisseur DC/DC associé au PV, en mettant l'accent sur les aspects de régulation de la tension d'entrée et du courant de sortie. Il souligne également la similitude de principe entre le circuit de commande du PV et celui du PAC, renforçant ainsi la cohérence globale

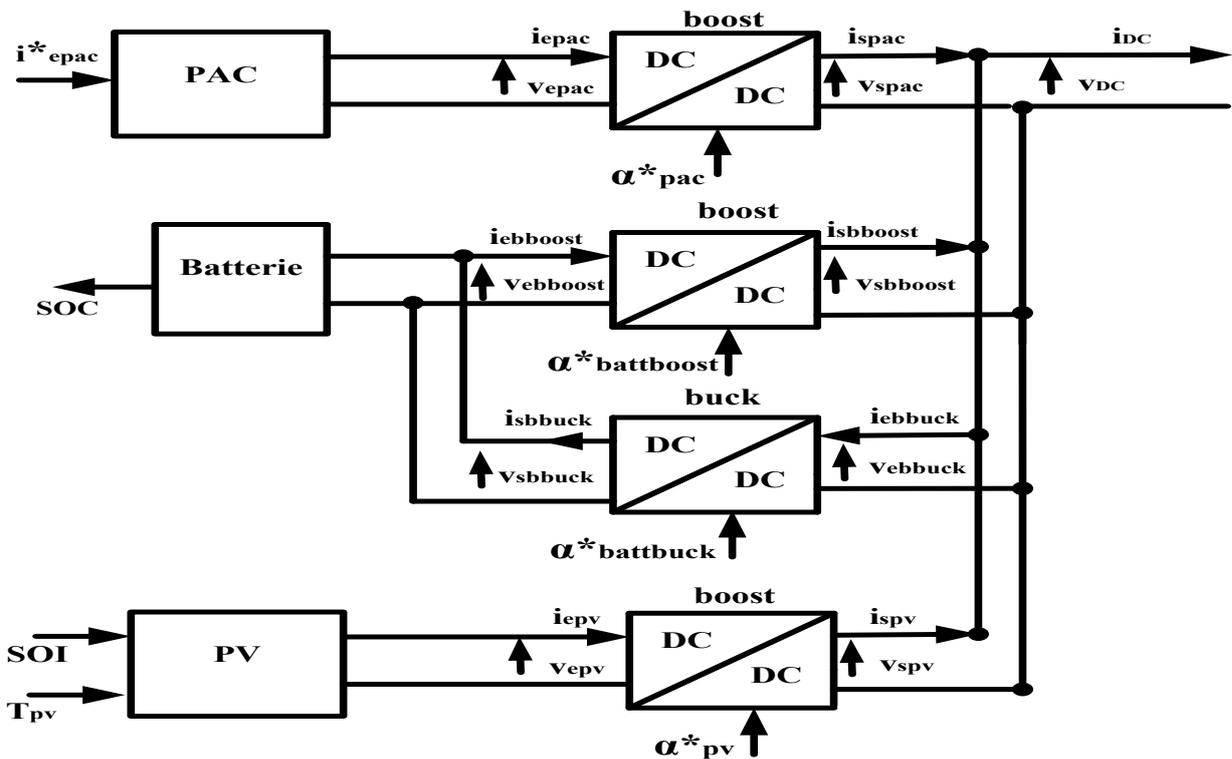


FIGURE 4.7. Les convertisseurs DC/DC à multi-sources.

du système de conversion d'énergie.

4.5 Algorithme de gestion d'énergie

Le Suiveur du Point de Puissance Maximale (MPPT) a pour objectif d'améliorer le transfert d'énergie du réseau vers un système électrique en ajustant la tension de sortie du panneau solaire afin de fournir la puissance maximale à la charge. Actuellement, les conceptions de MPPT se structurent généralement autour de trois composants essentiels : un convertisseur DC/DC à commutation, un système de contrôle, et un composant de suivi. Il existe plusieurs algorithmes de MPPT, parmi lesquels se distinguent trois des plus célèbres : Perturbation et d'Observation (PAO), la Technique de Conductance Incrémentielle (ICT), et la Référence Constante. Ces approches sont des méthodes bien établies pour optimiser la production d'énergie solaire en ajustant les paramètres du système en fonction des conditions environnementales.

Quant à mon algorithme, il représente une évolution par rapport aux méthodes conventionnelles. Son objectif est de capturer le MPPT des panneaux solaires de manière plus efficace et sophistiquée. Cette amélioration découle de la progression de mon algorithme précédent, comme indiqué dans la référence [97]. Son fonctionnement repose sur la collecte de données telles que la puissance du bus DC mesurée aux bornes des convertisseurs DC/DC (p_{DC}), l'état de charge de la batterie (SOC) et l'état d'irradiance des panneaux photovoltaïques (SOI). À partir de ces données, l'algorithme effectue une gestion énergétique, déterminant les puissances de référence du PAC, de la batterie et du PV (p_{pac}^* , p_{batt}^* , p_{pv}^*)

en fonction du SOC, du SOI et de p_{DC} . Il prend également en considération les différentes situations de fonctionnement du PAC, telles qu'au repos (P_{pacr}), à faible régime (P_{pacf}) et à pleine capacité (P_{pace}). De plus, il intègre des paramètres importants tels que la puissance maximale admissible pour la batterie ($P_{battmax}$) et le Point de Puissance Maximale (MPP) des panneaux photovoltaïques (P_{pvmpp}). En résumé, l'objectif de cet algorithme est d'optimiser le suivi du Point de Puissance Maximale (MPPT) des panneaux solaires, en proposant une approche plus avancée et complète pour maximiser l'efficacité énergétique dans diverses conditions opérationnelles.

Dans cette configuration spécifique, le PAC demeure la principale source d'alimentation du bus DC. Lorsque le niveau d'irradiance solaire (SOI) est élevé, le panneau solaire (PV) fonctionne de manière continue en tant que source verte, chargeant la batterie, surtout lorsqu'elle présente un faible état de charge (SOC). En cas de forte demande en puissance (p_{DC}), le PV collabore avec le PAC pour répondre à cette exigence. En l'absence d'activité du PAC (P_{pacr}), le PV devient la seule source active, bien que la batterie soit sollicitée en tant que source de stockage énergétique de support. Dans cette application particulière, les puissances maximales de la batterie ($P_{battmax}$) et du PV (P_{pvmpp}) sont réglées à environ la moitié de leurs valeurs maximales, reflétant ainsi la demande énergétique moyenne. La figure 4.8 synthétise les différentes situations envisageables en fonction du niveau de puissance du bus DC (élevé, moyen, faible), du SOC de la batterie (déchargé <40%, peu chargé >40%, élevé <80%, complètement chargé >80%) et du SOI des panneaux PV (non alimenté >40%, peu alimenté >80%, alimenté <80%).

Cette représentation graphique offre une vue d'ensemble claire des scénarios possibles, permettant une gestion dynamique et efficace des ressources énergétiques en fonction des conditions variables du système. Ainsi, l'algorithme s'adapte de manière intelligente aux différents niveaux de demande, aux variations de l'état de charge de la batterie et aux changements dans l'irradiance solaire pour optimiser la production et l'utilisation de l'énergie solaire.

4.5.1 Puissance à forte demande $p_{DC} > (P_{pace} + P_{pvmpp})$

4.5.1.1 Si SOC < 40% & SOI < 80%

La batterie ne peut pas fournir d'énergie pour satisfaire la forte puissance. Ainsi, le PAC et le PV alimentent hybride le bus DC et ne chargent pas la batterie :

$$P_{pv}^* = P_{pvmpp}, P_{pac}^* = p_{DC} - P_{pv}^*, P_{batt}^* = 0.$$

4.5.1.2 Si SOC > 40% & SOI > 80%

La batterie peut contribuer à satisfaire p_{DC} .

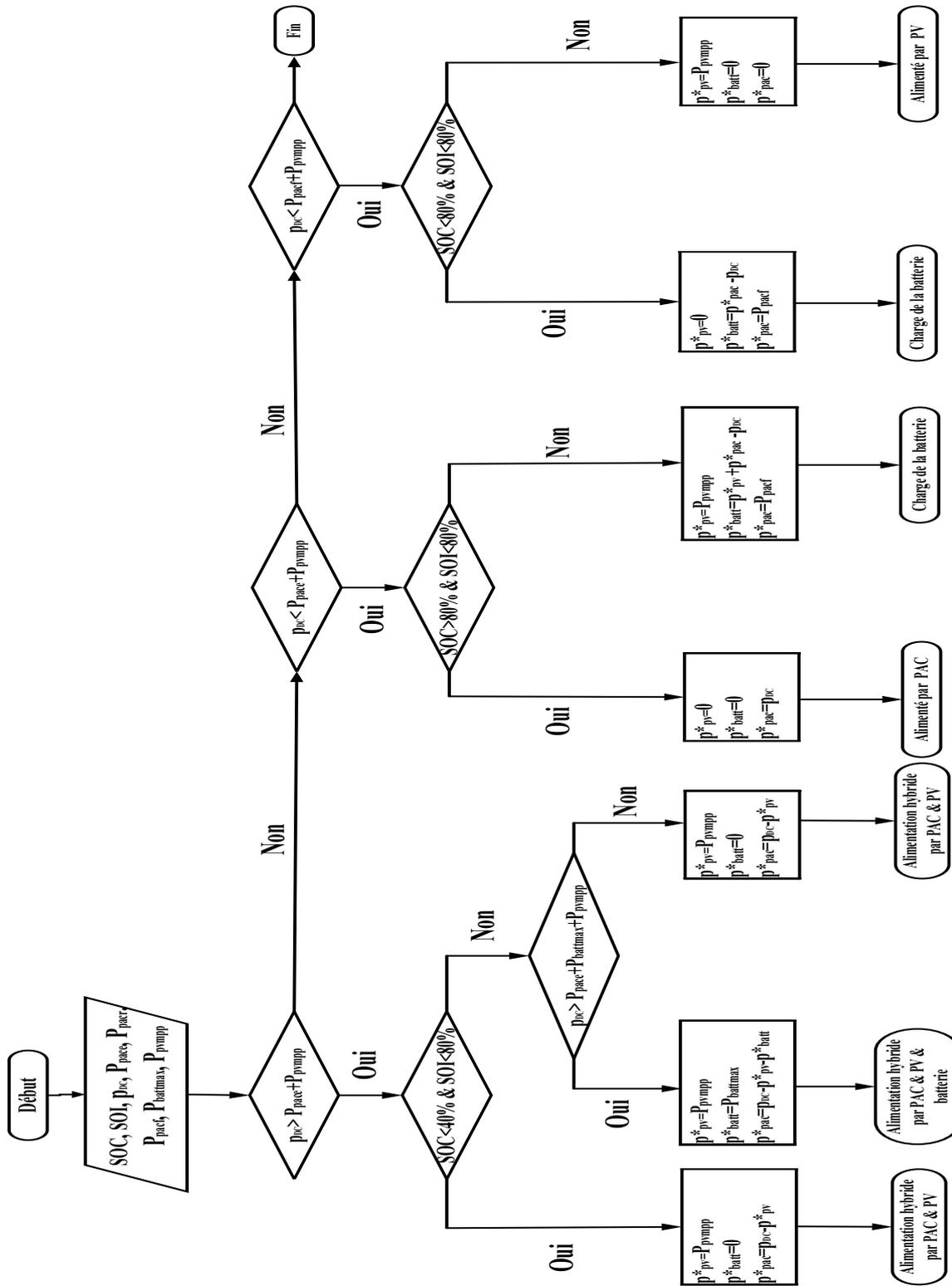


FIGURE 4.8. Algorithme de gestion d'énergie.

4.5.1.3 Si p_{DC} est très élevée $p_{DC} > (P_{pace} + P_{pvmpp} + P_{battmax})$

La batterie, le PAC et le PV fonctionnent ensemble pour alimenter le bus DC (alimentation hybride) : $p_{pv}^* = P_{pvmpp}$, $p_{pac}^* = p_{DC} - p_{pv}^* - p_{batt}^*$, $p_{batt}^* = P_{battmax}$.

4.5.1.4 Si p_{DC} est élevée $p_{DC} < (P_{pace} + P_{pvmpp} + P_{battmax})$

La batterie ne peut pas fournir d'énergie pour satisfaire la puissance et le PAC et le PV alimentent le bus DC (alimentation hybride) : $p_{pv}^* = P_{pvmpp}$, $p_{pac}^* = p_{DC} - p_{pv}^*$, $p_{batt}^* = 0$.

4.5.2 Puissance à moyenne demande $p_{DC} < (P_{pace} + P_{pvmpp})$

4.5.2.1 Si $SOC < 80\%$ & $SOI > 80\%$

Étant donné que la puissance du bus DC est moins élevée et que la batterie n'est pas complètement chargée, la puissance du PAC et du PV peut simultanément satisfaire p_{DC} et charger la batterie : $p_{pv}^* = P_{pvmpp}$, $p_{pac}^* = P_{pace}$, $p_{batt}^* = p_{pac}^* + p_{pv}^* - p_{DC}$.

4.5.2.2 Si $SOC > 80\%$ & $SOI < 80\%$

Dans ce cas, la batterie est complètement chargée et le SOI est très faible, donc le PV ne fonctionne pas. Ainsi, il n'est pas nécessaire de partager la puissance du PAC entre le bus DC et la batterie : $p_{pv}^* = 0$, $p_{pac}^* = p_{DC}$, $p_{batt}^* = 0$.

4.5.3 Puissance à faible demande $p_{DC} < (P_{pace} + P_{pvmpp})$

4.5.3.1 Si $SOC < 80\%$ & $SOI < 80\%$

Le SOI est très faible, donc le PV ne fonctionne pas. La batterie manque de charge même si p_{DC} est faible. En conséquence, p_{pac}^* sera partagée entre p_{DC} et p_{batt}^* :

$$p_{pv}^* = 0, p_{pac}^* = P_{pace}, p_{batt}^* = p_{pac}^* - p_{DC}.$$

4.5.3.2 Si $SOC > 80\%$ & $SOI > 80\%$

La principale quantité d'énergie nécessaire du bus DC provient de la batterie complètement chargée, le PAC étant à sa puissance nominale nette minimale P_{pace} , donc le PV alimente uniquement : $p_{pv}^* = P_{pvmpp}$, $p_{pac}^* = 0$, $p_{batt}^* = 0$.

4.6 Résultats de simulation

Ce paragraphe expose les travaux de simulation réalisés pour approfondir l'étude précédente. Ces simulations ont été effectuées à l'aide de l'environnement logiciel MATLAB/Simulink, prenant en compte les paramètres spécifiés dans le tableau 4.2 pour modéliser

et analyser le comportement dynamique du système énergétique étudié. Le modèle élaboré intègre les composants essentiels tels que le PAC, la batterie et les panneaux solaires photovoltaïques (PV). De plus, il prend en considération les paramètres du filtre actif de puissance (voir tableau 3.2).

TABLE 4.2
Paramètres de la simulation.

Paramètre	valeur
$[P_{pv\text{mpp}}, P_{batt\text{max}}](\text{kW})$	[14,14]
$[P_{pacr}, P_{pacf}, P_{pace}] (\text{W})$	[316.2, 16452, 13348]
SOC et SOI (%)	[30 100]

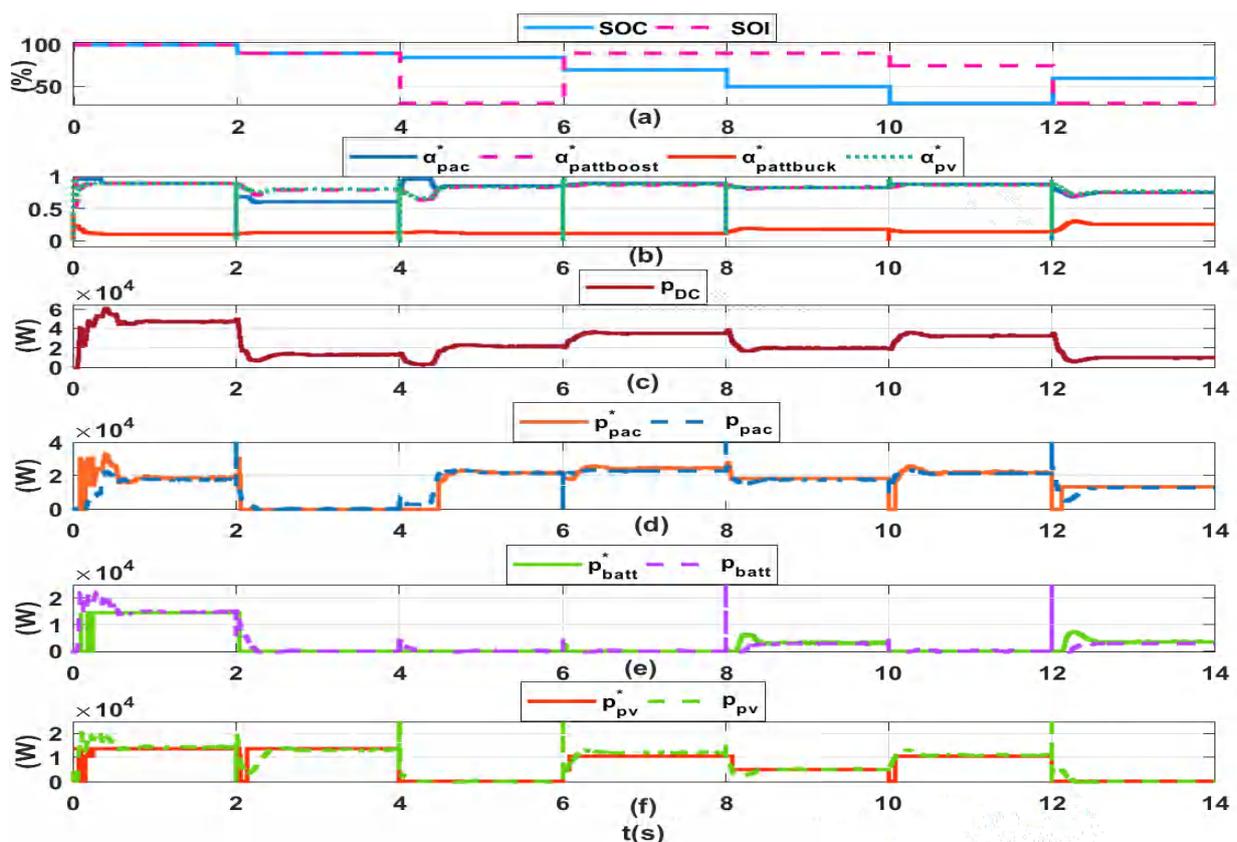


FIGURE 4.9. (a) L'état de charge de la batterie et le niveau d'irradiance imposés (SOC, SOI). (b) Les rapports cycliques régulés des convertisseurs DC/DC. Les puissances de référence et mesurées pour : (c) le bus DC, (d) le PAC, (e) la batterie, (f) le PV.

Cette approche a permis une analyse approfondie du comportement global du système, prenant en compte les variations de charge, les fluctuations du niveau d'irradiance solaire (SOI) et les modifications de l'état de charge de la batterie (SOC). L'objectif principal de ces simulations est double : d'abord, évaluer les performances du système dans divers scénarios, notamment face aux variations de la puissance du bus DC (p_{DC}), aux fluctuations de la production solaire (SOI) et aux changements d'état de charge de la batterie (SOC). Ensuite, évaluer l'efficacité du FAP pour éliminer les harmoniques générées par la charge polluante.

La figure 4.9 présente le fonctionnement de l'algorithme de gestion d'énergie (figure 4.8), ainsi que les valeurs imposées de l'état de charge SOC et du niveau d'irradiance SOI (Fig. 4.9(a)), et les rapports cycliques régulés α_{pac}^* , $\alpha_{battboost}^*$, $\alpha_{battbuck}^*$ et α_{pv}^* (Fig. 4.9(b)). Les valeurs imposées de SOC varient entre 30% et 100%, tandis que les valeurs de SOI sont déterminées pour différentes conditions climatiques, telles que le matin, midi et nuit, et sont exprimées en pourcentage (par exemple, 1000 W/m² correspondant à 100%) pour s'adapter aux divers scénarios de l'algorithme de gestion de l'énergie. Les rapports cycliques régulés du mode boost des convertisseurs DC/DC varient entre 0,6 et 0,9 pour les convertisseurs PAC, batterie et PV. Dans le cas du mode batterie buck, le rapport cyclique varie entre 0 et 0,4. Dans différentes situations, le PAC est la principale source d'énergie et fonctionne tout le temps sauf lorsqu'il est au repos. Le PV alimente seul le bus DC lorsque le PAC est inactif. Dans d'autres cas, le PV assiste le PAC ou est mis en pause en raison d'un SOI très faible. $\alpha_{battboost}^*$ reste constant, car le PAC et le PV sont capables d'alimenter conjointement le bus DC. La batterie entre en jeu lorsque la puissance du bus DC est très élevée. Quant à $\alpha_{battbuck}^*$, il reste nul sauf lorsque la batterie est en mode charge, en raison du faible pourcentage de décharge de la batterie. Concernant les différentes puissances mesurées et leurs références pour le bus DC, le PAC, la batterie et le PV, les résultats sont présentés respectivement sur les figures 4.9(c,d,e,f). En premier lieu, on constate une parfaite concordance entre les puissances mesurées et leurs références correspondantes en tout temps. Ces mesures montrent un bon alignement avec les références, délivrées à partir de l'algorithme de gestion de l'énergie présenté dans la figure 4.8.

La Figure 4.10 présente les différentes tensions d'entrée/sortie des convertisseurs DC/DC. La Figure 4.10(a) illustre la tension du bus DC en superposition avec sa référence. Divers niveaux de tension de référence ont été fixés pour s'aligner avec les scénarios spécifiques de l'algorithme de gestion de l'énergie. Les tensions de sortie du PAC, de la batterie et du PV dépassent les tensions d'entrée dans le mode boost, montrant ainsi que les tensions de sortie suivent leurs références. Cela implique que les régulations des rapports cycliques sont efficacement effectuées (Figure 4.10(b, c, e)). À l'inverse, dans le mode buck pour la batterie, la tensions de sortie est inférieur au tension d'entrée (Figure 4.10(d)).

La figure 4.11 illustre les courants d'entrée/sortie des convertisseurs DC/DC, ainsi que leurs références. Dans la figure 4.11(a), le courant du bus DC (i_{DC}) est la somme des courants de sortie du PAC, de la batterie et du PV. Des observations similaires peuvent être notées pour les courants d'entrée du PAC, de la batterie et du PV, qui dépassent les courants de sortie dans le mode boost, indiquant que les courants d'entrée suivent leurs références. Cela suggère une efficacité dans la régulation des rapports cycliques (Figure 4.11(b, c, e)). En revanche, dans le mode buck pour la batterie, le courant d'entrée est inférieur au courant de sortie (Figure 4.11(d))

Les figures 4.12(a, b) présentent les résultats instantanés des courants et des tensions de source avant et après l'insertion du filtrage FAP. Les courbes affichées représentent les

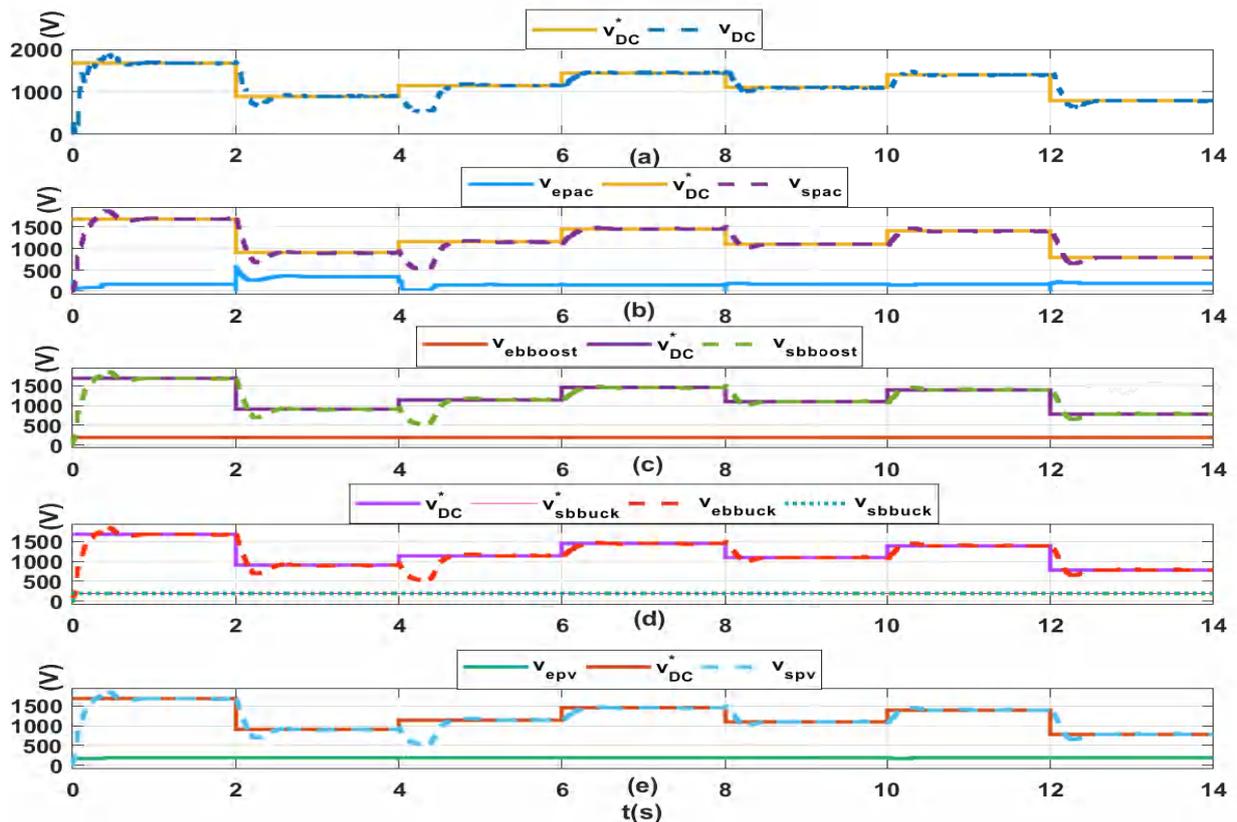


FIGURE 4.10. Les tensions d'entrée et de sortie des convertisseurs DC/DC : (a) le bus DC, (b) le PAC, (c) la batterie en mode boost, (d) la batterie en mode buck, (e) le PV.

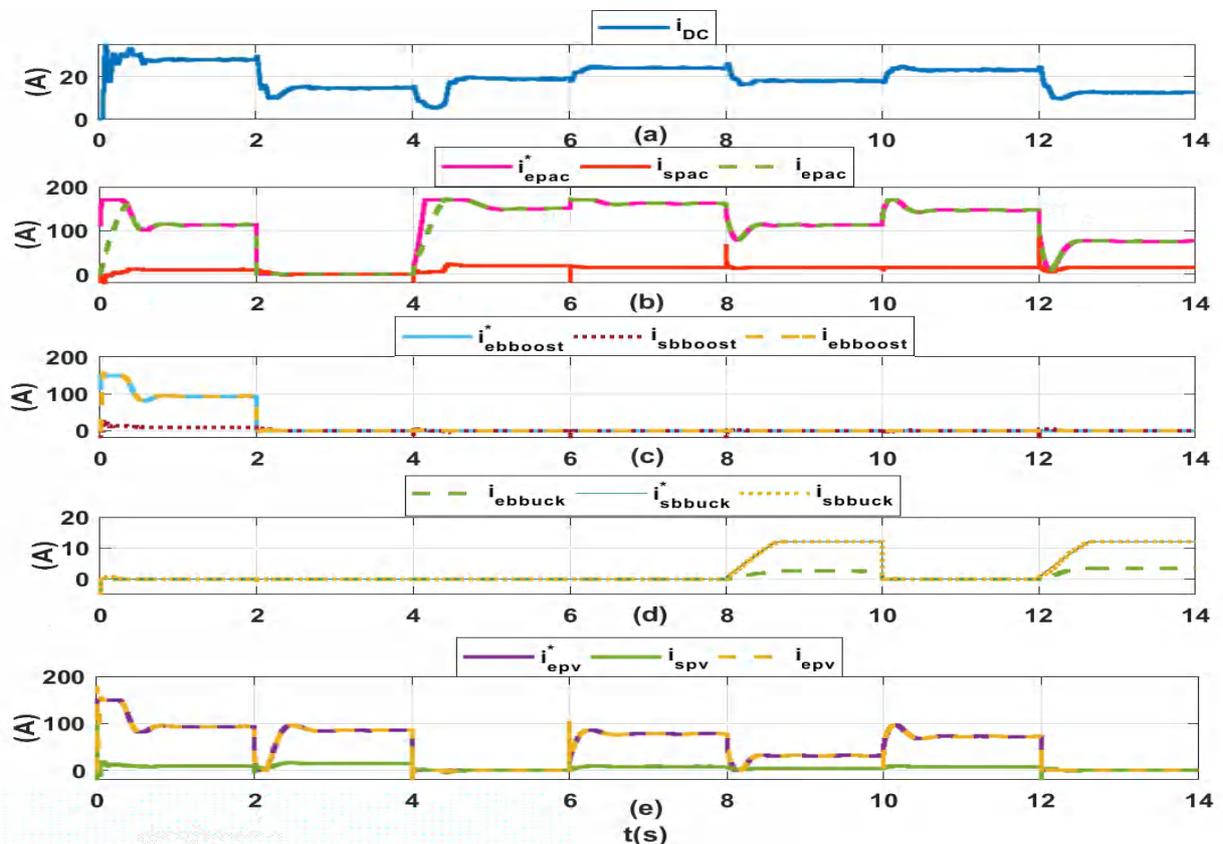


FIGURE 4.11. Les courants d'entrée et de sortie des convertisseurs DC/DC : (a) le bus DC, (b) le PAC, (c) la batterie en mode boost, (d) la batterie en mode buck, (e) le PV.

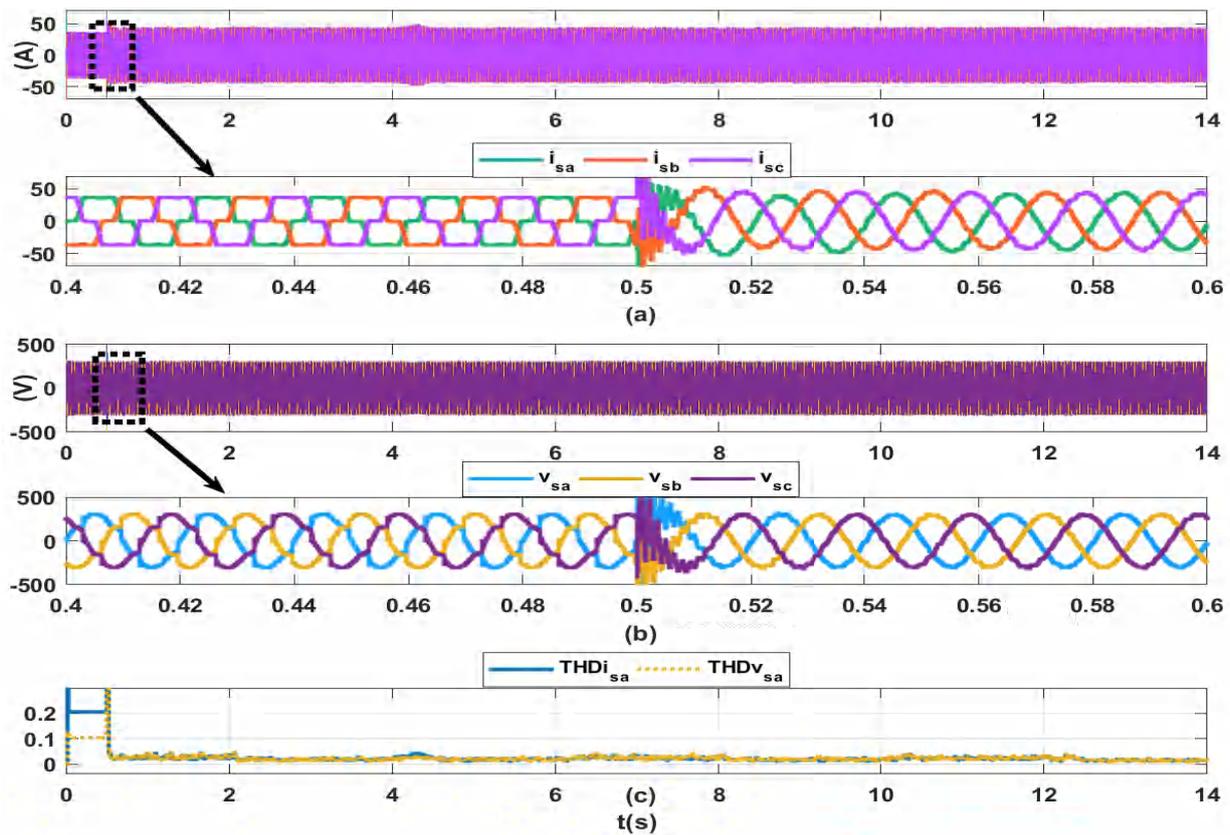


FIGURE 4.12. (a) Résultats des courants de source avec un zoom. (b) Résultats des tensions de source avec un zoom. (c) Distorsion harmonique totale (THD) vs. temps.

courants et les tensions triphasés de la source AC avec un zoom. Avant l'insertion du FAP, ces courbes étaient distordues, mais après l'insertion, elles sont devenues parfaitement sinusoïdales.

La figure 4.12(c) présente les taux de distorsion harmonique (THD) instantanés du courant et de la tension de la source avant et après l'insertion du FAP. Avant l'insertion du FAP, les THDs du courant et de la tension de la source étaient d'environ 25% et 10% respectivement. Après l'insertion, ces valeurs ont été réduites à environ 3%. Ainsi, le FAP fonctionne correctement car il parvient à ramener les THDs en dessous des limites de normalisation fixées à 5%.

4.7 Conclusion

Dans ce chapitre, une approche novatrice a été appliquée, mettant en œuvre un système de suivi à trois niveaux (FAP à 3N) NPC alimenté par une source d'énergie multi-sources combinant PAC/batterie/PV. Une nouvelle méthode de suivi du point de puissance maximale (MPPT) a été élaborée et détaillée dans le paragraphe précédent, offrant ainsi une gestion optimale de l'énergie. La stratégie de commande des convertisseurs DC/DC a également été présentée, contribuant à l'efficacité globale du système. Les résultats discutés ont été établis pour différentes valeurs de tensions du bus DC, permettant d'évaluer la robustesse et la performance du dispositif dans des conditions variées.

L'objectif principal de cette étude résidait dans le contrôle précis des puissances provenant de la PAC, de la batterie, des PV et du bus DC, en suivant l'algorithme de gestion de l'énergie élaboré dans le paragraphe précédent. La comparaison des puissances effectives avec leurs références déterminées par l'algorithme a démontré l'efficacité de la régulation des rapports cycliques. Ainsi, nous avons validé l'idée que le bon fonctionnement du SFAP nécessite une tension continue adéquate (v_{DC}^*) pour maintenir la rentabilité du système. Les résultats obtenus sont satisfaisants tant du point de vue du filtrage que de la qualité de la source, avec un taux de distorsion harmonique total ($THD_i, THD_v\% < 5\%$).

Il est essentiel de souligner que l'efficacité énergétique et la qualité de l'énergie sont des aspects fondamentaux pour un système multi-sources. Par conséquent, une étude approfondie de ces paramètres sera développée dans le chapitre suivant. Cette étude sera détaillée et validée à l'aide de résultats de simulations sous MATLAB/Simulink, permettant ainsi une compréhension approfondie des performances du système dans des conditions diverses.

Chapitre 5

Efficacité énergétique des systèmes électriques compensés par des FAPMS

5.1 Introduction

L'efficacité énergétique des systèmes électriques revêt une importance cruciale, étant donné que l'électricité est l'une des formes d'énergie les plus flexibles et largement utilisées dans les secteurs industriel et tertiaire. Dans le contexte des systèmes comprenant des compensateurs de qualité de puissance basés sur des interfaces d'électronique de puissance, il devient essentiel d'analyser leur impact sur l'efficacité globale du système. Lorsque la tension du réseau est distordue, les pertes d'énergie augmentent, réduisant ainsi l'efficacité [133–135]. Les FAP sont considérés parmi les compensateurs de qualité d'énergie les plus efficaces, capables de réduire les pertes de puissance en fonction de l'approche de compensation adoptée, améliorant ainsi l'efficacité énergétique [136, 137].

Le FAP génère un courant avec un composant réactif dirigé vers la charge non linéaire, tandis que le composant actif alimente la source. Cela garantit des pertes de puissance minimales et un facteur de puissance proche de l'unité, malgré les pertes d'énergie dans les composants électroniques du filtre actif [138, 139]. L'évaluation de l'efficacité énergétique d'un système de puissance compensé dépend de la topologie du système, des perturbations existantes qui accroissent les pertes de puissance et de l'approche de compensation adoptée. La littérature existante se concentre principalement sur l'efficacité énergétique des réseaux électriques à quatre fils, en prenant en compte le courant neutre en présence de perturbations harmoniques, et en utilisant la théorie de la puissance instantanée dans l'approche de compensation [136, 138–140].

En particulier, l'étude d'Artemenko et Batrak [138] propose de nouvelles formules incluant le facteur de charge (rapport entre la puissance de court-circuit et la puissance active de charge) et le facteur de puissance de charge dans l'expression de l'efficacité globale du système et des pertes de puissance relatives. Leur recherche démontre que des facteurs de charge et de puissance plus élevés sont associés à une efficacité accrue et à des pertes de

5.3 Qualité d'énergie

Pour étudier la qualité de l'énergie du système de filtrage proposé, il est nécessaire de caractériser les autres perturbations que les harmoniques. Dans ce travail, seuls le facteur de puissance et le taux de déséquilibre sont pris en compte.

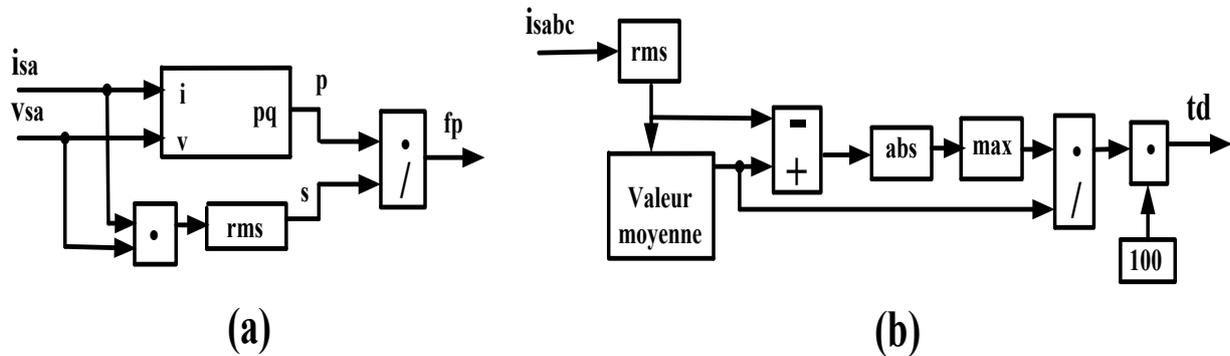


FIGURE 5.2. (a) Facteur de puissance. (b) Taux de déséquilibre.

5.3.1 Facteur de puissance (fp)

La formule conventionnelle $fp = \frac{p}{s}$ est utilisée pour le facteur de puissance, comme illustré à la Fig. 5.2(a).

5.3.2 Taux de déséquilibre (td)

Le taux de déséquilibre de courant est défini ici comme le pourcentage de l'écart maximal par rapport au courant moyen [141]. Le principe de ce taux est illustré sur la Fig. 5.2(b).

$$td = \frac{\max . \text{ecart par rapport au courant moyen}}{\text{Courant moyen}} \quad (5.1)$$

5.4 Efficacité énergétique

L'étude vise à extraire les pertes de puissance relatives X et le rendement η en fonction du facteur de charge k_{ch} et du facteur de puissance de charge fp [99, 138, 139]. Étant donné que les pertes de puissance sont principalement causées par la puissance dissipée dans les résistances des fils de la source, dans le développement des équations suivantes, seule la résistance de la source R_s sera prise en compte.

Le facteur de puissance de charge est défini comme le rapport entre la puissance de court-circuit p_0 et la puissance de charge p_{ch} : $k_{ch} = p_0/p_{ch}$

La puissance de court-circuit p_0 est la puissance maximale qui peut être fournie à la charge perturbatrice sans déclenchement des équipements de protection tels que les fu-

sibles et les disjoncteurs. Son expression est donnée par :

$$p_0 = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{e}_s^T(t) \mathbf{R}_s^{-1} \mathbf{e}_s(t) dt \quad (5.2)$$

Où :

\mathbf{e}_s est le vecteur des valeurs instantanées de la tension source

\mathbf{R}_s est la matrice des pertes de résistance dans les câbles du système électrique.

$$\mathbf{e}_s(t) = \begin{bmatrix} e_{sa}(t) \\ e_{sb}(t) \\ e_{sc}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

p_{ch} est la puissance de charge formulée par :

$$p_{ch} = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{v}_s^T(t) \mathbf{i}_{ch}(t) dt \quad (5.4)$$

Où : \mathbf{v}_s et \mathbf{i}_{ch} sont les vecteurs respectifs des valeurs instantanées de la tension au point de couplage commun et du courant de charge.

\mathbf{i}_s est le vecteur des valeurs instantanées du courant source

$$\mathbf{v}_s(t) = \begin{bmatrix} v_{sa}(t) \\ v_{sb}(t) \\ v_{sc}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_{ch}(t) = \begin{bmatrix} i_{cha}(t) \\ i_{chb}(t) \\ i_{chc}(t) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{i}_s(t) = \begin{bmatrix} i_{sa}(t) \\ i_{sb}(t) \\ i_{sc}(t) \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Le facteur de puissance de charge fp est classiquement défini comme le rapport entre la puissance de charge p_{ch} et la puissance apparente s donnée par [138] :

$$s = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{v}_s^T(t) \mathbf{R}_s^{-1} \mathbf{v}_s(t) dt \int_0^T \mathbf{i}_s^T(t) \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s(t) dt} \quad (5.6)$$

Les pertes de puissance Δp sont la différence entre la puissance de la source p_s et la puissance de charge p_{ch} , formulée par :

$$\Delta p = p_s - p_{ch} \text{ avec } P_s = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{e}_s(t) \mathbf{i}_s(t) dt \quad (5.7)$$

En revanche, Δp peut être exprimé par :

$$\Delta p = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{i}_s^T(t) \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s(t) dt \Rightarrow \frac{s^2}{\frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{v}_s^T(t) \mathbf{R}_s^{-1} \mathbf{v}_s(t) dt} \quad (5.8)$$

Le terme $\frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{v}_s^T(t) \mathbf{R}_s^{-1} \mathbf{v}_s(t) dt$ correspond à la puissance utile au point de couplage commun p_u .

$$p_u = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{v}_s^T(t) \mathbf{R}_s^{-1} \mathbf{v}_s(t) dt \quad (5.9)$$

$$p_u = \frac{1}{T} \int_0^T [\mathbf{e}_s(t) - \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s(t)] \mathbf{R}_s^{-1} [\mathbf{e}_s(t) - \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s(t)] dt \quad (5.10)$$

$$= \frac{1}{T} \int_0^T e_s^T(t) R_s^{-1} e_s(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^T i_s^T(t) R_s R_s^{-1} e_s(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^T e_s^T(t) R_s^{-1} R_s i_s(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_s^T(t) R_s R_s^{-1} R_s i_s(t) dt \quad (5.11)$$

$$= \frac{1}{T} \int_0^T e_s^T(t) R_s^{-1} e_s(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^T i_s^T(t) e_s(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^T e_s^T(t) i_s(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_s^T(t) R_s i_s(t) dt \quad (5.12)$$

$$= p_0 - p_s - p_s + \Delta p = p_0 - p_s - p_s + p_s - p_{ch} \quad (5.13)$$

$$\Rightarrow p_u = p_0 - p_s - p_{ch} \quad (5.14)$$

Le rendement η est le rapport entre la puissance de la charge et la puissance de la source, exprimé comme suit en (5.15) :

$$\eta = \frac{p_{ch}}{p_s} = \frac{p_{ch}}{p_{ch} + \Delta p} = \frac{1}{1 + \frac{\Delta p}{p_{ch}}} \quad (5.15)$$

À partir de $fp = p_{ch}/s$, on peut conclure que :

$$\Delta p = \frac{s^2}{p_u} = \frac{p_{ch}^2}{fp^2 \cdot p_u} \quad (5.16)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{p_{ch}}{fp^2(p_0 - p_s - p_{ch})}} \quad (5.17)$$

$$\Rightarrow \eta fp^2 p_0 - \eta fp^2 p_s - \eta fp^2 p_{ch} + \eta p_{ch} - fp^2 p_0 + fp^2 p_s + fp^2 p_{ch} = 0 \quad (5.18)$$

$$\Rightarrow \eta fp^2 \frac{p_0}{p_{ch}} - \eta fp^2 \frac{p_s}{p_{ch}} - \eta fp^2 + \eta - fp^2 \frac{p_0}{p_{ch}} + fp^2 \frac{p_s}{p_{ch}} + fp^2 = 0 \quad (5.19)$$

$$\Rightarrow \eta^2 \cdot (1 + (fp^2 \cdot (k_{ch} - 1))) - fp^2 \cdot k_{ch} \cdot \eta + fp^2 = 0 \quad (5.20)$$

Le déterminant de l'équation (5.20) est exprimé par :

$$\Delta = (k_{ch}^2 - 4k_{ch} + 4)fp^4 - 4fp^2 > 0 \quad (5.21)$$

$$\Delta > 0 \Rightarrow \frac{k_{ch}^2}{4} - k_{ch} + 1 - \frac{1}{fp^2} > 0 \Rightarrow k_{ch} > 2 + \frac{2}{fp} \quad (5.22)$$

$$\Rightarrow \eta = \frac{fp \cdot k_{ch} + \sqrt{(k_{ch} - 2)^2 fp^2 - 4}}{2(\frac{1}{fp} + fp(k_{ch} - 1))} \quad (5.23)$$

D'autre part, en utilisant les pertes de puissance relatives ($X = \Delta p / p_{ch}$) dans la formule de rendement, on peut apporter des corrections et des modifications.

$$\eta = \frac{1}{1 + X} \Rightarrow X = \frac{1}{\eta} - 1 \quad (5.24)$$

5.5 Résultats de simulation

Des simulations, fondées sur l'étude antérieure, sont présentées. Elles ont été réalisées à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink en prenant en compte les paramètres répertoriés dans les tableaux 3.2 et 4.2.

La Figure 5.3 aborde la qualité de l'énergie en se basant sur les taux d'harmoniques totaux instantanés (THD) du courant et de la tension de la source, illustrés respectivement dans les sous-figures 5.3(a). De plus, la sous-figure 5.3(b) présente le taux de déséquilibre du courant de la source (td), tandis que la sous-figure 5.3(c) traite des deux facteurs de puissance, tant de la source que de la charge.

Au cours de la période allant de 0 à 0,5 s, les THD dépassent temporairement la limite de normalisation fixée à 5 %, en raison de l'absence d'insertion du FAP. Par la suite, ils demeurent constamment en deçà de cette limite prédéfinie. Le taux de déséquilibre maintient une valeur basse de manière continue, et le facteur de puissance de la source demeure étroitement proche de l'unité.

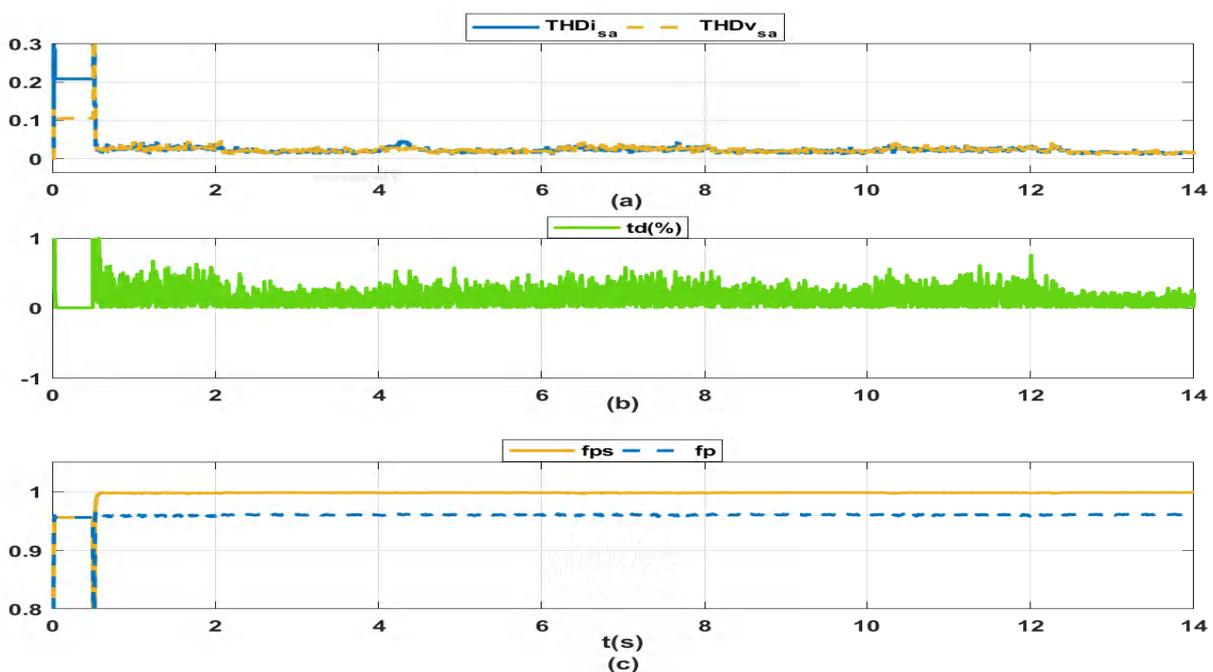


FIGURE 5.3. Courbes : (a) THD du courant et de la tension de la source. (b) td. (c) Facteur de puissance de la source et de la charge.

La Figure 5.4 présente les résultats de l'efficacité énergétique du système. La sous-figure 5.4(a) illustre la puissance de court-circuit p_0 , qui augmente de manière linéaire à partir de 0 pour se stabiliser à 293 kW après 0,02 s. Simultanément, la sous-figure 5.4(b) expose la puissance de charge p_{ch} qui atteint une stabilisation à 23,31 kW.

La sous-figure 5.4(c) représente le rapport entre p_0 et p_{ch} sous forme d'une courbe décroissante, se stabilisant à 12,36. De plus, le facteur de puissance fp de la Figure 5.4(d) est présenté comme une courbe croissante convergent vers 0,96, une valeur proche de

l'unité. Dans la sous-figure 5.4(e), on peut observer que l'équation (5.20) ($k_{ch} > 2 + \frac{2}{fp}$) est constamment satisfaite.

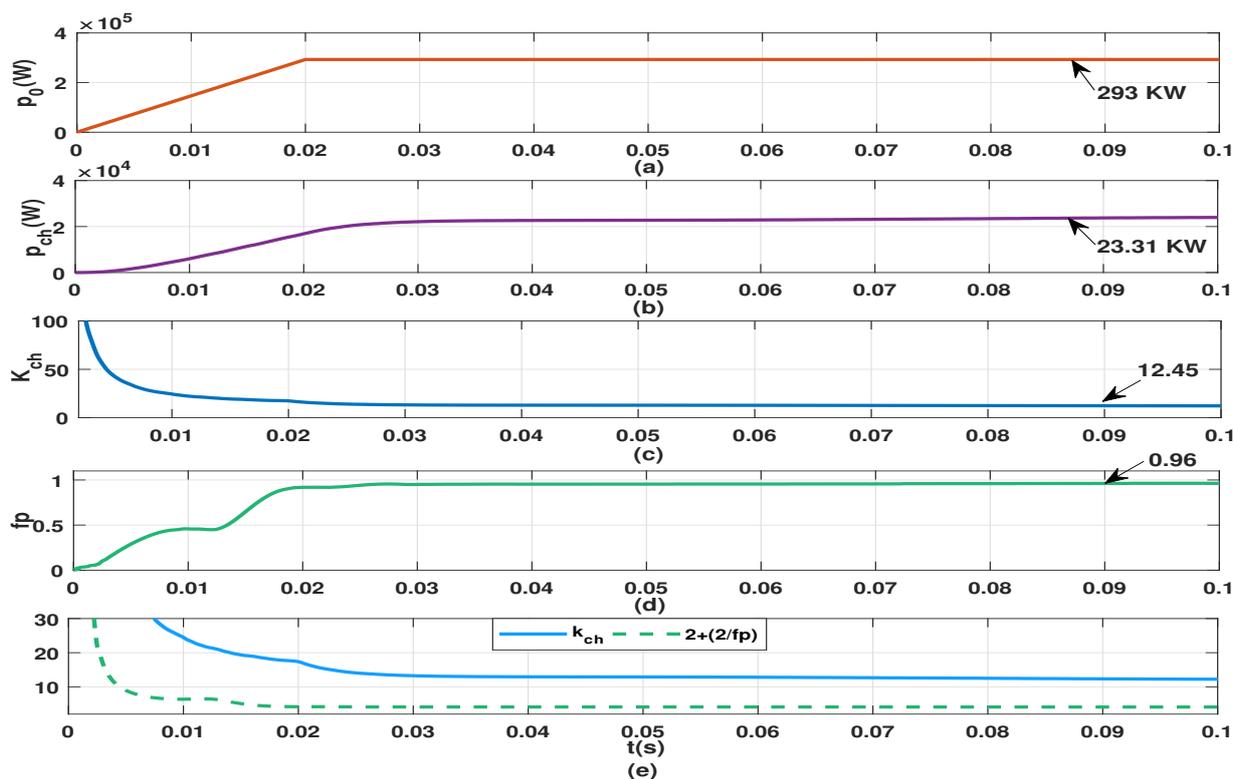


FIGURE 5.4. L'instantané : (a) Puissance de court-circuit. (b) Puissance de charge. (c) Facteur de charge. (d) Facteur de puissance de charge. (e) K_{ch} et $2 + \frac{2}{fp}$.

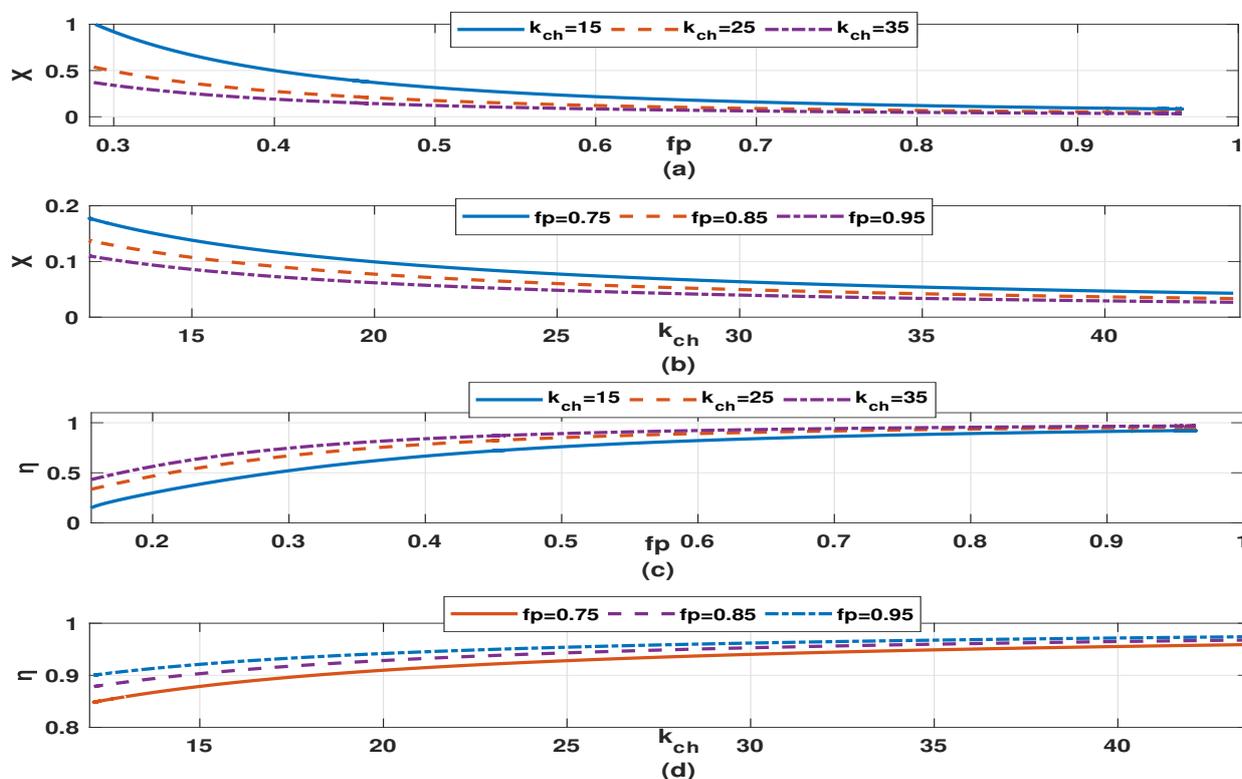


FIGURE 5.5. Variation de : (a) Les pertes de puissance X par rapport à fp pour différentes valeurs de k_{ch} . (b) Les pertes de puissance X par rapport à k_{ch} pour différentes valeurs de fp . (c) L'efficacité η par rapport à fp pour différentes valeurs de k_{ch} . (d) L'efficacité η par rapport à k_{ch} pour différentes valeurs de fp .

La Figure 5.5 présente les résultats concernant les pertes de puissance relatives X et le rendement η . Comme illustré dans la sous-figure 5.5(a), qui représente X en fonction de f_p pour différentes valeurs de k_{ch} , on observe que les pertes de puissance relatives X diminuent à mesure que f_p et k_{ch} augmentent simultanément. Une observation similaire peut être faite en examinant la sous-figure 5.5(b), qui montre la relation entre X et k_{ch} pour différentes valeurs de f_p .

En ce qui concerne le rendement η , nous constatons qu'elle augmente lorsque f_p et k_{ch} augmentent, comme le met en évidence la sous-figure 5.5(c) (représentant η en fonction de f_p pour différentes valeurs de k_{ch}) ainsi que la sous-figure 5.5(d) (représentant η en fonction de k_{ch} pour différentes valeurs de f_p).

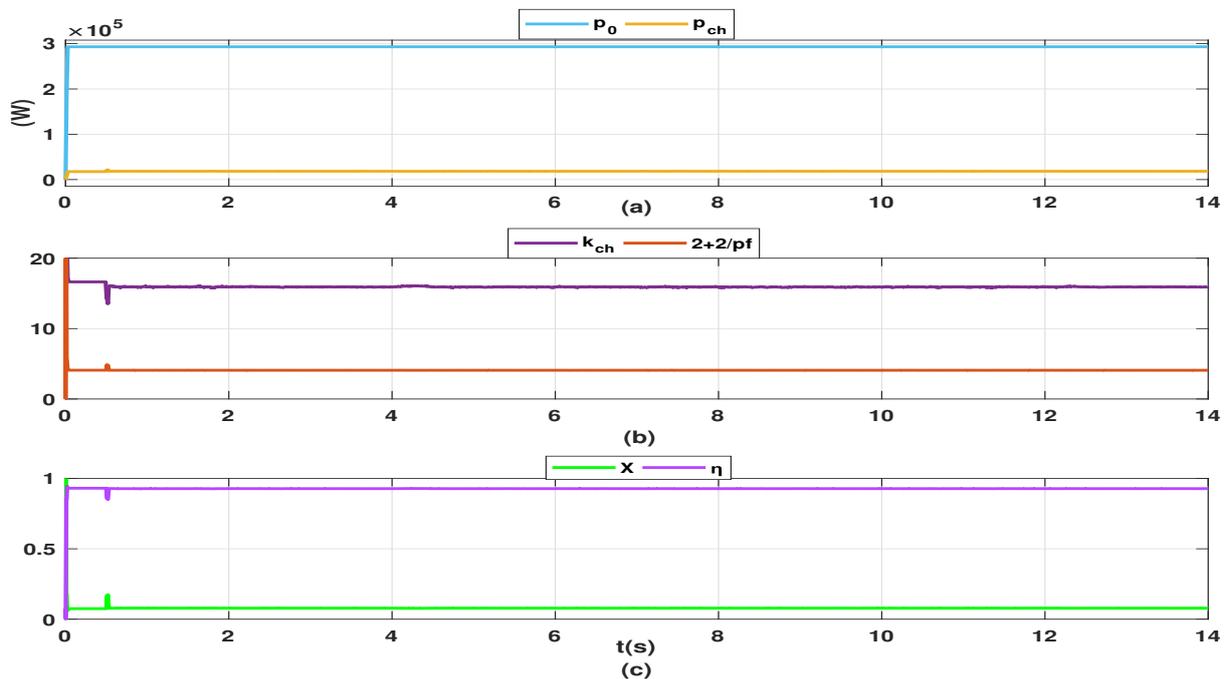


FIGURE 5.6. (a) Puissance de court-circuit et puissance de charge. (b) Facteur K_{ch} et $2 + \frac{2}{f_p}$. (c) Les pertes de puissance X et le rendement η .

La Figure 5.6 présente les résultats en temps réel concernant l'efficacité énergétique. Comme le montre la sous-figure 5.6(a), la puissance de court-circuit p_0 augmente de manière linéaire à partir de 0 pour se stabiliser à 293 kW après 0,02 s. Simultanément, la puissance de charge p_{ch} atteint une stabilisation à 23,31 kW. Dans la sous-figure 5.6(b), on peut observer que l'équation (5.20) ($k_{ch} > 2 + \frac{2}{f_p}$) est constamment satisfaite. En ce qui concerne le rendement η , nous constatons qu'il augmente lorsque f_p et k_{ch} augmentent, comme le met en évidence la sous-figure 5.6(c). En outre, on observe que les pertes de puissance relatives X diminuent à mesure que f_p et k_{ch} augmentent, renforçant ainsi la relation entre ces paramètres.

Cette analyse détaillée des résultats en temps réel met en lumière la stabilité du système, le respect constant de l'équation (5.20), et la corrélation positive entre l'augmentation de l'efficacité énergétique et les valeurs croissantes de f_p et k_{ch} . Ces observations fournissent

une base solide pour comprendre le comportement dynamique du système étudié.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, notre attention s'est concentrée sur l'évaluation de l'efficacité énergétique et de la qualité de l'énergie d'un système reposant sur un FAP à 3N NPC alimenté par plusieurs sources d'énergie.

Les travaux ont porté sur une étude approfondie de l'efficacité énergétique, en prenant en considération des paramètres clés tels que la puissance de court-circuit p_0 , la puissance de charge p_{ch} , le facteur de charge k_{ch} représentant le rapport entre ces deux paramètres, ainsi que le facteur de puissance de charge fp . Les analyses ont été centrées sur les pertes de puissance relatives X et le rendement η . Les équations théoriques et les résultats de simulations convergent pour démontrer qu'à mesure que k_{ch} et fp augmentent, les pertes de puissance relatives X diminuent, et le rendement η augmente, à condition que k_{ch} soit maintenu supérieur à $(2 + \frac{2}{fp})$.

En envisageant l'avenir, nos efforts seront orientés vers le développement d'un algorithme d'optimisation visant à améliorer l'ensemble du comportement du système. Cette initiative s'inscrit dans une perspective d'optimisation continue, visant à maximiser l'efficacité énergétique et à garantir une qualité d'énergie optimale. Ces travaux futurs contribueront à renforcer la performance du système, ouvrant ainsi la voie à des applications plus efficaces et durables dans le domaine de l'énergie.

Conclusion générale

La thèse se focalise sur l'étude approfondie des stratégies de commande d'un filtre actif de puissance multi-sources (FAPMS) dans le but d'améliorer la gestion de l'énergie au sein des systèmes électriques. La recherche se concentre sur l'efficacité énergétique et la qualité de l'énergie afin de répondre aux défis résultant de la croissance de la demande en électricité et de la diversification des sources d'énergie.

Le **premier chapitre** a établi les bases en explorant les filtres actifs de puissance, les perturbations indésirables dans les systèmes électriques, ainsi que les différentes classifications, configurations et stratégies de commande.

Le **deuxième chapitre** s'est consacré à la modélisation du système multi-sources PAC/batterie, introduisant un algorithme novateur pour la gestion de l'énergie. Des simulations approfondies ont été réalisées pour évaluer les performances du système.

Le **troisième chapitre** a abordé la transition vers un système FAP à 3 niveaux, soulignant l'importance cruciale de l'algorithme de gestion de l'énergie dans ce contexte évolutif.

Le **quatrième chapitre** a approfondi l'application du FAPMS en intégrant une PAC, une batterie et des panneaux solaires photovoltaïques, en mettant l'accent sur le suivi du point de puissance maximale (MPP) pour une production d'énergie plus propre et plus efficace.

Ensuite, le **cinquième chapitre** a évalué l'efficacité énergétique des systèmes électriques compensés par des FAPMS, en examinant les pertes de puissance en fonction des approches de compensation adoptées.

Dans l'ensemble, la thèse aspire à être une contribution fondamentale à la construction d'une infrastructure énergétique résiliente et adaptative. Elle vise à améliorer simultanément l'efficacité énergétique et la qualité de l'énergie fournie aux consommateurs en exploitant le potentiel des FAPMS. Ces avancées technologiques sont considérées comme une pierre angulaire pour propulser les réseaux de distribution vers une ère de durabilité et de performance optimale, alignée sur les exigences de la transition énergétique mondiale.

La mise en œuvre des stratégies de commande dans un filtre actif de puissance multi-sources marque une avancée significative dans le domaine de l'énergie électrique, offrant

plusieurs avantages, dont l'optimisation de l'utilisation de l'énergie électrique, la gestion simultanée de différentes sources d'énergie, l'atténuation des perturbations du réseau électrique, la réduction des émissions de gaz à effet de serre et l'adaptabilité aux conditions variables.

En conclusion, l'application de stratégies de commande dans un FAPMS offre une approche prometteuse pour relever les défis actuels liés à l'efficacité énergétique et à la qualité de l'énergie, contribuant ainsi à façonner l'avenir de la gestion énergétique vers un système plus propre, plus durable et plus résilient.

En tant que perspective, le développement de nouvelles stratégies de commande au sein d'un filtre actif de puissance multi-sources représente une étape cruciale pour l'injection et la compensation dans les travaux futurs. La validation expérimentale du système complet émergera comme l'élément central de ce travail dans un avenir proche. Cette démarche vise à renforcer la robustesse et l'applicabilité des stratégies élaborées, en les confrontant à des conditions réelles et en assurant ainsi leur efficacité pratique.

Bibliographie

- [1] S. Dalai, B. Chatterjee, D. Dey, S. Chakravorti, and K. Bhattacharya, "Rough-Set-Based Feature Selection and Classification for Power Quality Sensing Device Employing Correlation Techniques," *IEEE Sens. J*, vol. 13, pp. 563–573, 2012.
- [2] B. Das, P. Panigrahi, S. Das, D. Mishra, and S. Salkuti, "Power quality improvement in a photovoltaic based microgrid integrated network using multilevel inverter," *Int. J. Emerg. Electr. Power Syst*, 2012.
- [3] P. Janik and T. Lobos, "Automated Classification of Power-Quality Disturbances using SVM and RBF Networks," *IEEE Trans. Power Deliv*, vol. 21, pp. 1663–1669, 2006.
- [4] K. Kwan, P. So, and Y. Chu, "An Output Regulation-Based Unified Power Quality Conditioner with Kalman Filters," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 59, pp. 4248–4262, 2012.
- [5] T. Radil, P. Ramos, F. Janeiro, and A. Serra, "PQ Monitoring System for Real-Time Detection and Classification of Disturbances in a Single-Phase Power System," *IEEE Trans. Instrum. Meas*, vol. 57, pp. 1725–1733, 2008.
- [6] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, "A review of active filters for PQ improvement," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 46, pp. 960–971, 1999.
- [7] O. Mahela and A. Shaik, "Topological aspects of PQ improvement techniques : A comprehensive overview.," *Renew. Sustain. Energy Rev*, vol. 58, pp. 1129–1142, 2016.
- [8] P. Li, M. Han, and M. Wei, "A review on energy management strategy of fuel cell hybrid electric vehicles : Focus on fuel cell system and energy storage system," *Applied Energy*, vol. 210, pp. 413–438, 2018.
- [9] T. Lee and S. Hu, "Discrete frequency-tuning active filter to suppress harmonic resonances of closed-loop distribution power systems.," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, pp. 137–148, 2011.
- [10] S. Das, P. Ray, and A. Mohanty, "Fuzzy sliding mode based series hybrid active power filter for power quality enhancement.," *Adv. Fuzzy Syst.*, 2018.

- [11] Q. Liu, Y. Deng, and X. He, "Boost-type inverter-less shunt active power filter for VAR and harmonic compensation.," *IET Power Electron.*, vol. 6, pp. 535–542, 2013.
- [12] M. Barry, "Power Quality Primer.," *Editorial McGraw-Hill : New York, NY, USA.*, 2000.
- [13] G. Broeck, J. Stuyts, and J. Driesen, "A critical review of power quality standards and definitions applied to DC microgrids.," *Appl. Energy*, vol. 229, pp. 281–288, 2018.
- [14] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 960–971, 1999.
- [15] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning," *Wiley-IEEE*, 2017.
- [16] A. Emadi, A. Nasiri, and S. Bekiarov, "Uninterruptible Power Supplies and Active Filters," *CRC Press*, 2004.
- [17] H. Abu-Rub, M. Malinowski, and K. Al-Haddad, "Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications," *Wiley*, p. 546, 2014.
- [18] Y. Pal, A. Swarup, and B. Singh, "A review of compensating type custom power devices for power quality improvement," in *proc of Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference, POWER CON*, pp. 1–8, 2008.
- [19] N. Maruin, A. Alam, S. Mahmood, and H. Hizam, "Review of control strategies for power quality conditioners," in *proc. of IEEE PECon 2004*, pp. 109–115, 2004.
- [20] K. Steela and B. S. Rajpurohit, "A survey on active power filters control strategies," in *2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, pp. 1–6, 2014.
- [21] R. N. Bracewell, "The fourier transform and its applications," *McGraw-Hill Education*, vol. 3, 2000.
- [22] J. Arrillaga and N. R. Watson, "Power system harmonics," *John Wiley and Sons*, 2008.
- [23] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, "Instantaneous power theory and applications to power conditioning," *John Wiley and Sons*, 2007.
- [24] F. Wang and Y. Lu, "A novel current decomposition method for harmonic and reactive power detection in three-phase systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 8, pp. 3092–3100, 2012.
- [25] E. F. Fuchs and C. M. Marquet, "Power quality in power systems and electrical machines," *Academic Press*, 2007.

- [26] J. Chen, M. Cheng, and W. Liu, "Design and implementation of a shunt active power filter using the self-tuning filter algorithm," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 9, pp. 3513–3524, 2012.
- [27] J. M. Guerrero, P. C. Loh, and T. H. Lee, "Advanced control of ac/dc power networks : System of systems approach based on spatio-temporal scales integration," *John Wiley and Sons*, 2013.
- [28] R. H. Lasseter and A. A. Akhil, "Microgrid : A conceptual solution.," *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 6, pp. 1328–1335, 2006.
- [29] A. H. Sayed, "Adaptive filters," *John Wiley and Sons*, 2008.
- [30] S. Dasgupta and P. Chakraborty, C and Purkayastha, "A review on shunt active power filter," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 50, pp. 876–889, 2015.
- [31] Y. Chen and C. Zhang, "A review on shunt active power filter a review on control strategies for power quality improvement of distributed generation systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 11, pp. 6018–6030, 2015.
- [32] G. J. Klir and B. Yuan, "Fuzzy sets and fuzzy logic : Theory and applications.," *Prentice Hall*, 1995.
- [33] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, "Power electronics : Converters, applications, and design.," *John Wiley and Sons*, 2003.
- [34] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "Fundamentals of power electronics," *Kluwer Academic Publishers*, 2001.
- [35] N. Hatziargyriou and E. Commission, "Microgrids : Enhancing the resilience of european electricity distribution," *iLuxembourg : Publications Office*, 2013.
- [36] P. Siano, A. Losi, and M. L. Di Silvestre, "A multi-objective optimization approach for the energy management of microgrids," *Applied Energy*, vol. 135, pp. 707–718, 2014.
- [37] T. Dragicevic, M. Alizadeh, J. C. Vasquez, and J. M. Guerrero, "Energy management in microgrids : A control-oriented approach," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 52, pp. 1259–1272, 2015.
- [38] K. Xie, J. Wang, and P. Wang, "Smart grid as a service (sgaas) : A new business model," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 26, no. 1, pp. 412–420, 2011.
- [39] O. Palizban, M. Stadler, and S. Mashayekh, "Economic analysis of smart grid implementation considering high-penetration of renewable energy sources," *Applied Energy*, vol. 111, pp. 668–677, 2013.

- [40] F. Katiraei, R. Iravani, and N. Hatziargyriou, "Power management strategies for a microgrid with multiple distributed generation units," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 25, no. 2, pp. 1143–1152, 2010.
- [41] A. Agarwal and M. Mohanpurkar, "Smart charging communication protocols for electric vehicles—a comprehensive survey," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 5, no. 1, pp. 106–118, 2019.
- [42] Y. Gao, X. Hu, and J. Wang, "Charging infrastructure planning for promoting battery electric vehicles : An activity-based model considering spatial heterogeneous utilization," *IEnergy Policy*, vol. 133, pp. 166–175, 2018.
- [43] P. Musilek and J. Prikryl, "Advanced methods for the design of the electric vehicle traction system," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 66, no. 4, pp. 194–204, 2015.
- [44] A. Kuperman and Y. Narkun, "Battery electric and hybrid vehicles : Technology developments, charging infrastructure deployment, and market growth," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 29, pp. 393–413, 2014.
- [45] W. Zhao, Y. nad Zhang and K. W. E. Cheng, "Optimal energy management strategy for plug-in hybrid electric vehicles considering battery life," *Journal of Power Sources*, vol. 246, pp. 17–27, 2014.
- [46] M. Marzband, P. Ghadimi, A. Sumper, and J. L. Domínguez-García, "Experimental validation of a real-time energy management system for isolated microgrids in day-ahead markets," *Applied Energy*, vol. 111, pp. 63–74, 2013.
- [47] K. Zare, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, and P. Davari, "Stability analysis and control design of ac microgrids with constant power loads," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 28, no. 3, pp. 3424–3434, 2013.
- [48] B. Mohammadi-Ivatloo, M. Moradi-Dalvand, and A. Rabiee, "Multi-objective optimal generation scheduling of stand-alone microgrid considering uncertainties," *Applied Energy*, vol. 143, pp. 1–16, 2015.
- [49] R. Cárdenas, P. Moreno, O. Gomis-Bellmunt, and A. Sumper, "Multi-objective automatic restoration planning of electrical distribution systems," *Electric Power Systems Research*, vol. 136, pp. 102–111, 2016.
- [50] N. U. Hasan, M. Shahidehpour, and Z. Li, "Optimal dg placement in distribution networks for critical loads serving during emergency conditions," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 32, no. 2, pp. 923–935, 2017.
- [51] F. Yu and M. Shahidehpour, "Optimal power flow for microgrids under emergency conditions," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 3, no. 1, pp. 270–277, 2009.

- [52] C. Huang, B. Chen, and Y. Lee, "Maximizing the lifetime of wireless sensor networks with energy-harvesting nodes," *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, vol. 29, no. 12, pp. 1927–1936, 2010.
- [53] D. Chen and L. Jin, "Optimal energy management strategy for a fuel cell /solar/ battery/ ultra-capacitor hybrid power system in electric vehicle," *Energy Conversion and Management*, vol. 118, pp. 11–21, 2016.
- [54] M. Wang and M. H. Nehrir, "Power management of a stand-alone wind /photovoltaic/ fuel cell energy system," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 3, pp. 617–624, 2004.
- [55] F. Odeim, J. Roes, and A. Heinzl, "Power Management Optimization of a Fuel Cell/Battery/Supercapacitor Hybrid System for Transit Bus Applications," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, pp. 5783–5788, July 2016.
- [56] J. Matthey, "Fuel cell today. the leading authority on fuel cells," <http://www.fuelcell-today.com>, Mar. 2020.
- [57] L. Sun, G. Wu, Y. Xue, J. Shen, D. Li, and K. Y. Lee, "Coordinated Control Strategies for Fuel Cell Power Plant in a Microgrid," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 33, pp. 1–9, Mar. 2018.
- [58] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control Algorithm of Fuel Cell and Batteries for Distributed Generation System," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 1, pp. 148–155, 2008. Conference Name : IEEE Transactions on Energy Conversion.
- [59] V. Boscaïno, R. Collura, G. Capponi, and F. Marino, "A Fuel Cell Battery Hybrid Power Supply for Portable Applications," *SPEEDAM 2010, Pisa*, pp. 580–585, 2010.
- [60] J. Lai and M. Ellis, "Fuel Cell Power Systems and Applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 105, no. 11, pp. 2166–2190, 2017.
- [61] Z. Hong, Y. Zhu, W. Shang, Q. Li, and W. Chen, "Research of Energy Management Strategy for Fuel Cell/Battery Hybrid Locomotive," *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific*, pp. 1–5, 2017.
- [62] Y. Li, S. Rajakaruna, and S. Choi, "Control of a Solid Oxide Fuel Cell Power Plant in a Grid-Connected System," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 405–413, 2007.
- [63] B. Vural, S. Dusmez, M. Uzunoglu, E. Ugur, and B. Akin, "Fuel Consumption Comparison of Different Battery/Ultra Capacitor Hybridization Topologies for Fuel-Cell Vehicles on a Test Bench," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 3, pp. 552–561, 2014.

- [64] B. Vural, A. Boynuegri, I. Nakir, O. Erdinc, A. Balikci, M. Uzunoglu, H. Gorgun, and S. Dusmez, "Fuel Cell and Ultracapacitor Hybridization : A Prototype Test Bench Based Analysis of Different Energy Management Strategies for Vehicular Applications," *International Journal of Hydrogen Energy*, vol. 35, no. 20, pp. 11161–11171, 2010.
- [65] W. Gao, "Performance Comparison of a Fuel Cell-Battery Hybrid Powertrain and a Fuel Cell-Ultracapacitor Hybrid Powertrain," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, no. 3, pp. 846–855, 2005.
- [66] N. Reddy, D. Padeloup, M. Zadeh, and R. Skjetne, "An Intelligent Power and Energy Management System for Fuel Cell/Battery Hybrid Electric Vehicle Using Reinforcement Learning," *IEEE Transportation Electrification Conference*, vol. 54, no. 3, pp. 1–6, 2019.
- [67] S. Yu, T. Fernando, T. Chau, and H. Iu, "Voltage Control Strategies for Solid Oxide Fuel Cell Energy System Connected to Complex Power Grids Using Dynamic State Estimation and STATCOM," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 32, no. 4, pp. 3136–3145, 2017.
- [68] M. Ehsani, "Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles : Fundamentals, Theory, and Design. Power Electronics and Applications Series," *Boca Raton, CRC Press*, 2005.
- [69] K. Xin, A. Khambadkone, and K. Soy, "A hybrid model with combined steadystate and dynamic characteristics of PEMFC fuel cell stack," *Industry Applications Conference, Fourtieth IAS Annual Meeting*, vol. 3, pp. 1618–1625, 2005.
- [70] R. Saïssset, "Contribution à L'étude Systémique de Dispositifs Energétiques à Composants Electrochimiques. Formalisme Bond Graph Appliqué aux Piles à Combustible, Accumulateurs LithiumIon," *Véhicule Solaire (PhD)*, 2004.
- [71] universty, "Fuel Cell Technologies Program : Glossary," *Department of Energy efficiency and Renewable Energy Fuel Cell Technologies Program*, 2011.
- [72] S. Motapon, O. Tremblay, and L. Dessaint, "A Generic Fuel Cell Model for the Simulation of Fuel Cell Vehicles," *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 1722–1729, 2009.
- [73] A. Price, "Electrical Energy Storage – a Review of Technology Options," *Proceedings of the Institution of Civil Engineers*, vol. 158, no. 6, pp. 52–58, 2005.
- [74] M. Tangsiripaisan, "Modeling of Fuel Cell Vehicle Based on Physical Model of Different Components in MATLAB/Simulink," *These master*, 2007.
- [75] S. Kawachi, J. Baba, T. Kikuchi, E. Shimoda, S. Numata, E. Masada, and T. Nitta, "Energy Capacity Reduction of Energy Storage System in Microgrid Stabilized by

- Cascade Control System," *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, 2009.
- [76] O. Tremblay, L. Dessaint, and A. Dekkiche, "A Generic Battery Model for the Dynamic Simulation of Hybrid Electric Vehicles," *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 284–289, 2007.
- [77] C. Shepherd, "Design of Primary and Secondary Cells – Part 2. an Equation Describing Battery Discharge," *Journal of Electrochemical Society*, vol. 112, pp. 657–664, 1965.
- [78] O. Tremblay and L. Dessaint, "Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications," *World Electric Vehicle Journal*, vol. 3, no. 2, pp. 289–298, 2009.
- [79] S. Njoya Motapon, L. Dessaint, and K. Al-Haddad, "A Comparative Study of Energy Management Schemes for a Fuelcell Hybrid Emergency Power System of More-Electric Aircraft," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1320–1334, 2014.
- [80] brusa, "[http : //www. brusa.biz/en /products/ dcdcconverter /hvhv-800-v/bdc546.html](http://www.brusa.biz/en/products/dcdcconverter/hvhv-800-v/bdc546.html)," *site brusa.biz*, 2020.
- [81] A. Emanuel, J. Orr, D. Cyganski, and E. Gulchenski, "A Survey of Harmonics Voltages, Currents at the Customer's Bus," *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 8, no. 1, pp. 411–421, 1993.
- [82] Z. Peng, "Harmonic Sources and Filtering Approaches," *IEEE Industry Applications Magazine*, pp. 18–25, 2001.
- [83] H. Akagi, "The State-of-the-Art of Active Filters for Power Conditioning," in *Rec. European Conference on Power Electronics and Applications. Dresden*, pp. 1–15, 2005.
- [84] J. Rodriguez, J. Dixon, J. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "Pwm Regenerative Rectifiers :State of the Art," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 52, no. 1, pp. 5–22, 2005.
- [85] B. Singh, A. Chandra, and K. Al-Haddad, "Power Quality Problems and Mitigation Techniques," *Ed. Wiley*, 2015.
- [86] F. Peng, "Z-Source inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, pp. 504–510, 2003.
- [87] J. Itoh, A. Odaka, and I. Sato, "High Efficiency Power Conversion using a Matrix Converter," *Fuji Electric Review*, vol. 50, no. 3, pp. 94–98, 2003.
- [88] M. Rashid, "Power Electronics Hand Book," *Hand Book*, vol. 4th Ed, no. Chapter 13, pp. 385–416, 2018.
- [89] S. Bhattacharya, D. Divan, and B. Banerjee, "Active Filter Solution for Utility," *interface*, pp. 53–63, 1995.

- [90] H. Fujita and H. Akagi, "The Unified Power Quality Conditioner : The Integration of Series- and Shunt-Active Filters," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 13, no. 2, pp. 315–322, 1998.
- [91] J. Dixon, G. Venegas, and L. Morán, "A Series Active Power Filter Based on a Sinusoidal Current-Controlled Voltage-Source Inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 44, no. 5, pp. 612–620, 1997.
- [92] H. Patel and V. Argrawal, "Investigations into the Performance of Photovoltaics based Active Filter Configurations and their Control Schemes under Uniform and Non-Uniform Radiation Conditions," *IET, Renewable Power Generation*, vol. 4, no. 1, pp. 12–22, 2010.
- [93] J. Andujar, F. Segura, E. Duran, and L. Renteria, "Optimal Interface based on Power Electronics in Distributed Generation Systems for Fuel Cells," *Renewable Energy*, vol. 36, no. 11, pp. 2759–2770, 2011.
- [94] S. Motapon, O. Tremblay, and L. Dessaint, "A Generic Fuel Cell Model for the Simulation of Fuel Cell Vehicles," *Vehicle Power and Propulsion Conference. VPPC 09, IEEE*, pp. 1722–1729, 2009.
- [95] S. Motapon, L. Dessaint, and K. Al-Haddad, "A Comparative Study of Energy Management Schemes for a Fuel Cell Hybrid Emergency Power System of More Electric Aircraft," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, 2014.
- [96] Y. Zhu and K. Tomsovic, "Development of Models for Analyzing the Load-Following Performance of Micro Turbines and Fuel Cells," *Electric Power Systems Research*, vol. 62, pp. 1–11, 2002.
- [97] B. Bourouis, H. Djeghloud, and H. Benalla, "An Innovative Algorithm for a Hybrid FC/Battery System Energy Management," *Electrical Engineering and Electromechanics*, no. 6, pp. 35–44, 2020.
- [98] B. Bourouis, H. Djeghloud, and H. Benalla, "Three-Level NPC Shunt Active Filter Powered by a Hybrid Fuel-Cell/Battery DC Bus Voltage," *2021 18th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices (SSD)*, no. 6, pp. 330–339, 2021.
- [99] B. Bourouis, H. Djeghloud, and H. Benalla, "Energy efficiency of a 3-level shunt active power filter powered by a fuel-cell / battery dc bus with regulated duty cycles," *Electrical Engineering and Electromechanics*, no. 5, pp. 30–38, 2021.
- [100] S. Motapon, "Design and Simulation of a Fuel Cell Hybrid Emergency Power System for a More Electric Aircraft : Evaluation of Energy Management Schemes," *PhD Thesis Presented to École de Technologie Supérieure, Montreal*, 2013.

- [101] P. Seixas, M. Severo Mendes, and P. Donoso Garcia, "An Algebraic PWM Method for Three-Level Voltage Source Inverter," *IEEE Annual Meeting and World Conferences on Industrial Applications of Electrical Energy*, 2000.
- [102] J. Fernando and A. Silva, "Sliding Mode Control of Multilevel Power Converters," *International Conference on Power Electronics and Motion Control*, vol. 6, 2000.
- [103] S. Bhattacharya and D. Divan, "Synchronous Frame based Controller Implementation for a Hybrid Series Active Filter System," in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 2531–2540, 1995.
- [104] P. Ladoux and G. Olle, "Compensator of Harmonics and Reactive Power," *Publication RESELEC*, pp. 1–45, 2002.
- [105] M. Aiello, P. Hammond, and M. Rastogi, "Modular Multilevel Adjustable Supply with Parallel Connected Active Inputs," *U.S. Patent*, vol. 6, pp. 301–313, 2001.
- [106] M. Escalante, J. Vannier, and A. Arzande, "Flying Capacitor Multilevel Inverters and DTC Motor Drive Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 49, no. 4, pp. 809–815, 2002.
- [107] L. Tolbert and F. Peng, "Multilevel Converters as a utility interface for Renewable Energy Systems," in : *Proceedings of 2000 IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. 1, pp. 1271–1274, 2000.
- [108] L. Tolbert, F. Peng, and T. Habetler, "A Multilevel Converter-based Universal Power Conditioner," *IEEE Trans. Ind. Appl*, vol. 36, no. 2, pp. 596–603, 2000.
- [109] L. Tolbert, F. Peng, and T. Habetler, "Multilevel Inverters for Electric Vehicle Applications," in : *IEEE Workshop on Power Electronics in Trans., WPET, Dearborn*, vol. 36, no. 2, pp. 1424–1431, 1998.
- [110] K. Guedamsi, E. Berkouk, and K. Aliouane, "Contribution à la Réalisation de la Stratégie MLI Triangulo-Sinusoidale à Deux Porteuses de Commande de l'Onduleur à Trois Niveaux," *Séminaire National sur le Génie Electrique SNGE'2001, Biskra, Algeria*, pp. 29–31, 2001.
- [111] L. Morán, J. Dixon, and R. Wallace, "A Three-Phase Active Power Filter Operating with Fixed switching Frequency for Reactive Power and Current Harmonic Compensation," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 42, no. 4, pp. 402–408, 1995.
- [112] M. Vial, "Electricité Professionnelle," *Ed. Nathan, France*, 1998.
- [113] H. Akagi, Y. Tsukamoto, and A. Nabae, "Analysis and Design of an Active Power Filter using Quad-Series Voltage Source PWM Converters," in *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, pp. 867–873, 1998.

- [114] G. M. Masters, "Renewable and efficient electric power systems," *Wiley-IEEE Press*, 2004.
- [115] I. Dincer and M. A. Rosen, "Energy storage and civilization : A systems approach," *Springer*, 2013.
- [116] N. D. Kaushika and S. Rajakumar, "Advances in renewable energy and sustainable technologies," *Springer*, 2017.
- [117] L. Lu, X. Han, and Z. Li, "A review on the development of photovoltaic-battery systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 9, no. 13, pp. 2430–2440, 2009.
- [118] U. G. Bossel, "Comprehensive comparison of fuel cells to batteries," *Journal of Power Sources*, vol. 2, no. 162, pp. 809–818, 2006.
- [119] E. A. El-Zahab, T. W. Nehl, and M. A. El-Sharkawi, "Active power filters : a review," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 2, no. 33, pp. 356–364, 1997.
- [120] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg, "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 5, no. 41, pp. 1292–1306, 2005.
- [121] M. A. Green, K. Emery, Y. Hishikawa, W. Warta, and E. D. Dunlop, "A solar cell efficiency tables (version 54)," *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*, vol. 1, no. 27, pp. 3–12, 2019.
- [122] S. Lu, W. Wang, and Y. Zuo, "A review of power management strategies for fuel cell hybrid power systems in electric vehicles : Challenges and opportunities," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 104, pp. 211–229, 2019.
- [123] A. Polman, M. Knight, and E. Garnett, "Photovoltaic materials : Present efficiencies and future challenges," *Science*, 352(6283), aad4424, 2016.
- [124] M. A. Green, K. Emery, Y. Hishikawa, and W. Warta, "Solar cell efficiency tables (version 49)," *Progress in Photovoltaics : Research and Applications*, vol. 1, no. 25, pp. 3–13, 2017.
- [125] A. Steinfeld and R. Palumbo, "Solar hydrogen production : A review," *Solar Energy*, vol. 4, no. 85, pp. 638–655, 2009.
- [126] T. Kirchartz and U. Rau, "What makes a good solar cell?," *Advanced Energy Materials*, vol. 8, no. 28, p. 1703385, 2018.
- [127] J. Toothman and S. Alsous, "How solar cells work," <http://science.howstuffworks.com/environmental/energy/solar-cell.htm>, 2010.
- [128] T. Soga, "Fundamentals of solar cell," in *Nanostructured Materials for Solar Energy Conversion*, Elsevier, pp. 3–43, 2006.

- [129] E. Saloux and N. Femia, "Overview of maximum power point tracking techniques for photovoltaic power systems," *In IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 3, no. 8, pp. 1027–1036, 2017.
- [130] C. S. Solanki, "Solar photovoltaic technology and systems : A manual for technicians, trainers, and engineers," *PHI Learning Pvt. Ltd*, 2017.
- [131] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho, "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 5, no. 24, pp. 1198–1208, 2009.
- [132] M. A. Green and A. Ho-Baillie, "Photovoltaics : Fundamentals, technology and practice," *CRC Press*, 2017.
- [133] A. Sumper and A. Baggini, "Electrical Energy Efficiency : Technologies and Applications," *John Wiley and Sons, Ltd*, p. 402, 2012.
- [134] V. Kuznetsov, N. Tryputen, and Y. Kuznetsova, "Evaluating the Effect of Electric Power Quality upon the Efficiency of Electric Power Consumption," *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, pp. 556–561, 2019.
- [135] C. Toader, P. Postolache, N. Golovanov, R. Porumb, I. Mircea, and P. Mircea, "Power Quality Impact of Energy-Efficient Electric Domestic Appliances," *2014 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE)*, pp. 1–8, 2014.
- [136] J. Montano, P. Salmeron, and J. Thomas, "Analysis of Power Losses for Instantaneous Compensation of Three-Phase Four-Wire Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 901–907, 2005.
- [137] R. Rajalakshmi and V. Rajasekaran, "Improvement of Energy Efficiency Through Power Quality by the Compensation of Harmonics with Shunt Active Power Filter," *2011 International conference on recent advancements in electrical, electronics and control engineering*, pp. 324–327, 2011.
- [138] M. Artemenko and L. Batrak, "The New Formula for Apparent Power and Power Losses of Three-Phase Four-Wire System," *2017 IEEE 37th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, pp. 389–393, 2017.
- [139] M. Artemenko, L. Batrak, S. Polishchuk, V. Mykhalskyi, and I. Shapoval, "The Effect of Load Power Factor on the Efficiency of Three-Phase Four-Wire Power System with Shunt Active Filter," *2016 IEEE 36th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, pp. 277–282, 2016.
- [140] M. Artemenko, L. Batrak, and N. Domaskina, "Apparent Power of Three-Phase Four-Wire System in Sinusoidal Asymmetric Mode and Energy Effectiveness of

- Shunt Active Filters," *IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, pp. 469–474, 2015.
- [141] V. Bhavaraju and P. Enjeti, "Analysis and Design of an Active Power Filter for Balancing Unbalanced Loads," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 8, no. 4, p. 8, 1993.

Résumé

La thèse se focalise sur l'étude des stratégies de commande d'un filtre actif de puissance multi-sources (FAPMS) en vue d'améliorer la gestion de l'énergie dans les systèmes électriques. Axée sur l'efficacité énergétique et la qualité de l'énergie, la recherche aborde les défis liés à la croissance de la demande en électricité et à la diversification des sources. Les chapitres traitent des fondements des filtres actifs de puissance (FAP), de la modélisation d'un système multi-sources, de la transition vers un FAP à trois niveaux et de l'application intégrée avec une pile à combustible, une batterie et des panneaux solaires. La thèse vise à contribuer à une infrastructure énergétique résiliente, en promouvant une gestion énergétique propre, durable et adaptable. Les avantages des stratégies de commande comprennent l'optimisation de l'utilisation de l'énergie, la gestion simultanée de sources diverses, l'atténuation des perturbations, la réduction des émissions et l'adaptabilité aux conditions changeantes.

Mots-clés: Filtre Actif de Puissance Multi-sources (FAPMS), Pile à combustible, Batterie, Panneaux solaires, stratégies de commande, Gestion énergétique, Efficacité énergétique, Qualité de l'énergie

Abstract

The thesis focuses on the study of control strategies for a multi-source active power filter (FAPMS) with the aim of improving energy management in electrical systems. Centered on energy efficiency and power quality, the research addresses the challenges related to the growing demand for electricity and the diversification of sources. The chapters cover the fundamentals of active power filters (APF), the modeling of a multi-source system, the transition to a three-level APF, and the integrated application with a fuel cell, a battery, and solar panels. The thesis aims to contribute to a resilient energy infrastructure by promoting clean, sustainable, and adaptable energy management. The benefits of the control strategies include optimizing energy use, managing diverse sources simultaneously, mitigating disturbances, reducing emissions, and adapting to changing conditions.

Keywords: Multi-Source Active Power Filter (MSAPF), Fuel Cell, Battery, Solar Panels, Control Strategies, Energy Management, Energy Efficiency, Energy Quality.

ملخص

تتركز الأطروحة على دراسة استراتيجيات التحكم في مرشح الطاقة النشط متعدد المصادر (FAPMS) بهدف تحسين إدارة الطاقة في الأنظمة الكهربائية. وتركز على كفاءة الطاقة وجودتها، وتتناول البحث التحديات المتعلقة بنمو الطلب على الكهرباء وتنوع المصادر. تناقش الفصول الأسس النظرية لمرشحات الطاقة النشطة (FAP) ، ونمذجة نظام متعدد المصادر، والتحول إلى مرشح نشط ذو ثلاثة مستويات، والتطبيق المتكامل مع خلية وقود، وبطارية، وألواح شمسية. تهدف الأطروحة إلى المساهمة في بنية تحتية للطاقة قادرة على التكيف، من خلال تعزيز إدارة الطاقة النظيفة والمستدامة والقابلة للتكيف. تشمل فوائد استراتيجيات التحكم تحسين استخدام الطاقة، وإدارة المصادر المتنوعة بشكل متزامن، وتخفيف الاضطرابات، وتقليل الانبعاثات، والقدرة على التكيف مع الظروف المتغيرة.

كلمات مفتاحية: فتر الطاقة النشطة متعدد المصادر، خلية وقود، بطارية، ألواح شمسية، استراتيجيات التحكم، إدارة الطاقة، كفاءة الطاقة، جودة الطاقة.