الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique
جامعة الدكتور يحي فارس المدية
Université Yahia Farés de Médéa
كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie
قسم الهندسة الكهربائية
Département d'Électrotechnique

THÈSE DE DOCTORAT

En vue de l'obtention du diplôme de doctorat LMD 3ème cycle

Option : Électrotechnique et Commande Électrique

Présentée par : BOUHOUTA Ahmed

Thème

Amélioration de la Qualité de l'Énergie Électrique Par des Convertisseurs Statiques Associés Aux Générateurs Photovoltaïques

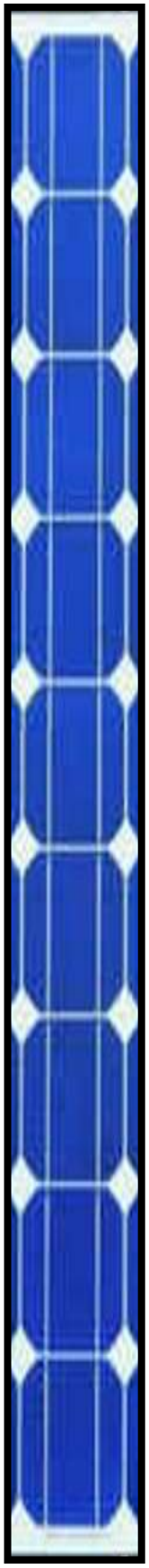
Soutenue publiquement le : 26 / 11 / 2022 devant le jury composé de :

Président :	Mr. Moualdia Abdelhafidh	Professeur, Université Dr. Yahia Farès de Médéa
Rapporteur :	Mr. Moulahoum Samir	Professeur, Université Dr. Yahia Farès de Médéa
Co- rapporteur :	Mr. Kabache Nadir	MCA, Université Dr. Yahia Farès de Médéa
Examinateur :	Mr. Benslimane Tarak	Professeur, Université de M'sila
Examinateur :	Mr.Yazid Krim	Professeur, Université Houari Boumediene (USTHB)
Examinateur :	Mr. Houassine Hamza	Professeur, Université de Bouira

Année Universitaire 2022-2023


بسم الله الرحمن الرحيم

AVANT - PROPOS






شكر و تقدير

الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات. احمد الله على توفيقه للأتمام هذه الاطروحة التي أنجزت في مخبر الهندسة الكهربائية و الاتوماتيك بجامعة المدية.
كل احترامي و تقديري لأستاذي المحترم البروفسور **مولاهم سمير** الذي لم يبخل علي بالمساعدة و المساندة. شكري أيضا لاستاذي الفاضل **كباش نذير** مدير المخبر الذي ساعدني بالنصائح و بتوفير كل الوسائل المخبرية .
شكري الخالص لأمي و زوجتي اللواتي ساندنني طوال فترة البحث.
في الاخير اشكر كل من ساعدني من قريب او من بعيد لإتمام هذه الاطروحة.

Thanks

This work was realized in the Electrical Engineering and Automation Research Laboratory (LREA) at Dr. Yahia Fares University of Medea, directed by Professor **Moulahoum Samir** to whom I express my thanks and gratitude for having supervised and supported me during all doctoral time. My sincere thanks also to my Co-supervisor Doctor **Kabache Nadir** the head of the laboratory for his efforts to progress the laboratory and to provide all the means necessary for research. Without forgetting my mother and my wife who gave me support and encouragement during the period of research. Finally, my thanks to everyone who, directly or indirectly, helped to complete this work.

Remerciements

Ce travail a été réalisé au sein de laboratoire de recherche en électrotechnique et en automatique (LREA) à l'Université Yahia Farés de Médéa. Dirigé par le professeur **Moulahoum Samir**, à qui j'exprime tous mes vifs remerciements et ma gratitude pour m'avoir encadré et soutenu durant toute la formation doctorale. Mes sincères remerciements également à mon Co-encadreur docteur **Kabache Nadir** directeur du laboratoire pour ses efforts en vue de progresser le laboratoire et de fournir tous les moyens nécessaires à la recherche.
Sans oublier ma mère et mon épouse qui m'ont apporté soutient et encouragement pour terminer la présente thèse. Enfin, mes remerciements s'adressent à toute personne ayant, de près ou de loin, aidé à l'aboutissement de ce travail.

BOUHOUTA Ahmed, بوحوتة أحمد
Email: bouhouta.ahmed@gmail.com / bouhouta.ahmed@univ-medea.dz
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique et en Automatique (LREA)
Département d'électrotechnique, Université Dr. Yahia Farès de MEDEA

ملخص

ABSTRACT

RÉSUMÉ



Résumé

L'utilisation des systèmes photovoltaïques (PV) reliés au réseau a considérablement augmenté ces dernières années en raison de l'intérêt mondial accru pour les sources d'énergies renouvelables et la croissance de la demande d'énergie. D'autre part, la notion de la qualité de l'énergie est toujours considérée comme l'un des critères primordiaux gérés par des réglementations et normes internationales. Cette thèse s'inscrit dans le cadre de l'amélioration de la qualité d'énergie électrique tout en mettant un accent particulier sur la fourniture des puissances active et réactive au réseau électrique. Utilisant un filtre actif à base d'un onduleur à deux niveaux en tension (VSI) et alimenté par un générateur PV, on vise à accomplir plusieurs objectives à savoir la compensation des courants harmoniques de la charge polluante, améliorer le facteur de puissance de l'installation, et couvrir une partie de la puissance active consommée par la charge. La partie commande du filtre actif et ses paramètres jouent un rôle important et influent considérablement sur la qualité de filtrage en termes de taux de distorsion harmonique (THD) et sa performance dynamique en cas d'évolution de charge non linéaire raccordée au réseau. Les courants harmoniques injectés dans le réseau sont captés puis identifiés par l'utilisation de plusieurs méthodes, on a opté pour la commande indirecte du courant (ICC) qui est considérée comme l'algorithme le plus simple et le plus efficace pour générer les courants de compensation. Ces performances sont basées principalement sur le choix de régulateur du bus continu. Pour cela, plusieurs types de régulateurs intelligents sont ainsi détaillés et comparés. Une première dans le domaine de qualité d'énergie, on a testé une nouvelle stratégie de contrôle qui est apparue comme concurrentielle aux autres techniques de régulation. Les résultats obtenus mettent en évidence l'efficacité d'une nouvelle combinaison de la logique floue et d'algorithme d'arbre de décision type M5P. Pour confirmer l'efficacité, ce contrôle mixte est testé à la fois sur la régulation de tension continue de l'onduleur et sur le contrôleur MPPT.

Mots clés

Générateur photovoltaïque, Filtre actif parallèle, Régulateur intelligent, Puissances active et réactive, Les harmoniques, THD.

Abstract

Grid-tied Photovoltaic (PV) systems have increased considerably in the last few years due to the increased global interest in renewable energy sources and the growth in energy demand. On the other hand, the notion of power quality is still considered as one of the mandatory criteria managed by international regulations and standards. This thesis deals in improving the power quality of the electrical grid while placing particular emphasis on the supply of active power to the grid. Using an active power filter based on two levels source voltage inverter (VSI) and supplied by a PV system, the tasks to be performed are the compensation of harmonic currents, ensuring the transfer of active power, and finally power factor amelioration. The control part of the active power filter and its parameters play a very important role and have a considerable influence on the filtering quality in terms of harmonic distortion (THD) and its performance in the event of a connected non-linear load. The harmonic currents injected into the power grid are captured and then identified by the use of several methods. The indirect current control (ICC) is considered as a simplest and most efficient algorithm to generate the compensation currents, those performances are based mainly on the chosen DC bus controller. For this, several types of intelligent regulators are thus detailed and compared with simulation

and experiment. A first in the field of power quality, we have tested a new control strategy that appeared to be competitive with other control techniques. The results obtained highlight the effectiveness of a new combination of fuzzy logic and the M5P decision tree algorithm. To confirm the effectiveness, this mixed control is tested on both the dc-link voltage controller of inverter and the MPPT controller.

Keywords

Photovoltaic generator, Shunt active filter, Intelligent controller, Active and reactive power, Harmonics, THD.

ملخص

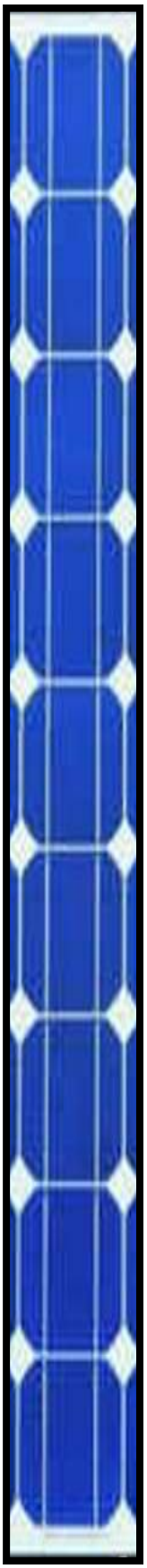
زاد استخدام أنظمة الطاقة الشمسية المرتبطة بشبكة التوزيع الكهربائي بشكل كبير في السنوات القليلة الماضية بسبب الاهتمام العالمي المتزايد بمصادر الطاقة المتجددة والنمو في الطلب على الطاقة. من ناحية أخرى , لا يزال مفهوم جودة الطاقة يعتبر أحد المعايير الإلزامية التي تديرها اللوائح والمعايير الدولية. تتناول هذه الأطروحة تحسين جودة الطاقة الكهربائية مع التركيز بشكل خاص على توفير الطاقة النشطة للشبكة من خلال ادماج مصدر للطاقة الشمسية.
باستخدام مرشح نشط ذو مستويين (VSI) فان المهام الاساسية الثلاثة المستهدفة تكمن في الغاء التيارات التوافقية للشبكة مما يضمن نقل طاقة نظيفة اضافة الى تزويد الشبكة بطاقة نشطة من خلال الالواح الشمسية المزودة بتحكم خوارزمية نقطة الاستطاعة العظمى و اخيرا تحسين معامل الطاقة الذي سوف يساهم بشكل كبير في تخفيف فقدان الطاقة.
يلعب جزء التحكم في المرشح النشط ومعلماته دورًا مهمًا للغاية وله تأثير كبير على جودة الترشيح من حيث أدائه في حالة وجود حمل غير خطي متصل بالشبكة. يتم التقاط التيارات المنبع المتميزة بمعدل تشويه كبير غني بالتوافقيات التي يثم تحديدها باستخدام عدة طرق و حقنها في الشبكة بشكل عكسي مما ينتج عن ذلك تيار منبع موجي نظيف من التوافقيات.
يعتبر التحكم في التيار غير المباشر من ابسط و انجع خوارزميات التحكم بالفلتر النشط المتوازي نظرا لبساطة مبدئ عملها و عدم كلفتها من حيث عدد الحساسات. تقوم هذه الخوارزمية بصنع التيارات التعويضية من خلال منظم ناقل التيار المستمر باستخدام عدة منضمات كلاسيكية و ذكية التي سوف يتم تفصيلها و مقارنتها بالمحاكات و التجربة.
للمرة الأولى في مجال جودة الطاقة ، اختبرنا استراتيجية تحكم جديدة بدت أنها قادرة على المنافسة مع تقنيات التحكم الأخرى. تسلط النتائج التي تم الحصول عليها الضوء على فعالية مزيج جديد من المنطق الضبابي واستراتجية M5P لخوارزمية شجرة القرار. لتأكيد الفعالية ، تم اختبار هذا التحكم المختلط على كل من تنظيم جهد التيار المستمر للمرشح وعلى وحدة تتبع الاستطاعة العظمى MPPT.

الكلمات الدالة

المولد الكهروضوئي , الفلتر النشط المتوازي , المنظم الذكي , الطاقة النشطة والمتفاعلة , التوافقيات , معامل التشويه التوافقي.

LISTES

- Symboles & Notations
- Figures
- Tableaux



GLOSSAIRE

1. EN FRANÇAIS

CAN	: Convertisseur Analogique Numérique
FP	: Facteur de Puissance
FAP	: Filtre Actif Parallèle
FAS	: Filtre Actif Série
GPV	: Générateur Photovoltaïque
FTBF	: Fonction de Transfert en Boucle Fermée
FTBO	: Fonction de Transfert en Boucle Ouverte
BH	: Bande d'Hystérésis
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	: Régulateur Proportionnel Intégral
RNA	: Réseaux de Neurones Artificiels
PPM	: Point de Puissance Maximum
PQ	: Méthode des Puissances Instantanées Réelles et Imaginaires
SRF	: Méthode du Référentiel Synchrone
NL	: Non-linéaire
BT	: Réseau basse tension
KVAD	: Kilo Volt Ampère Déformant

2. EN ANGLAIS

ADC	: Analogue Digital Converter
DAC	: Digital Analogue Converter
AC	: Alternatif Current
APF	: Active Power Filter
FLC	: Fuzzy Logic Controller
FIS	: Fuzzy Inference Floue
LMT	: Logistic Model Tree
ML	: Machine Learning
M5P	: Pruned M5 Model Tree
ANN	: Artificial Neural Networks
WEKA	: Waikato Environment for Knowledge Analysis
GNU	: General Public Licence
R	: Corrélation Coefficient
MAE	: Mean Absolute Error
RMSE	: Root Mean Square Error
DC	: Direct Current
DC-Link	: Direct Link of the Inverter

DPC : Direct Power Control
DCC : Direct Current Control
ICC : Indirect Current Control
MOSFET : Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MPPT : Maximum Power Point Tracking
NPC : Neutral Point Clamped
PWM : Pulse Width Modulation
PCC : Point of Common Connection
SVM : Space Vector Modulation
SCR : Short Circuit Ratio
THD : Total Harmonic Distortion
FFT : Fast Fourier Transform
PV : Photovoltaïque
VSI : Voltage Source Inverter
PLL : Phase Locked Loop
STATCOM : Static Synchronous Compensator

NOTATIONS

I_{cc} : Courant de Court-Circuit
V_{co} : Tension de Circuit Ouvert
PPM : Point de Puissance Maximum
T_s : Sampling-time
I_{opt} ,V_{opt} : Courant et Tension Optimaux au PPM
a : Rapport Cyclique
P : Puissance active
Q : Puissance réactive
D : Puissance déformante
S : Puissance apparente
V_S : Tensions de la source
FAP : Filtre Actif Parallèle
UPQC : Conditionneur Universel de Qualité d'Onde
U_d : Tension continue à la sortie du redresseur
i_d : Courant continu fournit par le redresseur
i_f : Courant efficace du filtre actif
i_c : Courant efficace de la charge non linéaire
$i_{c\text{-}h}$: Courant harmonique de la charge non linéaire
i_s : Courant efficace de la source
V_f : Tension du filtre actif
I_{ns} : Courant harmonique délivré par la charge NL
I_{nc} : Courant harmonique circulant dans le réseau
I_{nf} : Courant harmonique circulant dans le filtre
Z_{nc} : Impédance de réseau
Z_{nf} : Impédance de filtre
FP : Facteur de puissance

THD_i : Taux de distorsion harmonique en courant
THD_V : Taux de distorsion harmonique en tension
V_l : Tension fondamentale de la source
V_h : Tension harmonique de la source
ω : Pulsation du réseau
f_c : Fréquence de commutation
R_d et L_d : Résistance et inductance côté continu
R_S et L_S : Résistance et inductance de la source
R_{cc} et L_{cc} : Résistance et inductance de court-circuit
R_f et L_f : Résistance et inductance du filtre actif
R_c, L_c : Résistance et inductance de la charge côté réseau
$I_{réf}$: Courant de référence
V_{dc} : Tension continue aux bornes du condensateur
$V_{dc.réf}$: Tension continue de référence du condensateur
C_{dc} : Capacité du condensateur
S_{cc} : Puissance apparente de court-circuit du réseau
S_{ch} : Puissance apparente de la charge non linéaire
Z_n : Impédance nominale du réseau
$p(t)$: Puissance réelle instantanée
$\bar{p}$: Puissance continue liée à la composante fondamentale active du courant
$\bar{q}$: Puissance continue liée à la composante fondamentale réactive du courant
$\tilde{p}$ et $\tilde{q}$: Puissances alternatives liées à la somme des composantes harmoniques
i_α et i_β : Courants perturbateurs calculés dans le repère α-β
$\tilde{i}_d$ et $\tilde{i}_q$: Composantes alternatives
$\bar{i}_d$ et $\bar{i}_q$: Composantes continues
V_α et V_β : Tensions perturbatrices calculés dans le repère α-β
θ_n : Vecteur de tension de source
S_p et S_q : Signaux numériques des puissances (méthode DPC)
e_p et e_q : Erreurs des puissances active et réactive instantanée
R_s et L_s : Résistance et inductance de la source de tension
R_c et L_c : Résistance et inductance du filtre de raccordement de la charge NL
R_d et L_d : Résistance et inductance de la charge NL côté continu
R_f et L_f : Résistance et inductance de sortie du FAP
Z_f : Impédance du filtre
FPB : Filtre passe bas
FPH : Filtre passe haut
∞ : Désigne valeur infinie
I_{sp} : Courant de crête estimé à la sortie du régulateur du bus continu
I_{sm} : Courant de source maximum
I_{sl} : Composante de perte de l'onduleur (due aux commutations)

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : **PAGE**

Figure I.1 :	Formes de courant et de tension pour charge linéaire et non linéaire	5
Figure I.2 :	Sens de circulation du courant harmonique	5
Figure I.3 :	Représentation vectorielle des puissances (en présence des charges NL)	8
Figure I.4 :	Compensation de l'énergie réactive	9
Figure I.5 :	Circuit simplifier d'influence des courants harmoniques sur la tension d'alimentation	11
Figure I.6 :	Déséquilibre du système triphasé de tension	15
Figure I.7 :	Phénomène de creux de tension	16
Figure I.8 :	Alimentation le plus en amont possible des charges grands pollueurs	18
Figure I.9 :	Exemple d'utilisation d'un transformateur Dyd	19
Figure I.10 :	Raccordement d'un filtre passif sur le réseau électrique	20
Figure I.11 :	Filtre passif type série	21
Figure I.12 :	Filtre passif type parallèle	21
Figure I.13 :	Filtre résonant avec bande passante BP	22
Figure I.14 :	Filtre amorti	23
Figure I.15 :	Circulation des courants entre le filtre passif et le réseau	23
Figure I.16 :	Principe de raccordement d'un filtre actif parallèle	25
Figure I.17 :	Représentation simplifiée du raccordement d'un filtre actif série	26
Figure I.18 :	Raccordement du FAP avec le réseau	26
Figure I.19 :	Représentation hybride Actif-Passif	27

CHAPITRE II :

Figure II.1 :	Méthode de raccordement du FAP	30
Figure II.2 :	Schéma structurel d'un FAP	31
Figure II.3 :	Différentes méthodes d'identifications des courants harmoniques	33
Figure II.4 :	Représentation vectorielle de passage du repère triphasé (abc) au repère biphasé (αβ)	35
Figure II.5 :	Filtrage des composantes continues des puissances p,q	36
Figure II.6 :	Algorithme PQ présenté par Akagi	37
Figure II.7 :	Résultats de simulation obtenus par la méthode PQ avec un régulateur PI sur le bus continu	38
Figure II.8 :	Passer du repère triphasé (abc) au repère biphasé (dq)	39
Figure II.9 :	Algorithme dq de la méthode du référentiel synchrone (SRF)	40
Figure II.10 :	Résultats de simulation obtenus par la méthode SRF avec un régulateur PI sur le bus continu	41
Figure II.11:	Algorithme de commande DPC	42

Figure II.12:	Plan (α,β) divisé en 12 secteurs	42
Figure II.13:	Résultats de simulation obtenus par la méthode DPC avec un régulateur PI sur le bus continu	43
Figure II.14:	Principe de la méthode directe du courant (DCC)	44
Figure II.15:	Résultats de simulation obtenus par la méthode DCC avec un régulateur PI sur le bus continu	45
Figure II.16:	Principe de la méthode indirecte du courant (ICC)	46
Figure II.17:	Résultats de simulation obtenus par la méthode ICC avec un régulateur PI sur le bus continu	49
Figure II.18:	Parties puissance et commande d'un filtre actif parallèle	50
Figure II.19:	Schéma de principe de la commande par hystérésis	51

CHAPITRE III :

Figure III.1 :	Principe d'une cellule photovoltaïque	53
Figure III.2 :	Modèle électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque	53
Figure III.3 :	Raccordement série/parallèle des cellules photovoltaïques	54
Figure III.4 :	Schématisation d'un GPV avec diodes de protection	55
Figure III.5 :	Caractéristiques P/V et I/V d'une cellule photovoltaïque	55
Figure III.6 :	Caractéristiques P/V et I/V sous irradiance variable	56
Figure III.7 :	Caractéristiques P/V et I/V sous une température variable MPPT technique	56
Figure III.8 :	Système PV avec un hacheur boost	58
Figure III.9 :	Bobines confectionnées à laboratoire LREA	59
Figure III.10 :	Organigramme de l'algorithme perturbe et observe (P&O)	60
Figure III.11 :	Organigramme de l'algorithme Incrémental Conductance (INC)	61
Figure III.12 :	Principe de suivi du point maximum de puissance (cas de la méthode INC)	62
Figure III.13 :	MPPT à base d'un contrôleur flou (FLC)	63
Figure III.14 :	Processus d'apprentissage avec les réseaux de neurones	64
Figure III.15 :	MPPT à base d'ANN	64
Figure III.16 :	Topologie d'un générateur photovoltaïque raccordé au filtre actif	65

CHAPITRE IV :

Figure IV.1 :	Architecture d'un arbre de décision avec différents nœuds	67
Figure IV.2 :	Architecture d'un contrôleur à base de logique floue	69
Figure IV.3 :	Processus d'extraction des données entrées/sorties sous un contrôleur flou	69
Figure IV.4 :	Interface de logiciel d'apprentissage et de classification WEKA	70
Figure IV.5 :	Stockage des données sous MATLAB	71
Figure IV.6 :	Stockage des données sous EXCEL	71
Figure IV.7 :	Etapes à suivre pour créer le contrôleur mixte Fuzzy-M5P	72
Figure IV.8 :	Modèle obtenu de l'arbre M5P	73

Figure IV.9 :	Modèle des décisions obtenu sous WEKA	74
Figure IV.10 :	Générateur PV et système de filtrage actif commandés par la technique Fuzzy-M5P	75
Figure IV.11 :	Caractéristiques du modèle de base à logique floue	76
Figure IV.12 :	Test de la technique proposée Fuzzy-M5P sur le system de régulation de tension continu sous un transitoire de charge NL	76
Figure IV.13 :	Forme d'onde du courant de source en utilisant le contrôle Fuzzy-M5P	77
Figure IV.14 :	Modèle de base à logique floue utilisé pour la technique MPPT	78
Figure IV.15 :	Modèle Simulink de la commande M5P- MPPT	79
Figure IV.16 :	Arbre de décisions obtenu sous WEKA pour la technique MPPT	79
Figure IV.17 :	Comparaison entre M5P-MPPT et FLC-MPPT (a) à éclairement constant (b) à éclairement variable	80
Figure IV.18 :	Test de la commande avec un scénario d'éclairement variable	80

CHAPITRE V :

Figure V.1 :	Ensemble redresseur-onduleur-hacheur de marque SEMIKRON	83
Figure V.2 :	Unité centrale dSPACE 1103 (AUTOBOX) et sa carte d'interface série	84
Figure V.3 :	Carte des capteurs courant et tension	85
Figure V.4 :	Inductances du filtre actif confectionnées au laboratoire	85
Figure V.5 :	Quelques paramètres du modèle compilé sous l'environnement Control Desk	86
Figure V.6 :	Acquisition des résultats pratiques	87
Figure V.7 :	Plateforme expérimentale réalisée au laboratoire LREA	88
Figure V.8 :	Courant de source circulant dans le réseau sans filtrage actif	89
Figure V.9 :	Résultats expérimentaux obtenus par la méthode ICC avec un régulateur M5P	90
Figure V.10 :	Résultats expérimentaux obtenus par la méthode DPC	90
Figure V.11 :	Différentes mesures relevées sans système PV (Technique M5P)	91
Figure V.12 :	Forme du courant de source avant filtrage	91
Figure V.13 :	Nouvelle forme sinusoïdale du courant de source après filtrage	92
Figure V.14 :	THD du courant de source avant et après filtrage	92
Figure V.15 :	Comparaison entre ANN et M5P technique (appliquées au bus continu)	93
Figure V.16 :	Résultats avec la commande Fuzzy-M5P sur MPPT et bus continu	94
Figure V.17 :	Différentes mesures relevées avec système PV	94
Figure V.18 :	Test des performances dynamiques sous une variation soudaine de charge NL	95
Figure V.19 :	Test des performances dynamiques sous un ombrage rapide (A) Système avec FLC-MPPT (A) Système avec M5P-MPPT	96

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I :

Tableau I.1 : Effets de la pollution harmonique sur les équipements 13
Tableau I.2 : Limite des composantes harmoniques en courant (norme CEI 61000-3-2) 14
Tableau I.3 : Normes principales de la qualité d'énergie électrique 17
Tableau I.4 : Avantages et défauts de différentes combinaisons du filtrage actif 29

CHAPITRE II :

Tableau II.1 : Ordre de commutation des différents secteurs 42

CHAPITRE IV :

Tableau IV.1 : Statistiques et paramètres du processus d'apprentissage M5P 81

CHAPITRE V :

Tableau IV.1 : Résultats obtenus avec les deux approches ANN & M5P 93

TABLE DES MATIÈRES

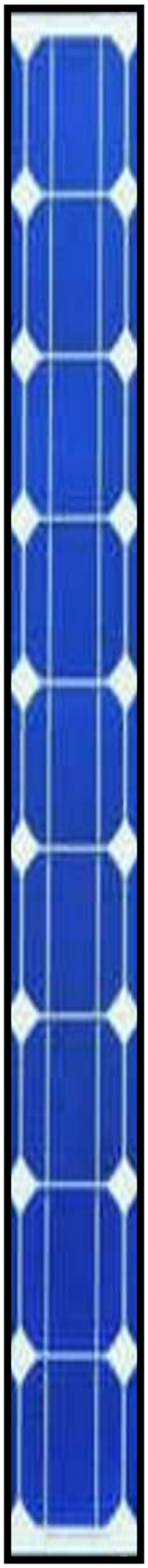


Table des matières

AVANT-PROPOS.....i

RÉSUMÉ.....ii

LISTE DES NOTATIONS ET SYMBOLES.....iv

LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX.....vii

INTRODUCTION GÉNÉRALE 1

CHAPITRE I

ÉTAT DE L'ART SUR LA QUALITÉ DE L'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE ET PERTURBATIONS

I.1. INTRODUCTION 4

I.2. PRINCIPAUX TYPES DE PERTURBATIONS ÉLECTRIQUES.....4

I.2.1. Phénomène de pollution harmonique 4

I.2.1.1. Origine des harmoniques type courant et tension 4

I.2.1.2. Facteur de puissance et compensation de l'énergie réactive 7

I.2.1.3. Influence des harmoniques sur le facteur de puissance..... 9

I.2.1.4. Influence des harmoniques sur la tension d'alimentation 10

I.2.1.5. Effets et conséquences des harmoniques..... 11

I.2.1.6. Règlementations et exigences 13

I.2.2. Phénomène de déséquilibre de tension et du courant..... 14

I.2.2.1. Causes du déséquilibre dans un réseau électrique 15

I.2.2.2. Impacte d'un déséquilibre..... 15

I.2.2.3. Règlementations et exigences 16

I.2.3. Phénomène de Creux de tension 16

I.2.3.1. Origines des creux de tension..... 16

I.2.3.2. Conséquences des creux de tension 17

I.2.3.3. Règlementations et exigences 17

I.3. SOLUTIONS DE DÉPOLLUTION HARMONIQUE 18

I.3.1. Solutions classiques de dépollution 18

I.3.1.1. Restructuration de l'installation pour les grands pollueurs 18

I.3.1.2. Confinement des harmoniques par transformateur à couplages particuliers..... 18

I.3.1.3. Ajout d'une inductance de lissage du courant 19

I.3.1.4. Augmentation de la puissance de court-circuit 19
I.3.1.5. Intégration des filtres passifs 19
Filtre passif série placé entre la source et la charge NL 20
Filtre passif parallèle 21
Filtre résonant 22
Filtre amorti 22
Effet de l'impédance du réseau sur le filtre passif 23
I.3.2. Solutions modernes de compensation avec le filtrage actif 24
I.3.2.1. Principe de compensation actif 24
I.3.2.2. Différentes topologies de filtrage actif 25
Filtre Actif Série (FAS) 25
Filtre Actif Parallèle (FAP) 26
Filtre Actif Série Parallèle (UPQC) 26
I.3.2.3. Combinaison hybride Actif-Passif 27
I.3.2.4. Comparaison et choix de types de filtrage actif 27
I.4. CONCLUSION 28

CHAPITRE II

FILTRAGE ACTIF ET MÉTHODES DE COMMANDE ET D'IDENTIFICATION DES COURANTS HARMONIQUES

II.1. INTRODUCTION 30
II.2. ALGORITHMES D'IDENTIFICATION DES COURANTS DE RÉFÉRENCE 31
II.2.1. Méthode des puissances réelles et imaginaires (PQ) 33
II.2.2. Théorie du référentiel synchrone (SRF) 38
II.2.3. Méthode de commande directe de puissance (DPC) 41
II.2.4. Méthode de commande directe du courant (DCC) 44
II.2.5. Méthode de commande indirecte du courant (ICC) 45
II.3. STRATÉGIES DE COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF PARALLÈLE 49
II.4. CONCLUSION 51

CHAPITRE III

INTÉGRATION D'UN GÉNÉRATEUR PHOTOVOLTAïQUE AU SYSTÈME DE FILTRAGE ACTIF

III.1. INTRODUCTION 52
III.2. NOTIONS DE BASES SUR L'ÉNERGIE PHOTOVOLTAÏQUE 52
III.2.1. Généralités sur le système PV 52
III.2.2. Modélisation d'un système PV 53
III.2.3. Connexion des cellules photovoltaïques 54
III.2.4. Sécurité et protection des panneaux photovoltaïques 54
III.2.5. Caractéristique courant-tension (I-V) à irradiation et température variables 55
III.2.5.1. Influence de l'éclairement (irradiation) 56
III.2.5.2. Influence de la température 56
III.2.6. Point de puissance maximale et la technique de suivi MPPT 57
III.3. ÉTAGE D'ADAPTATION DC-DC 57
III.4. MÉTHODES DE SUIVI DE PUISSANCE MAXIMALE D'UN PANNEAU PV 59
III.4.1. Algorithme perturbe et observe (P&O) 59
III.4.2. Algorithme incrémentale conductance (INC) 60
III.4.3. Méthode de suivi à base de logique floue 62
III.4.4. Méthode de suivi à base des réseaux de neurones (ANN) 63
III.5. ONDULEURS PHOTOVOLTAÏQUES 64
III.6. CONCLUSION 65

CHAPITRE IV

AMÉLIORATION DES PERFORMANCES PAR UNE NOUVELLE COMMANDE MIXTE FUZZY-M5P

IV.1. INTRODUCTION 66
IV.2. GÉNÉRALITÉS SUR LES ALGORITHMES D'ARBRES DE DÉCISION 66
IV.3. APPRENTISSAGE À BASE DE LOGIQUE FLOUE 68
IV.3.1. Extraction des données à partir d'un régulateur flou 69
IV.3.2. Aperçu sur le logiciel WEKA 69
IV.3.3. Préparation et transfert des données avec l'outil bureautique Excel 70
IV.3.4. Démarche d'apprentissage sous WEKA 72
IV.3.5. Interprétation des résultats sous forme d'un programme MATLAB 73

IV.4. APPLICATION DE LA COMMANDE PROPOSÉE SUR LE FILTRE ACTIF 74
IV.5. TEST DE LA NOUVELLE COMMANDE SUR LA MPPT 77
IV.6. ÉTUDE DES PARAMÈTRES STATISTIQUE ET DE PRÉCISION DE LA MÉTHODE PROPOSÉE 80
IV.7. CONCLUSION 81

CHAPITRE V

VALIDATION EXPÉRIMENTALE DE L'ENSEMBLE DU SYSTÈME FILTRE ACTIF-GPV

V.1. INTRODUCTION 83
V.2. GÉNÉRALITÉS SUR LA PLATFORME EXPÉRIMENTALE 83
V.3. CARTE D'ACQUISITION 84
V.4. INDUCTANCES DE COUPLAGE (L_F) 85
V.5. PROCESSUS DE COMPILATION SOUS MATLAB 85
V.6. ACQUISITION DES RÉSULTATS FINNAUX 87
V.7. PROTOTYPE EXPÉRIMENTAL 87
V.8. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX 88
V.8.1. Système sans filtrage actif 89
V.8.2. Système avec filtrage actif seul (sans GPV) 89
V.8.3. Test de la méthode ICC sous une extrême condition : charge NL fortement polluante 91
V.8.4. Comparaison entre les deux méthodes d'apprentissage M5P & ANN. 92
V.8.5. Résultats obtenus avec la commande Fuzzy-M5P 94
V.9. ÉVALUATION DES PERFORMANCES EN MODE DYNAMIQUE 95
V.10. DISCUSSION DES RÉSULTATS OBTENUS 96
V.11. CONCLUSION 98

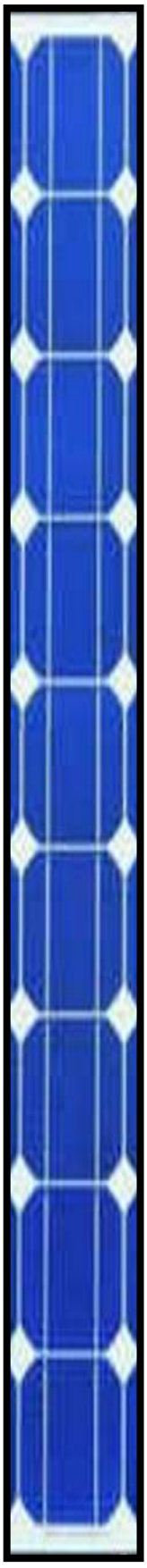
CONCLUSION GÉNÉRALE 99

PRODUCTION SCIENTIFIQUE 101

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES 103

ANNEXES 111

INTRODUCTION GÉNÉRALE



INTRODUCTION GÉNÉRALE

La fourniture de l'énergie électrique est associée toujours à une notion de qualité. Cet aspect important est devenu un sujet de très grande actualité qui concerne tous les actionneurs du domaine énergétique, à savoir les fournisseurs, les distributeurs, et les consommateurs d'électricité. L'origine majeure de dégradation de la qualité de l'énergie est les charges à base des composants d'électronique de puissance. En effet, ces charges dites polluantes sont non linéaires et appellent du réseau un courant déformé non sinusoïdal qui possèdent un contenu riche en harmonique. Ces charges non linéaires consomment aussi de la puissance réactive ce qui conduit à des conséquences directes sur la forme d'onde de tension et de courant qui devient non sinusoïdal.

Circulant à travers les impédances du réseau, les courants harmoniques caractérisés par une amplitude importante peuvent provoquer le dysfonctionnement de plusieurs appareils sensibles branchés au point commun de raccordement tels que les appareils médicaux, ordinateurs, automates programmables, et machines tournantes. Ils peuvent aussi provoquent le dysfonctionnement des systèmes de protection ainsi le vieillissement accéléré des éléments de réseau électrique (câbles, transformateurs, etc.).

Par conséquent, il est nécessaire de réduire ces harmoniques dominants en dessous d'un THD spécifié dans la norme harmonique internationale IEEE imposée aux fournisseurs et aux consommateurs industriels. Plusieurs solutions de dépollutions d'harmonique sont utilisées pour éliminer les harmoniques et améliorer le facteur de puissance, parmi elles les filtres passifs ou aussi appelé filtre piégeur d'harmonique. Ces solutions sont très simples, à bas prix, mais leur majeur inconvénient c'est qu'ils ne fonctionnent plus lorsque les caractéristiques de la charge évoluent ainsi que leurs performances dépendant énormément de l'impédance de la source et par conséquence peuvent mener à une résonance non voulue avec le réseau.

Contrairement aux solutions passives, les compensateurs actifs répondent mieux aux contraintes industrielles, aujourd'hui sont les plus utilisées dans les réseaux électriques grâce à ces rendements et ces performances. Les filtres actifs que ce soit parallèle, série ou combinaison parallèle-série deviennent de plus en plus les solutions les mieux adaptées face aux perturbations harmoniques et à la dégradation de facteur de puissance. Ces dispositifs de

filtrage sont à base d'un onduleur de tension (VSI) qui peuvent être utilisé pour compenser à la fois les courants harmoniques et la puissance réactive. Une autre solution consiste à doter le bus continu de l'onduleur VSI par une source photovoltaïque (PV) à travers un convertisseur DC-DC et une commande de suivi de point maximal de puissance (MPPT). Avec cette configuration, le compensateur actif assura trois fonctions simultanément, on peut assurer efficacement le filtrage d'harmonique, la compensation de l'énergie réactive, et en fin la fourniture de la puissance active au réseau électrique. Ainsi, la commande de cette topologie Filtre actif-GPV est classée en deux parties distinguées : la commande de l'onduleur et la commande du convertisseur boost DC-DC.

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'identification, la commande ainsi que l'optimisation avec des techniques intelligentes modernes d'un filtre actif parallèle en tension associé à un générateur photovoltaïque. Le but de nos travaux vise donc à doter le système de filtrage actif d'une source d'énergie renouvelable permettant un fonctionnement polyvalent et pertinent en temps réel face à une grande diversité de perturbations et de besoin en puissances. Un rappel sur la qualité de l'énergie électrique et les principaux types de perturbations est abordé au premier chapitre. Les solutions de lutte contre la pollution harmonique dans les réseaux électriques sont aussi discutées toutes en mettant un accent particulier sur la normalisation et les standards imposés, notamment la règlementation IEEE st 519-1992 qui exige un THD du courant de source inférieur à 5% pour les installations basse tension **[CEI02-06]**.

L'objectif est de produire à la sortie du filtre actif parallèle un courant harmonique proche le plus possible de la référence calculée et par la suite une meilleure qualité du courant de source. Pour cette raison, dans le second chapitre, nous traiterons le problème de perturbation harmonique en courant et sa compensation à partir d'une structure de filtre actif parallèle (connecté en parallèle avec la charge polluante). Nous étudions ensuite les différents algorithmes d'identification des courants harmoniques à savoir la méthode des puissances réelles et imaginaires instantanées (PQ), la méthode du référentiel synchrone (SRF), l'algorithme de puissance directe (DPC), et en finissant par les deux méthodes directe et indirecte du courant (DCC/ICC). Côté commande des courants (commande des gâchettes), notre onduleur sera piloté par la technique d'hystérésis en vue de sa simplicité et sa robustesse.

Le troisième chapitre est consacré pour l'intégration d'un générateur photovoltaïque au réseau électrique à travers le filtre actif. Nous aborderons les différentes techniques classiques et intelligentes de la commande MPPT, y compris le convertisseur boost connecté avec le bus continu. L'ensemble du system PV, réseau électrique, charge polluante, et filtre actif est discuté pour pouvoir mit l'accent sur les avantages et les moyens à déployer pour perfectionner les différentes techniques de commande.

Dans le quatrième chapitre, on vise à améliorer les performances du système. Nous introduirons dans le filtrage actif une nouvelle technique de commande combinée à base de logique floue et l'algorithme de l'arbre de décision type M5P. Ce contrôle mixte s'avère très efficace sous différents modes de fonctionnement permanent et dynamique. Le principe est de faire un processus d'apprentissage à l'aide du logiciel WEKA avec des données (entrées-sorties) collectées préalablement à travers un régulateur flou. Une étape d'interprétation du modèle d'arbre de décisions obtenu est nécessaire afin de préparer le modèle de contrôle final sous forme de code MATLAB.

Le nouveau contrôleur Fuzzy-M5P est évalué sur le système de régulation de la tension continue de l'onduleur et par la suite sur la commande MPPT du convertisseur boost. Dans le but de prouver la validité de la méthode proposée, ses résultats sont comparés avec ceux obtenus par d'autres solutions intelligentes telles que les régulateurs flous (FLC) et ceux basés sur les réseaux de neurones (ANN).

On clôturera la thèse par un dernier chapitre qui a pour objectif de valider expérimentalement l'ensemble du système ainsi que la technique proposée. Les résultats sont obtenus à l'aide d'un banc d'essai réalisé au sein de notre laboratoire LREA. Une conclusion générale vient enfin clore cette thèse.

CHAPITRE I

Etat de l'art sur la qualité de l'énergie électrique et perturbations

Ce chapitre est entièrement consacré aux généralités sur la qualité de l'énergie électrique. Un bref état de l'art sur les principales perturbations y est également donné. On donne aussi un aperçu des solutions déployées ainsi que les différentes structures des systèmes de dépollution harmonique en particulier la technique de filtrage actif de puissance.



I.1. INTRODUCTION

La notion de la qualité de l'énergie électrique est considérée comme étant l'indicateur de santé des équipements électriques branchés sur les réseaux électriques. Cette santé des équipements tel que le bon fonctionnement, défaillances, duré de vie est affectée directement par la forme des courants absorbés circulant dans le réseau. Garder une bonne qualité de l'énergie électrique est équivalent à protéger l'environnement des pollutions. Cette notion préoccupante impose aux entreprises de production et de transport de l'électricité un service de qualité et des mesures strictes pour lutter contre cette pollution. Diodes, thyristor et tous les autres semi-conducteurs sont très utilisés dans les convertisseurs pour contrôler l'écoulement d'énergie électrique dans les charges. Ces convertisseurs absorbent un courant non sinusoïdal riche en harmoniques et échange de l'énergie réactive avec la source d'alimentation. Dans un système triphasé, ces harmoniques causent un débalancement de la tension et un courant excessif circulant dans le conducteur de neutre, d'où la nécessité d'éliminer ou plus au moins réduire ces harmoniques. À cet effet, il s'agit dans le présent chapitre de se pencher sur la problématique de perturbation des réseaux électriques notamment l'effet des harmoniques ainsi que les principales stratégies d'atténuations.

I.2. PRINCIPAUX TYPES DE PERTURBATIONS ÉLECTRIQUES

I.2.1. Phénomène de pollution harmonique

La pollution harmonique est l'un des problèmes majeurs qui dégrade sérieusement la qualité de l'énergie électrique. Une distorsion harmonique est générée par des charges dites non linéaire connectées au réseau de distribution. Ce phénomène se manifeste par l'absorption des courants non sinusoïdaux riches en harmoniques et qui vont à leur tour produire des tensions harmoniques aux différents points de connexion. Plus généralement tous les matériaux incorporant des redresseurs et des électroniques de découpage déforment les courants et créent de fluctuation de tension sur le réseau de distribution basse tension. C'est la concentration de nombreux « pollueurs » en harmonique qui génère énormément de perturbations sur le réseau **[SAS1970].**

I.2.1.1 Origine des harmoniques type courant et tension

Une charge est classée non-linéaire lorsque le courant qu'elle absorbe n'a pas la même forme que la tension qui l'alimente. Ce courant contient plusieurs composantes harmoniques dont le spectre sera fonction de la nature de la charge. Ces charges génèrent

des courants harmoniques qui circulent à partir de la charge vers la source en empruntant le chemin de la moindre impédance. On appelle harmonique une superposition sur l'onde fondamentale à 50Hz d'onde également sinusoïdale, mais de fréquence multiple entier de celle de la fondamentale. Parmi les charges non-linaires on trouve par exemple : les convertisseurs statiques, les variateurs de vitesses, les alimentations à découpage, poste à souder, etc. Figure I.1 montre du point de vue forme d'onde, la différence entre une charge linéaire et non linéaire. Lorsqu'on compare les deux signaux, on remarque clairement la forme déformante du courant dans le cas de charge non linéaire. Cette forme non sinusoïdale pourrait être décomposée en multiples harmoniques à l'aide de la fameuse technique de série de Fourier.

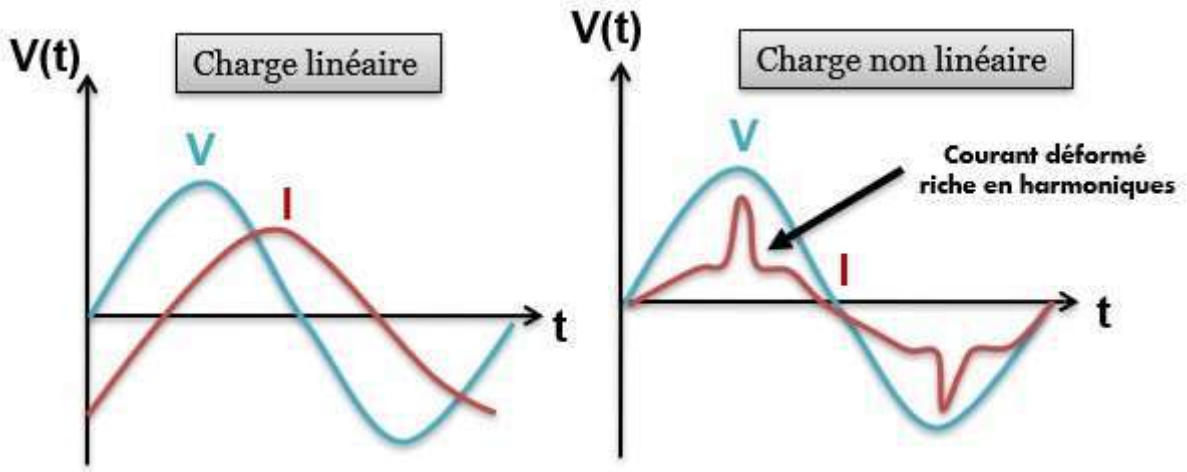


Figure I.1 Formes de courant et de tension pour charge linéaire et non linéaire

Dans les circuits alternatifs, le sens conventionnel des courants et le sens de l'écoulement de puissance. Ainsi, le courant fondamental I_1 va de la source vers la charge tandis que le courant harmonique I_h circule de la charge vers la source **[SCH01]**. Notre système alimenté sous la f.é.m. E peut se représenter comme dans Figure I.2.

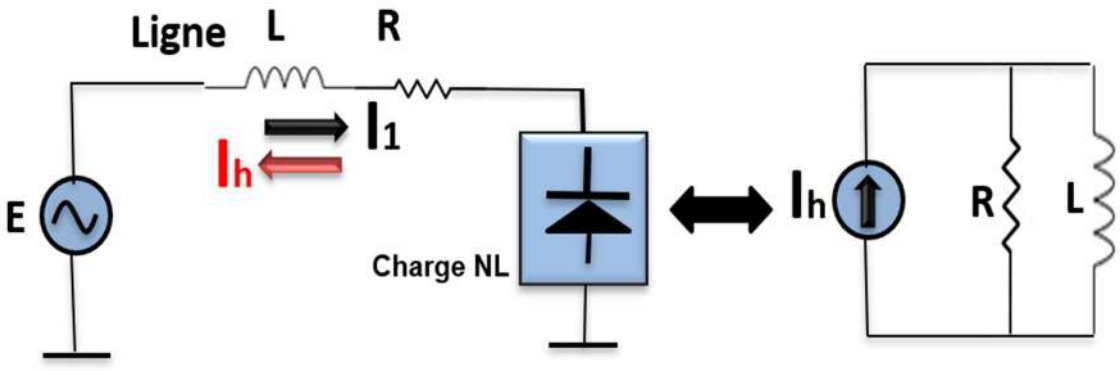


Figure I.2 Sens de circulation du courant harmonique

Lorsque le signal possède une composante superposée à l'onde fondamentale 50Hz et qui n'est pas multiple de la fréquence fondamentale (ex. :175Hz), on parle d'inter-harmonique.

Le niveau de ces inter-harmoniques est également en augmentation du fait du développement des convertisseurs à base d'électronique de puissances. Toutes ces harmoniques peuvent être additionnées, la résultante forme le THD : le taux de distorsion harmonique.

Observées sous forme de distorsion harmonique, l'une des solutions destinées à déceler la présence d'harmonique et le calcul du THD, il en existe en deux sortes : la distorsion en courant (dû aux charges), et la distorsion en tension (apparait à la source). Dans le cas où le THD égale à zéro, on peut conclure qu'il n'y a pas de circulation d'harmoniques sur le réseau de distribution. Ce taux de distorsion harmonique correspond au rapport entre la réelle valeur efficace de l'harmonique d'un signal (U ou I) et sa valeur efficace à la fréquence de la fondamentale **[CHA10]**.

Pour un harmonique de rang 'h' le taux de distorsion individuel se calcul comme suit :

$$\tau_h = \frac{H_h}{H_1} \tag{I.1}$$

Pour connaitre la déformation globale de signal, il est nécessaire de tenir compte de tous les harmoniques présents. L'expression suivante permettre de définir la valeur globale du THD :

$$THD = \frac{\sqrt{H_2^2 + H_3^2 + \ldots.}}{H_1} \tag{I.2}$$

Ce paramètre global de distorsion peut s'appliquer soit en tension avec THD_v soit en courant avec THD_i. Tout au long de notre étude nous nous concentrerons sur le calcul de THD_i en courant qui peut être exprimer comme suit :

$$THDi = \frac{\sqrt{i_2^2 + i_3^2 + \ldots.}}{i_1} = \sqrt{\sum_2^n {i_h}^2 / {i_1}^2} \tag{I.3}$$

$$THDv = \frac{\sqrt{v_2^2 + v_3^2 + \ldots.}}{v_1} = \sqrt{\sum_2^n {v_h}^2 / {v_1}^2} \tag{I.4}$$

Autre caractéristique permettant d'identifier un signal déformé est son facteur de crête F_c, dans le cas d'un signal sinusoïdal non déformé, ce dernier correspond à :

$$Fc = \frac{I_{\max}}{I_{eff}} = \sqrt{2} \tag{I.5}$$

Lorsque le courant est déformé, le facteur devient différent à cette valeur.

I.2.1.2. Facteur de puissance et compensation de l'énergie réactive

Toute charge électrique fonctionnant en courant alternatif (moteurs, transformateurs, etc.) met en jeu deux formes d'énergie : l'énergie active et l'énergie réactive. L'énergie active consommée (KWh) résulte de la puissance active P (KW) des récepteurs, elle se transforme intégralement en puissance mécanique (travail) et en chaleur (perte). La puissance active est définie par la formule suivante :

$$P = \sqrt{3}UI\cos\varphi = 3vi\cos\varphi \tag{I.6}$$

L'énergie réactive consommée (kVARh) sert à l'alimentation des circuits magnétiques des machines, elle correspond à la puissance réactive Q (KVAR) des récepteurs qui est définie comme suit :

$$Q = \sqrt{3}UI\sin\varphi = 3vi\sin\varphi \tag{I.7}$$

L'énergie apparente (KVAh) et la somme vectorielle des deux énergies précédentes, elle correspond à la puissance apparente S (KVA) des récepteurs. Cette puissance maximale est exprimée par la formule suivante :

$$S = \sqrt{3}UI = 3vi \tag{I.8}$$

À chacune des énergies active et réactive, correspond un courant : courant actif en phase avec la tension et courant réactive déphasé de 90° par rapport au courant actif soit en retard (charge inductive) soit en avance (charge capacitive). On peut définir une autre puissance harmonique dite déformante D (KVAD) suite à l'augmentation de l'énergie apparente par la distorsion du courant et/ou tension **[IGN06]**. La formule de cette puissance déformante est la suivante :

$$D^2 = S^2 - P^2 - Q^2 \tag{I.9}$$

Le facteur de puissance est un paramètre qui représente l'efficacité de l'installation, il est défini comme :

$$F_p = \frac{P}{S} = \cos\varphi \tag{I.10}$$

Afin de comprendre l'influence de la puissance déformante, on peut utiliser la représentation vectorielle des puissances comme dans Figure I.3 **[GHA11]**.

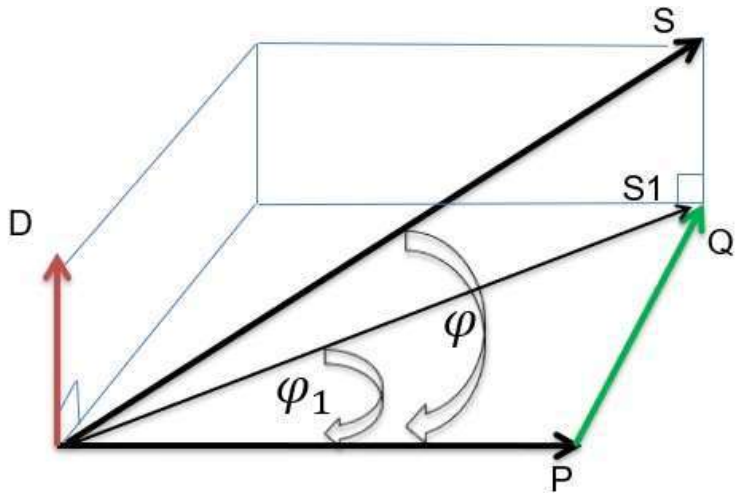


Figure I.3 Représentation vectorielle des puissances (en présence des charges NL)

Nous pouvons constater le changement de la représentation vectorielle en présence de la puissance déformante. Dans cette configuration, les angles sont définis comme :
φ_1 : déphasage entre la tension et le courant à la fréquence fondamentale (à 50Hz).
φ : déphasage entre la tension et le courant en présence d'harmoniques.

La circulation de l'énergie réactive à des incidences techniques et économiques importantes, en effet pour une même puissance active P, il faut fournir d'autant plus de puissance apparente et donc de courant, que la puissance réactive est importante. La circulation de l'énergie réactive sur les réseaux électriques entrainera, du fait d'un courant appelé plus important **[SCH01]** :

- Surcharge au niveau des transformateurs.
- Échauffement des câbles électriques.
- Pertes supplémentaires.
- Chutes de tension importantes.

Pour ces raisons, il est nécessaire de produire de l'énergie réactive au plus près possibles des charges, pour éviter qu'elle ne soit appelée sur le réseau, c'est ce qu'on appelle « la compensation de l'énergie réactive ».

Parmi les solutions utilisées pour la compensation : les batteries de condensateurs qui permettent d'améliorer le facteur de puissance d'une installation électrique en la dotant d'une part d'énergie réactive relative à l'énergie consommée par les récepteurs inductifs. Comme dans Figure I.4, pour réduire la puissance apparente de la valeur S_2 à la valeur S_1, une batterie de condensateur fournissant de l'énergie réactive Q_c telle :

$$Q_c = P(tg\varphi_2 - tg\varphi_1) \qquad (I.11)$$

Où :

P : puissance active.

S_2 et S_1 : puissances apparentes (avant et après compensation).

Q_c : puissance réactive du condensateur.

Q_1 : puissance réactive avec condensateur.

Q_2 : puissance réactive sans condensateur.

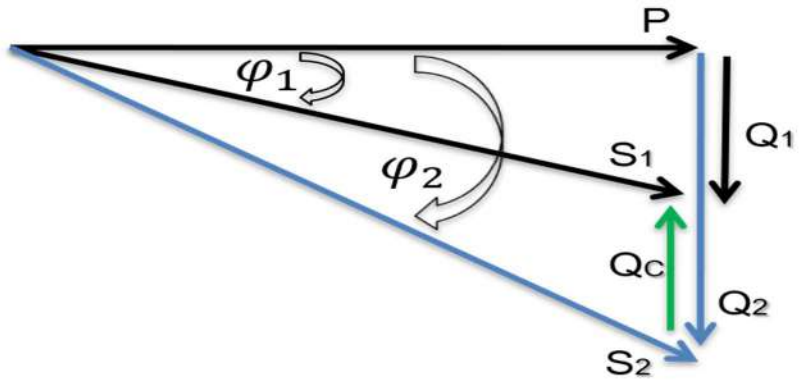


Figure I.4 Compensation de l'énergie réactive

I.2.1.3. Influence des harmoniques sur le facteur de puissance

Les expressions instantanées du courant i(t) et de la tension v(t) en régime périodique peuvent s'exprimer sous la forme **[SIN99]** :

$$\begin{cases} v(t) = \sqrt{2} \sum_{h=1} V_h \sin[h(\omega_1 t - \alpha_h)] \\ i(t) = \sqrt{2} \sum_{h=1} I_h \sin[h(\omega_1 t - \beta_h)] \end{cases} \quad (I.12)$$

Avec :

i_h : valeur efficace du courant harmonique de rang (h).

v_h : valeur efficace de tension harmonique de rang (h).

α_h : déphasage du courant harmonique.

β_h : déphasage de la tension harmonique.

w_1 : pulsation fondamentale du réseau.

Le rapport (i_1/i) est inférieur à l'unité à cause des harmoniques, ce que donne :

$$i^2 = i_1^2 + \sum i_h^2 \quad (I.13)$$

i : valeur efficace du courant de ligne.

i_1 : valeur efficace du courant fondamental.

On peut ainsi caractériser les perturbations par les puissances correspondantes :

$$p_1 = 3vi_1 \cos(\phi_1) \tag{I.14}$$

$$q_1 = 3vi_1 \sin(\phi_1) \tag{I.15}$$

$$d = 3v\sqrt{\sum i_h^{\,2}} \tag{I.16}$$

$$s = \sqrt{p_1^{\,2} + q_1^{\,2} + d^2} \tag{I.17}$$

Et puisque le facteur de puissance est exprimé comme étant la puissance active sur la puissance apparente, d'où l'influence de la puissance déformante (d) sur la dégradation du facteur de puissance **[YOU08]** :

$$F_p = \frac{P}{\sqrt{p_1^{\,2} + q_1^{\,2} + d^2}} = \frac{3.v.i_1.\cos(\varphi_1)}{3.v.i} = F_d \cos(\varphi_1) \tag{I.18}$$

$$F_d = \frac{i_1}{i} \tag{I.19}$$

Où :

F_d représente le facteur de distorsion.

$\cos\phi_1$ représente le facteur de puissance lorsque d=0.

À partir de l'équation (I.18), on constate que le facteur de puissance Fp tient compte de la puissance déformante et ne doit pas être confondu avec le $\cos(\varphi_1)$ relative uniquement aux signaux fondamentaux.

I.2.1.4. Influence des harmoniques sur la tension d'alimentation

Les courants alternatifs absorbés par une charge non-linéaire sont non sinusoïdaux. La circulation de ces composantes harmoniques dans les réseaux de distribution provoque la déformation de la tension d'alimentation. Pour étudier ces signaux, on fait appel aux principes de la décomposition en série de Fourier qui donne :

$$i(t) = i_{c1}\sqrt{2}\sin(\omega t + \alpha_1) + \sum_{2}^{\infty} \sqrt{2} i_h \sin\left[h(\omega t + \alpha_h)\right] \tag{I.20}$$

Où :

i_1 et i_h : valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang *h.*

α_1 et α_h : déphasage du courant fondamental et du courant harmonique de rang *h.*

ω : pulsation fondamentale du réseau.

Afin d'étudier l'influence des courants distordus sur la qualité de la tension du réseau, on peut représenter la source d'énergie par une f.é.m. (e_S) à la fréquence fondamentale mise en série avec une impédance variable avec la fréquence comme montré sur Figure I.5 **[KAS12]**.

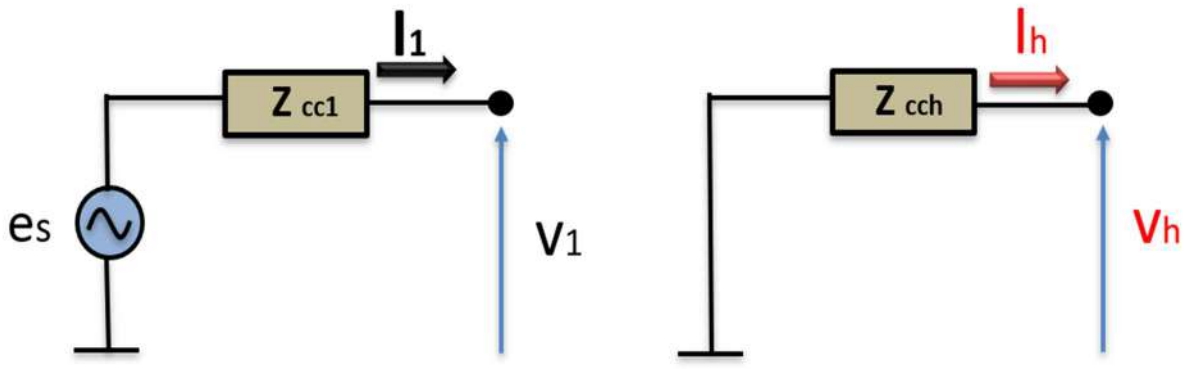


Figure I.5 Circuit simplifié d'influence des courants harmoniques sur la tension d'alimentation

Les impédances indiquées représentent :

Z_{CC1} : impédance de court-circuit à la fréquence fondamentale.

Z_{CCh} : impédance de court-circuit à la fréquence de rang h.

Des tensions harmoniques seront générées automatiquement car à chaque courant harmonique de rang h correspond une impédance de réseau Zcch. La tension au point de raccordement s'écrit donc comme suit :

$$v(t) = v_1 + \sum_{h=1}^{n} v_h \tag{I.21}$$

On constate clairement l'impact des tensions harmoniques sur la tension d'alimentation V(t), c'est à dire plus la tension comporte autant de composantes harmoniques, plus la déformation de l'onde de tension est importante. Une partie de la fluctuation de la tension est due à la consommation de la puissance réactive. Cette association de la puissance réactive aux harmoniques vient du fait que les moyens pour les réduire sont souvent les mêmes et peuvent agir à la fois sur les deux causes de perturbations.

I.2.1.5. Effets et conséquences des harmoniques

Une perturbation harmonique est définie comme une déformation de la forme sinusoïdale d'un signal pur. Sur le réseau électrique, les perturbations de la forme harmonique est principalement due à la présence des charges non-linéaires (NL). Ces charges NL contribuent à la dégradation de la qualité de tension et du courant de source,

elles provoquent une distorsion dans le courant comme dans la tension par la production des harmoniques non désirables qui polluent le réseau et nuisent ainsi du fonctionnement optimal des équipements et matériel électrotechnique branché sur le même réseau. Ces harmoniques sont à l'origine de nombreuses nuisances, on trouve ci-dessous une liste qualitative et non exhaustive, des principaux effets :

- Surcharge des réseaux de distribution par l'augmentation du courant actif/efficace.
- Surcharge du conducteur de neutre en raison des harmoniques de rang 3 et multiple crées par les charges monophasées.
- Surcharge, vibration et vieillissement des alternateurs, transformateurs, moteurs, etc.
- Déformation de la tension d'alimentation pouvant perturber des récepteurs sensibles.
- Réduction du rendement énergétique des installations.
- Perturbation des réseaux de communication et des lignes téléphoniques.
- Fatigue mécanique du matériel dû aux vibrations.
- Échauffement qui réduit la durée de vie des équipements à long terme.
- Perte générale de puissance délivrée par les producteurs d'électricité.
- Fonctionnement intempestif des dispositifs de protection tels que les fusibles et les disjoncteurs.
- Pertes diélectriques supplémentaires aboutissants à un vieillissement prématuré des condensateurs.

Selon l'effet, on distingue deux types de perturbation :

- Effets instantanés, ils créent des perturbations dans le fonctionnement des appareils de protection et de commutation.
- Effets à moyen et long terme, ils engendrent l'échauffement des matériels électriques, et causent un vieillissement prématuré de ceux-ci.

Tableau I.1 résume quelques exemples des matériels électriques susceptibles à la perturbation par la pollution harmonique.

Tableau I.1 Effets de la pollution harmonique sur les équipements

Nature de matériel électrique	**Effet de la pollution harmonique**
Machines tournantes : Moteurs triphasés et Alternateurs	-Échauffements supplémentaires (effet joule) dans les enroulements statoriques. -Couples oscillatoires. -Augmentation du bruit.
Transformateurs	Pertes supplémentaires dans le fer (par courants de Foucault) et dans les enroulements (par effet Joule).
Câbles	Augmentation des pertes surtout dans le câble de neutre où s'ajoutent les harmoniques de rang 3 et multiple de 3.
Électronique de puissance : Pont redresseur à thyristor, Transistors, etc.	Troubles fonctionnels liés à la forme d'onde (commutation)
Condensateur de puissance	Pertes diélectrique supplémentaires aboutissants à un vieillissement prématuré des condensateurs.
Dispositif de protection : Fusibles, Disjoncteurs, …etc.	Fonctionnement intempestif
Compteur d'énergie	Erreurs de mesure

I.2.1.6. Règlementations et exigences

Afin de limiter l'influence d'une charge polluante sur les autres charges connectées au réseau et en même temps éviter la modification des caractéristiques de ces dernières, les distributeurs d'énergie électrique ont été amenés à émettre des recommandations. Ces recommandations concernent les exigences au point de raccordement de l'usager sur le réseau électrique.

Les deux principaux organismes de normalisation internationaux dans le domaine d'électrotechnique sont :

1- La CEI (Commission Électrotechnique Internationale).

2- L'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers).

Ces deux organismes réalisent la principale activité de normalisation dans le domaine des perturbations électriques au niveau mondial mais n'ont pas une uniformité de critères en ce qui concerne la définition des interactions entre le réseau et les charges connectées. L'objectif des normes et des règlementations est de limiter les dysfonctionnements occasionnés par les harmoniques. La Commission Électrotechnique Internationale (CEI) définit le niveau des courants et des tensions harmoniques à ne pas dépasser par une série de normes de compatibilité électromagnétique (CEI 61000), nous pouvons citer à titre d'exemple des systèmes fonctionnant de 120V à 69kV avec Tableau I.2 **[CEI02-06]**.

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

Distorsion maximale du courant harmonique en pourcentage de I_L						
Ordre harmonique individuel (harmoniques impairs)						
I_{sc} / I_L	11	11 ≤ h < 17	17 ≤ h < 23	23 ≤ h < 35	35 ≤ h	THD
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
I_L : Demande maximale du courant de charge Isc : Courant de court-circuit maximal THD : Taux de distorsion global du courant						

Nous constatons que les limites sont plus sévères (THD < 5%) pour un rapport de court-circuit (SCR) plus petit inférieur à 20.

I.2.2. Phénomène de déséquilibre de tension et de courant

On peut définir le phénomène du déséquilibre de tension comme la mesure des différences de tension entre les phases d'un système triphasé. L'impact de ce phénomène est très lourd, il dégrade les performances, entraine des surchauffes, et raccourcit la durée de vie des charges raccordées. Un déséquilibre de courant aura lieu lorsque les charges triphasées ne sont pas bien reparties sur les trois phases du réseau électrique. En effet, toute charge triphasée doit appeler un courant identique sur chaque phase.

I.2.2.1. Causes du déséquilibre dans un réseau électrique

Un réseau triphasé dans le cas idéal est caractérisé par des amplitudes égales des tensions sur chacune des trois phases et un angle de déphasage de 120 degrés. Lorsque les tensions ou les courants présentent une différence d'amplitude, il y a déséquilibre et cela peut causer des problèmes pour les équipements triphasés branchés sur réseau de distribution.

L'impact le plus courant d'un déséquilibre est la surchauffe des équipements et, par conséquent, la dégradation de l'isolation électrique et la réduction de la durée de vie. Comme sur Figure I.6, un récepteur électrique triphasé non équilibré ou des récepteurs monophasés non équilibré alimentés par un réseau triphasé équilibré peuvent conduire à des déséquilibres de la tension entre phase. Ces déséquilibres dus à la circulation des courants non équilibrés à travers les impédances de réseau.

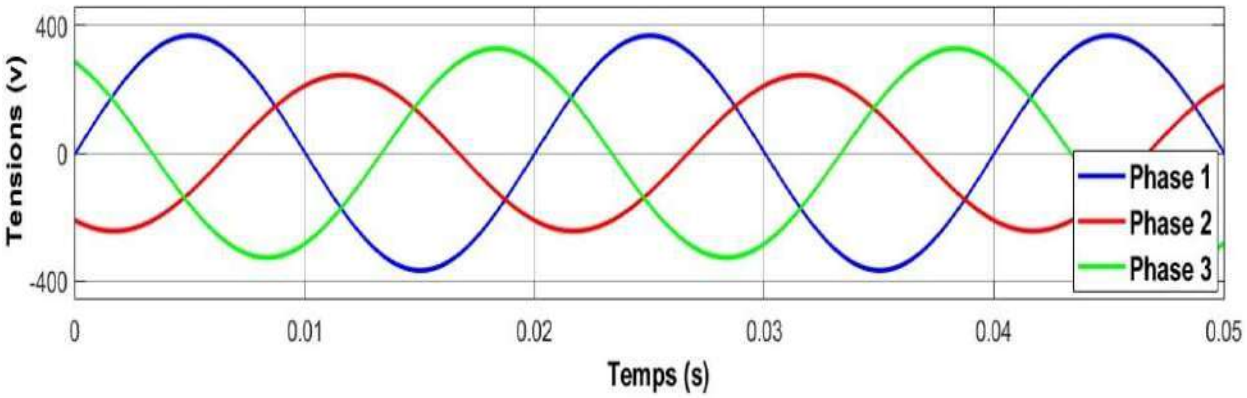


Figure I.6 Déséquilibre du système triphasé de tension

I.2.2.2. Impacte d'un déséquilibre

Il est plus intéressant d'aborder les conséquences de problème de déséquilibre par type d'équipement et la valeur de tension. Ce déséquilibre peut entrainer un dysfonctionnement des appareils basses tensions connectés tels que :

- Mauvais fonctionnement des appareils monophasés alimentés par faible tension comme les lampes à incandescence (mauvais éclairage).
- Risque d'endommagement des équipements monophasés sous tensions élevées.
- Apparition des composantes harmoniques notamment de rang 3 sur les équipements triphasés d'électronique de puissance.
- Couple de farinage pour les machines tournantes conséquence des composantes inverses et la création de champ tournant opposé.

- Surchauffe de conducteur de neutre et risque de rupture surtout dans un réseau BT (vu sa section faible).
- Dégradation des isolateurs électriques.

I.2.2.3. Règlementations et exigences

Dans le but d'aider les distributeurs et les utilisateurs dans la démarche de surveillance et d'amélioration de la qualité des réseaux électriques, la norme NF EN 50160 a été créée afin de caractériser la qualité de tension fournie. Cette norme présente les différents types de perturbations de la tension observés au point de livraison du client, fonction de la forme d'onde, du niveau de la tension, de la fréquence et du déséquilibre du système triphasé. Elle liste ainsi les paramètres à surveiller et la durée de la surveillance.

I.2.3. Phénomène de creux de tension

Un creux de tension est défini comme une perturbation caractérisée par une baisse soudaine de 10 % ou plus de la tension nominale. À noter qu'un creux de 1 seconde peut engendrer une baisse de tension de 60%. Ce phénomène est inévitable sur les réseaux électriques du fait de causes multiple tant du côté fournisseur que du côté installations des clients. Les creux de tension électrique se caractérisent principalement par leur amplitude et leur phase. Ainsi, ils peuvent être représentés par des vecteurs dits phraseurs. La relation entre ces derniers est appelée signature ou type du creux **[IGN06]**.
Figure I.7 illustre une brève représentation de ce phénomène de perturbation.

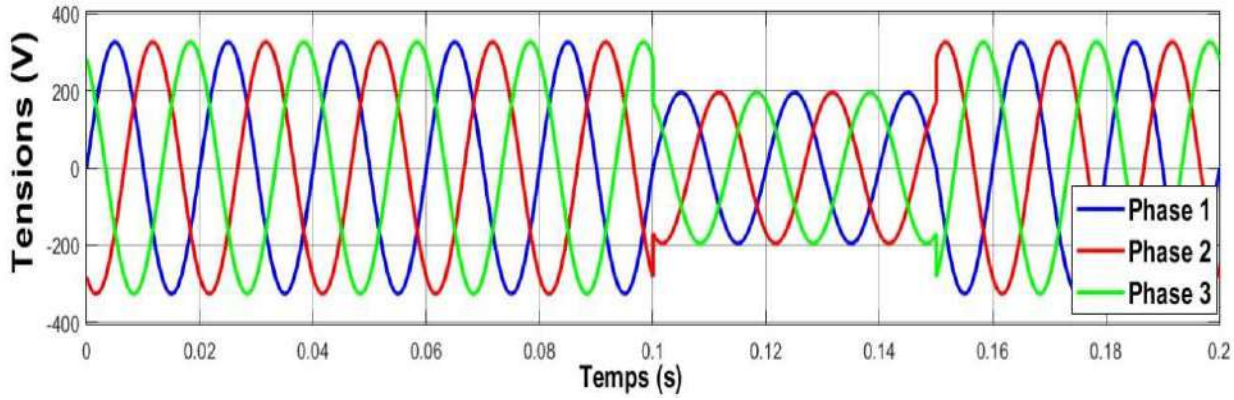


Figure I.7 Phénomène de creux de tension

I.2.3.1. Origines des creux de tension

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

I.2.3.2. Conséquences des creux de tension

Les creux de tension sont susceptibles de perturber le fonctionnement de certaines installations industrielles et tertiaires **[FER00]**. En effet, ce type de perturbation peut causer des dégradations de fonctionnement des équipements électriques qui peuvent aller jusqu'à la destruction totale de ces équipements. Nous citons quelques impactes néfastes tels que :

- Risque d'arrêt imprévu des équipements.
- Ralentissements, décrochage, surintensité des moteurs asynchrones.
- Moins de luminosité, extinction et réallumage (lampes à arc) des systèmes d'éclairage.
- Perte de synchronisme et arrêt des moteurs asynchrones.

I.2.3.3. Règlementations et exigence

L'engagement de certain service de distribution se présente sous forme de seuils, les creux de tension étant caractérisés par leur profondeur et leur durée, avec des limites de 30% et de 600 ms **[ZEL06]**.

De façon générale, Tableau I.3 illustre les principales normes concernant la qualité de l'énergie électrique.

Tableau I.3 Normes principales de la qualité de l'énergie électrique

Type de perturbation	Normes
Harmoniques	CEI 61000-2-1 :1990 CEI 61000-2-2 CEI 61000-3-2 CEI 61000-4-7 : 1991 IEEE 519 : 1992
Creux/Surtension/Interruptions	CEI 61009-2-1 :1990 IEEE 1159 : 1995
Transitoires	CEI 61000-2-1 :1990 CEI 816 :1984 IEEE 1159 : 1995
Flicker de tension	CEI 61009-4-15 :1997

I.3. SOLUTIONS DE DÉPOLLUTION HARMONIQUE

Afin de limiter la propagation des harmoniques dans les réseaux de distribution électrique, plusieurs solutions sont envisagées. Il existe de nombreuses techniques pour atténuer les harmoniques soit au sein du système ou avec un dispositif extérieur. Toutes ces solutions de dépollution présentent des avantages et des inconvénients, et impliquent toutes un surcoût. La meilleure solution sera fonction de la charge totale, de l'alimentation du site et du niveau de distorsion autorisé.

I.3.1. Solutions classiques de dépollution

I.3.1.1. Restructuration de l'installation pour les grands pollueurs

Cette solution consiste à séparer les grands pollueurs des autres en alimentant ces pollueurs avec des jeux de barre différents des autres charges. Le principe de cette méthode de séparation des charges est illustré sur Figure I.8.

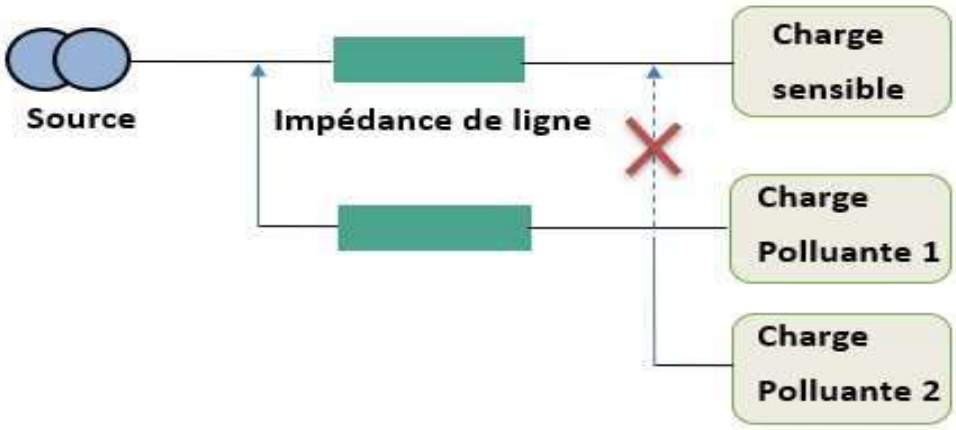


Figure I.8 Alimentation le plus en amont possible des charges grands pollueurs

I.3.1.2. Confinement des harmoniques par transformateur a couplages particuliers

Sous un certain mode de couplage de transformateurs, quelques rangs d'harmoniques peuvent être supprimés **[SCH10]**. Selon les types de couplages, comme illustre Figure I.9, plusieurs rangs d'harmoniques sont arrêtés :

- Le couplage Dyd pour supprimer les harmoniques de rangs 5 et 7.
- Le couplage Dy pour supprimer les harmoniques de rang 3.
- Le couplage DZ 5 pour supprimer les harmoniques de rang 5.

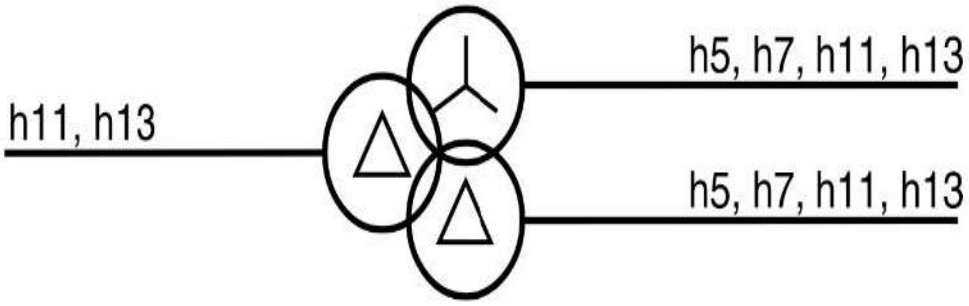


Figure I.9 Exemple d'utilisation d'un transformateur Dyd

I.3.1.3. Ajout d'une inductance de lissage du courant

Dans une installation industrielle comprenant des convertisseurs électroniques comme par exemple les variateurs de vitesse, il est possible de lisser le courant en mettant en place des inductances de lissage. Avec ces inductances de ligne, l'augmentation de l'impédance du circuit d'alimentation conduire forcement à limiter le courant harmonique. La mise en place de selfs anti-harmoniques sur les batteries de condensateurs augmente l'impédance de l'ensemble self et condensateur pour les harmoniques de rangs élevés. Cela évite le phénomène de résonance et protège les condensateurs.

I.3.1.4. Augmentation de la puissance de court-circuit

Une autre solution de dépollution harmonique consiste à modifier la puissance de court-circuit du réseau électrique. La perturbation harmonique globale croît lorsqu'en augmentant la puissance de court-circuit du réseau par rapport à la puissance du générateur. En effet, l'impédance de court-circuit en un point du réseau est inversement proportionnelle à la puissance de court-circuit disponible en ce point. Donc l'impact des harmoniques sera d'autant plus réduit si la puissance de court-circuit est grande **[CHA10]**.

I.3.1.5. Intégration des filtres passifs

Les solutions conventionnelles aux problèmes de distorsion harmonique existent depuis longtemps. Le filtrage passif est la plus simple solution conventionnelle pour atténuer la distorsion harmonique. Le principe du filtrage passif est de modifier localement l'impédance du réseau afin de faire dévier ou piéger les courants harmoniques pour empêcher qu'ils ne se propagent dans le reste du réseau. Ces filtres sont composés d'éléments capacitifs et inductifs qui sont disposés et dimensionnés de manière à obtenir une résonance série sur une fréquence déterminée. Comme montré sur Figure I.10, un filtre

passif est constitué d'éléments passifs tels que des inductances, des condensateurs, et des résistances qui forment une impédance dont la valeur varie en fonction de la fréquence.

On connecte alors le filtre passif en parallèle avec le réseau de manière à absorber un harmonique de courant donné. Si on veut par exemple éliminer le courant harmonique de rang 5, on dimensionne alors les éléments passifs de manière à ce que l'impédance équivalente du filtre soit le plus petit possible à la fréquence de fondamental, le courant circulera alors dans l'impédance la plus faible, c'est-à-dire dans le filtre passif et donc plus dans l'impédance de court-circuit du réseau. Les filtres passifs peuvent se diviser en deux familles, les filtres parallèles et les filtres séries. Selon le type de filtrage choisi, les harmoniques peuvent être littéralement bloqués par une impédance série élevée entre le convertisseur et le réseau, déviés par une faible impédance en parallèle ou une combinaison des deux **[BHA93]**.

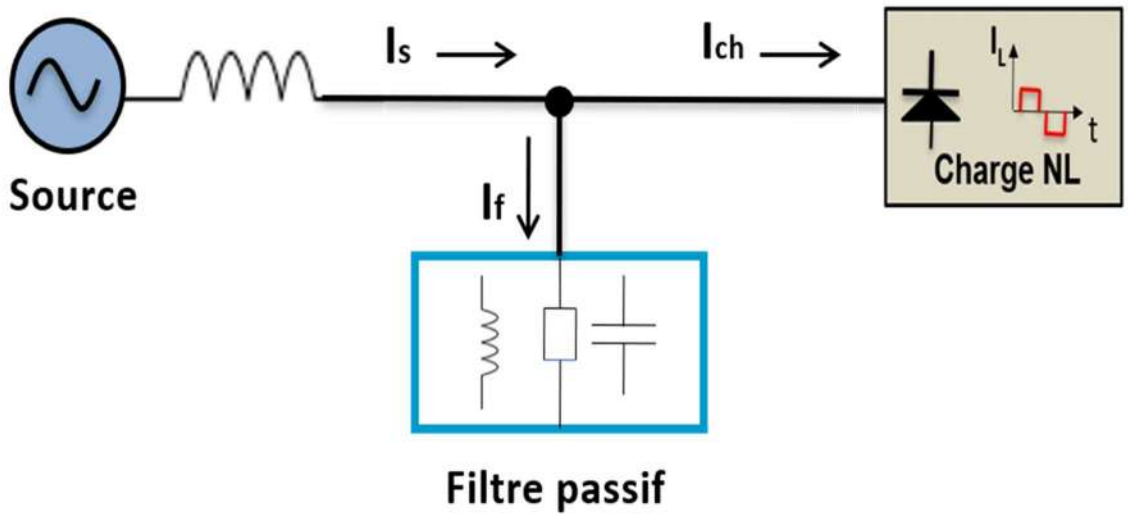


Figure I.10 Raccordement d'un filtre passif sur le réseau électrique

- **Filtre passif série placé entre la source et la charge NL**

Une façon d'atténuer ou limiter la propagation des harmoniques générés par les charges non linéaires est d'introduire un filtre passif série entre la source d'alimentation et la charge comme sur Figure I.11. Ce type de filtrage est formé par la mise en série d'une inductance avec un condensateur. Les performances de cette solution ne dépendent pas beaucoup de l'impédance du réseau. Ce type du filtre est un remède potentiel pour les charges perturbatrices générant des tensions harmoniques.

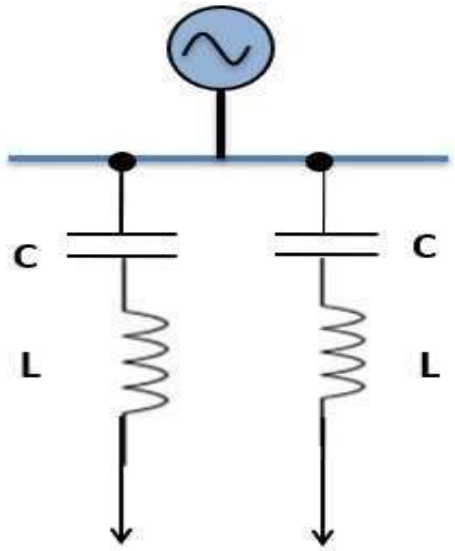


Figure I.11 Filtre passif type série

- **Filtre passif parallèle**

Le filtre passif parallèle illustré sur Figure I.12 est formé par la mise en parallèle d'une inductance avec un condensateur. Avec des paramètres bien définis conduisant à la résonnance, cette configuration fournir une impédance faible pour tous les harmoniques et une impédance suffisamment importante par rapport au fondamental, ce qui empêche les courants harmoniques de se propager vers le réseau. Le filtre passif parallèle à un comportement inductif pour les fréquences inférieures à la fréquence fondamentale et un comportement capacitif pour les fréquences supérieures à la fréquence fondamentale, ce qui est un avantage majeur pour le contrôle du courant dans l'inductance. Ce type du filtre est surtout utilisé pour les charges perturbatrices générant des courants harmoniques.

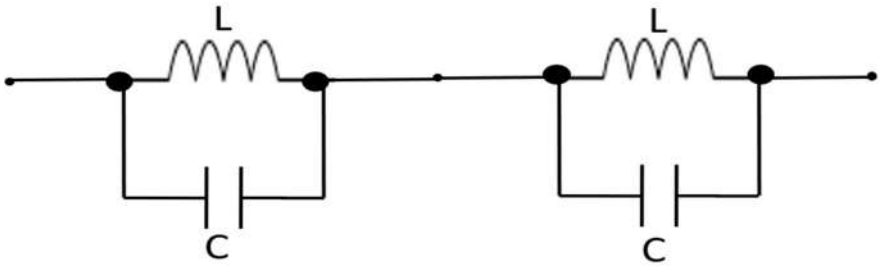


Figure I.12 Filtre passif type parallèle

En général dans l'usage, on rencontre deux types de filtres passifs parallèles : le filtre passif amorti et le filtre passif résonant **[BOUH00]**.

➢ **Filtre résonant**

Le filtre résonant a pour caractéristique une impédance très faible à un courant harmonique de rang déterminé. Le facteur de qualité Q détermine la précision du réglage de composante harmonique correspondante ainsi que son efficacité à l'éliminer, ce qui implique un facteur de qualité élevé pour ce type de filtre. Pour chaque rang d'harmoniques à filtrer, nous devons compter trois branches shunt comme illustré sur Figure I.13 (un filtre shunt pour chaque phase). Le filtre résonant fournir une partie de la puissance réactive à la charge par ces capacités. L'inconvénient de ce type de filtre shunt est la variation des éléments L et C due à leur vieillissement et à leur qualité.

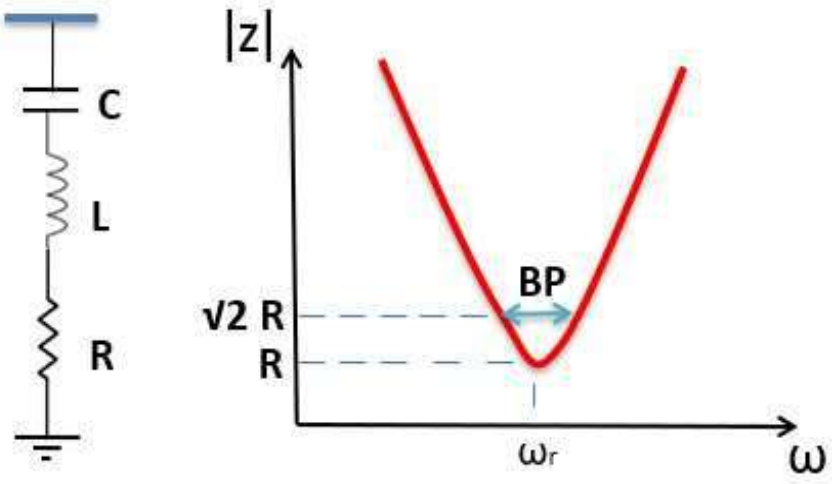


Figure I.13 Filtre résonant avec bande passante BP

De plus, l'ajout de ce type de filtre peut causer des résonances parallèles avec l'impédance du réseau. Il y a également risque de résonance si deux filtres résonants ajustés à la même fréquence sont présent sur le même réseau, il est donc particulièrement important d'avoir une bonne connaissance du comportement du réseau sous l'effet d'harmoniques avant l'installation de ce type de filtre **[BOUH00]**.

➢ **Filtre amorti**

On distingue trois types de filtre amorti, les filtres amortis de premier ordre, de second ordre, et de troisième ordre. Ces filtres offrent plusieurs avantages :

- Ils présentent une faible valeur d'impédance pour une large gamme de fréquences harmoniques.
- Moins sensibles aux variations de température et à la déviation de fréquence.

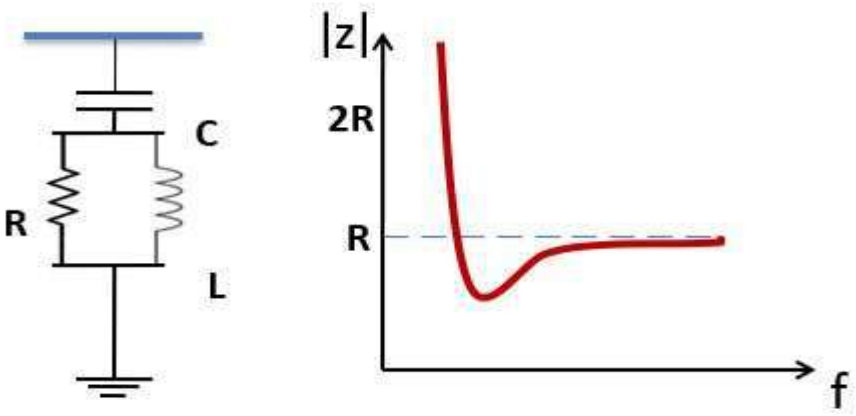


Figure I.14 Filtre amorti

➢ **Effet de l'impédance du réseau sur le filtre passif**

La charge non linaire branchée sur le réseau de distribution est vue comme une source polluante fournissant un courant harmonique (I_{ns}) qui est considéré étant connu. La tension harmonique aux bornes du réseau et du filtre dépend de leur impédance respective.

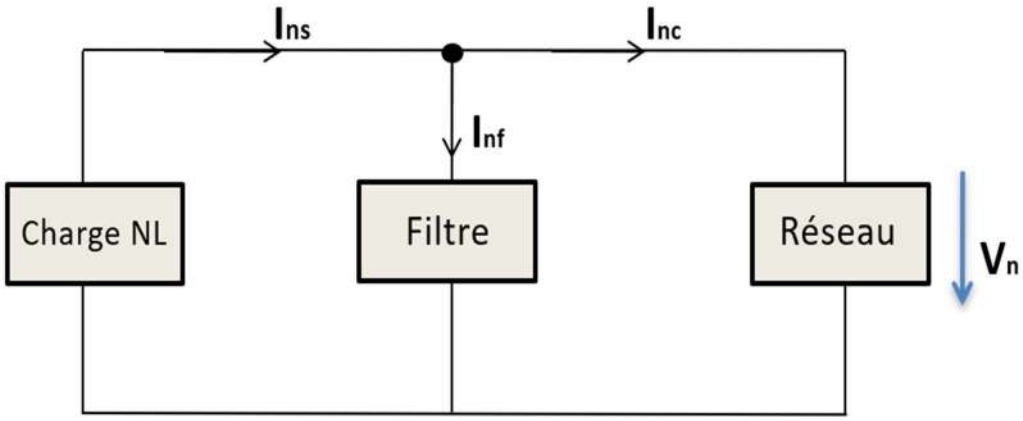


Figure I.15 Circulation des courants entre le filtre passif et le réseau

Sous un réseau perturbé par harmoniques, l'impédance du réseau varie dans le temps et rarement connue précisément. On cite quelques cas extrêmes qui peuvent aider à la conception du filtre passif **[HAR12]** :

1. Dans le cas où l'impédance du réseau est nulle, c'est-à-dire que $V_n = 0$ et $I_{nc}=I_{ns}$, le filtre shunt n'a pas d'effet peu importe le rang d'harmonique. Tous les harmoniques générés par la charge NL vont circuler dans le réseau. Cela signifie que l'impédance du réseau est $Z_{nc}=0$, ce qui n'est pas très réaliste. Si ce cas se présente, la solution serait d'appliquer un filtre passif série.

2. Si l'impédance du réseau est infinie $Z_{nc}= \infty$, le filtre shunt absorbe tous les courants harmoniques, ce qui signifie que $I_{nc}=0$, $I_{nf}=I_{ns}$, et $V_n = Z_{nf}.I_{ns}$. Le filtre est considéré ici comme parfait, ce cas est également très peu réaliste.
3. Si le filtre et le réseau sont en résonance parallèle, des valeurs harmoniques très élevées de V_n, I_{nc}, et I_{nf} peuvent être générées.

Comme on peut le constater, la connaissance de l'impédance du réseau joue un rôle très important dans le choix et la conception du filtre afin de dimensionner un filtre passif efficace et d'éviter le phénomène de résonance.

I.3.2. Solutions modernes de compensation avec le filtrage actif

L'étude des filtres actifs de puissance pour la compensation d'harmonique dans les réseaux électriques a commencé depuis le principe de compensation proposé par T. Machida et H. Sasaki en 1970 **[SAS1970]**. Durant cette période, le système de filtrage actif ne connaissait que des évolutions sur le plan théorique à cause de la technologie des semi-conducteurs de puissance qui n'était pas encore développée. Au fil de temps, cette technologie connaissait des progrès très remarquables qui feront par la suite grandement avancer les recherches sur le filtrage actif d'harmonique. En plus de la technologie de commande de modulation en largeur d'impulsion (MLI), le développement de l'étude théorique a rendu possible leur matérialisation du point de vue pratique au début des années 1990. Petit à petit, le filtre actif a connu un regain d'intérêts **[AKA05]**, il a été démontré que ses performances de compensation d'harmoniques sont supérieures à celles d'un filtre passif LC classique. De nos jours, les filtres actifs ont atteint une maturité technologique sans précèdent, cela va aider énormément à l'amélioration de leurs performances de compensation des harmoniques et de puissance réactive.

I.3.2.1. Principe de compensation actif

Les filtres actifs sont composés d'onduleurs qui sont des convertisseurs statiques de puissance. Alimenté par une source de courant ou de tension continue, l'onduleur peut délivrer un courant (structure shunt) ou une tension (structure série) dont le contenu harmonique dépond uniquement de la loi de commande de commutation des interrupteurs. Les filtres actifs agissent donc comme de source de tension ou de courant harmoniques en opposition de phase avec ceux du réseau afin de rétablir un courant de source quasi sinusoïdal. Le filtre actif peut être connecté au réseau en série ou en parallèle, suivant qu'il est conçu pour compenser les tensions ou les courants harmoniques **[SIN06]**.

Les filtres actifs sont les dispositifs les plus adaptés pour la compensation des harmoniques et de l'énergie réactive simultanément. Leur principe est d'injecter dans le réseau des courants harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase et ainsi on obtient un courant de source de forme sinusoïdale.

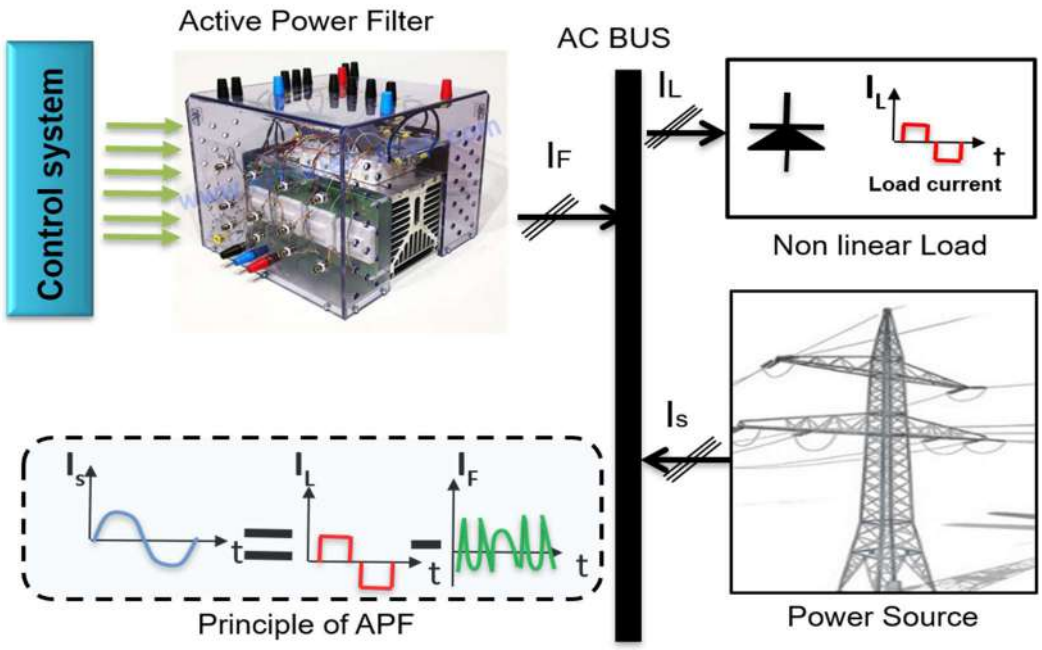


Figure I.16 Principe de raccordement d'un filtre actif parallèle

I.3.2.2. Différentes topologies de filtrage actif

Les filtres actifs peuvent être classifiés à partir du type de convertisseur qu'ils utilisent **[SIN99]**. Le filtre actif peut être connecté au réseau soit en parallèle soit en série, ou même mixte, suivant qu'il est conçu pour compenser les courants ou les tensions harmoniques. Puisque les convertisseurs statiques perturbent le réseau en injectant des courants harmoniques, les filtres actifs parallèles permettant de contrôler les courants semblent être plus adaptés à la compensation.

- **Filtre Actif Série (FAS)**

Le filtre actif série est placé en série entre la source et la charge non linéaire pour forcer la tension de la source à être sinusoïdal. Cette approche est basée sur le principe d'isoler les harmoniques par le contrôle de la tension de sortie du FAS. En d'autres termes, le FAS présente une impédance élevée au courant harmonique, il se comporte donc comme une source de tension contrôlable. Le FAS est surtout utilisé pour filtrer les harmoniques générés par les charges de tensions harmoniques.

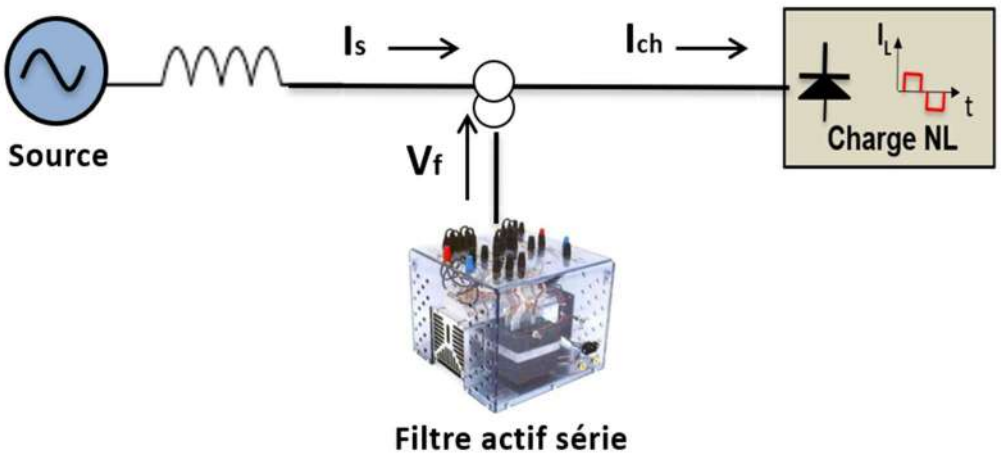


Figure I.17 Représentation simplifiée du raccordement d'un filtre actif série

- **Filtre Actif Parallèle (FAP)**

Contrairement au FAS, le filtre actif parallèle FAP est surtout utilisé pour éliminer les courants harmoniques absorbés par les charges polluantes. Il peut cependant, dans certaines conditions, être utilisé pour compenser la puissance réactive (STATCOM). Le filtre actif parallèle est un onduleur commandé par plusieurs méthodes, les plus connues sont à base de MLI ou hystérésis. Ces dispositifs de filtrage sont placés en parallèle avec la charge dans le but d'injecter un courant harmonique de même amplitude et de phase opposée que celui de la charge perturbatrice. Le FAP est très flexible et agit comme une source de courant harmonique réglable **[CHE13]**.

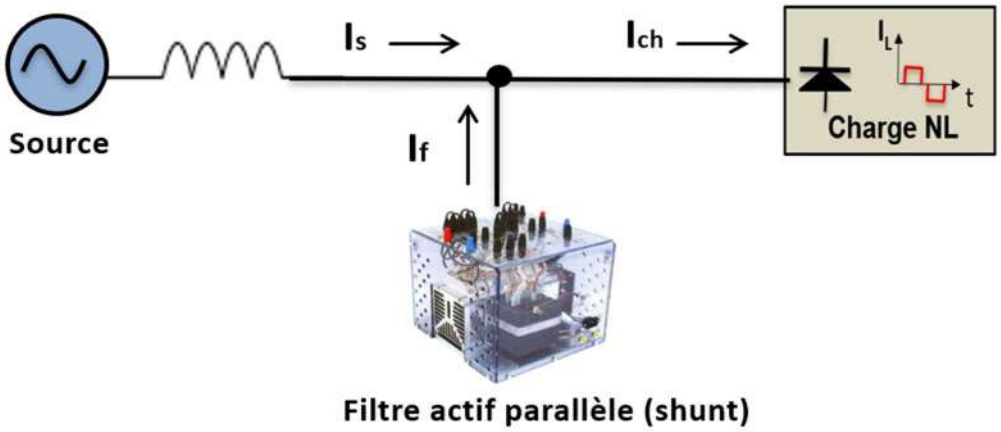


Figure I.18 Raccordement du FAP avec le réseau

- **Filtre Actif Série Parallèle UPQC**

La combinaison d'un filtre actif série avec un filtre actif parallèle se nomme : Conditionneur Universel de la Qualité d'Onde (UPQC), de son origine anglaise « Unified

Power Quality Conditionner ». Cette structure permet d'aller chercher plusieurs fonctions simultanément servant à améliorer la qualité de la tension (atténuation d'harmonique, compensation de puissance réactive, régulation et stabilisation de tension, etc.). Le FAS à pour principales fonctions d'isoler les harmoniques entre la source et la charge polluante, de compenser de la puissance réactive et les tensions déséquilibrées. Le FAP absorbe les courants harmoniques, faire la compensation de l'énergie réactive et faire la régulation de la tension continus V_{dc} entre les deux filtres actifs.

I.3.2.3. Combinaison hybride Actif-Passif

Une autre solution consiste à combiner un filtre actif avec un filtre passif que l'on appelle filtre hybride. Le rôle du filtre actif est de maintenir et d'améliorer les performances de filtrage en fonction de l'évolution de la charge et du réseau, tandis que le filtre passif s'occupe de la compensation d'une bonne partie des harmoniques. Plusieurs combinaisons de filtres hybrides sont possibles : hybride parallèle ou hybride série **[BAL14]**.

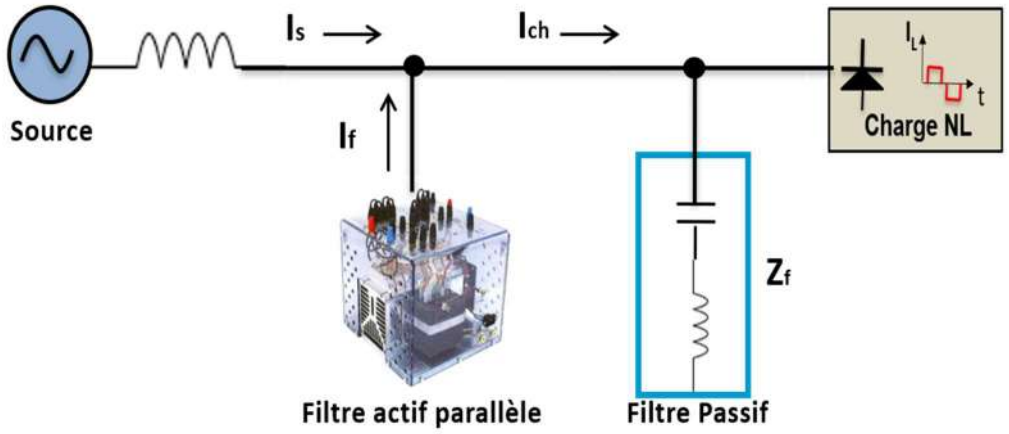


Figure I.19 Représentation hybride Actif-Passif

I.3.2.4. Comparaison et choix de types de filtrage actif

Tableau I.4 ci-dessous montre un récapitulatif des avantages et des inconvénients des différents type et structure de filtrage **[SIN06]**. Pour la suite de nos travaux, nous avons choisis la topologie d'un filtre actif parallèle à cause de nombreux avantages tels que :

- Une bonne atténuation des harmoniques type courant.
- L'adaptation automatique avec la variation des charges connectées au réseau électrique.
- La compensation de l'énergie réactive est possible.

- Un contrôle avec une large gamme des techniques et algorithmes.
- Possibilité d'intégrer des sources renouvelables sur son bus continu.

Tableau I.4 : Avantages et défauts de différentes combinaisons du filtrage actif

Principes	Avantages	Inconvénients
Filtrage passif	Amélioration de la forme du courant	Risque de résonance, pas d'adaptabilité
Filtrage actif série FAS	-Amélioration de la forme de la tension -Adaptabilité aux variations de charge et du réseau	Pas d'amélioration de la forme du courant
Filtrage actif parallèle FAP	-Amélioration de la forme du courant -Adaptabilité aux variations de charge et du réseau	Amélioration de la forme de tension n'est pas toujours évidente
Filtrage actif combiné UPQC	-Amélioration de la forme du courant -Amélioration de la forme de la tension -Adaptabilité aux variations de charge et du réseau	Réalisation difficile

I.4. CONCLUSION

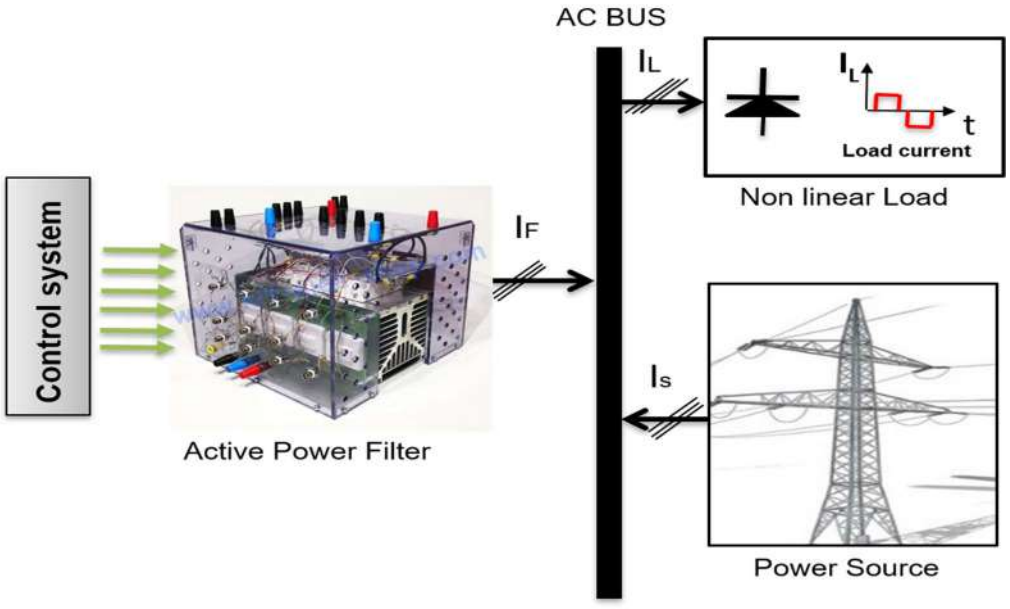
Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents types de perturbations affectant l'onde de tension et de courant du réseau électrique. Comme nous avons pu le constater, les harmoniques et le déséquilibres de courant et de tension, la puissance réactive et les creux de tension ont des effets néfastes sur les équipements électriques. Ces effets peuvent créer des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements dans certains cas. Plusieurs solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. La solution classique à base de filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrement et de résonance, de plus les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et aux charges polluantes. Les filtres actifs parallèles et séries et leur combinaison sont présentés comme la solution moderne pour la compensation de tous les types de perturbation susceptible d'apparaitre dans un

réseau électrique. D'autres solutions de dépollution consistent à combiner des filtres actifs et passifs pour trouver un compromis entre l'efficacité de compensation et le coût. De nos jours, le choix de la topologie de filtrage actif parallèle est considéré comme la solution la plus adaptée pour l'atténuation des courants harmoniques. Dans ce contexte, nous avons opté pour le filtre actif parallèle dans le reste de notre thèse.

CHAPITRE II

Filtrage actif et méthodes de commande et d'identification des courants harmoniques

Ce chapitre traite le filtrage actif des courants harmoniques et les différentes méthodes et algorithmes d'identification et de commande. Les méthodes de génération des courants de référence PQ, SRF, DPC, DCC, et ICC sont étudiées et simulées par MATLAB/Simulink. Il convient de noter qu'il faut distinguer entre l'algorithme de génération des courants harmoniques et la technique de commande des interrupteurs de l'onduleur VSI.



II.1. INTRODUCTION

L'apparition de nouveaux composants semi-conducteurs comme les thyristors GTO et les transistors IGBT, a permis d'envisager de nouvelles solutions de compensation des courants harmoniques. Les filtres actifs constituent une alternative intéressante aux solutions classiques. Flexibles car auto adaptative, ils viennent s'ajouter à des structures déjà existantes de convertisseurs. Le rôle d'un filtre actif est de compenser en temps réel les perturbations (dans notre étude les courants harmoniques). Dans ce chapitre, nous allons étudier la structure d'un filtre actif parallèle, son principe de fonctionnement et les méthodes utilisées pour générer les courants harmoniques de référence **[FER00]**.

Suivant la méthode de raccordement du filtre actif de puissance, on distingue deux types de compensation : la compensation globale et la compensation locale. Le filtre actif est situé entre le réseau et la (les) charge(s) non linéaire(s) comme le montre Figure II.1. En effet, le filtre peut assurer la compensation de plusieurs charges interconnectées au réseau électrique. On dit que la compensation est globale, lorsque le filtre actif est raccordé sur l'entrée de tableau de distribution. Ce type de compensation est favorisé lorsque le nombre de charge non linéaires est considérable avec faible puissance. Dans le cas de la compensation locale, le filtre est raccordé aux bornes d'une seule charge polluante. On favorise cette compensation locale lorsque le nombre des charges polluantes connectées au réseau est limité mais avec une puissance significative par rapport à la puissance globale.

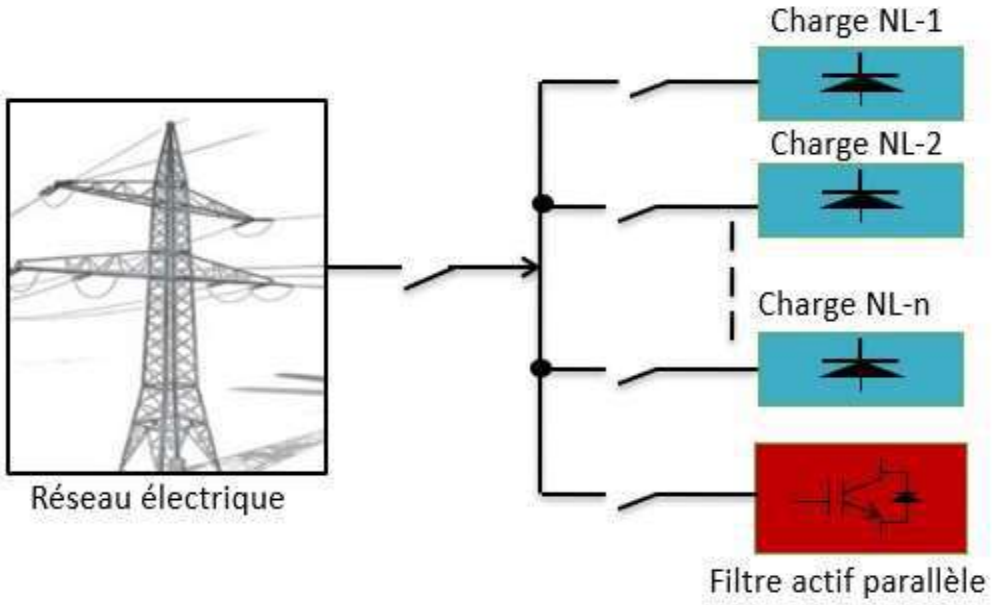


Figure II.1 Méthode de raccordement du FAP

II.2. ALGORITHMES D'IDENTIFICATION DES COURANTS DE RÉFÉRENCES

La structure des filtres actifs se compose essentiellement de deux parties : la partie puissance et la partie commande comme le montre Figure II.2. La partie puissance est basée sur l'utilisation d'un onduleur (tension ou courant, mono ou polyphasé, deux ou multi-niveaux), d'un filtre de couplage, et d'un élément de stockage d'énergie. Cet élément de stockage est inductif si on parle d'un filtre actif en courant et capacitif dans le cas d'un filtre actif en tension. La partie commande, sert à contrôler la commutation des éléments semi-conducteurs de l'onduleur. Au moyen de multiples stratégies de contrôle, il est possible de générer des signaux harmoniques de mêmes amplitudes mais de phases opposées à la sortie de l'onduleur qui servent à compenser ceux circulant dans le réseau électrique **[DAY21]**.

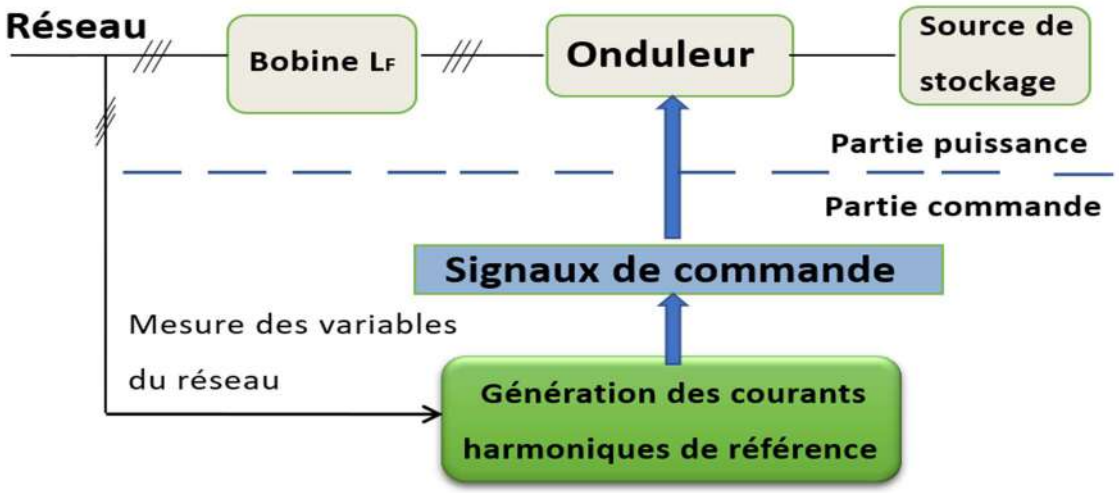


Figure II.2 Schéma structurel d'un FAP

La partie puissance est constituée :

- D'un onduleur à base d'interrupteurs de puissance, commandables à l'amorçage et au blocage (GTO, IGBT) avec des diodes en antiparallèle.
- D'un circuit de stockage d'énergie, souvent capacitif.
- D'un filtre de sortie de raccordement au réseau électrique, il sert aussi pour atténuer les harmoniques de hautes fréquences issus de la commutation de l'onduleur.

La charge NL absorbe un courant déformant constitué d'une composante fondamentale et des composantes harmoniques. La mission principale du filtre actif est de générer des courants harmoniques de même amplitude mais en opposition de phase avec ceux absorbés par la charge. Ainsi, le courant de source absorbé est désormais quasi sinusoïdal.

Il est donc nécessaire d'identifier avec précision les courants harmoniques de la charge polluante. La partie commande du filtre actif parallèle joue un rôle primordial dont il est possible de la structurer comme suit **[CHA10]** :

1- Un circuit d'identification des courants harmoniques par la mesure des tensions et courants de réseau et de charge NL à l'aide des transformateurs de mesure (TC et TP).

2- Un système à base de PLL (boucle de verrouillage de phase) qui sera intégré dans la méthode d'identification des courants afin de synchroniser le filtre avec le réseau en termes de fréquence.

3- Un système de régulation de la tension DC appliquée à l'élément de stockage d'énergie [**DU12]**.

4- De la régulation du courant injecté sur le réseau.

5- Des stratégies de commande (MLI ou Hystérésis) pour le système de commutation de l'onduleur.

Récemment, le filtre actif de puissance en particulier le type parallèle (FAP) a reçu beaucoup d'attention avec de nombreuses techniques de contrôle et d'identification des courants harmoniques **[BEN15]-[ELM00]**. Une bonne identification du courant de référence est l'élément clé qui conduit au bon fonctionnement du FAP. L'estimation de ce signal de référence est initiée par la détection de signaux de tension / courant essentiels afin de recueillir les informations nécessaires pour les variables de système d'identification. Les variables de tension à détecter sont la tension de la source V_s, la tension du bus continu de l'onduleur V_{dc}, et la tension de référence $V_{dc\ réf}$. Tandis que pour le courant, la méthode de détection des courants de charge NL et des courants de source est généralement utilisée. Pour cela, la qualité de la compensation des harmoniques de courant dépend fortement de la performance de l'algorithme d'identification choisi. Dans notre cas, cinq algorithmes d'identification harmonique vont être étudier pour un onduleur triphasée piloté par la technique d'hystérésis. L'algorithme de contrôle directe du courant (DCC), indirecte du courant (ICC), de puissance directe (DPC), des puissances réelles et imaginaires (PQ), et l'algorithme de référence synchrone (SRF) utilisent des expressions spécifiques et appropriées soit en puissances, soit en courant. De plus, dans la littérature, des techniques d'intelligences artificielles telles que les réseaux de neurones et la logique floue sont intégrées dont le but est d'optimiser les algorithmes de références citées précédemment **[RD21]-[GHA11]**.

Figure II.3 illustre les différentes méthodes d'identification des courants harmoniques qui peuvent être regroupées en deux familles d'approche.

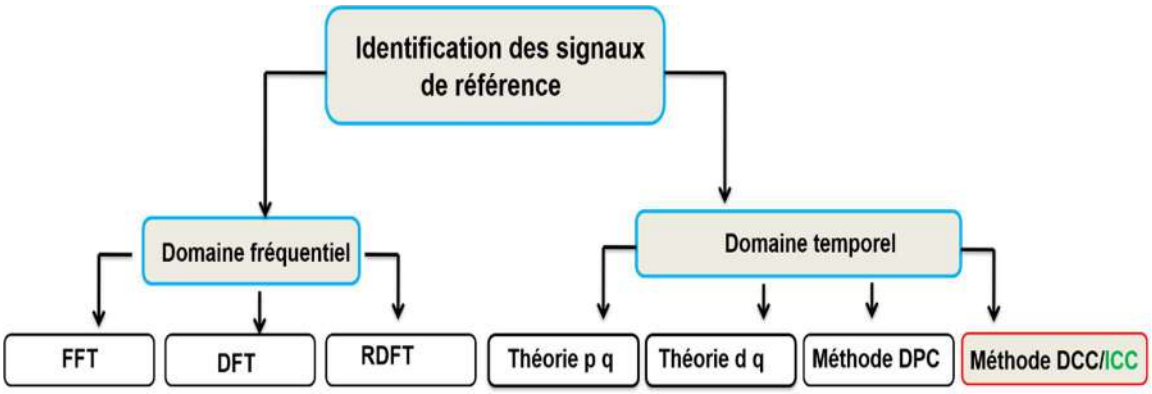


Figure II.3 Différentes méthodes d'identifications des courants harmoniques

II.2.1. Méthode des puissances réelles et imaginaires (PQ)

Cette méthode d'identification est la plus utilisés car elle offre l'avantage de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité, et facilité d'implantation. Les principales étapes de cette technique sont **[HOU19]** :

- Capture des trois tensions de source et des courants de charge.
- Une transformation des courants et des tensions dans le repère biphasé des puissances (transformation de Concordia).
- Calcul des puissances active et réactive.
- L'utilisation d'un filtre passe-bas ou passe-haut afin de séparer les puissances active et réactive alternatives.
- La compensation de l'énergie réactive permet également de corriger le facteur de puissance.
- Une puissance continue P_{dc} sera ajoutée au système à partir du régulateur de tension continu V_{dc}.
- Les courants de référence sont fournis après retour dans le repère triphasé (Concordia inverse).

La méthode des puissances instantanées est basée sur la mesure des tensions de la source (V_s) et des courants de la charge NL (I_c), elle est valide aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire. La première étape de l'identification des courants harmoniques consiste à transformer les courants et les tensions du repère triphasé (abc) vers le repère biphasé dont les axes sont en quadrature **[WAM13]**. La transformation (α,β,0) triphasé permet d'écrire les relations en courants et en tensions suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{(II-1)}$$

De même pour les courants :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad \text{(II-2)}$$

Le courant du neutre est la somme des trois courants (i_a,i_b,i_c), le courant homopolaire est donc égale à :

$$i_0 = I_{ca} + I_{cb} + I_{cc} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{ca} + i_{cb} + i_{cc}) = \frac{1}{\sqrt{3}} i_n \quad \text{(II-3)}$$

De même pour les tensions :

$$v_0 = V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{sa} + v_{sb} + v_{sc}) \quad \text{(II-4)}$$

Si on suppose que notre système est parfaitement équilibré et qu'on utilise un système de trois fils, sa implique que les composantes homopolaires V_0 et i_0 deviennent nulles, alors nos matrices peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{(II-5)}$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad \text{(II-6)}$$

En présence des harmoniques, la puissance apparente est composée de trois parties, active (P), réactive (Q) et déformante (D) comme le montre la relation suivante :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad \text{(II-7)}$$

La puissance active instantanée, notée P(t), est définie par la relation suivante :

$$P(t) = v_{sa} i_{ca} + v_{sb} i_{cb} + v_{sc} i_{cc} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad \text{(II-8)}$$

L'avantage de la transformation de Concordia (α,β) est la séparation des séquences homopolaires du système triphasé de courant ou de tension. De la même manière, la puissance imaginaire instantanée peut s'écrire comme suit **[ESK18]** :

$$q(t) = -\frac{1}{\sqrt{3}}\left[(v_{sa} - v_{sb})i_{cc} + (v_{sb} - v_{sc})i_{ca} + (v_{sc} - v_{sa})i_{cb}\right] = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad \text{(II-9)}$$

Cette puissance (q) à une signification plus large que la puissance réactive habituelle. En effet, contrairement à la puissance réactive qui ne considère que la fréquence fondamentale, la puissance imaginaire prend en compte toutes les composantes harmoniques de courant et de tension. C'est pourquoi on lui donne une autre dénomination (puissance imaginaire) avec comme unité le voltampère imaginaire (VAI).

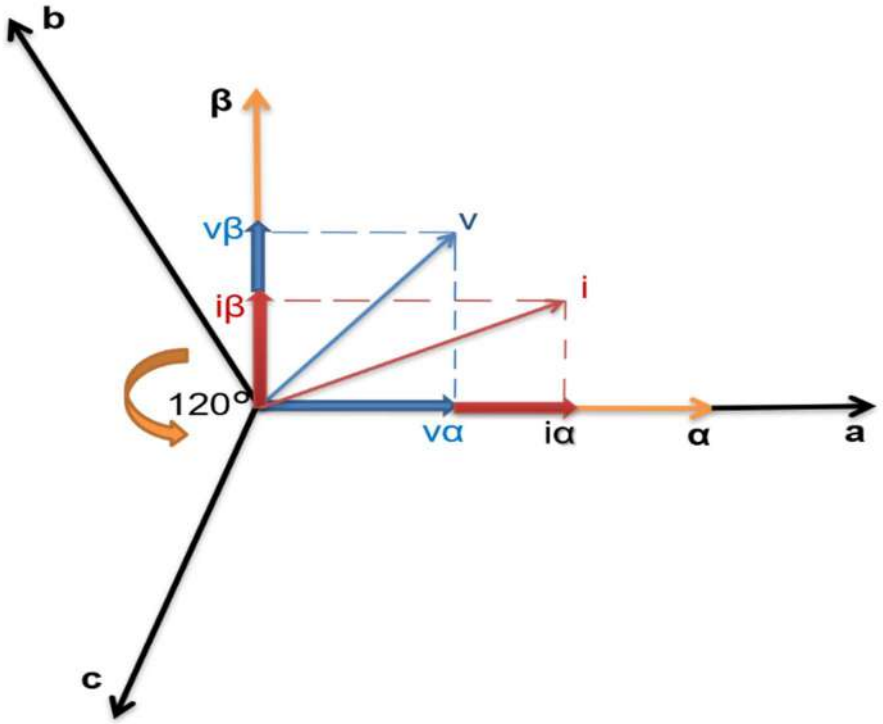


Figure II.4 Représentation vectorielle de passage du repère triphasé (abc) au repère biphasé (αβ)

À partir de Figure II.4, la tension et le courant peuvent être représentés comme suit :

$$\begin{cases} v = v_\alpha + jv_\beta \\ i = i_\alpha + ji_\beta \end{cases} \quad \text{(II-10)}$$

Comme la puissance apparente est définie, il en résulte que :

$$S = (v_\alpha + jv_\beta)(i_\alpha + ji_\beta) = p + jq \tag{II-11}$$

On peut exprimer facilement les deux puissances (p) et (q) sous la forme :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{II-12}$$

Dans le cas général, chacune des puissances (p) et (q) comporte une partie continue et une partie alternative, ce qui nous permet d'écrire l'expression ci-dessous :

$$\begin{cases} p = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \tag{II-13}$$

L'équation (II-13) devienne :

$$\begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{II-14}$$

L'objectif de la méthode des puissances réelles et imaginaires est de transformer la composante fondamentale de puissance en une composante continue et les harmoniques en des composantes alternatives. Par conséquent, les composantes alternatives $\tilde{p}, \tilde{q}$ peuvent être facilement extraites à partir de (p) et de (q) par l'intermédiaire d'un filtre passe bas FPB ou passe haut FPH **[BUY19]**.

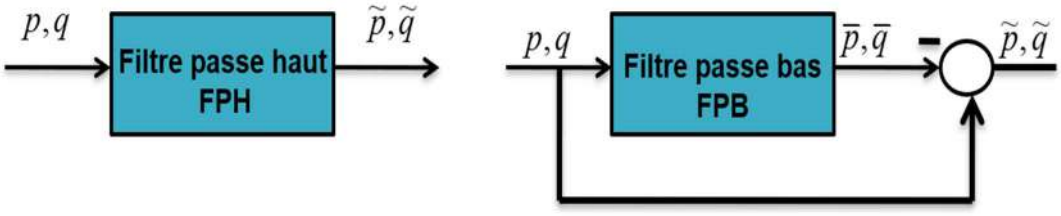


Figure II.5 Filtrage des composantes continues des puissances p et q

Notons que ces techniques de filtrage FPH et FPB n'assurent pas une extraction parfaite, il y a toujours des résidus d'harmoniques qui ne peuvent pas être estimés. Pour cela, plusieurs solutions sont étudiées comme l'application des réseaux de neurones afin d'améliorer la qualité de filtrage. Admettant que :

$$\Delta = v_\alpha^2 + v_\beta^2 \tag{II-15}$$

On peut extraire facilement les courants de référence dans le repère quadrature :

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \tag{II-16}$$

Si on applique la transformation inverse de Concordia, on trouve :

$$\begin{bmatrix} i_{a-réf} \\ i_{b-réf} \\ i_{c-réf} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \tag{II-17}$$

Figure II.6 montre le processus d'identification des courants harmoniques de référence par la méthode des puissances réelles et imaginaires PQ. Les courants de filtre obtenus à la sortie serviront par la suite comme une référence dans la commande des courants à hystérésis.

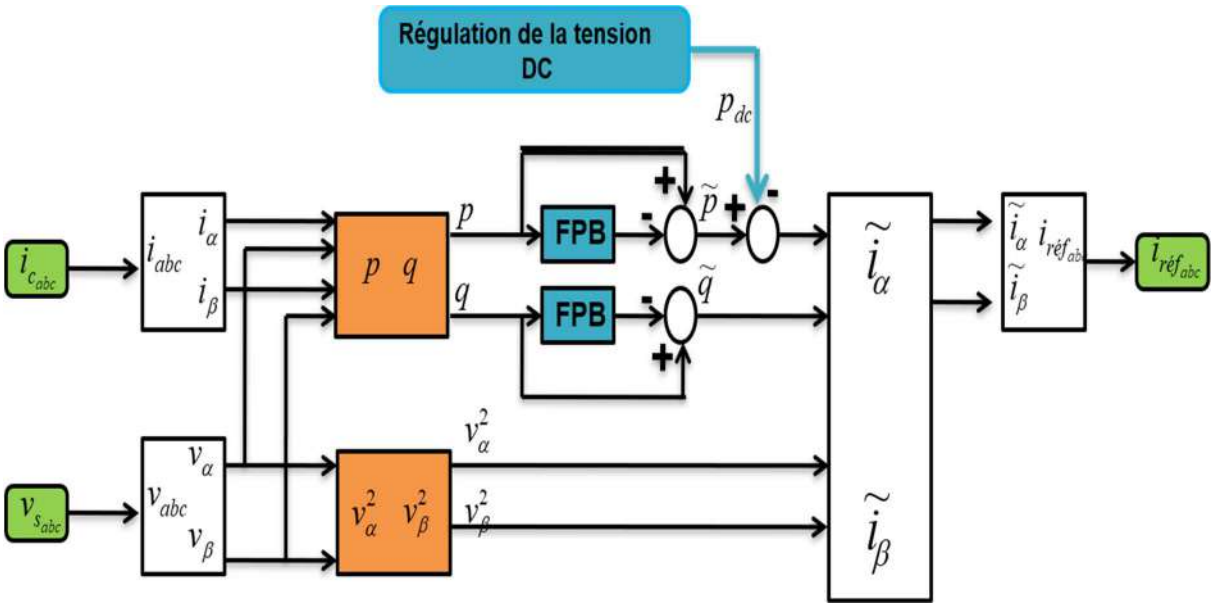


Figure II.6 Algorithme PQ présenté par Akagi **[AKA05]**

Les résultats de simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink de la commande des puissances PQ sont représentés par Figure II.7.

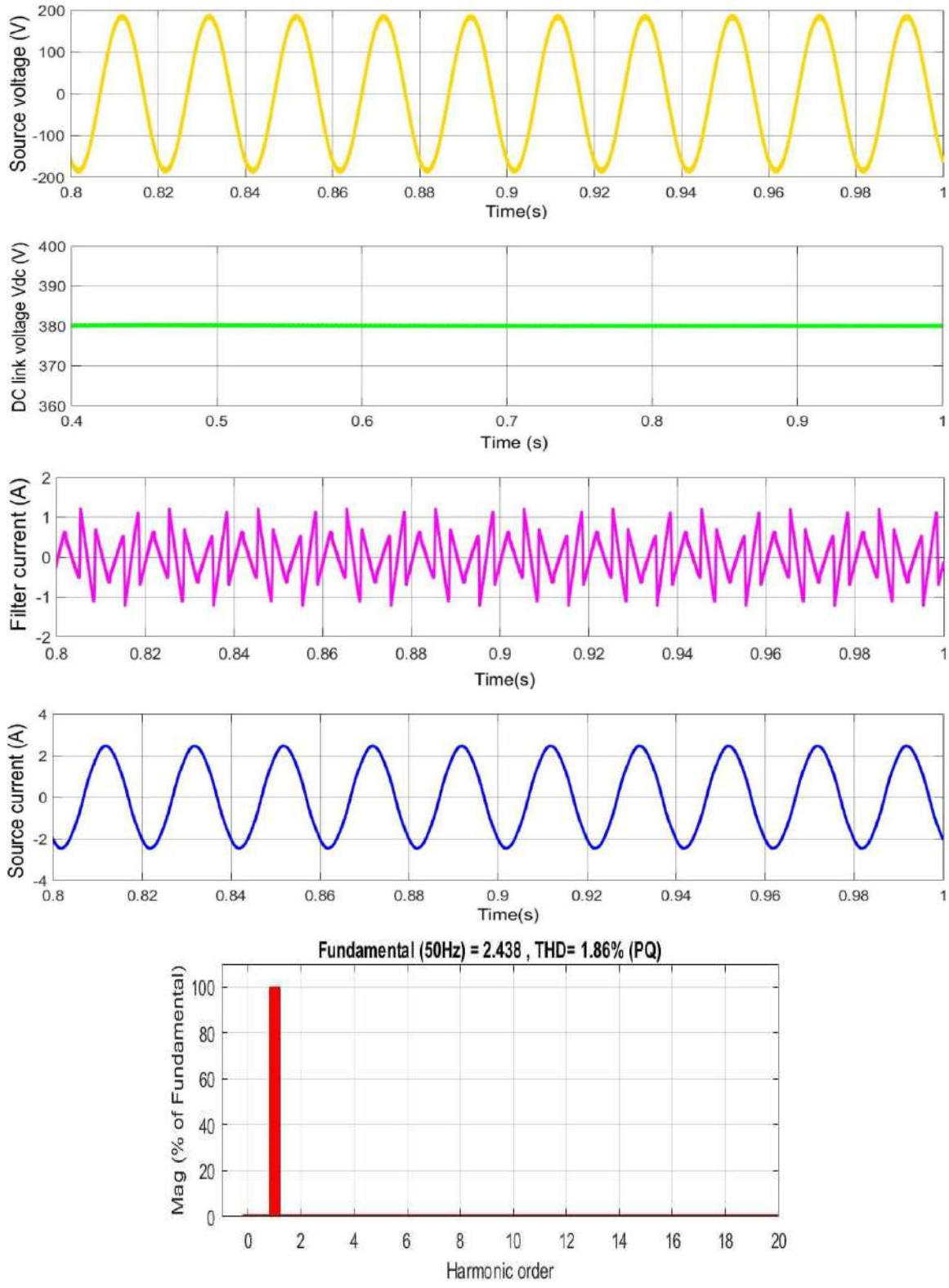


Figure II.7 Résultats obtenus par la méthode PQ avec un régulateur PI sur le bus continu

II.2.2. Théorie du référentiel synchrone (SRF)

Cette méthode à l'avantage d'être insensible aux distorsions qui peuvent avoir lieu sur la tension d'alimentation. En effet les courants de références sont obtenus directement à

partir des courants de la charge NL sans n'être affecter ni par les distorsions ni par les déséquilibres présents dans les tensions de source. Ceci renforce la robustesse et la performance du processus de compensation. Cependant, une transformation du plan (α, β) vers le plan référentiel (d,q) des signaux en sinus et en cosinus synchronisés avec les tensions simples du réseau est indispensable. Ces derniers sont créés en utilisant une boucle à verrouillage de phase (PLL) comme illustré sur Figure II.9 **[BAL14]**.

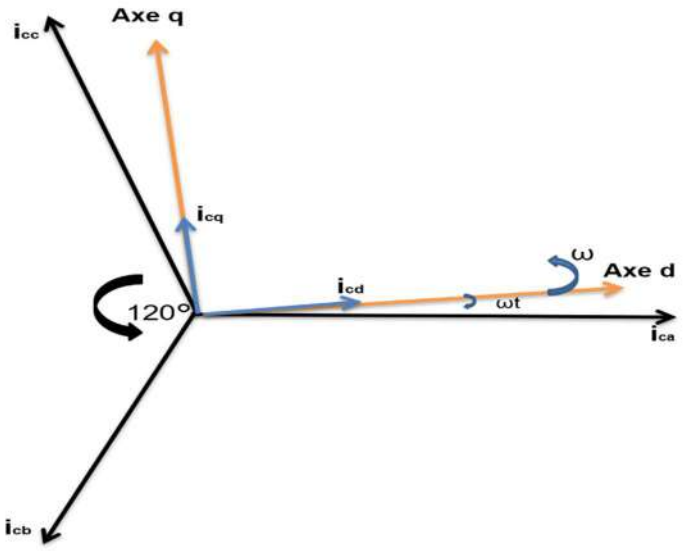


Figure II.8 Passage du repère triphasé (abc) au repère biphasé (dq)

À partir de Figure II.8 et comme nous l'avons déjà montré par l'équation (II-6), l'expression des courants i_d et i_q dans le plan référentiel (d, q) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & -\cos(\theta) \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad \text{(II-18)}$$

Avec (θ) est la position angulaire de la tension fondamentale de la source estimée par la technique PLL.

Ces composantes peuvent alors être exprimées comme la somme d'une composante continue et une composante harmonique **[MUS17]** :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{i}_d + & \tilde{i}_d \\ \bar{i}_q + & \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad \text{(II-19)}$$

Avec $\bar{i}_d, \bar{i}_q$ sont les composantes continues et $\tilde{i}_d, \tilde{i}_q$ sont les composantes alternatives.

A ce moment, nous pouvons exprimer les composantes des courants selon les axes (α,β) :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & -\cos(\theta) \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ -\cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad \text{(II-20)}$$

En séparons les composantes continues des composantes harmoniques, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ -\cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) \\ -\cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad \text{(II-21)}$$

Les expressions des courants des références sont données par :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha_{réf}} \\ i_{\beta_{réf}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & -\cos(\theta) \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d + i_{dc} \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad \text{(II-22)}$$

Les courants de références dans le repère triphasé (abc) peuvent s'écrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_{a_{réf}} \\ i_{b_{réf}} \\ i_{c_{réf}} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha_{réf}} \\ i_{\beta_{réf}} \end{bmatrix} \quad \text{(II-23)}$$

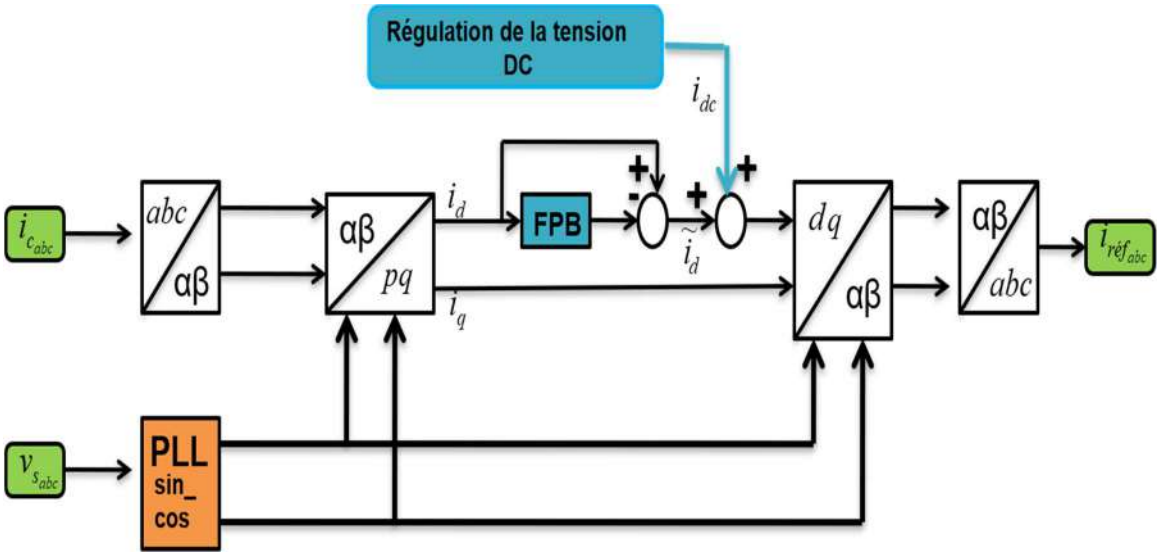


Figure II.9 Algorithme dq de la méthode du référentiel synchrone (SRF)

Les résultats de simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink de la méthode SRF sont représentés par Figure II.10.

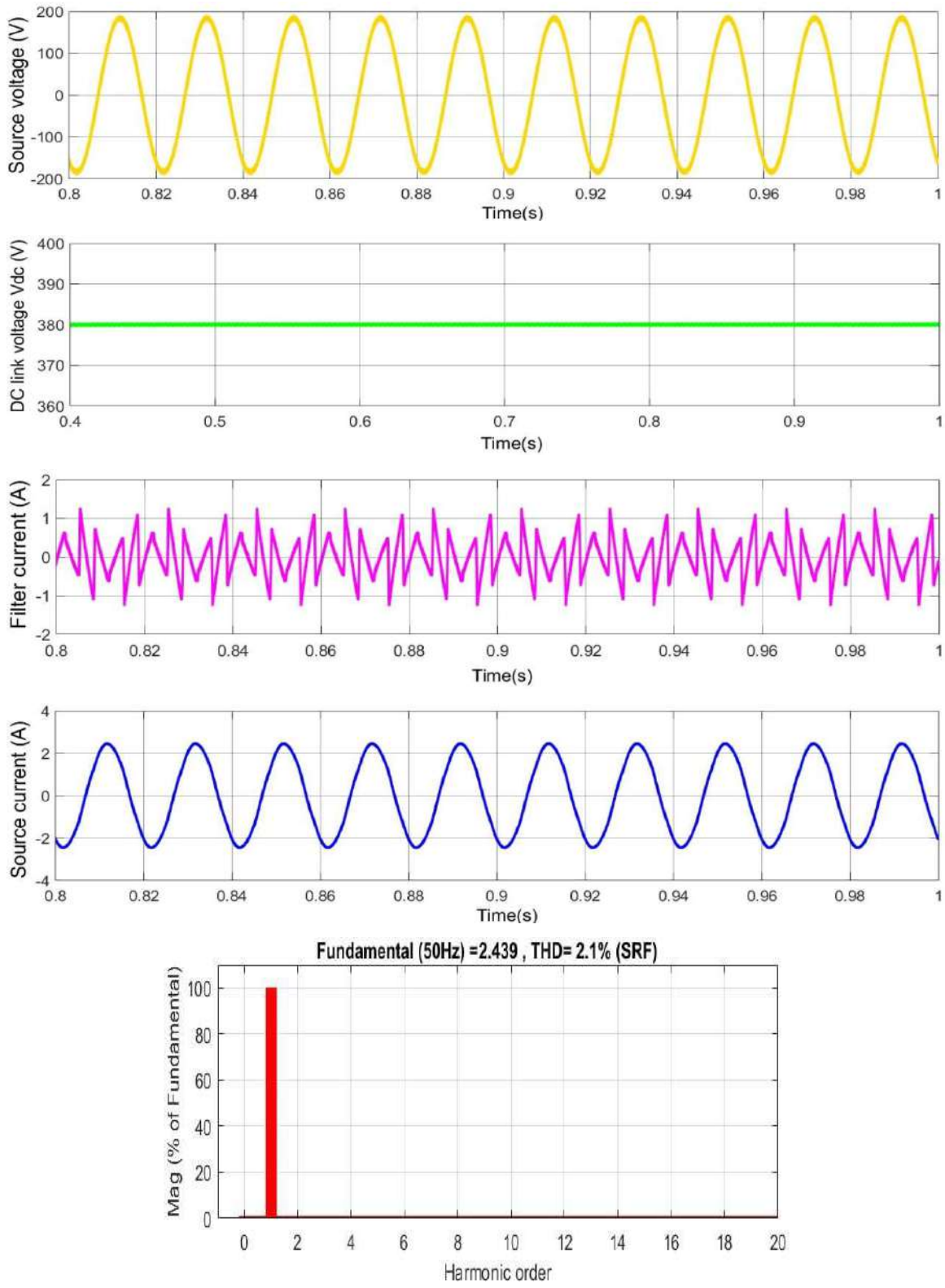


Figure II.10 Résultats obtenus par la méthode SRF avec un régulateur PI sur le bus continu

II.2.3. Méthode de commande directe de puissance (DPC)

Figure II.11 montre la méthode classique de contrôle direct de puissance. Dans cette méthode, les signaux de commutation de l'onduleur sont calculés à partir d'une table de

commutation prédéfinie sans aucun système de courant de commande **[ABA08]**.

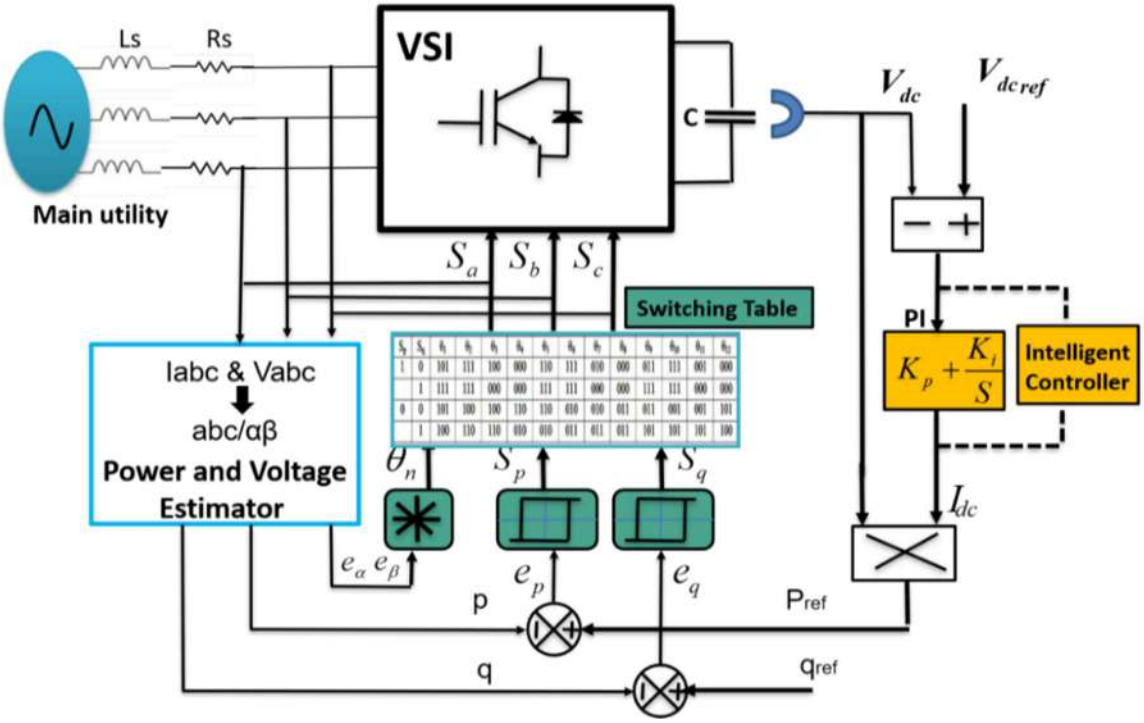


Figure II.11 Algorithme de commande DPC

Comme montré sur Tableau II.1, la commutation est basée sur trois paramètres : le vecteur de tension de source (θ_n) et deux signaux numériques (S_p,S_q) qui sont les résultats des erreurs des puissances active et réactive instantanées (e_p,e_q) **[OUC20]**.

Tableau II.1 Ordre de commutation des différents secteurs

S_P	S_q	Θ_1	Θ_2	Θ_3	Θ_4	Θ_5	Θ_6	Θ_7	Θ_8	Θ_9	Θ_{10}	Θ_{11}	Θ_{12}
1	0	101	111	100	000	110	111	110	000	011	111	001	000
1	1	111	111	000	000	111	111	000	000	111	111	000	000
0	0	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101
0	1	100	110	110	010	010	011	011	011	101	101	101	100

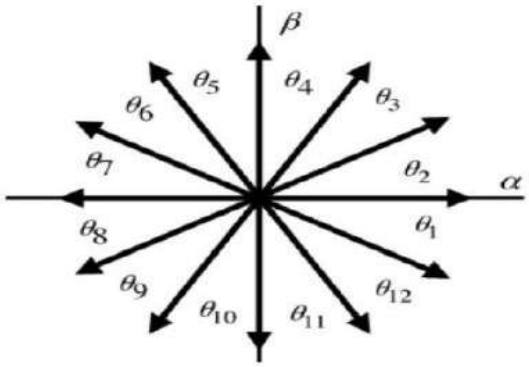


Figure II.12 Plan (α,β) divisé en 12 secteurs

Les résultats de simulation sous l'environnement MATLAB/Simulink de la méthode de puissance directe DPC sont représentés par Figure II.13**[BEK21]**.

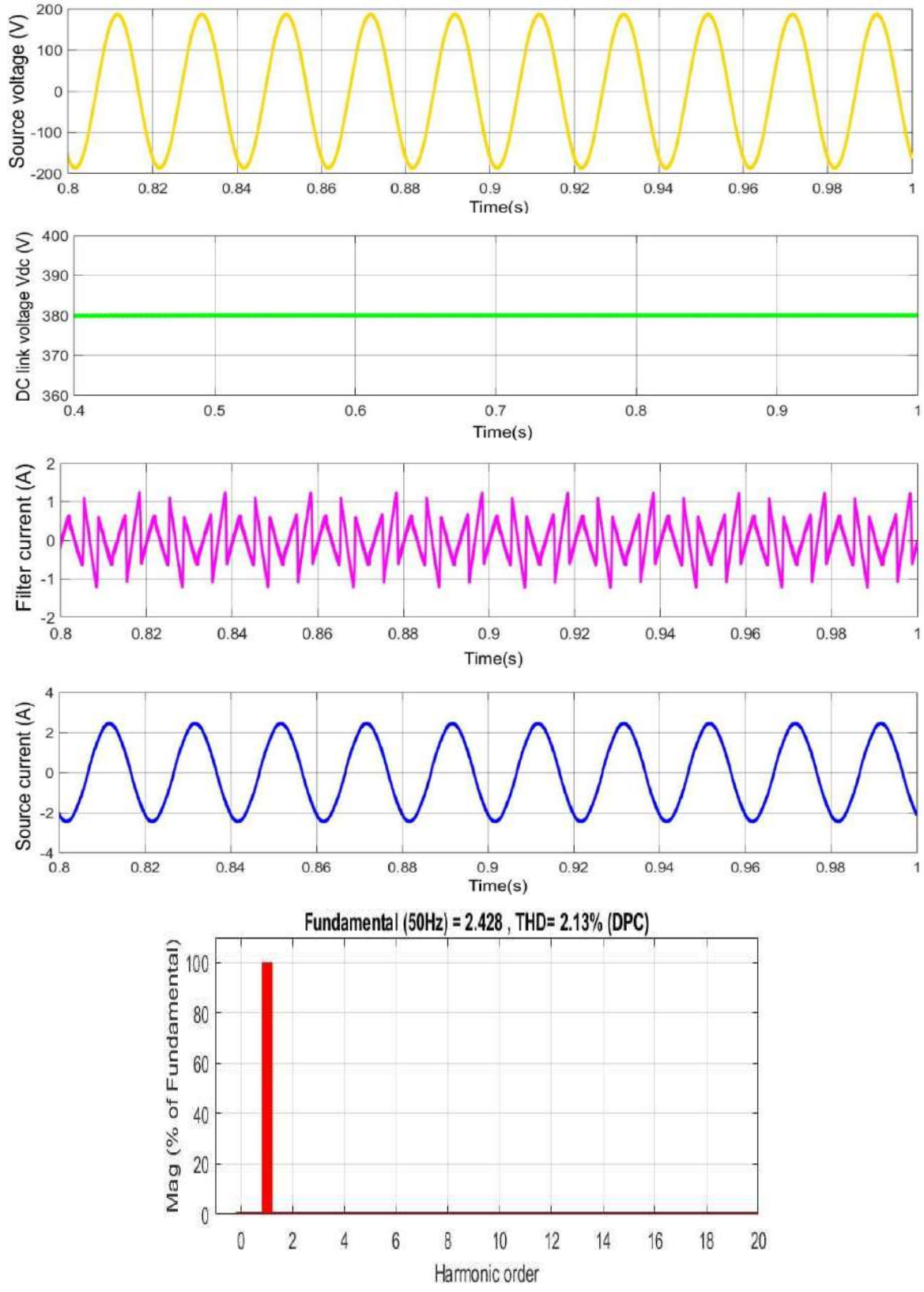


Figure II.13 Résultats obtenus par la méthode DPC avec un régulateur PI sur le bus continu

II.2.4. Méthode directe du courant (DCC)

Le but de cette stratégie d'identification est de générer une meilleure qualité des courants de référence avec un algorithme simple. Après avoir calculé les trois signaux sinusoïdaux avec la technique PLL comme montre Figure II.14 **[ADE11]**, la sortie du régulateur PI dans la partie de régulation de la tension continue est considérée comme un courant de crête (I_{sp}) qui peut se multiplier par les signaux sinusoïdaux afin d'obtenir les courants de source de référence exprimés comme dans (II-24).

$$\begin{aligned} i_{sa}^{*}(t) &= I_{sp}\sin(\omega t) \\ i_{sb}^{*}(t) &= I_{sp}\sin(\omega t - 120^{\circ}) \\ i_{sc}^{*}(t) &= I_{sp}\sin(\omega t - 240^{\circ}) \end{aligned} \qquad \text{(II-24)}$$

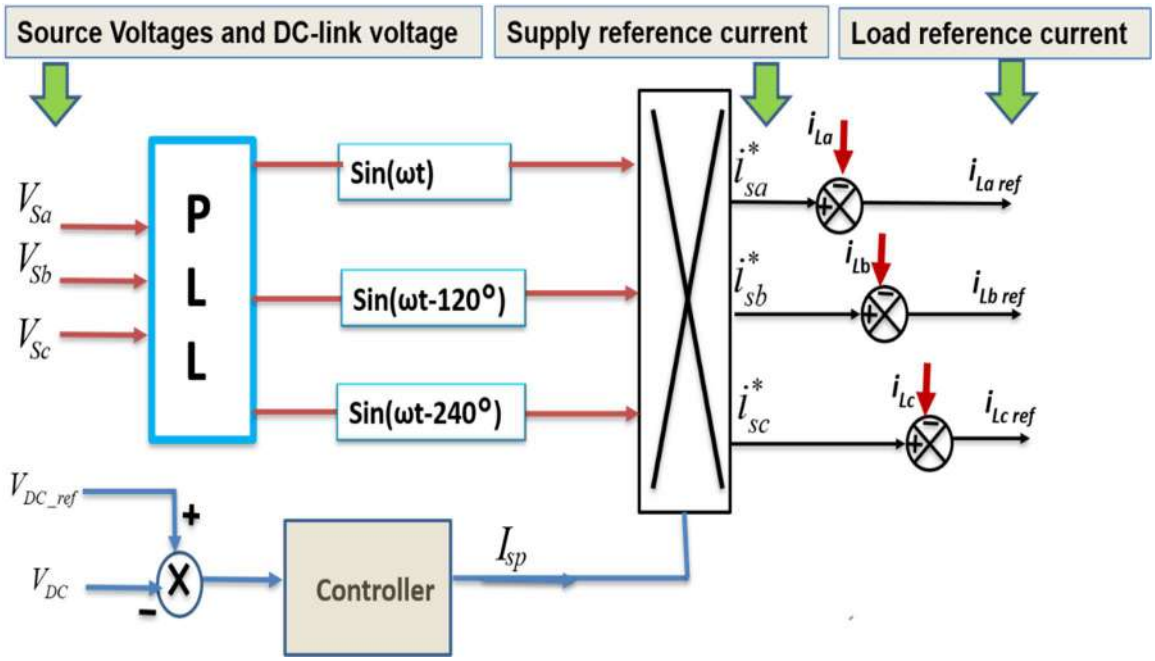


Figure II.14 Principe de la méthode directe du courant (DCC)

Une fois les courants de source de référence sont calculés, nous devons les comparer avec les courants de charge afin d'obtenir les courants de référence du filtre qui sont utilisés comme référence dans le contrôle d'hystérésis du VSI. Cette méthode d'identification des courants harmoniques a prouvé son efficacité et sa supériorité par rapport à d'autres techniques **[BOUH18]**. En plus, sa structure simple de calcul du courant de référence la rendre prioritaire dans les implémentations en temps réel.

Figure II.15 montre les résultats de simulation par MATLAB/Simulink de la méthode directe du courant.

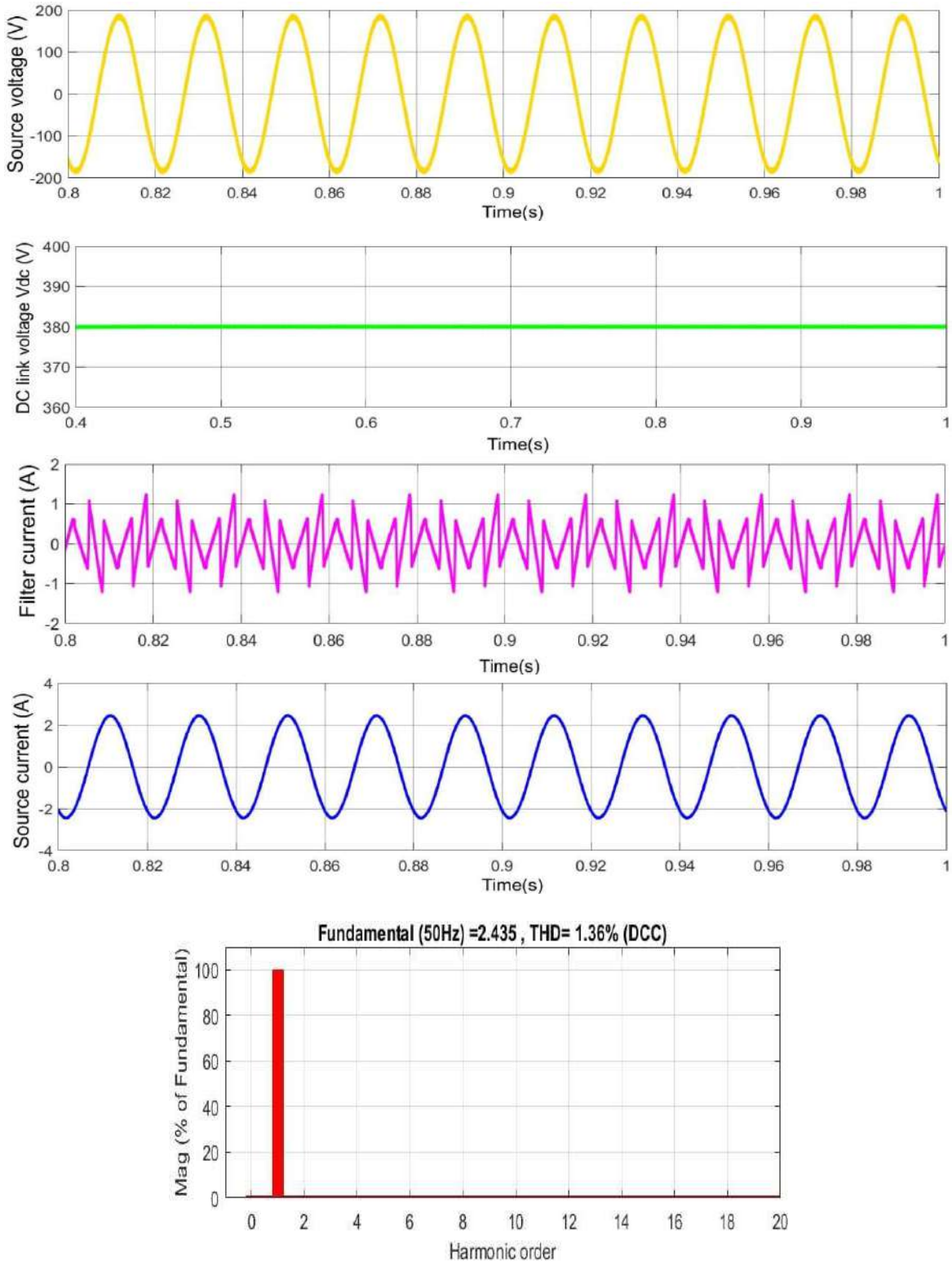


Figure II.15 Résultats obtenus par la méthode DCC avec un régulateur PI sur le bus continu

II.2.5. Méthode indirecte du courant (ICC)

La méthode indirecte du courant est une méthode simple de génération des courants de reference **[FAL21]**. Son modèle mathématique simplifié permet une implémentation en temps réels très facile.

Tout d'abord, les trois tensions de source données par une PLL peuvent être exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} v_{sa}^{*}(t) &= \sin(\omega t) \\ v_{sb}^{*}(t) &= \sin(\omega t - 120^{\circ}) \\ v_{sc}^{*}(t) &= \sin(\omega t - 240^{\circ}) \end{aligned} \tag{II-25}$$

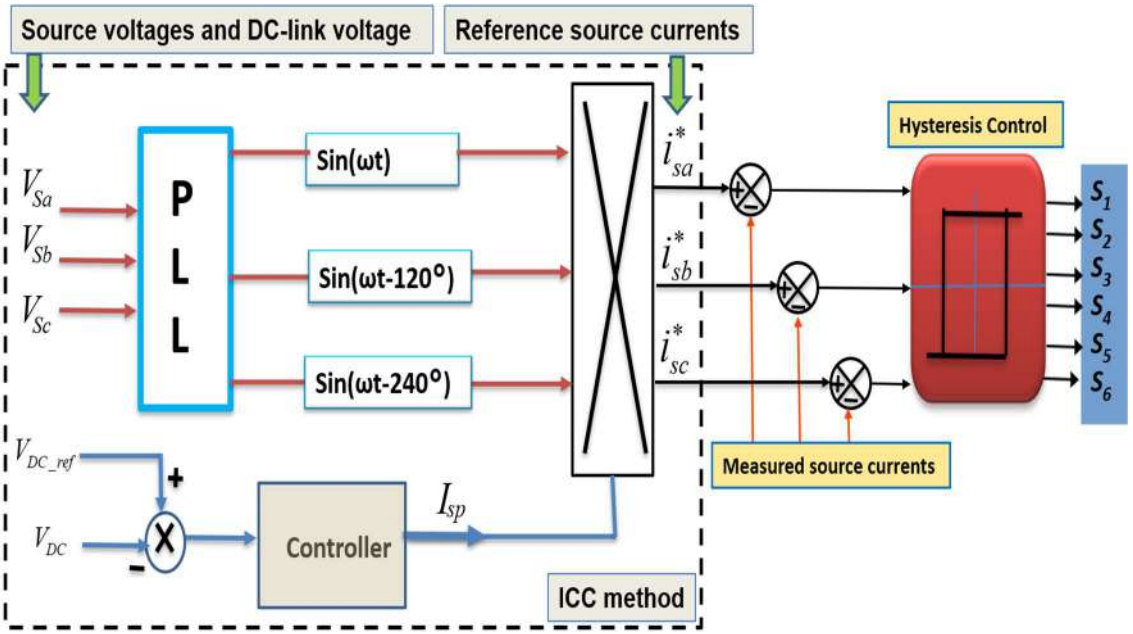


Figure II.16 Principe de la méthode indirecte du courant (ICC)

D'après le diagramme illustré sur Figure II.16, le courant de source à PCC est écrit comme :

$$i_{s(t)} = i_{L(t)} - i_{f(t)} \tag{II-26}$$

Où :

$i_{s(t)}, i_{L(t)}, i_{f(t)}$, représentent respectivement les valeurs instantanées du courant de source, du courant de charge, et du courant de filtre.

À la présence d'une charge non linéaire, le courant de charge peut être décomposé en une composante fondamentale et des composantes harmoniques qui peuvent être représentées par un développement de série de Fourier comme suit :

$$\begin{aligned} i_{L(t)} &= \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \\ &= I_1 \sin(\omega t + \phi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \end{aligned} \tag{II-27}$$

Avec I_n et Φ_n, sont l'amplitude et l'angle du nième courant harmonique, et I_1 et Φ_1 sont l'amplitude et l'angle du courant fondamental.

D'autre part, la puissance de charge instantanée $P_{L(t)}$ peut être calculée comme suit :

$$p_{L(t)} = v_{s(t)} * i_{L(t)} \tag{II-28}$$

À partir des équations (II-27) et (II-28), la puissance de charge peut être réécrite comme suit:

$$\begin{aligned} p_{L(t)} &= V_m I_1 \sin^2(\omega t) \times \cos(\phi_1) + V_m I_1 \sin(\omega t) \times \cos(\omega t) \times \sin(\phi_1) \\ &+ V_m \sin(\omega t) \times \sum_{n=2}^{\infty} I_m \sin(n\omega t + \phi_n) \end{aligned} \tag{II-29}$$

En outre, la puissance de charge peut être représentée comme suit :

$$p_{L(t)} = p_{fun(t)} + p_{r(t)} + p_{h(t)} \tag{II-30}$$

Dans l'équation (II-30), les termes $P_{fun}(t)$, $P_r(t)$ et $P_h(t)$ représentent respectivement la puissance fondamentale (puissance réelle), la puissance réactive et la puissance harmonique tirées par la charge non linéaire. Seule la puissance fondamentale doit être fournie par la source sous une compensation idéale. Les composants réactifs et harmoniques sont fournis par le filtre actif. Il ressort des équations (II-29) et (II-30) que la puissance fondamentale absorbée par la charge non linéaire peut être représentée par :

$$p_{fun}(t) = V_m I_1 \sin^2(\omega t) * \cos(\phi_1) = v_s(t) * i_s(t) \tag{II-31}$$

À partir de l'équation (II-31), après compensation, le courant fourni par la source est :

$$i_{s(t)} = \frac{p_{fun(t)}}{v_{s(t)}} = I_1 \cos(\phi_1) * \sin(\omega t) = I_{sm} \sin(\omega t) \tag{II-32}$$

Compte tenu de certaines pertes dans l'onduleur, le courant de crête total I_{sp} illustré à Figure II.16 peut être défini comme suit :

$$I_{sp} = I_{sm} + I_{sl} \tag{II-33}$$

Où :

I_{sl}, I_{sm}, et I_{sp}, représentent respectivement la composante de perte de l'onduleur, le courant de source maximum, et le courant de crête total.

L'équation (II-33) montre qu'il y a des pertes liées à la commutation dans l'onduleur VSI et à la fuite du condensateur (I_{sl}). Pour compenser ces pertes, la source principale devrait fournir plus d'énergie en plus de la demande réelle de puissance de la charge non linéaire. Pour remplir de manière satisfaisante la compensation, le filtre actif doit fournir le courant suivant :

$$i_{f\,(t)} = i_{L\,(t)} - i_{s\,(t)} \tag{II-34}$$

De l'équation (II-34), on voit clairement que le courant de source peut être soustrait du courant de charge pour obtenir le courant filtrant fourni par le filtre actif. Par conséquent, pour une compensation précise des harmoniques et de la puissance réactive, il est nécessaire de calculer l'alimentation en courant instantané requise par la source comme suit :

$$i_{s(t)} = I_{sp}\sin(\omega t) \tag{II-35}$$

Où I_{sp}, est le courant de crête estimé à la sortie du régulateur du bus continu.

Les courants triphasés de référence de la source après compensation peuvent maintenant être exprimés comme suit :

$$\begin{aligned} i^{*}_{sa(t)} &= I_{sp}\sin(\omega t) \\ i^{*}_{sb(t)} &= I_{sp}\sin(\omega t - 120^{\circ}) \\ i^{*}_{sc(t)} &= I_{sp}\sin(\omega t - 240^{\circ}) \end{aligned} \tag{II-36}$$

Dans l'algorithme ICC, le courant de crête est estimé à partir du courant continu de sortie du régulateur comme suit **[ADE11]** :

$$I_{sp} = I_{dc} \tag{II-37}$$

Figure II.17 montre les résultats de simulation obtenus par MATLAB/Simulink de la méthode indirecte du courant. Il est à noter que les cinq algorithmes d'identification harmonique simulés ont été mis dans les mêmes conditions (charge NL, contrôleur PI de V_{dc}, réseau électrique, etc.) afin de montrer les performances de chaque technique. La réduction de la distorsion harmonique avec la méthode ICC est significative, le THD du courant de source atteint une valeur très basse de 1.36 % avec une forme d'onde presque purement sinusoïdale **[BOUH19]-[BOUH19-2]**.

Dans le cas où le filtre actif est associé avec un générateur PV, le courant total fourni à la sortie de l'onduleur peut s'écrire sous la forme **[AMM18]** :

$$i_F = i_{inv} + i_{pv} \pm i_{dc-link} \tag{II-38}$$

Ceci justifie la diminution de l'amplitude du courant de source au moment de l'insertion du GPV **[BOU14]**.

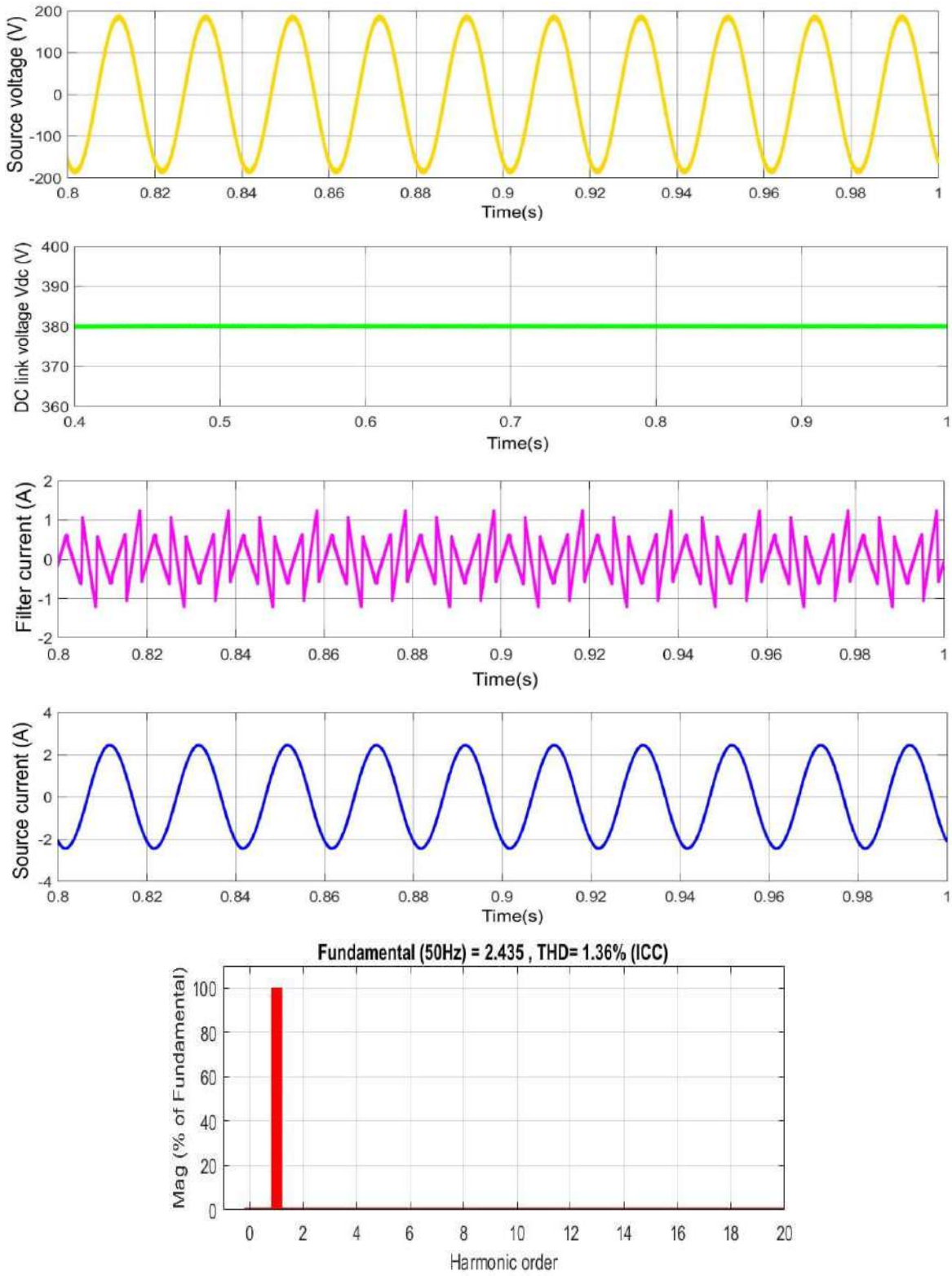


Figure II.17 Résultats obtenus par la méthode ICC avec un régulateur PI sur le bus continu

II.3. STRATEGIES DE COMMANDE D'UN FILTRE ACTIF PARALLÈLE

Les performances du filtre actif notamment la diminution du THD du courant de source sont certes liées aux choix et aux performances de la stratégie de commande de l'onduleur

de tension. Le but de la commande de l'onduleur est le contrôle des courants à la sortie du filtre afin qu'ils suivent leurs références. Le principe est basé sur la comparaison entre les courants des trois phases à la sortie du filtre actif et leurs références calculées à partir des différentes méthodes d'extraction. Cependant, une régulation des courants harmoniques et de la tension continue du condensateur de stockage d'énergie est nécessaire afin d'optimiser les performances et la qualité de filtrage et de s'adapter le filtre à l'évolution de la charge NL **[GAY13]**. Un schéma de base du système est donné par Figure II.18.

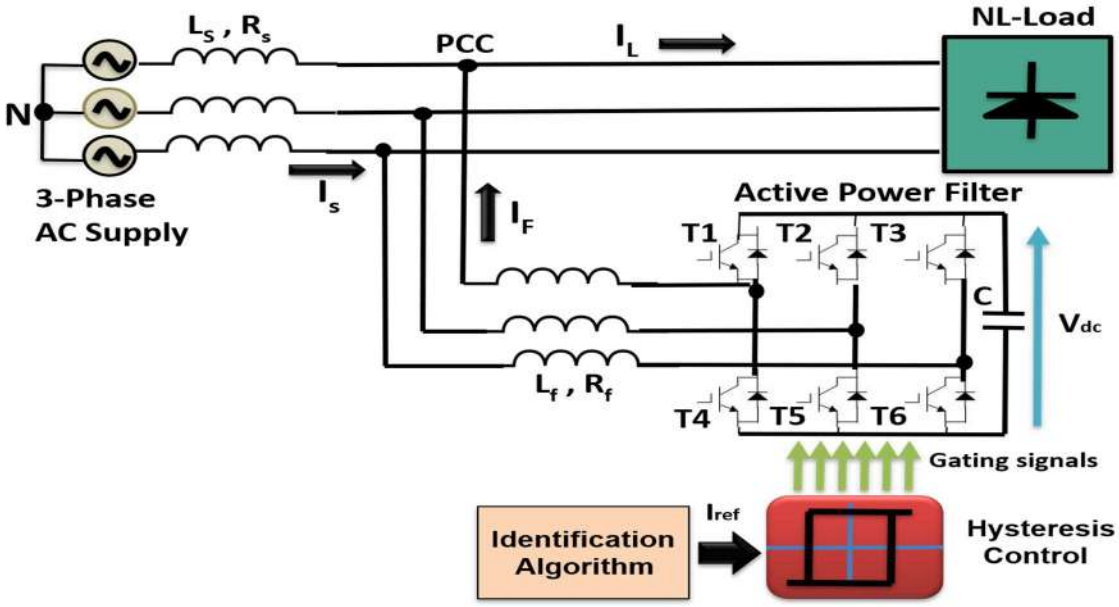


Figure II.18 Parties puissance et commande d'un filtre actif parallèle

On cite deux méthodes principales de commande d'un filtre actif parallèle, la méthode par hystérésis et la méthode de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Dans tous nos travaux, les six impulsions de commutation de l'onduleur sont générées à l'aide de la commande par hystérésis. Cette commande, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existant entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis (BH). Dès que l'erreur atteint la bande inférieure ou supérieure, un ordre de commande est envoyé aux interrupteurs de manière à rester à l'intérieur de la bande. La simplicité de la mise en œuvre, présente le principal avantage de cette technique. En revanche, les commutations évoluant librement à l'intérieur de bande hystérésis, on ne peut maitriser correctement le spectre haute fréquence dû aux fréquences de commutations variables. Figure II.19 illustre la fonctionnalité du contrôle basé sur

l'hystérésis. Le seul paramètre de contrôle de cette technique est la largeur de la bande d'hystérésis HB (en ΔI), les signaux de sortie des comparateurs à hystérésis sont utilisés pour commander l'ordre de commutation des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur. Par conséquent, le courant de compensation va rester dans une bande autour du signal de référence **[KAZ15]**.

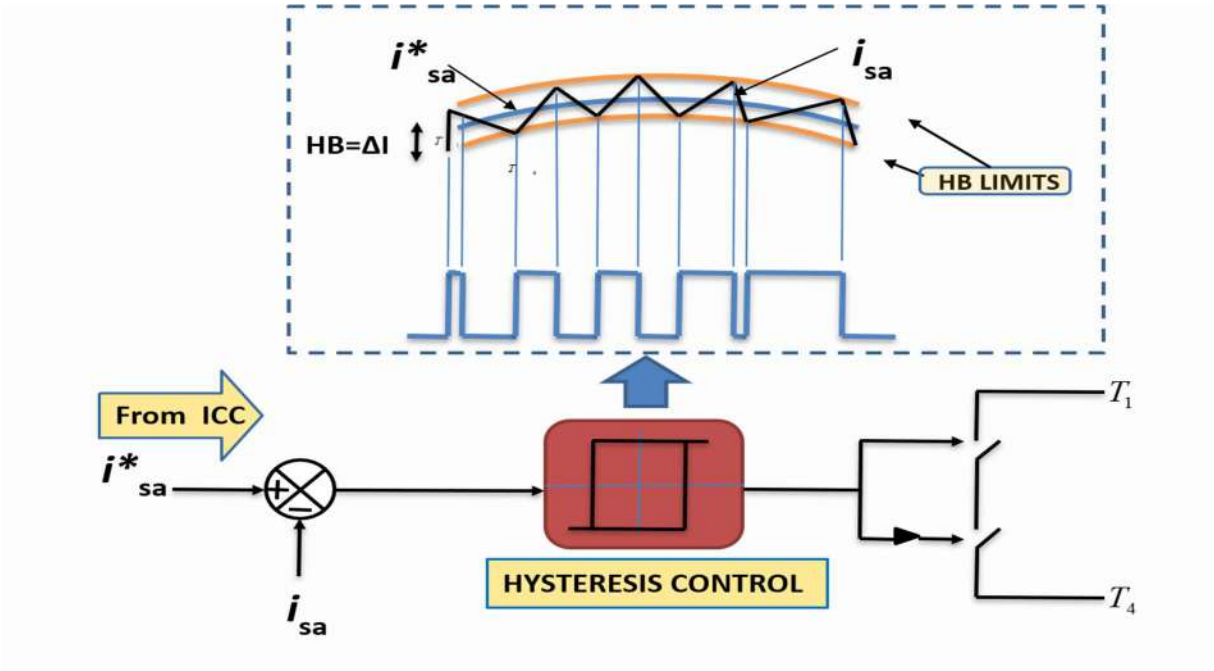


Figure II.19 Schéma de principe de la commande par hystérésis

Le seul inconvénient de cette technique est la variation de la fréquence de commutation f_c des interrupteurs à l'intérieur de la bande d'hystérésis BH.

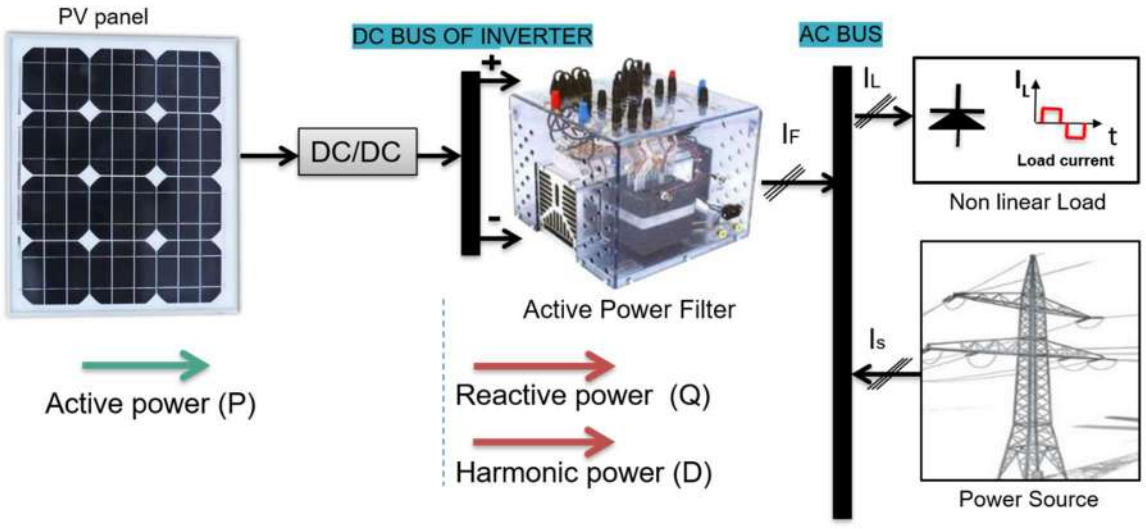
II.4. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié les principales méthodes d'identification utilisées dans le système de filtrage actif. Les méthodes PQ, SRF, DPC, DCC, et ICC sont étudiées dans l'unique but d'identifier et générer les courants harmoniques de la charge non-linéaire. PQ, SRF, et DPC réduisent leur complexité du modèle par l'application de la transformation de Concordia qui transforme le système triphasé en un système biphasée équivalent. Cette transformation permis une réduction notable de la complexité de la résolution des équations mathématiques du système. Par contre les deux méthodes DCC et ICC sont plus simple et repose sur le signal de sortie du régulateur de tension continu de l'onduleur. Les résultats des deux méthodes DCC et ICC sont significatifs, ces techniques possèdent le plus faible THD du courant de source de 1.36%. Pour cette raison, nous allons opter pour la méthode ICC dans le reste des travaux.

CHAPITRE III

Intégration d'un générateur photovoltaïque au system de filtrage actif

Ce chapitre est destiné à aborder le principal axe de notre recherche qui consiste à intégrer une source photovoltaïque sur le bus continu de l'onduleur (dc-link). Cette combinaison connue aussi par onduleur PV est très bénéfique en plusieurs termes à savoir la possibilité de fournir au réseau électrique une puissance active gratuite à côté de l'option de filtrage actif qui caractérise l'onduleur de tension VSI. De cette façon, le compensateur actif est désormais capable d'assurer plusieurs fonctions, on peut assurer à la foi la compensation de l'énergie réactive, l'élimination des harmoniques type courant, et en fin la fourniture de certaine puissance active au réseau de distribution.



III.1. INTRODUCTION

Récemment, l'énergie solaire attire plus d'attention est devienne comme l'une des sources d'énergie électrique la plus importantes et la plus prometteuses dans divers domaines en raison de l'abondance de la lumière du soleil et du respect de l'environnement. Le plus couramment utilisé de cette énergie se trouve dans les zones rurales où aucune électricité publique n'est disponible. L'évolution technologique des semiconducteurs ainsi que les matériaux de construction des cellules photovoltaïques à aider énormément à l'accélération et l'accroissement de cette énergie renouvelable. Extraire le maximum d'énergie solaire est l'une des principaux challenges des systèmes photovoltaïques, en vue que le rendement de l'installation dépend fortement de l'ensoleillement et de la température ambiante. Cette influence pouce a trouvé des techniques d'extraction de puissance maximale à temps réel comme le cas de la méthode MPPT. En revanche, à cause de la présence intensive des charges non linéaires NL dans les réseaux électriques, une solution consiste à déployer un onduleur photovoltaïque (PV) avec une capacité de filtrage actif des harmoniques. L'objectif principal est de fournir une topologie FAP-GPV avec une extraction d'énergie solaire maximale toute en gardant la qualité de l'énergie à des niveaux acceptables préconisés par des normes et standards internationaux.

III.2. NOTIONS DE BASES SUR L'ÉNERGIE PHOTOVOLTAÏQUE

III.2.1. Généralités sur le système PV

Un système photovoltaïque (PV) utilise des panneaux solaires afin de convertir l'énergie solaire en énergie électrique à l'aide de plusieurs composants, notamment des panneaux PV, des connexions électriques, des connexions mécaniques, des systèmes de régulation et de conversion. La signification des cellules PV peut être expliquée comme un organe composé de matériaux semi-conducteurs comme le silicium. Ces semi-conducteurs ont été conçus par des cellules qui peuvent être utilisées efficacement aussi bien en série qu'en parallèle **[SER13]**. Pour former un champ électrique dans une cellule PV, on utilise une plaquette semi-conductrice (de silicium) qui se compose d'un négatif d'un côté et d'un positif de l'autre. Comme montre Figure III.1, lorsque la lumière frappe une cellule solaire, des électrons se détachent des atomes du matériau semi-conducteur qui peuvent être par la suite capturés en formant un courant électrique à la sortie.

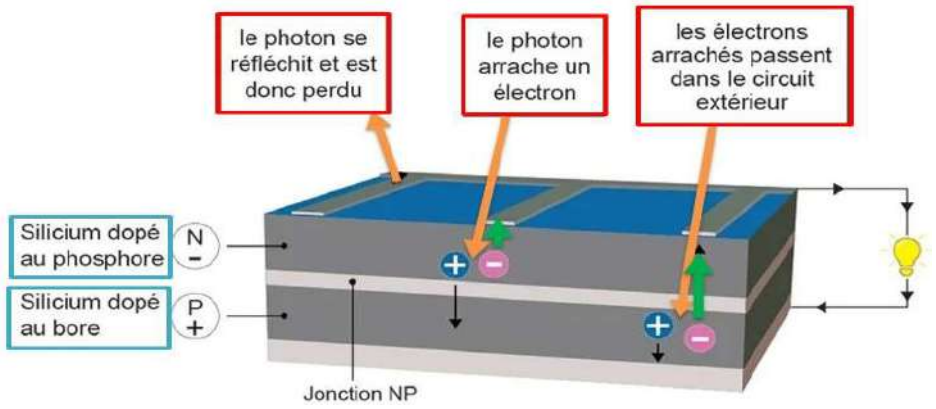


Figure III.1 Principe d'une cellule photovoltaïque

III.2.2. Modélisation d'un système PV

Figure III.2 schématise le circuit équivalent d'une cellule PV formée par une source de courant idéale en parallèle avec une diode. La cellule est exposée aux conditions réelles de rayonnement G et de température T.

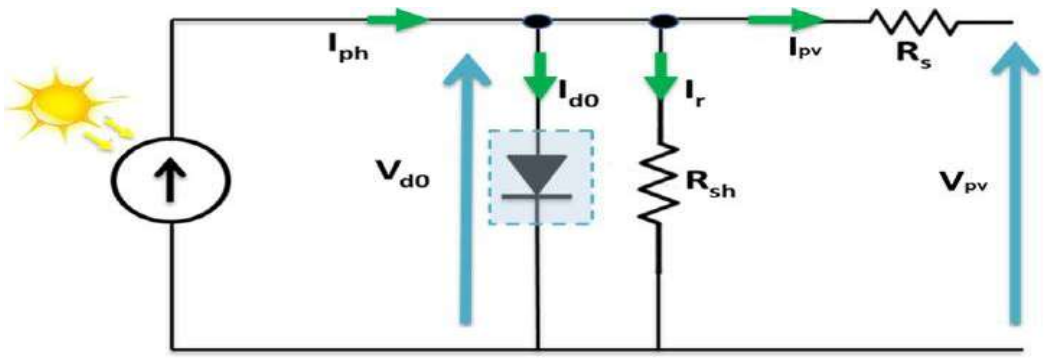


Figure III.2 Modèle électrique équivalent d'une cellule photovoltaïque

Une cellule solaire à une seule diode est incarnée par un schéma électrique équivalent où I_{ph} représente le photo-courant du module PV connecté et I_{d0} est le courant moyen de la diode. Une cellule PV peut se modéliser à partir de l'équation définissant le comportement statique de la jonction PN d'une diode classique. Ainsi, le courant de sortie produit par une cellule solaire I_{pv} et la tension de sortie V_{pv} peuvent s'écrire comme suit :

$$I_{pv} = I_{ph} - I_{d0}\left[esp\left(\frac{q}{nkT}V_{d0}\right) - 1\right] - \left(\frac{V_{pv}+R_s\,I_{pv}}{R_{sh}}\right) \quad \text{(III.1)}$$

$$V_{pv} = V_{d0} - R_s I_{pv} \quad \text{(III.2)}$$

Où T, indique la température du panneau solaire, q est la charge de l'électron, k représente la constante de Boltzmann et n le facteur de diode.

III.2.3. Connection des cellules photovoltaïques

Selon les besoins et les systèmes utilises, les cellules photovoltaïques peuvent être raccordées par association, en série et/ou en parallèle. Cette association des cellules donne lieu à un générateur photovoltaïque (GPV). La connexion en série augmente la tension pour un même courant alors que la connexion en parallèle augmente le courant pour une tension identique. L'association de plusieurs cellules donne un module et l'association de plusieurs module construit un panneau **[BEND14]**. Un champ photovoltaïque et le raccordement de plusieurs panneaux en série et/ou en parallèle.

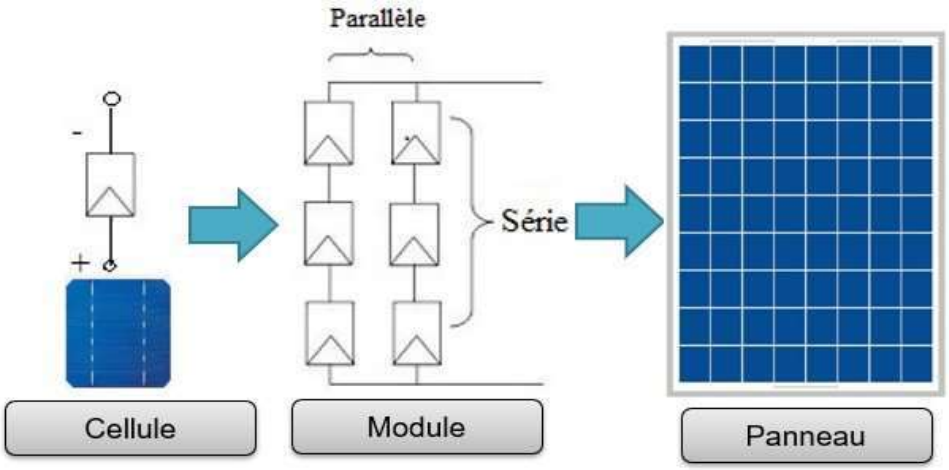


Figure III.3 Raccordement série/parallèle des cellules photovoltaïques

Du point de vu rendement énergétique, industriellement on peut atteint de 13 à 14% pour les cellules à base de silicium monocristalline, de 11 à 12% pour des cellules à base de silicium polycristalline, de 7 à 8% pour le type amorphe en films mince.

III.2.4. Sécurité et protection des panneaux photovoltaïques

Lorsque nous concevons une installation photovoltaïque, nous devons assurer la protection électrique de cette installation afin d'augmenter sa durée de vie en évitant notamment des pannes destructrices liées à l'association des cellules et de leur fonctionnement en cas d'ombrage. Un panneau solaire se compose de plusieurs cellules raccordées entre eux. En effet, afin d'éviter qu'une cellule endommagée peut infecte le rendement du panneau, un système de sécurité est intégré grâce aux diodes de protection. On distingue deux types de diodes, des diodes séries ajouter pour éviter les courants inverses (diodes anti-retour), et des diodes parallèles appelée by-pass servent à protéger les cellules à l'ombre en dérivant l'intensité "normale" pour l'empêcher de passer dans la cellule "masquée" et minimiser la perte de production. Un panneau solaire dispose d'une

à trois diodes by-pass, en fonction de son nombre de cellules (en moyenne 36 cellules pour 3 diodes by-pass).

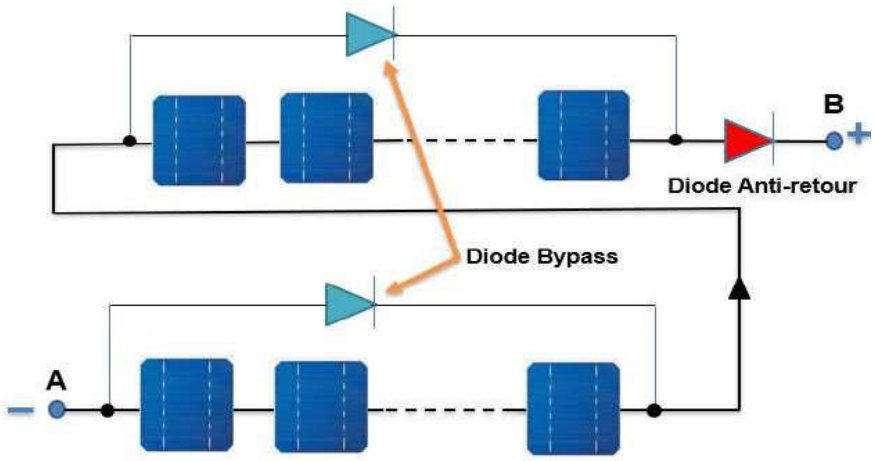


Figure III.4 Schématisation d'un GPV avec diodes de protection

III.2.5. Caractéristique courant-tension (I-V) à irradiation et température variables

Figure III.5 représente les deux courbes I/V et P/V d'une cellule solaire où P_{mpp}, I_{sc}, et V_{oc} représentent respectivement le point de puissance maximale et sa coordonnée [I_{mpp}, V_{mpp}], le courant de court-circuit, et le circuit en tension ouverte. Il est clair qu'il existe un point de fonctionnement unique MPP où la cellule PV délivre une puissance maximale P_{mpp} à V_{mpp}.

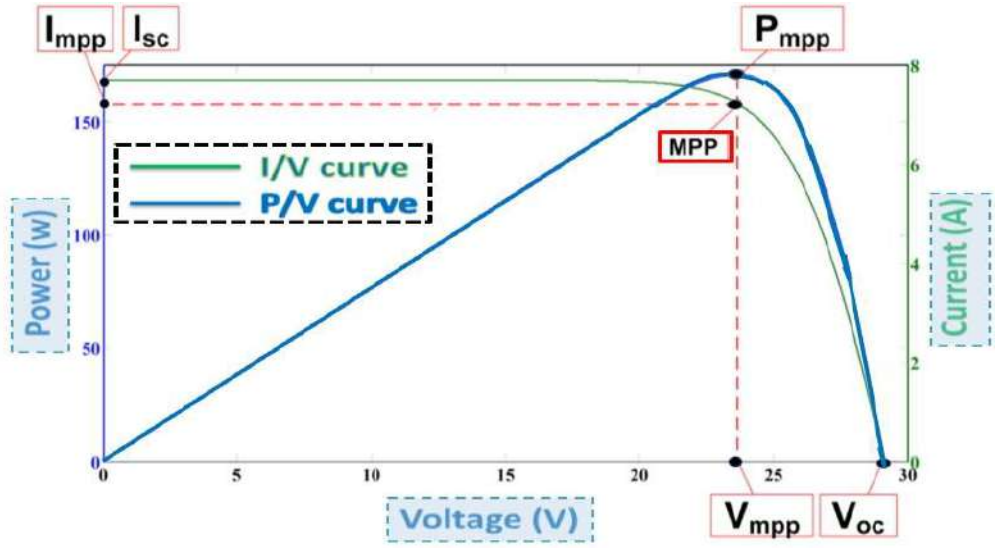


Figure III.5 Caractéristiques P/V et I/V d'une cellule photovoltaïque

Le point de puissance maximale est le point sur la courbe I/V qui correspond à la puissance optimale, ceci peut être traduit par le point de fonctionnement où l'ensoleillement ainsi que la température sont les plus favorables.

III.2.5.1. Influence de l'éclairement (irradiation)

Comme mentionné précédemment, la cellule photovoltaïque est très sensible au changement de rayonnement soleil. À partir de caractéristique I/V, le courant I est considérablement influencé par le changement de l'ensoleillement, tandis que la tension V reste approximativement constante. Par conséquent, un rayonnement très fort de 1000 w/m^2 engendre un courant I optimal de cellule. Alternativement, d'autres paramètres peuvent influencer le rendement du panneau comme la taille géométrique et l'angle d'incidence solaire.

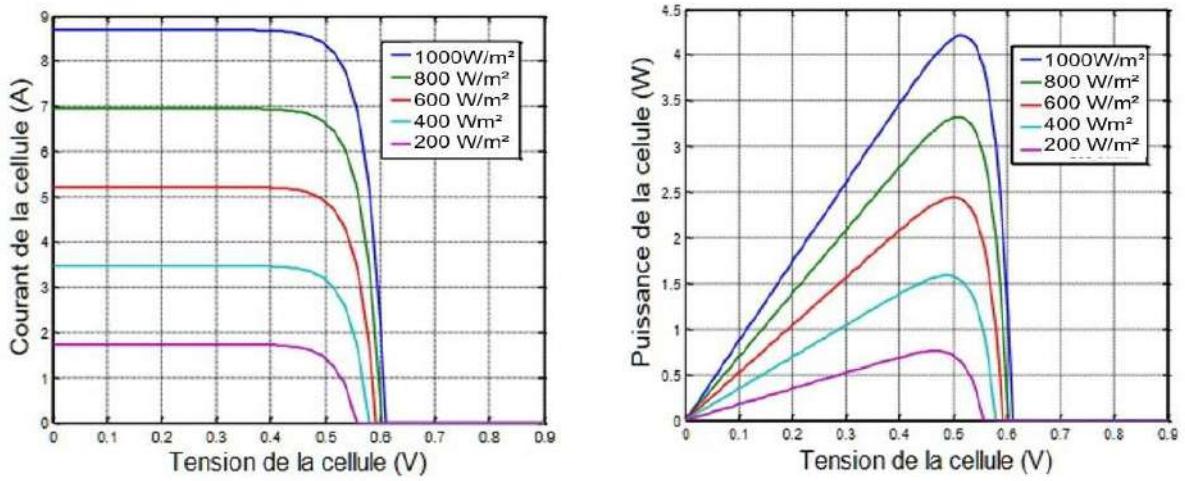


Figure III.6 Caractéristiques P/V et I/V sous irradiance variable

III.2.5.2. Influence de la température

En revanche, lorsque la température ambiante change, on peut observer un changement de la tension V alors le courant reste inchangeable. Figure III.7 illustre quelques allures sous une série de températures variables allant de 0 à 75°C.

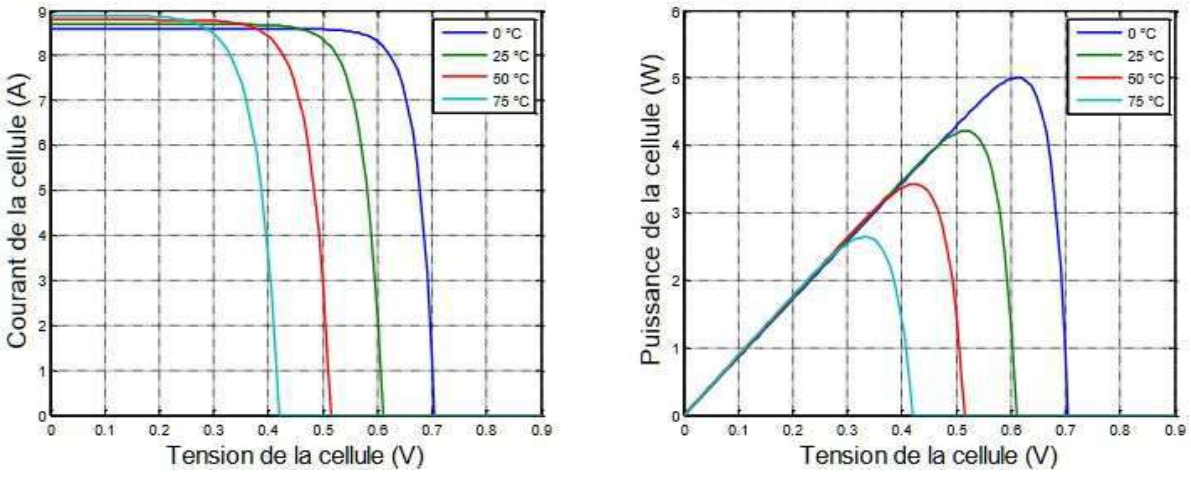


Figure III.7 Caractéristiques P/V et I/V sous une température variable

III.2.6. Point de puissance maximale et la technique de suivi de puissance MPPT

L'énergie délivrée par les cellules PV dépend principalement de leur sensibilité aux variations d'irradiance. Ainsi, en raison de la variabilité de l'irradiance solaire et de la température, il est nécessaire de suivre en permanence la puissance maximale disponible des cellules PV grâce à un contrôle adéquat d'un convertisseur souvent élévateur en appliquant la technique de suivi du point de puissance maximale. Le principe de base de cette méthode de suivi est d'extraire la puissance maximale des panneaux PV en utilisant différents algorithmes de contrôle tels que perturbe et observe (P&O), la conductance incrémentale, et autres intelligentes MPPT basées sur la logique floue, les réseaux de neurones ANN, ou adaptive comme la technique ANFIS **[BEN15]**.

III.3. ÉTAGE D'ADAPTATION DC-DC

Afin d'extraire à chaque instant le maximum de puissance disponible aux bornes du GPV et de la transférer à la charge, un étage d'adaptation doit être utilisé. Un hacheur boost (élévateur ou survolteur) est un dispositif électrique qui peut assurer la liaison directe entre une source d'entrée en tension (générateur) et une source de sortie en courant (récepteur). Cet étage joue le rôle d'interface entre les deux éléments en assurant à travers une action de contrôle (MPPT). Un hacheur est un abaisseur de tension lorsque l'interrupteur de puissance (souvent MOSFET) est placé en série avec la charge. Il est élévateur de tension lorsque l'interrupteur est placé en parallèle avec la charge.

Dans certaines applications, l'utilisation d'un hacheur est indispensable afin de maximiser la tension de sortie de système photovoltaïque. Dans la plupart des cas, le convertisseur DC-DC est contrôlé par la technique de poursuit de puissance maximale toute en maintenant le rendement du convertisseur le plus élevé possible (supérieur à 90%). Le transistor (MOSFET) et les composants de stockage notamment l'inductance de lissage et les condensateurs présentes le facteur principal relative au rendement du convertisseur. Figure III.8 montre la configuration de l'ensemble du système hacheur-panneau.

Le circuit d'un hacheur se compose principalement d'inductance, de condensateurs, d'une diode, et d'interrupteur commandable. Dans le cas idéal, tous ces dispositifs ne consomment pas d'énergie, c'est la raison pour laquelle ces convertisseurs ont un bon rendement. Il est à noter que le bon fonctionnement de ces convertisseurs statiques passe

par le bon choix des composants passifs tels que l'inductance de lissage du courant et le condensateur de sortie.

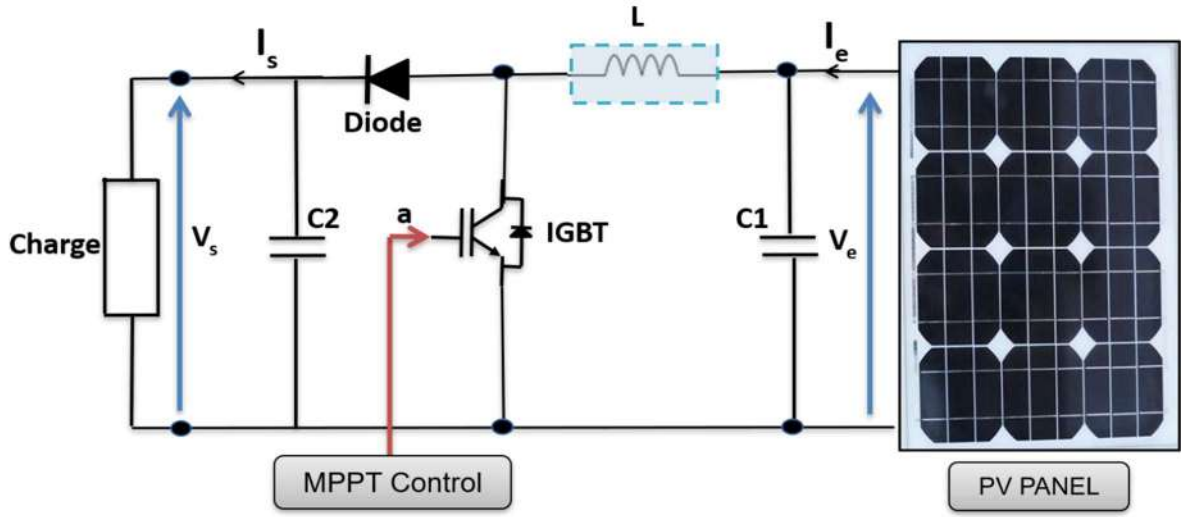


Figure III.8 Système PV avec un hacheur boost

Figure III .9 montre une série des bobines de lissage confectionnées dans notre laboratoire pour utilisation dans le convertisseur boost et le filtre actif avec une valeur d'inductance allant de 2mH à 10mH. Le dimensionnement de l'inductance est très important, ça commence par le calcul du courant d'entrée maximal dans l'inductance I_{Lmax}. On impose tout d'abord la fréquence de découpage en haute fréquence et on vérifie si l'ondulation de courant est correcte en basse fréquence. On estime L ainsi **[BENS22]** :

$$I_{Lmax} = 2.\frac{Vs}{Ve}.Is \quad \text{(III.3)}$$

$$L_{Boost} = a.\frac{V_e}{I_{Lmax \cdot F_d}} \quad \text{(III.4)}$$

De même pour la capacité de sortie :

$$C_{Boost} = a.\frac{I_S}{\Delta V_s.F_d} \quad \text{(III.5)}$$

Où :

V_e : tension d'entrée.

Vs : tension de sortie.

Is : courant de sortie (charge).

a : représente le rapport cyclique.

F_d : fréquence de découpage.

ΔVs : ondulation de tension de sortie.

Pour l'application numérique, on doit se servir de deux autres équations suivantes :

$$R_{charge} = \frac{V_S 2}{P} \quad \text{(III.6)}$$

$$I_s = \frac{Vs}{R_{charg}} \quad \text{(III.7)}$$



Figure III.9 Bobines confectionnées à laboratoire LREA

III.4. MÈTHODES DE SUIVI DE PUISSANCE MAXIMALE D'UN PANNEAU PV

Les caractéristiques non-linéaires des générateurs photovoltaïques (GPV) et leurs sensibilités aux conditions extérieurs, comme la température et l'éclairement, induisent des pertes énergétiques ce qui abaisse énormément le rendement de l'installation. L'intégration d'un étage d'adaptation DC-DC avec une commande MPPT est de plus en plus préconisée. Cette commande permet de rechercher le point de fonctionnement le plus adéquat pour la fourniture de puissance maximale. L'algorithme MPPT peut être plus au moins complexe selon les performances recherchées et le type d'implémentation choisi. Cependant, toute technique MPPT qu'elle soit classique ou innovante, doit agir sur la variation du rapport cyclique (a) du convertisseur associé.

III.4.1. Algorithme perturbe et observe (P&O)

C'est l'algorithme de suivi de point maximum de puissance le plus réputé. Comme son nom indique, le principe de fonctionnement est basé sur la perturbation du système par la diminution ou l'augmentation de $V_{réf}$ ou par action directe sur le rapport cyclique, puis par l'observation des effets de ces perturbations au niveau de la puissance de sortie du panneau. On compare donc les deux grandeurs de puissance de sortie actuelle P(k) et la précédente P(k-1). Si la différence P(k)- P(k-1) est supérieure à zéro, alors on garde la

même direction de la perturbation précédente, sinon on inverse la perturbation du cycle précèdent. Figure III.10 schématise l'organigramme de la technique P&O.

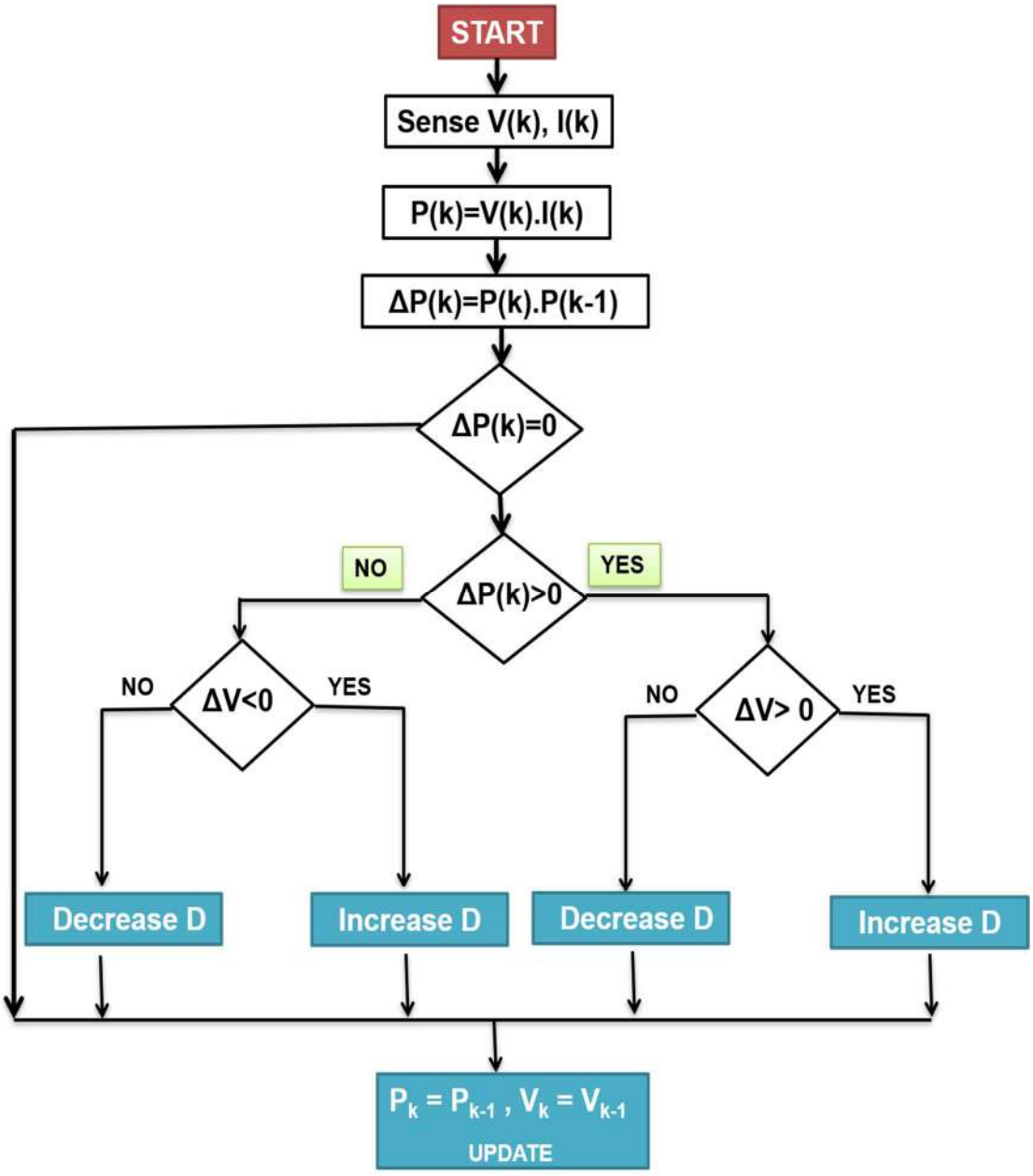


Figure III.10 Organigramme de l'algorithme perturbe et observe (P&O)

III.4.2 Algorithme incrémentale conductance (INC)

Parmi les techniques MPPT les plus utilisées est l'algorithme de conductance incrémentale (INC). Cette simple méthode exploite le fait qu'au point maximum, la pente de la courbe PV représentée par le rapport ΔP/ΔV est égale à zéro. Le système va calculer la tension ΔV du panneau en détectant la différence à la fois $V_k - V_{k-1}$, $I_k - I_{k-1}$, puis en décidant de l'ordre à suivre. Figure III.11 montre comment la puissance maximale fournie

par le panneau PV est suivie en utilisant l'algorithme de conductance incrémentielle. On peut ainsi représenter cet algorithme sous la forme d'un organigramme comme ci-dessous.

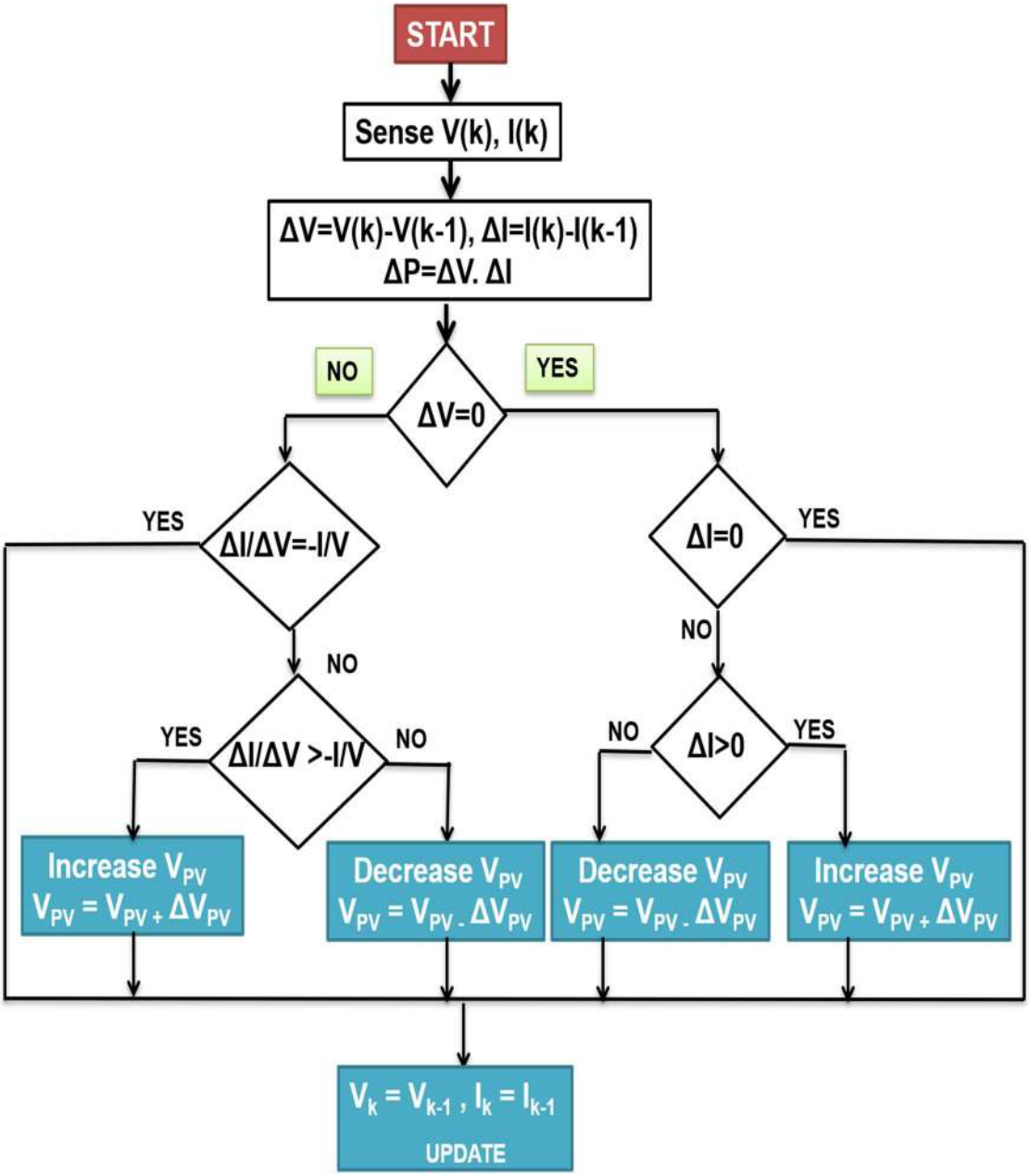


Figure III.11 Organigramme de l'algorithme incrémental conductance (INC)

Comme montré sur Figure III.12, la technique MPPT est modélisée à l'aide de deux algorithme P&O et INC. La méthode INC se base sur la dérivée de la conductance du GPV en exploitant le rapport ΔG=ΔI/ ΔV, tandis que la technique P&O compare la variation de la puissance ΔP sous une tension de fonctionnement perturbée à chaque cycle pour connaitre la position relative du PPM et applique une action de contrôle adéquate.

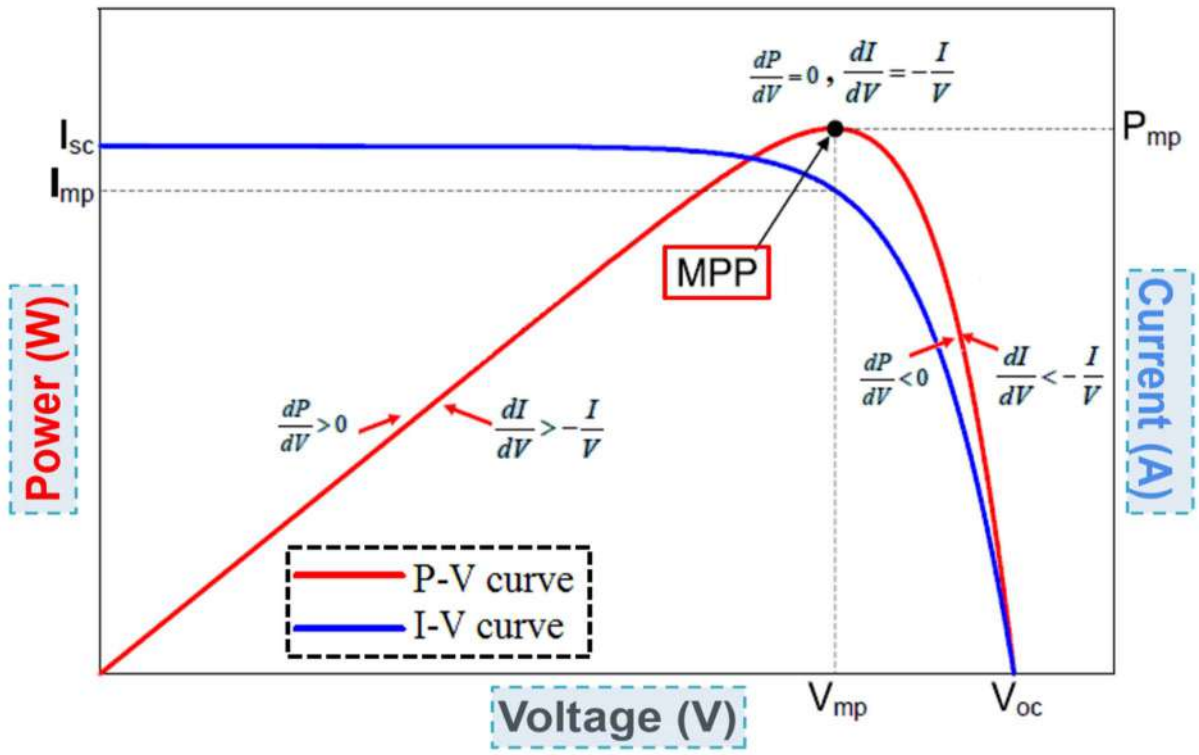


Figure III.12 Principe de suivi du point de puissance maximale (cas de la méthode INC)

III.4.3. Méthode de suivi à base de logique floue

Plusieurs techniques de commande MPPT ont été utilisées dans la littérature **[BENH19]**. Nous sommes intéressés dans cette partie à la commande MPPT à base de logique floue. L'intégration de l'approche intelligente de logique floue rend le système de suivi du point de puissance maximale plus précis en minimisant les ondulations présentées sur les réponses de puissance et de tension de sortie. Cette commande ne nécessite pas la connaissance exacte du modèle mathématique du système, ce qui lui donne un avantage dans le suivi de son point de fonctionnement optimal dans des conditions atmosphériques à variation rapide. Pour atteindre un tel objectif, nous avons intégré les fonctionnalités d'un régulateur flou dans l'algorithme de suivi MPPT. Le bloc du contrôleur FLC est illustré sur Figure III.13.

Les grandeurs ΔP et ΔV servent comme des entrées au contrôleur flou qui se compose de trois blocs fonctionnels à savoir la fuzzification, les règles d'inférences, et la défuzzification **[BEND14]**. Dans le système proposé, les variables d'entrée du FLC sont l'erreur (E) et le changement d'erreur (ΔE), tandis que la sortie du FLC est la valeur variable du rapport cyclique.

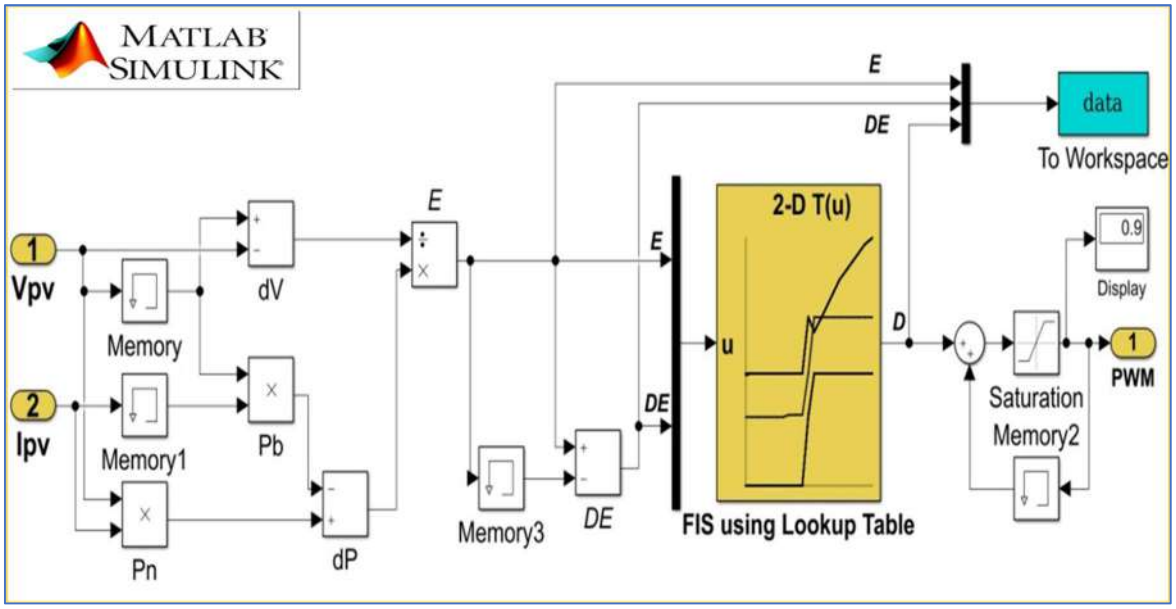


Figure III.13 MPPT à base d'un contrôleur flou (FLC)

Ce type de commande a comme avantage la précision et la rapidité de réaction par rapport aux autres algorithmes classiques **[HSI13]**. En effet, cet algorithme fonctionne au point optimal sans oscillations importantes ainsi qu'un bon comportement en état transitoire. Cependant, l'implémentation de ce type d'algorithme est plus complexe que les algorithmes classiques et dépend énormément de taille choisie du tableau d'inférence. Pour y remédier, d'autre méthodes sont proposées dans la littérature à savoir la méthode MPPT à base des réseaux de neurones artificiels.

III.4.4. Méthode de suivi à base des réseaux de neurones (ANN)

Récemment, les réseaux de neurones artificiels ont été fortement développé non seulement en théorie mais aussi en application. Dans un contrôleur à ANN, la structure telle que le type de réseau d'apprentissage, le nombre de couches cachées, le nombre de données d'apprentissage et la fonction d'approximation, détermine la précision et l'efficacité du contrôleur. Pour la technique MPPT, l'entrée du contrôleur ANN peut être des paramètres de matrice PV comme les tensions et les courants PV, des données environnementales telles que l'irradiance et la température, ou toute combinaison de ceux-ci. Quant à la sortie, représente toujours le signal du rapport cyclique utilisé pour piloter le convertisseur électronique DC-DC.

Si on considère l'exemple de la commande à logique floue présentée sur Figure III.13, on peut faire trainer le système du contrôleur FLC pour obtenir un modèle à base d'ANN plus robuste et facile à mettre en œuvre expérimentalement. Comme le montrent Figures

III.14 et III.15, il suffit de stocker les données E, ΔE, et rapport cyclique à l'aide de l'outil toolbox ANN du MATLAB.

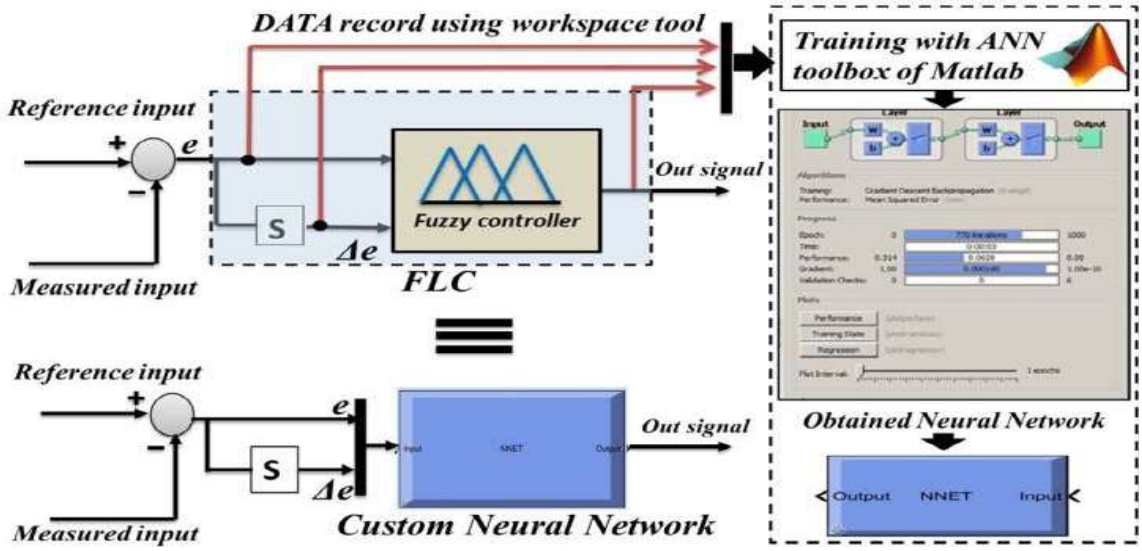


Figure III.14 Processus d'apprentissage avec les réseaux de neurones

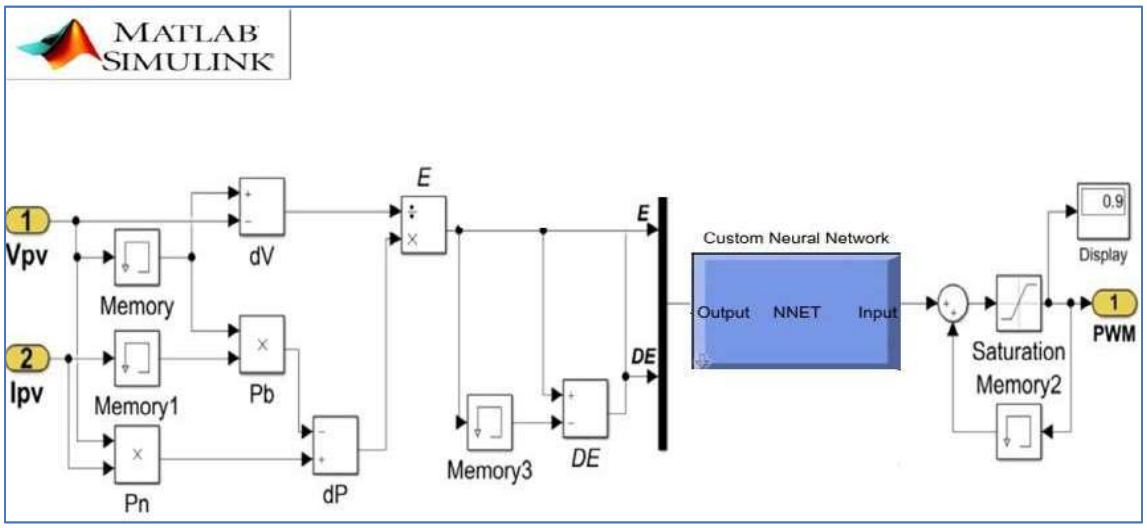


Figure III.15 MPPT à base d'ANN

III.5. ONDULEURS PHOTOVOLTAÏQUES

Le principe du filtrage actif est d'injecter des courants harmoniques inverses dans le réseau par l'utilisation d'un onduleur de tension (VSI) avec une commande adéquate qui joue un rôle important dans l'identification et la génération des courants de référence. Les courants de source obtenus dans l'alimentation principale prennent des formes d'onde sinusoïdales et deviennent en phase avec les tensions de source, ce qui signifie que la qualité de l'énergie et le facteur de puissance sont améliorés. Une autre solution consiste

à brancher une source photovoltaïque sur le bus continu de l'onduleur afin de bénéficier de puissance active des panneaux solaires **[BOUH22]**.

L'onduleur VSI est utilisé comme un filtre actif de puissance pour assurer la compensation de l'énergie réactive (Q) et l'atténuation des harmoniques (puissance déformée D). Alors qu'avec une source PV branchée sur le condensateur du bus continu, le VSI va agir comme un filtre polyvalent en fournissant de la puissance active (P) du système PV au réseau électrique comme montre Figure III.16.

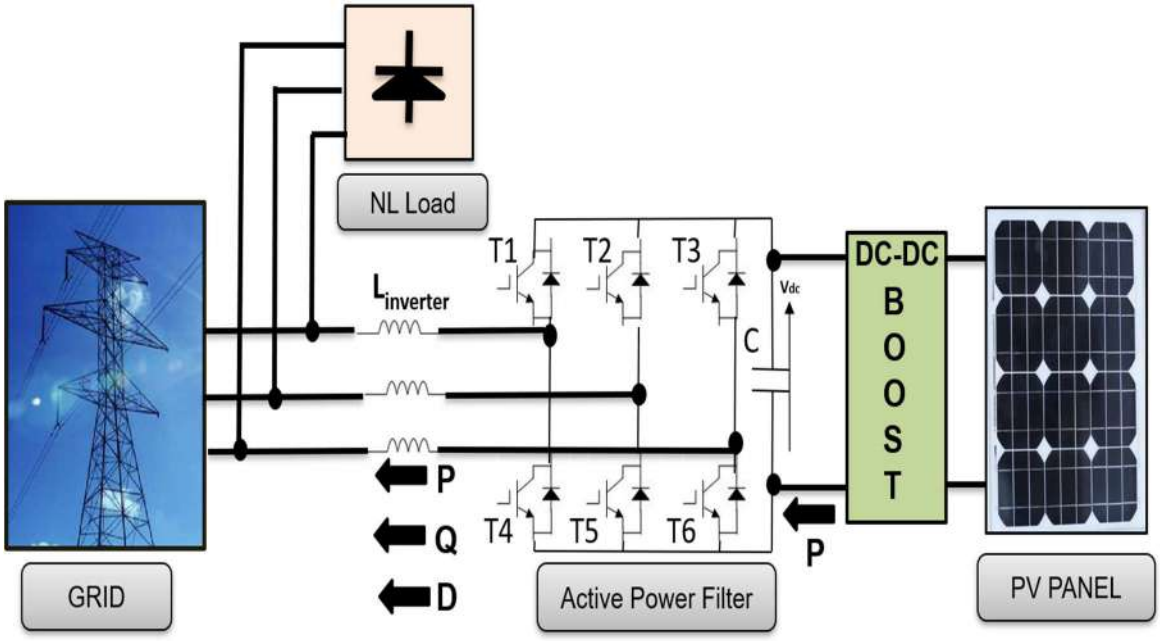


Figure III.16 Topologie d'un générateur photovoltaïque raccordé au filtre actif

Dans la suite des travaux, notre étude va se focaliser sur cette topologie FAP-GPV en essayant d'améliorer les performances statiques et dynamiques par l'introduction des nouvelles techniques intelligentes de commande.

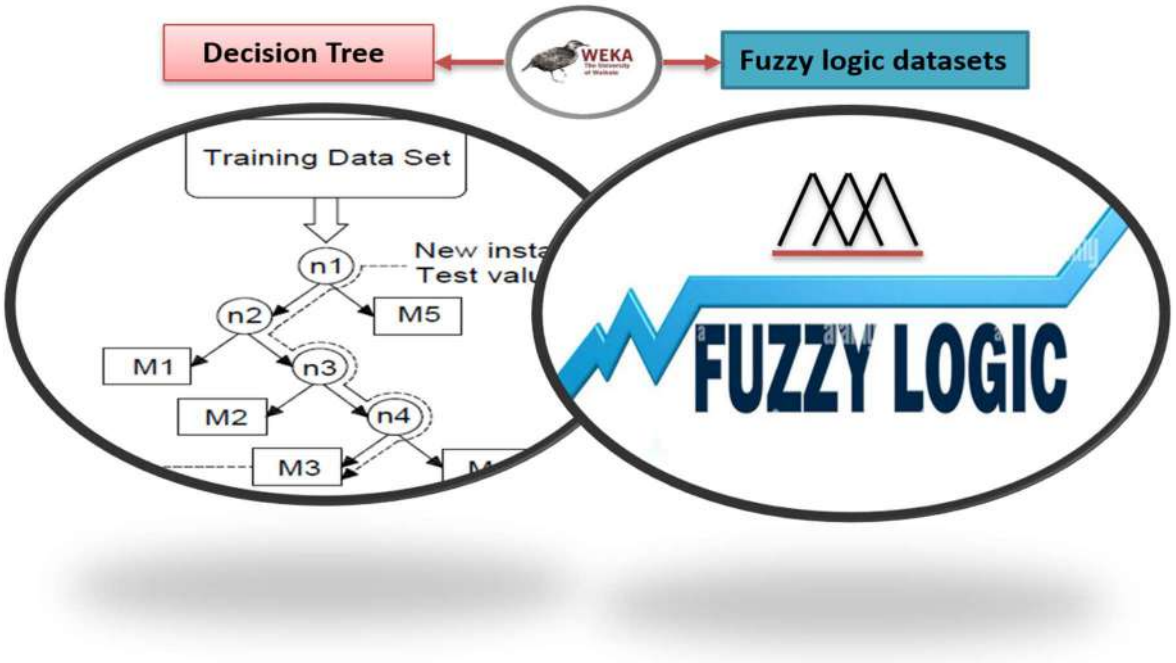
III.6. CONCLUSION

Ce chapitre est consacré à l'introduction de quelques notions de base et définitions relatives aux système photovoltaïque notamment les diagrammes d'une cellule PV ainsi que les différentes techniques de suivi de puissance maximale MPPT. Un fonctionnement optimal du filtrage actif de puissance nécessite l'insertion d'une source photovoltaïque sur le bus continu de l'onduleur à travers un convertisseur DC-DC. Par cette configuration, le filtre actif répond mieux aux exigences du réseau électrique en termes de compensation de puissance réactive, de la demande de puissance active, et enfin de filtrage des harmoniques.

CHAPITRE IV

Amélioration des performances par une nouvelle commande mixte Fuzzy-M5P

Ce chapitre est réservé pour présenter une nouvelle technique de commande combinée entre la logique floue et l'algorithme d'arbre de décision type M5P. Ce mixage s'avère très intéressant en termes de rapidité, d'efficacité, et de simplicité du contrôleur final représenté sous forme de code MATLAB.



IV.1. INTRODUCTION

Nous allons adopter une nouvelle stratégie de contrôle basée sur la combinaison du contrôleur à logique floue (FLC) et l'algorithme d'arbre de décision type M5P pour un système d'énergie solaire connecté au réseau électrique. L'objectif est de bénéficier à la fois des avantages de raisonnement de la logique floue et de la fonctionnalité de traitement rapide et précis de l'algorithme M5P **[BLA18]**. Ce contrôle mixte a la capacité de contourner les problèmes de temps de calcul important et la complexité des contrôleurs à logique floue, en particulier lorsque des systèmes embarqués ou une implémentation en temps réel sont envisagés.

En utilisant un onduleur photovoltaïque (PV) avec une capacité de filtrage actif, l'intérêt est de fournir une topologie Filtre actif-GPV avec une extraction maximale d'énergie PV tout en gardant la qualité de l'énergie électrique à des niveaux acceptables. Pour la commande de l'onduleur, le modèle M5P a été testé dans la technique du courant indirect (ICC). Cette méthode de génération d'harmoniques est très efficace et ses performances dépendent entièrement du choix de contrôleur du bus continue. Par ailleurs, nous nous intéressons aussi à l'amélioration de la technique MPPT, une nouvelle technique de suivi du point de puissance maximale basée sur l'algorithme M5P est donc proposée dans laquelle les données des entrées sont collectées à partir du MPPT à base de logique floue. On verra ainsi que ce type de commande mixte est satisfaisant même sous des conditions dynamiques en présence de variation de charge NL ou d'un ombrage rapide sur les panneaux solaires.

IV.2. GÉNÉRALITÉS SUR LES ALGORITHMES D'ARBRES DE DÉCISION

Les commandes basées sur la logique floue sont largement appliquées dans divers domaines en raison de leur avantage à imiter le raisonnement et les jugements humains. Ces techniques intelligentes ont une bonne capacité à gérer l'imprécision et l'incomplétude des informations pour les systèmes non linéaires. Cependant, leur processus complexe interne de fuzzification et de défuzzification, en particulier dans des conditions en temps réel, présente un sérieux handicap, ce qui pourrait se traduire par une vitesse de mise en œuvre lente et une inefficacité totale dans certaines applications.

Ces dernières années, les systèmes d'apprentissage automatique (ML) sont considérés comme des solutions alternatives pour faire face aux problèmes de logique floue

[MOH20]. Avec une grande précision, les ML ont la capacité de classification et de prédiction à l'aide des ensembles de données collectés du modèle de base **[PAT21]**.

Le système d'apprentissage avec les réseaux de neurones artificiels (ANN) est l'une des méthodes largement utilisées de nos jours en raison de leurs réponses rapides et leur bonne capacité de prédiction. Les algorithmes d'arbre de décision peuvent remplir une autre solution de prévision intéressante afin de servir différents objectifs de régression et de classification. Développé par R. Quilan **[QUI99]-[WAN96]**, l'algorithme M5P est l'un des modèles d'arbre de décision permettant d'interpréter les systèmes sous forme graphique d'un arbre de décision. De nombreuses recherches ont étudié cette technique et finiront par conclure que l'approche d'apprentissage basée sur M5P peut donner les mêmes performances que la méthode ANN **[BHA05]**. Cette approche approuvée nous a poussée à développer un nouveau modèle M5P où les données d'attributs (datasets) sont extraites directement à partir d'un contrôleur flou **[BOUH22]**.

Les arbres de décision sont des algorithmes d'apprentissage supervisés qui peuvent être utilisés pour des tâches de classification et de régression. Ces outils de modélisation prédictive utilisent de nombreuses approches algorithmiques qui divisent des ensembles de données nommés « attributs » sous la forme d'arbres à l'aide des règles de décision avec des instructions sous la forme de : if-then-else.

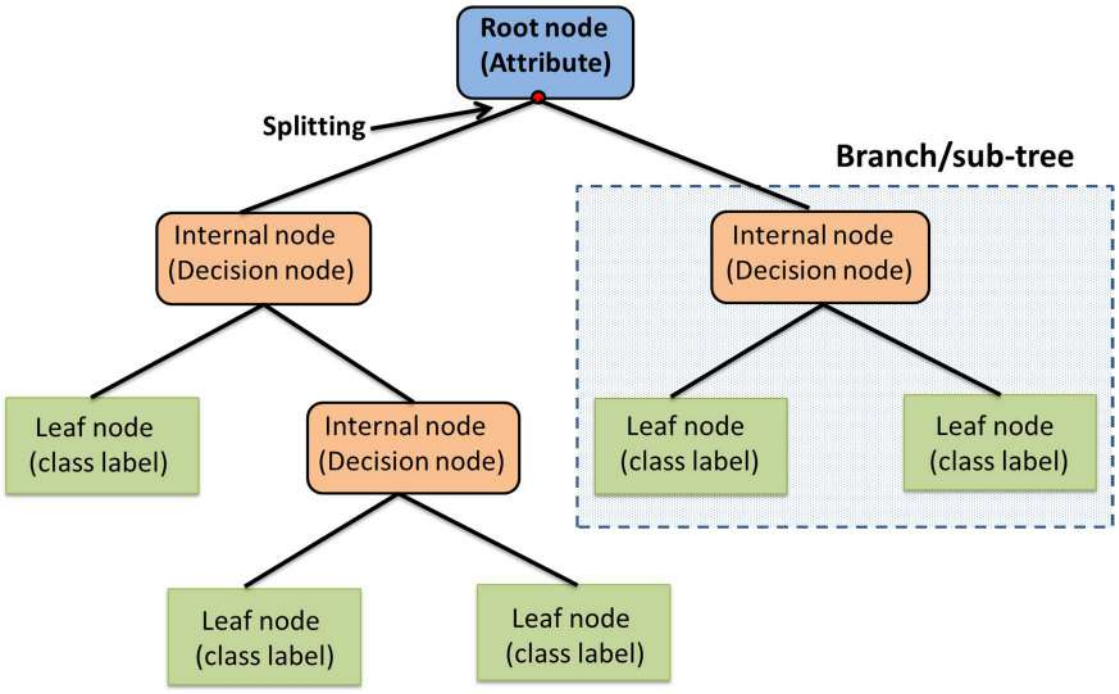


Figure IV.1 Architecture d'un arbre de décision avec différents nœuds

Proposés par Wong **[WAN96]**, M5-Pruned est l'un des algorithmes d'arbre de décision couramment utilisés. La nouvelle forme consiste à enlever les branches indésirables afin d'améliorer la forme de l'arbre. Contrairement à d'autres algorithmes d'arbres, le M5P a la possibilité d'introduire une régression linéaire au modèle classique selon certains paramètres définis **[BAL15]**.

L'objectif est de construire un modèle d'apprentissage qui peut être utilisé pour prédire la valeur cible (nœud terminal) en enseignant des règles simples déduites des ensembles de données précédemment collectés. Figure IV.1 montre un arbre de base où le premier attribut représente le nœud racine suivi du processus de fractionnement du nœud qui se traduit par des nœuds internes (nœud de décision) et un nœud feuille final (nœud terminal) qui ne peuvent pas être divisés et conservent la classe étiquette (puissance nominale). De nombreux nœuds internes sont interconnectés entre eux pour former une sous-section appelée sous-arbre ou branche.

IV.3. APPRENTISSAGE À BASE DE LOGIQUE FLOUE

La logique floue est une approche intelligente basée sur des degrés de vérité par rapport à la logique booléenne classique du vrai ou du faux. Ce raisonnement d'incertitude peut décrire d'autres types de variables linguistiques telles que des critères très petits, petits, moyens et autres selon le système étudié. Le contrôleur à logique floue (FLC) est l'une des applications les plus importantes de la théorie floue. Il présente un type de système expert qui utilise la logique floue pour prendre des décisions. Pour résoudre un problème de processus spécifié, FLC utilise une base de connaissances représentée en termes de règles d'inférence floue et de moteur d'inférence floue.

Figure IV.2 montre une structure fondamentale de FLC qui est basée sur quatre modules qui constituent le contrôleur flou final. Ces quatre modules sont nommés règles floues, moteur d'inférence floue, module de fuzzification qui fournit des ensembles d'entrées floues, et module de défuzzification pour produire des résultats de sortie quantifiables **[BOUH00]**. Il existe deux principaux types de système d'inférence floue (FIS) : la méthode de Mamdani, et la stratégie de Takagi et Sugeno **[AND19]**. La méthode Mamdani est basée sur la modélisation floue linguistique qui est connue pour sa grande interprétabilité et sa faible précision, tandis que la technique de Takagi et Sugeno utilise une modélisation floue précise pour obtenir une grande précision au détriment de l'interprétabilité.

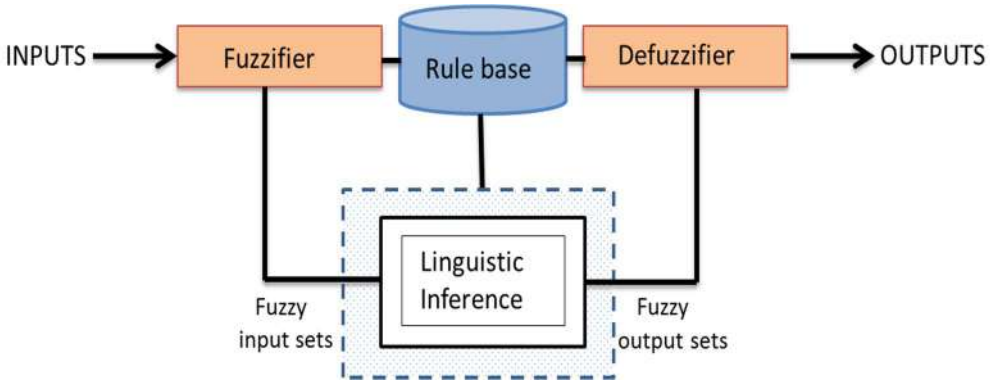


Figure IV.2 Architecture d'un contrôleur à base de logique floue

IV.3.1. Extraction des données à partir d'un régulateur flou

Le processus principal de génération des ensembles de données pourrait être réalisé à partir d'un modèle de base FLC. On a privilégié ce type de régulateur flou pour ses bonnes aptitudes de régulation et de flexibilité sous régime dynamique. A l'aide de la fonctionnalité 'Workspace' de l'environnement MATLAB/Simulink, Figure IV.3 révèle l'extraction de trois paramètres essentiels : l'entrée de référence E, sa dérivée ΔE, et le signal de sortie **[HOU19]**.

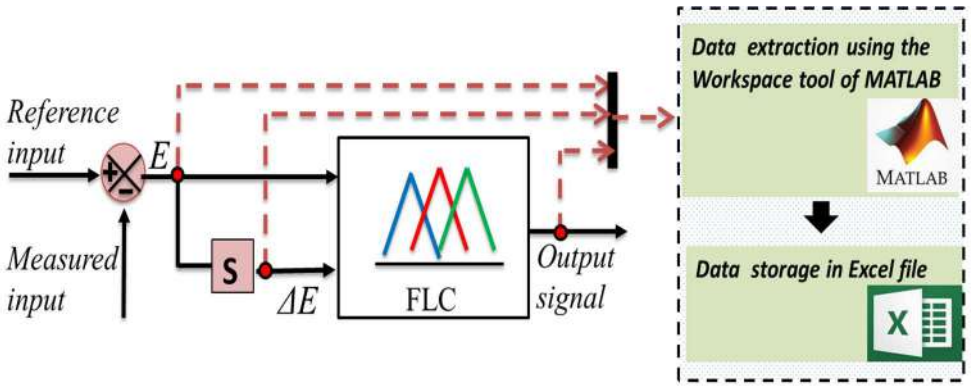


Figure IV.3 Processus d'extraction des données entrées/sorties d'un FLC

IV.3.2. Aperçu sur le logiciel WEKA

WEKA (Waikato Environment for Knowledge Analysis) est une suite de logiciels d'apprentissage développé à l'Université de Waikato en Nouvelle-Zélande et disponible gratuitement sous licence publique générale GNU **[WEK22]**. WEKA est un outil très performant utilisé pour accomplie des taches d'apprentissage automatique et de classifications **[SIN14]**. C'est pourquoi, il est le logiciel compagnon du fameux livre "Data Mining : Practical Machine Learning Tools and Techniques".



Figure IV.4 Interface du logiciel WEKA

Pour entamer une opération d'apprentissage, il suffit de suivre les simples étapes suivantes :

1) Ouverture du logiciel WEKA comme dans Figure IV.4.
2) Aller à Explorateur.
3) Ouvrir un fichier.
4) Choisissez le fichier data.arff (ARFF est une extension des fichiers WEKA).
5) Ouvrir Classer.
6) Choisissez l'algorithme souhaité (dans notre cas le M5P).
7) Démarrer l'opération d'apprentissage.

IV.3.3. Préparation et transfert des données avec l'outil bureautique Excel

Tout d'abord, nous devons choisir le modèle de commande où les données sont extraites. Dans notre cas, nous avons choisis le contrôleur à logique floue vu que ce type du régulateur souffre d'un temps de calcul important en particulier sous des conditions expérimentales.

Comme dans Figure IV.5, on démarre le processus de simulation sous MATLAB tout au long avec l'option d'enregistrement des données grâce à l'outil MATLAB/Workspace.

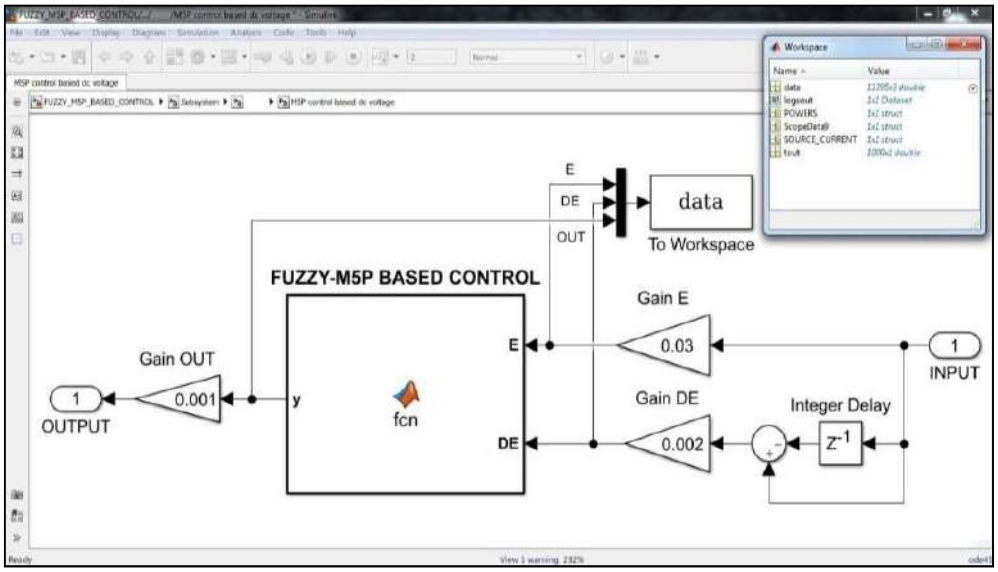
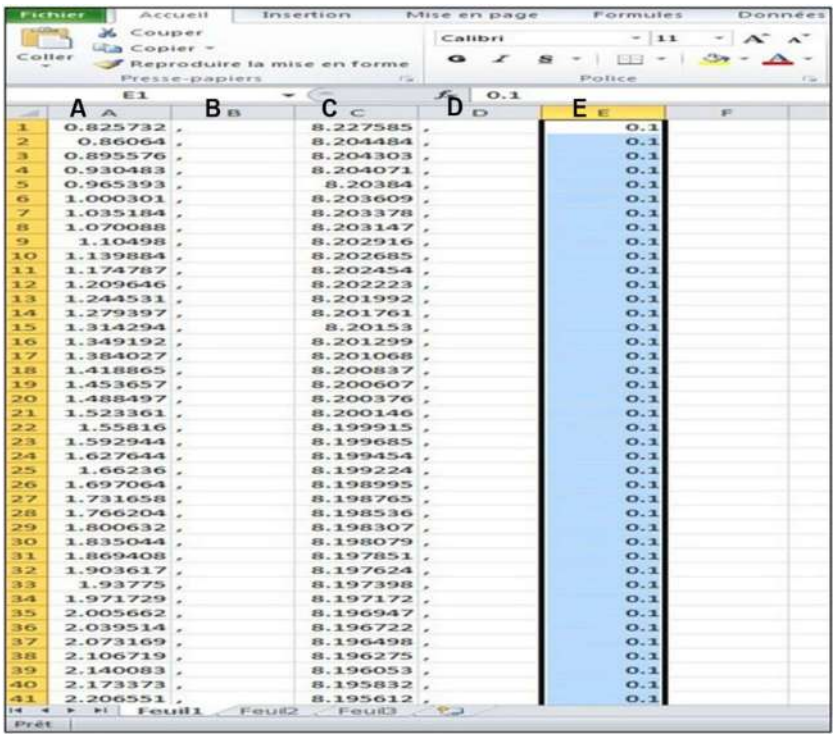


Figure IV.5 Stockage des données sous MATLAB

L'étape suivante consiste à transférer toutes les données récoltées sous la forme d'un fichier Excel comme montre Figure IV.6. La première colonne A représente l'entrée 1 de l'erreur E, la colonne C représente l'entrée 2 de la dérivée d'erreur ΔE, et enfin la colonne E regroupe les données de sortie. Les colonnes B et D jouent le rôle des virgules de séparation.



	A	B	C	D	E
1	0.825732	,	8.227585	,	0.1
2	0.86064	,	8.204484	,	0.1
3	0.895576	,	8.204303	,	0.1
4	0.930483	,	8.204071	,	0.1
5	0.965393	,	8.20384	,	0.1
6	1.000301	,	8.203609	,	0.1
7	1.035184	,	8.203378	,	0.1
8	1.070088	,	8.203147	,	0.1
9	1.10498	,	8.202916	,	0.1
10	1.139884	,	8.202685	,	0.1
11	1.174787	,	8.202454	,	0.1
12	1.209646	,	8.202223	,	0.1
13	1.244531	,	8.201992	,	0.1
14	1.279397	,	8.201761	,	0.1
15	1.314294	,	8.20153	,	0.1
16	1.349192	,	8.201299	,	0.1
17	1.384027	,	8.201068	,	0.1
18	1.418865	,	8.200837	,	0.1
19	1.453657	,	8.200607	,	0.1
20	1.488497	,	8.200376	,	0.1
21	1.523361	,	8.200146	,	0.1
22	1.55816	,	8.199915	,	0.1
23	1.592944	,	8.199685	,	0.1
24	1.627644	,	8.199454	,	0.1
25	1.66236	,	8.199224	,	0.1
26	1.697064	,	8.198995	,	0.1
27	1.731658	,	8.198765	,	0.1
28	1.766204	,	8.198536	,	0.1
29	1.800632	,	8.198307	,	0.1
30	1.835044	,	8.198079	,	0.1
31	1.869408	,	8.197851	,	0.1
32	1.903617	,	8.197624	,	0.1
33	1.93775	,	8.197398	,	0.1
34	1.971729	,	8.197172	,	0.1
35	2.005662	,	8.196947	,	0.1
36	2.039514	,	8.196722	,	0.1
37	2.073169	,	8.196498	,	0.1
38	2.106719	,	8.196275	,	0.1
39	2.140083	,	8.196053	,	0.1
40	2.173373	,	8.195832	,	0.1
41	2.206551	,	8.195612	,	0.1

Figure IV.6 Stockage des données sous EXCEL

IV.3.4. Démarche d'apprentissage sous WEKA

La commande proposée est réalisée grâce au logiciel WEKA. Cet outil peut fournir une structure équivalente du modèle initial sous forme d'arbre de décision. De ce fait, l'algorithme M5P reproduit les résultats de sortie avec des modèles d'instructions logistiques appelés LMT (Logistic model tree). Figure IV.7 représente la méthodologie de recherche suivie afin d'obtenir le code MATLAB désiré **[FIE19]-[BOUH22]**.

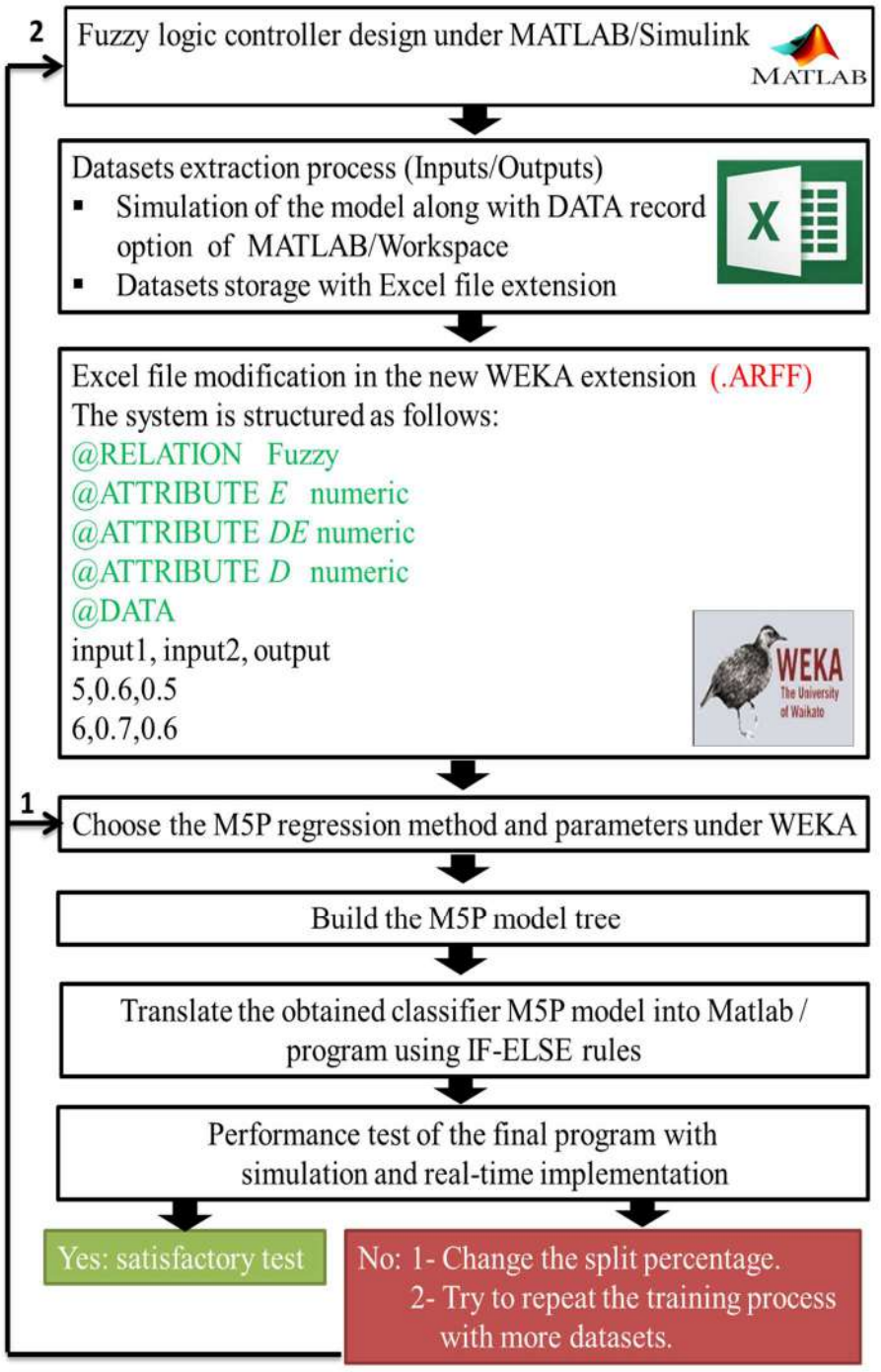


Figure IV.7 Étapes de formation du contrôleur mixte Fuzzy-M5P

IV.3.5. Interprétation des résultats sous forme d'un programme MATLAB

Sous l'environnement WEKA, les données d'attribut ont été extraites à partir du régulateur flou FLC, puis convertir manuellement à une nouvelle forme d'extension (.ARFF). En ce qui concerne la répartition des données, un pourcentage de 66% est généralement choisie pour l'étape d'apprentissage. Figure IV.8 montre le modèle obtenu du classificateur par l'algorithme M5P **[BOUH22-1]**.

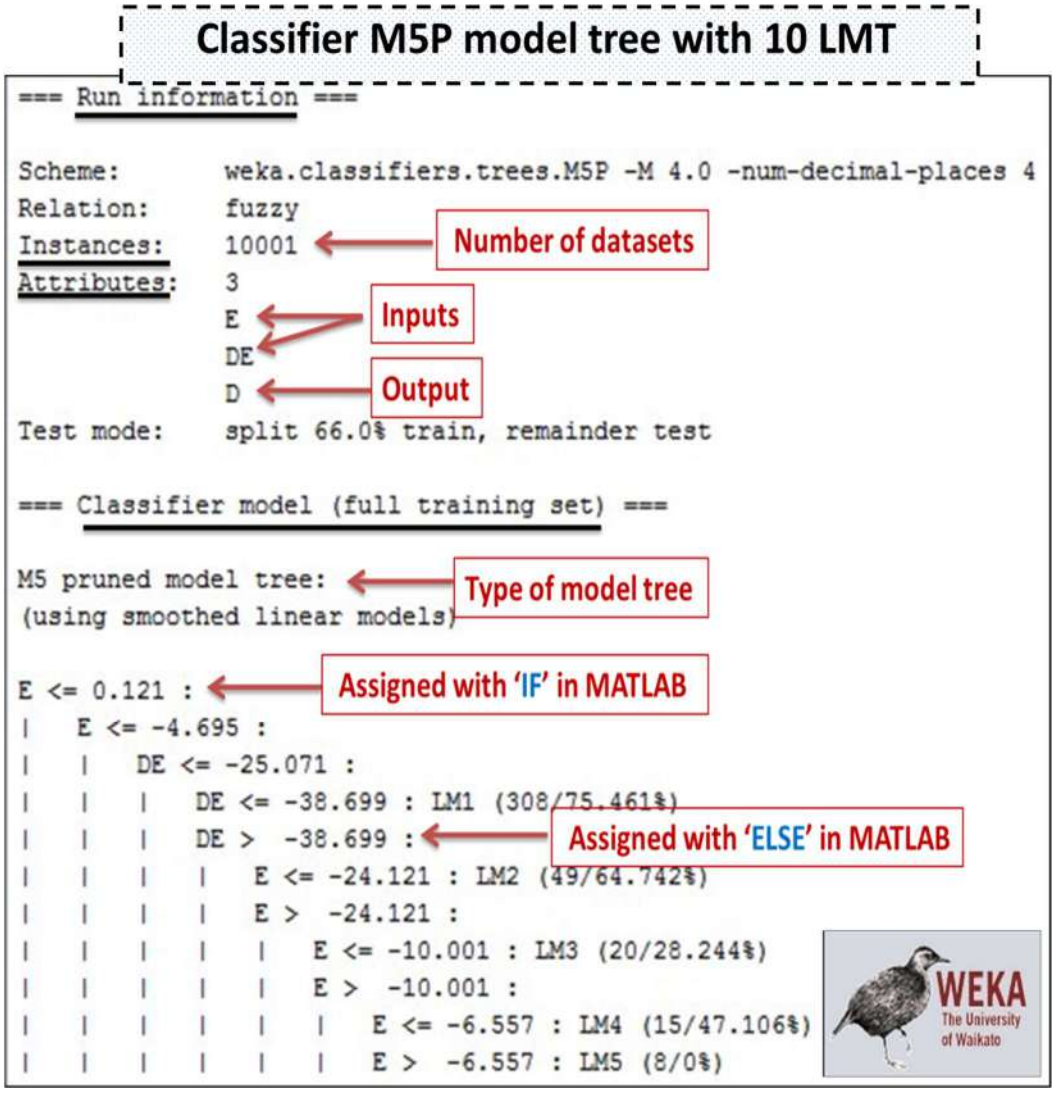


Figure IV.8 Modèle obtenu d'arbre M5P

Comme dernière étape, le modèle précèdent peut se traduire facilement par un code MATLAB avec des instructions IF-ELSE. Cette simplification rend le système final très rapide et facile à implémenter expérimentalement. En plus, cette structure simple peut être utiliser pour remplacer des contrôleurs flous fonctionnant sous prototypage FPGA. Comme résultat, Figure IV.9 montre l'architecture d'arbre obtenue qui comprend 10

LMT. Une fois l'algorithme M5P est développé, on interprète les résultats obtenus avec un code MATLAB simplifié. Le programme final détaillé est disponible dans la section Annexe.

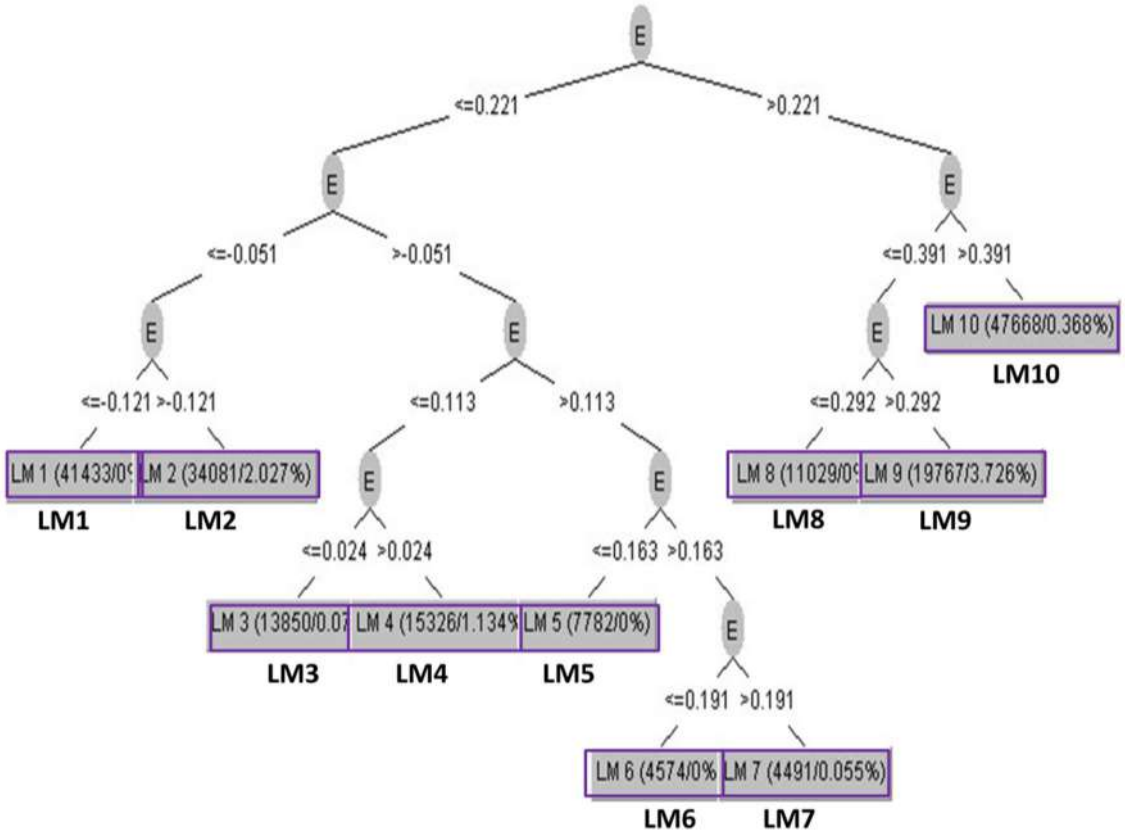


Figure IV.9 Modèle des décisions obtenu sous WEKA

IV.4. APPLICATION DE LA COMMANDE PROPOSÉE SUR LE FILTRE ACTIF

La qualité de l'énergie est considérée comme un paramètre crucial dans les réseaux électriques. Pour les systèmes photovoltaïques connectés aux réseaux électriques, l'amélioration de la qualité de l'énergie nécessite la prise en compte davantage de paramètres et un schéma de contrôle different. La configuration étendue de l'onduleur PV avec des fonctionnalités de filtrage actif permet au système de répondre mieux aux exigences demandées. Ces caractéristiques implicites d'atténuation des harmoniques et de transfert des puissances active et réactive au réseau, aident à optimiser l'ensemble du système et à le rendre polyvalent. La configuration proposée, illustrée sur Figure IV.10, est constituée principalement de : (i) un onduleur VSI (ii) des panneaux PV (iii) un réseau fortement perturbé par les harmoniques de charge NL (iii) une commande MPPT (iv) un régulateur de tension du bus continu de l'onduleur **[WANG14]**.

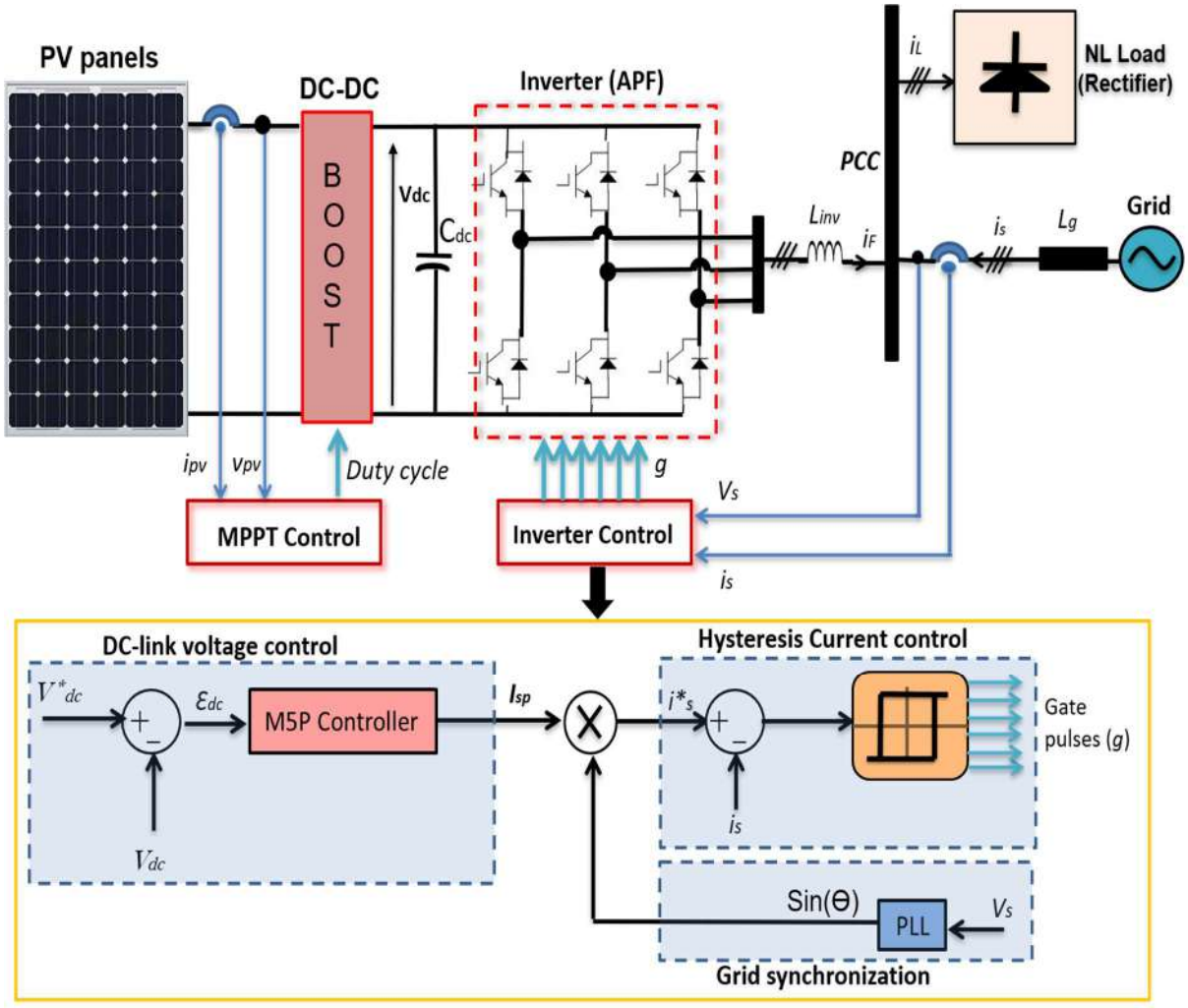


Figure IV.10 Système de filtrage actif avec un générateur PV

Pour le système de commande de l'onduleur PV, la technique du courant indirect ICC est utilisée pour l'identification des harmoniques, tandis que le contrôle du courant est assuré par la technique d'hystérésis qui va générer les impulsions de commutation. Fondamentalement, le régulateur de tension continue génère un courant continu tandis que la PLL fournit trois composantes de tension de réseau synchronisées (sin (θ), sin (θ-120°), sin (θ+120°)) qui sont multipliées par le courant de sortie du régulateur I_{sp}. Le courant de référence de la source obtenu est ensuite comparé à celui mesuré par le comparateur à hystérésis. Dans le but d'évaluer la technique proposée, des tests de simulation sont effectués en régimes statique et dynamique. Par ailleurs, le modèle de base à logique floue est illustré sur Figure IV.11. Les fonctions d'appartenance sont conçues en tenant compte de deux entrées E et ΔE et du courant I_{sp} de sortie de régulateur du bus continu. Ces fonctions floues ont été définies par une table avec des règles linguistiques nulles, positives, négatives, positives et négatives **[HAM04]**.

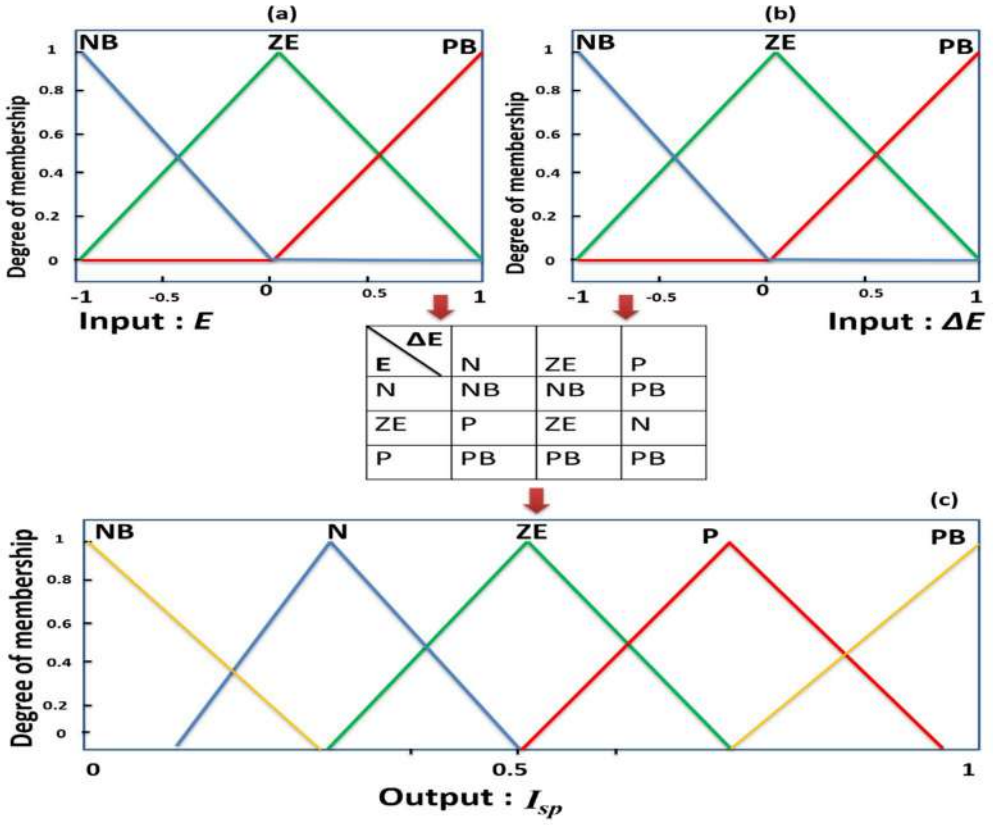


Figure IV.11. Caractéristiques du modèle de base à logique floue **[ZHE15]**

Pour évaluer les performances, une comparaison entre le contrôleur M5P, FLC, et le contrôleur classique PI anti-windup **[TAM21]** est modélisée sous l'environnement graphique de MATLAB/Simulink. Figure IV.12 montre la supériorité du système commandé par la technique mixte Fuzzy-M5P en termes de temps de réponse rapide lorsqu'une perturbation transitoire est appliquée par une augmentation soudaine de la charge (changement du courant de charge à t=1s, en changeant la résistance R_d du pont redresseur PD3 de 120 Ohms à 200 Ohms).

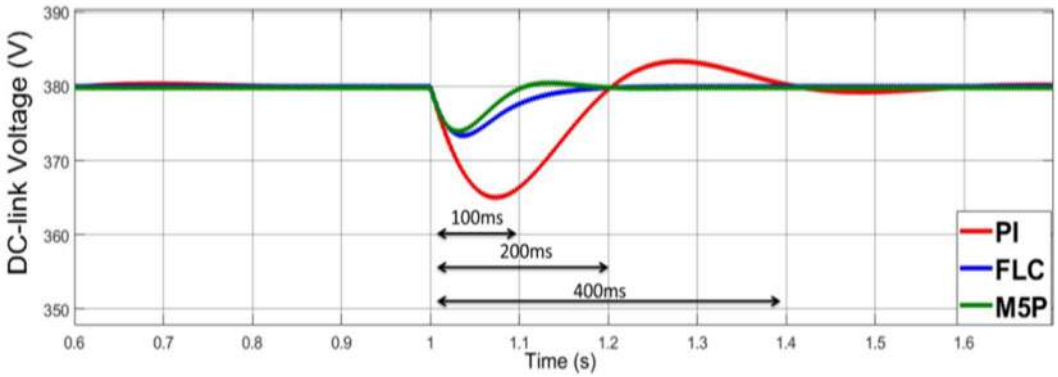


Figure IV.12 Test de la technique proposée Fuzzy-M5P sur le système de régulation de tension continue sous un transitoire de charge NL

De même pour le courant de source, on peut aussi y voir, par Figure IV.13, la bonne forme sinusoïdale en utilisant la technique Fuzzy-M5P en régime permanent et sous une perturbation transitoire. Le THD reste toujours dans les limites autorisées avec une faible valeur de 1,59% en régime permanent, et de 1,08% après un changement de charge de 2A à 2,77A.

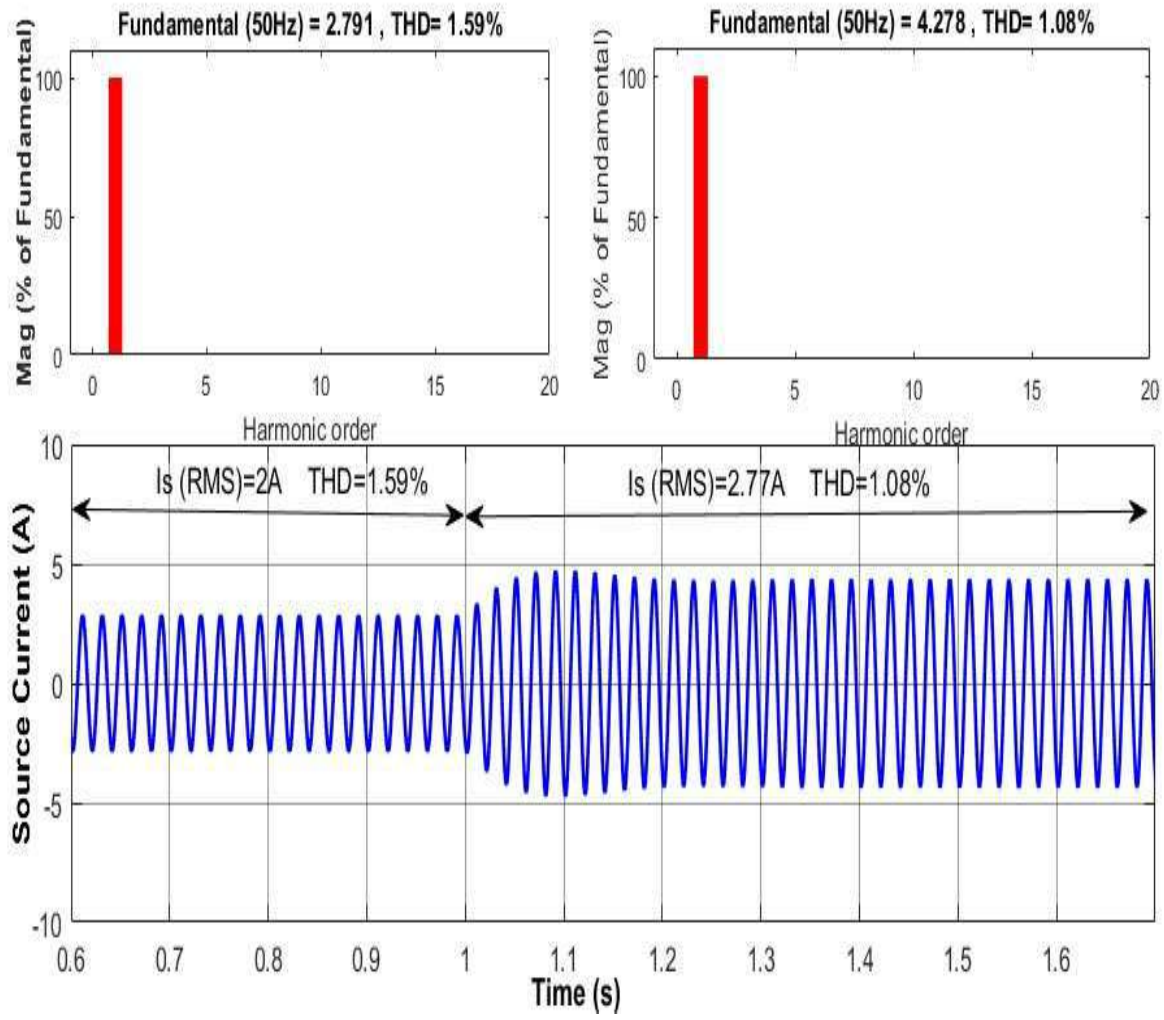
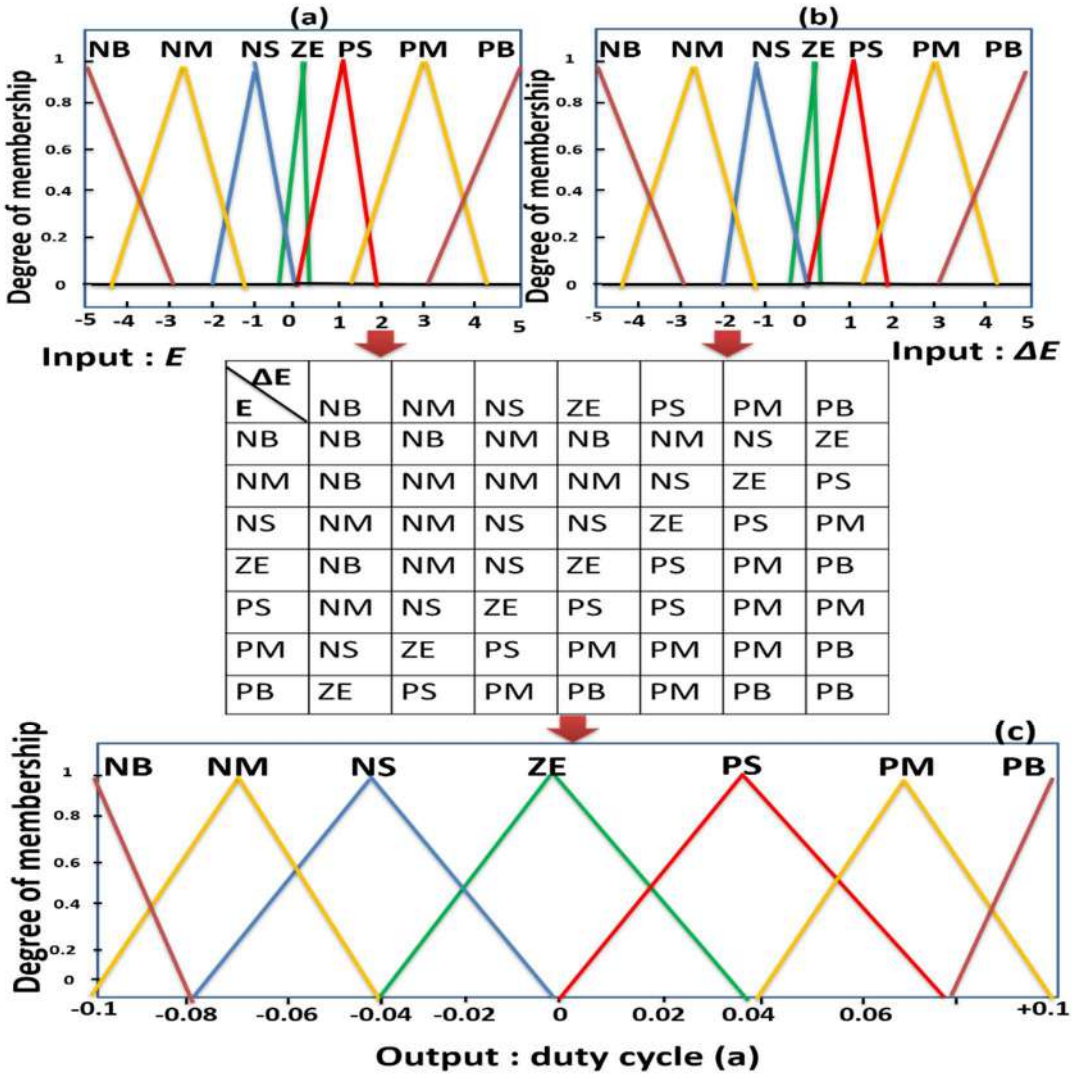


Figure IV.13 Forme d'onde du courant de source en utilisant le contrôle Fuzzy-M5P

IV.5. TEST DE LA NOUVELLE COMMANDE SUR LA TECHNIQUE MPPT

Les algorithmes de suivi du point de puissance maximale (MPPT) sont des commandes utilisées dans les systèmes photovoltaïques (PV) pour garantir que les structures PV fournissent une puissance maximale sous des conditions réelles de température ambiante et d'éclairement solaire. Dans notre cas d'étude avec le système PV qui comprend un convertisseur élévateur contrôlé par MPPT, la configuration permet au système d'augmenter la tension du bus continu de 100V à 380V à l'aide de deux panneaux

photovoltaïques de 47V chacun. Le convertisseur élévateur peut être représenté par un hacheur classique composé d'un transistor IGBT, d'une inductance L et d'une diode. Sa tension de sortie V_{dc} sert à fournir la tension du bus continu du VSI. Avec un rapport cyclique variable, le convertisseur boost utilise la technique MPPT pour extraire automatiquement les puissances maximales des panneaux PV. Figure IV.14 montre le système d'appartenance à base de logique floue qui utilise 7 variables linguistiques pour les entrées et 49 règles d'inférence floues.



E \ ΔE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NB	NM	NS	ZE
NM	NB	NM	NM	NM	NS	ZE	PS
NS	NM	NM	NS	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PS	PM	PM
PM	NS	ZE	PS	PM	PM	PM	PB
PB	ZE	PS	PM	PB	PM	PB	PB

Figure IV.14 Modèle de base à logique floue utilisé pour la technique MPPT

Le nouveau contrôle basé sur la technique M5P-MPPT est illustré par Figure IV.15. La stratégie proposée utilise les ensembles de données floues enregistrées à partir du contrôleur Fuzzy-MPPT et qui sont converties en une forme d'arbre de décisions via le logiciel WEKA. Figure IV.16 illustre l'arbre obtenu de l'algorithme M5P avec 8 LMT.

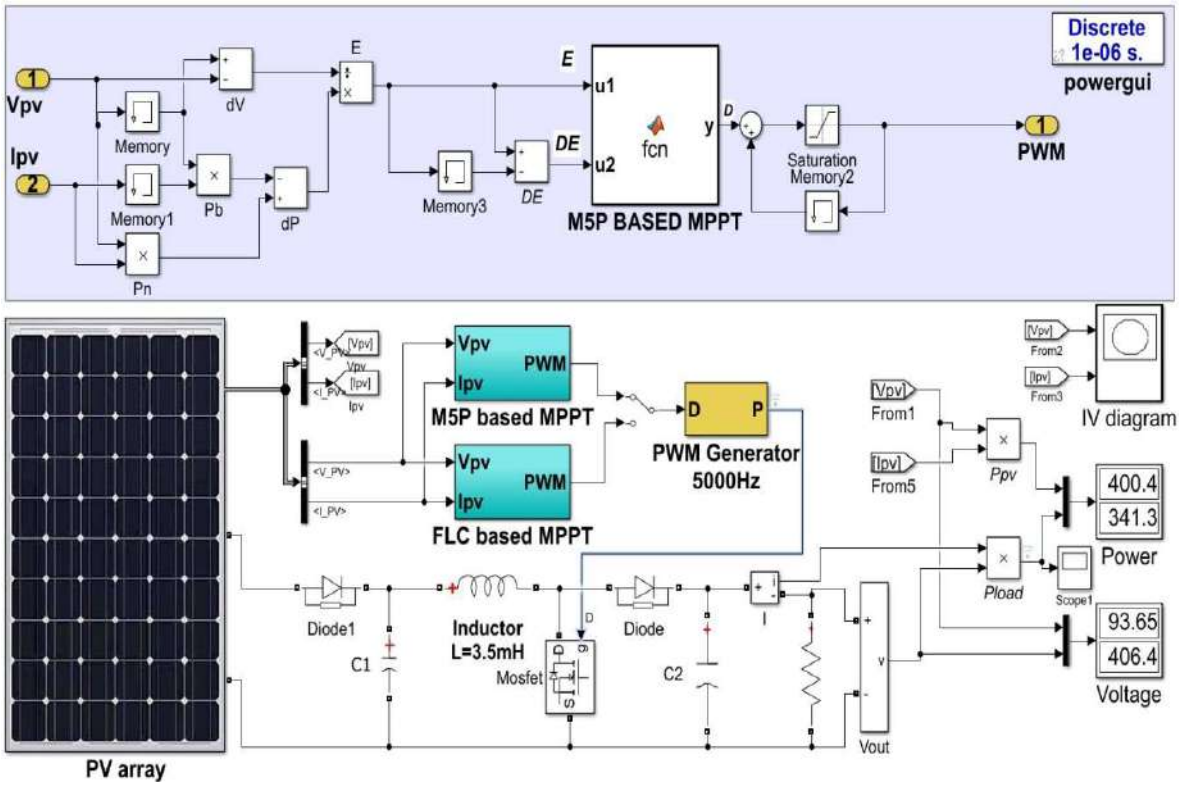


Figure IV.15 Modèle Simulink du système avec la commande proposée

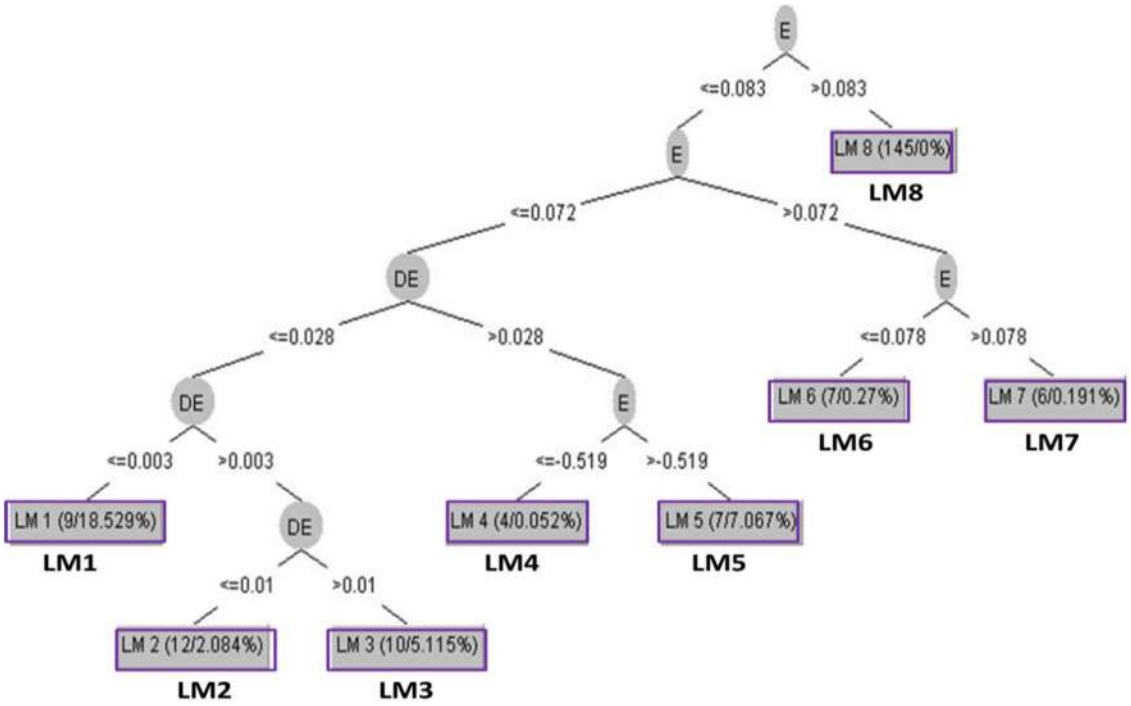


Figure IV.16 Arbre de décisions obtenu sous WEKA pour la technique MPPT

Comme montre Figure IV.17, le système basé sur M5P est simulé et comparé aux résultats de FLC dans divers scénarios en tenant compte des conditions d'irradiances

constantes et variables. Dans le cas de fonctionnement dynamiques, la température est maintenue constante à 25°C tandis que l'éclairement est modifié en fonction de la montée/descente illustrée à la Figure IV.18. En comparant les résultats, le contrôle M5P-MPPT proposé suit parfaitement son modèle d'entraînement et peut même donner de meilleurs résultats caractérisés par de petites ondulations en cas d'éclairement variable.

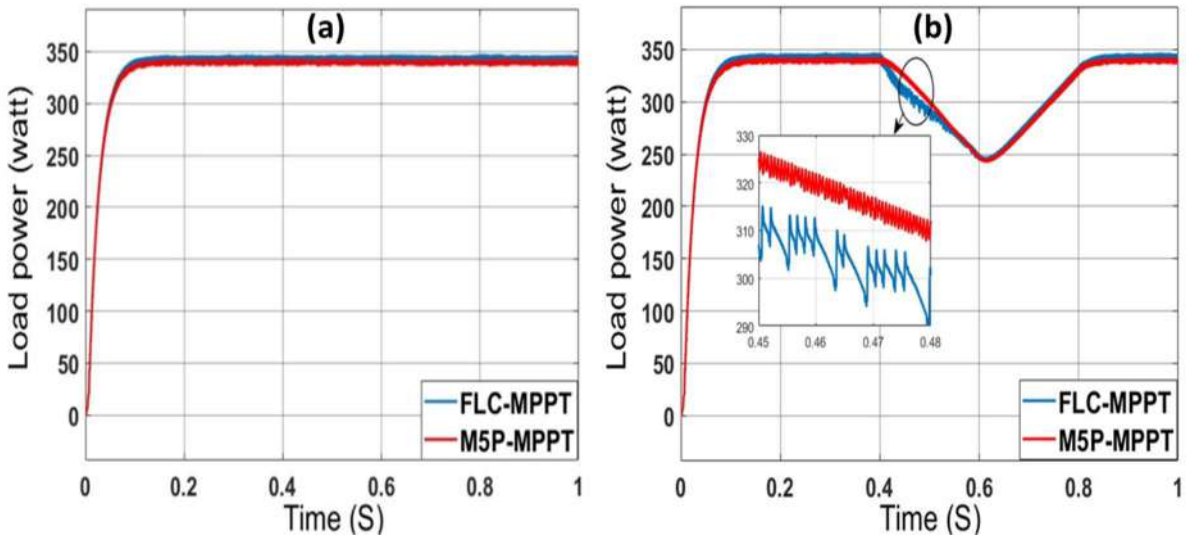


Figure IV.17 Comparaison entre M5P-MPPT et FLC-MPPT (a) à éclairement constant (b) à éclairement variable

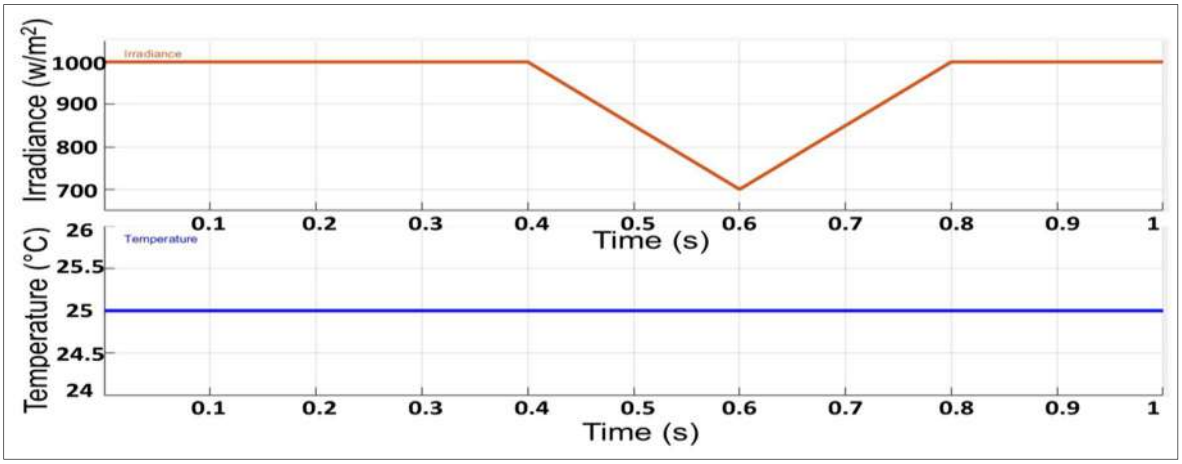


Figure IV.18 Test de la commande avec un scénario d'éclairement variable

IV.6. ETUDE DES PARAMÈTRES STATISTIQUE ET DE PRÉCISION DE LA MÉTHODE PROPOSÉE

Afin d'évaluer la qualité du processus d'apprentissage, de nombreux paramètres de statistiques doivent être prises en compte. L'erreur absolue moyenne (MAE) est l'un des paramètres de précision les plus importants qui peut être calculé comme suit :

$$MAE = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\left|Y_i - \hat{Y}_i\right| \quad \text{(IV.1)}$$

Y et Ŷ représentent respectivement la valeur de sortie réelle et la valeur de sortie prévue, tandis que n est le nombre de points de données. Le paramètre d'erreur quadratique moyenne (RMSE) peut également être calculé à l'aide de l'équation (IV.2) comme suit :

$$RMSE = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(\hat{Y}_i - Y_i)^2}{n}} \quad \text{(IV.2)}$$

Pour mesurer dans quelle mesure Y (la sortie réelle) est reproduite par le système d'apprentissage, le coefficient de corrélation (R) est aussi un paramètre crucial qui peut être représenté mathématiquement comme suit :

$$R = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(\hat{Y}_i - Y_i)^2}{\sum_{i=1}^{n}(Y_i - \hat{Y}_i)^2}} \quad \text{(IV.3)}$$

Dans le cas de notre système de régression avec l'arbre de décision M5P, les paramètres statistiques précédents peuvent être quantifiés comme restitué dans Table IV.1.

Table IV.1 Statistiques et paramètres du processus d'apprentissage M5P

Paramètres	Spécifications Régulateur du bus continu	Spécifications Commande MPPT
Méthode d'apprentissage	Pruned M5P	Pruned M5P
Pourcentage de partition	66%	66%
Nombre des données	10000	10000
Nombre des entrées	2 (e & Δe)	2 (e & Δe)
Nombre des sorties	1 ($i_{dc\text{-}link}$)	1(rapport cyclique)
Temps d'apprentissage	0.75s	0.5s
Erreur absolue MAE	0.0427	0.0352
Erreur RMSE	0.1167	0.102
Coefficient de corrélation R	0.9551	0.952

IV.7. CONCLUSION

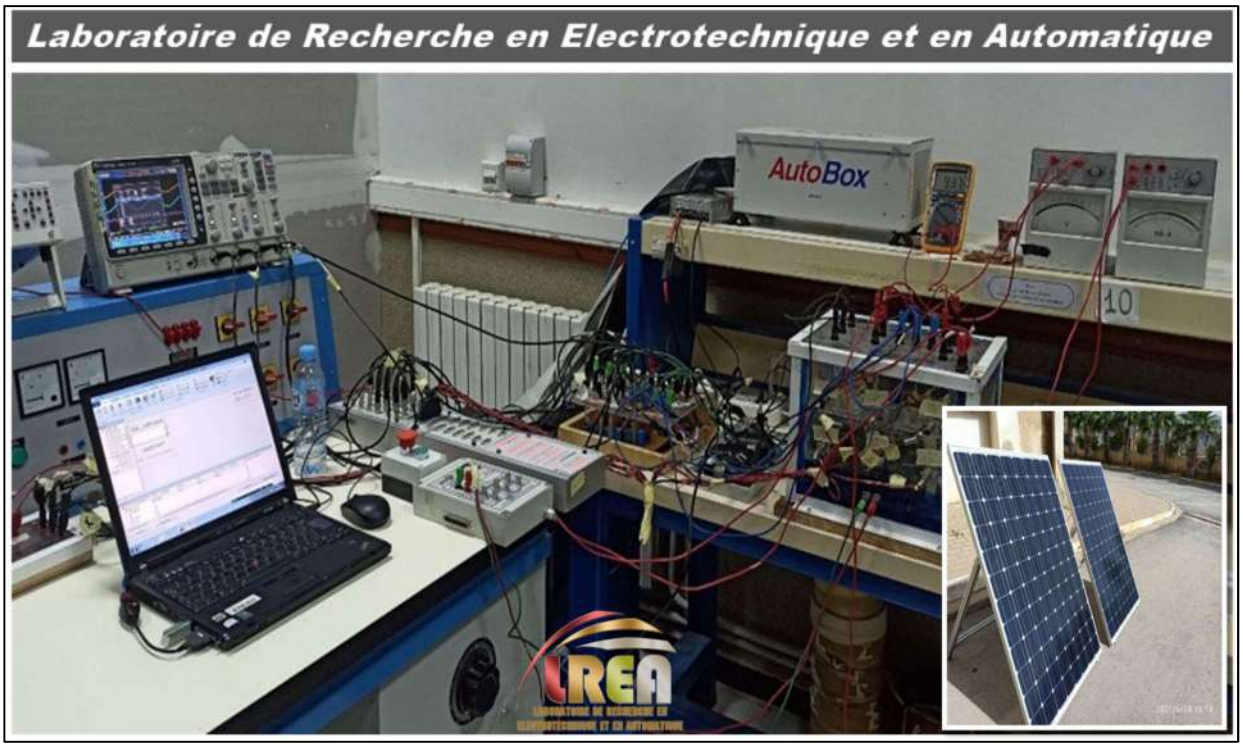
Ce chapitre a abordé avec simulation MATLAB une nouvelle commande mixte basée sur la combinaison entre le raisonnement flou et l'algorithme M5P. À l'issue de simulations, les résultats obtenus montrent clairement la supériorité de la technique proposée. Par rapport aux résultats des régulateurs FLC et PI classique, un temps de réponse rapide de 100 ms a été obtenu dans des conditions transitoires de la charge NL connectée au réseau électrique. En termes de distorsion harmonique, le système tire une

bonne forme d'onde sinusoïdale du courant de source avec une faible valeur de THD de 1,08%. De plus, le nouveau contrôle M5P-MPPT a été vérifié sous un éclairement solaire constant et variable afin de vérifier les performances dynamiques. Évidemment, la méthode Fuzzy-M5P peut produire une atténuation harmonique satisfaisante et un bon suivi de puissance maximale sans ondulations par rapport au MPPT basé sur la logique floue. Un autre avantage de la méthode FLC-M5P, est la phase remarquable d'apprentissage sous WEKA environnement qui dure seulement 0.5 seconde. Quant à la méthode ANN, elle semble la plus lente durant le processus d'apprentissage sous MATLAB **[BOUH22-1]- [JAY16]**.

CHAPITRE V

Validation expérimentale de l'ensemble du système Filtre actif-GPV

Ce dernier chapitre est réservé à la validation pratique de l'ensemble du système dans le but de vérifier la validité et les performances en mode statique et dynamique. L'implémentation pratique en temps réel est effectuée en utilisant la carte dSPACE1103 et le logiciel Control desk. Le processus d'apprentissage mixte Fuzzy-M5P est réalisé grâce aux logiciels WEKA et MATLAB/Simulink.



V.1. INTRODUCTION

La validation expérimentale vise à confirmer l'efficacité des commandes et techniques proposées. L'ensemble du système, y compris le filtre actif de puissance interfacé avec un système PV et fonctionnant sous des conditions statiques et/ou dynamiques, a été implémenté sous l'environnement MATLAB/Simulink et la carte de commande numérique dSPACE 1103 AutoBox **[DSP]**. Il convient de noter que dans tous nos travaux, un redresseur PD3 (pont de Graëtz triphasé) qui alimente une charge R-L est utilisé comme charge NL branchée sur le réseau électrique.

V.2. GÉNÉRALITÉS SUR LA PLATFORME EXPÉRIMENTALE (SEMIKRON/DSPACE)

Les convertisseurs de marque SEMIKRON sont des équipements multifonctions trouvés dans la majorité des laboratoires de génie électrique, ils peuvent accomplissent plusieurs types de conversion à savoir le redresseur AC-DC, l'onduleur DC-AC, et le hacheur DC-DC.

Figure V.1 montre les éléments constituant ce type de convertisseur.

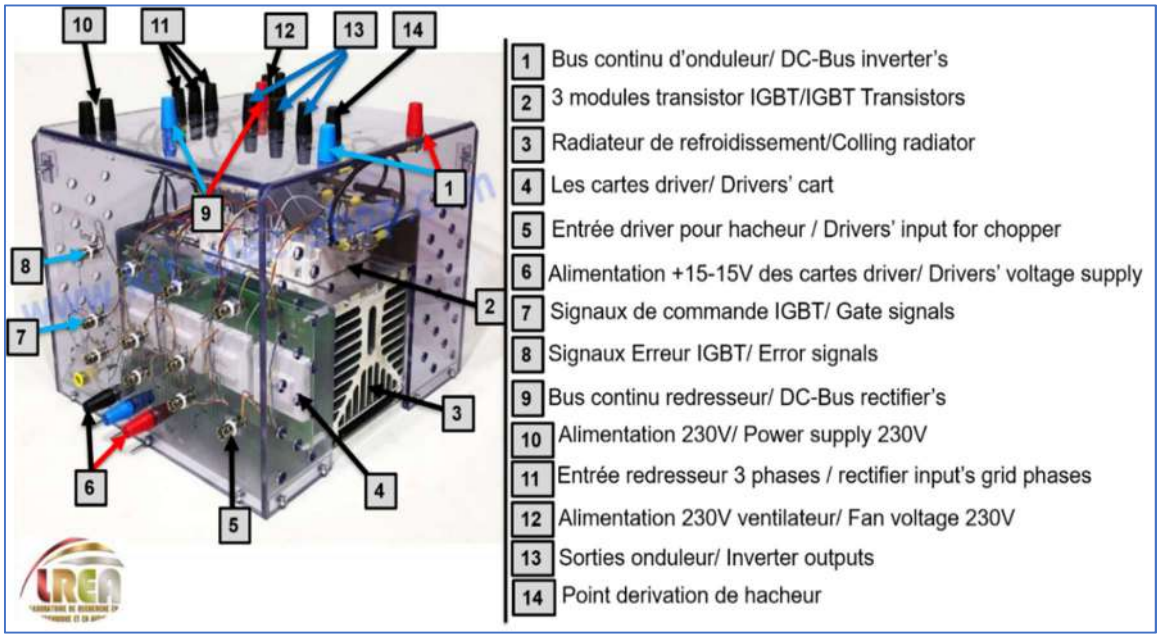


Figure V.1 Ensemble redresseur-onduleur-hacheur de marque SEMIKRON

Pour implémenter les commandes, nous nous somme intéressés au système numérique dSPACE. Cet outil est une plateforme qui représente une interface entre l'ordinateur hôte, le circuit d'attaque, et les systèmes de convertisseurs. Dans le cas de carte type 1103, l'utilisateur exploite cette plateforme numérique à travers la carte d'interface série

illustrée sur Figure V.2. Du côté software, la plateforme dSPACE est associée toujours avec un ordinateur doté des logiciels MATLAB et Control Desk.

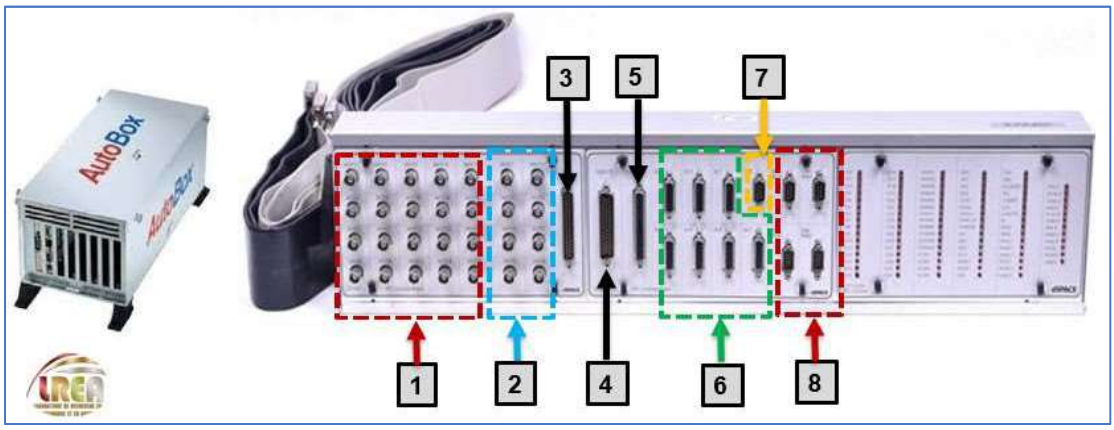


Figure V.2 Unité centrale dSPACE 1103 (AUTOBOX) et sa carte d'interface série

La carte d'interface série est composée de :

(1) 20 convertisseurs analogiques numériques (CAN), appelés aussi ADC.

(2) 8 convertisseurs numériques-analogiques (CNA) délivrant une tension ±10V, appelés aussi DAC. On peut les utilisés aussi comme des sorties en signal analogique destinées vers un système externe (un oscilloscope par exemple).

(3) Un connecteur mâle ADC esclave à 37 broches.

(4) Entré/sortie numérique utilisée lorsque nous avons affaire à un langage de programmation.

(5) Entré/sortie du DSP esclave chargé de générer les signaux MLI pour la commande de l'onduleur.

(6) 7 codeurs incrémentaux pour la récupération des données des capteurs (capteurs de position).

(7) Un connecteur mâle CAN à 9 broches.

(8) Les ports séries (RS 232, RS 422 et RS 485) : utilisés pour avoir une communication série entre la carte dSPACE et les différents appareils électroniques (Automate, appareil de mesure, etc.).

V.3. CARTE D'ACQUISITION

Cette carte confectionnée dans notre laboratoire à l'aide des capteurs de tension et du courant, permettre de collecter tous les signaux nécessaires pour le fonctionnement des algorithmes. Une étape très importante de réglage des gains des capteurs est indispensable afin de garder la même amplitude de signal utilisé dans l'implémentation MATLAB.

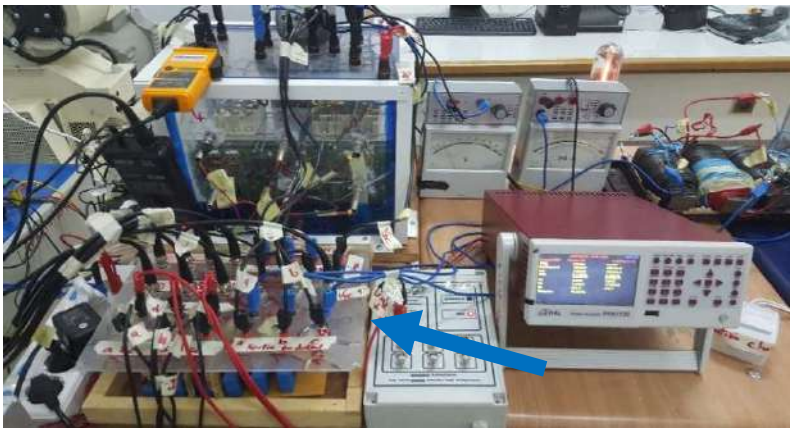


Figure V.3 Carte des capteurs courant et tension

V.4. INDUCTANCES DE COUPLAGE (L_f)

Les trois inductances de couplage du filtre actif sont à base d'un filtre passif de premier ordre composé d'une inductance L_f avec une résistance interne R_f. La valeur de cette inductance est choisie pour satisfaire les deux criteres suivants :

1) Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.

2) Assurer la dynamique du filtre actif en cas de changement de valeur du courant du filtre.

Dans la section Annexe B, on trouve la méthode de calcul de la valeur de l'inductance L_f.



Figure V.4 Inductances du filtre actif confectionnées en laboratoire

V.5. PROCESSUS DE COMPILATION SOUS MATLAB ET CONTROL DESK

Control Desk est un logiciel d'interface pour les utilisateurs des cartes numériques dSPACE, il permet en temps réel (ON LINE) d'ajuster et de visualiser les paramètres du modèle.

Après avoir préparé le modèle Simulink du système à étudier dans MATLAB (comme dans Fig. D.1 à l'Annexe D), nous allons compiler le modèle à l'aide du logiciel MATLAB puis le transférer vers Control Desk. Figure V.5 illustre quelques paramètres visualisés en temps réel.

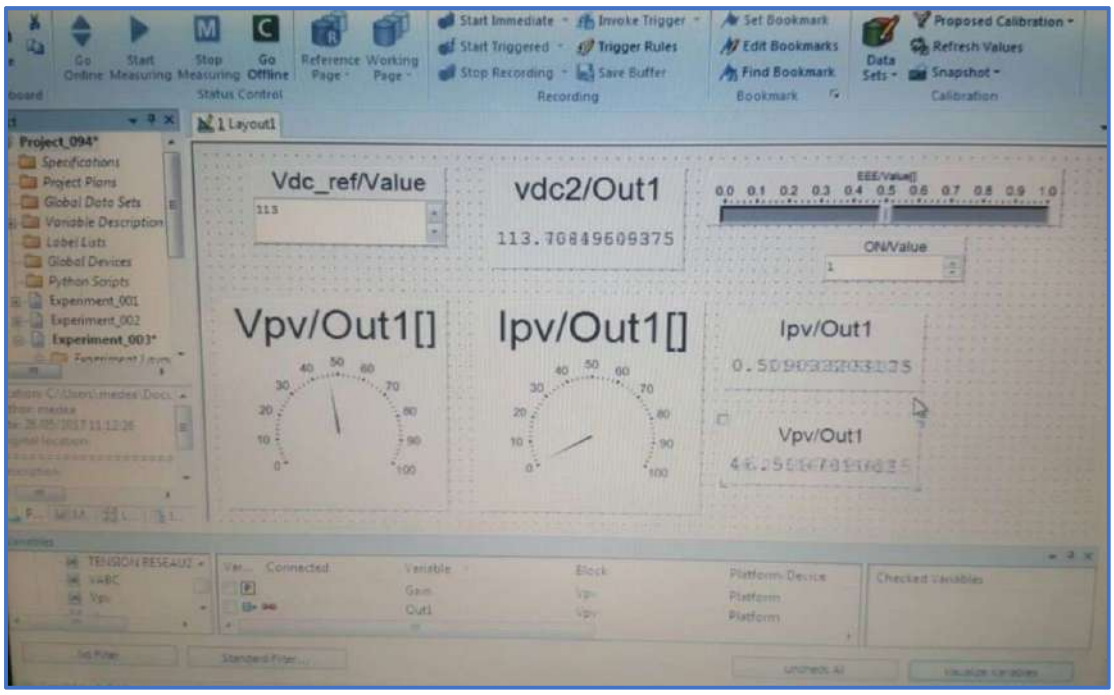


Figure V.5 Quelques paramètres du modèle compilé sous l'environnement Control Desk

Voici brièvement les étapes à suivre qui permettre de visualiser le modèle compilé dans l'environnement Control Desk :

1) Procéder à la compilation du modèle sous MATLAB.

2) S'assurer que la compilation est achevée avec succès, on obtient toujours le message '700' à la fin de chaque compilation réussie. Toutes compilations qui se termine par un chiffre différent de '700', nécessite obligatoirement un diagnostique du modèle et recompilation.

3) Un fichier MATLAB d'extension (.sdf) est obtenu après toute compilation.

4) On ouvre Control Desk, et sous la section 'Project', on sélectionne le fichier obtenu (.sdf).

5) Faire apparaitre les outils de réglage et de visualisation par la section 'Variables'.

6) En fin, on test le système ON LINE.

Remarque : Avant toute recompilation, on doit s'assurer que le système Control Desk est OFF LINE.

V.6. ACQUISITION DES RÉSULTATS FINNAUX

L'acquisition des résultats expérimentaux est effectuée grâce à l'oscilloscope GWinstek doté de l'option « Power Quality » comme montré sur Figure V.6. En plus de quatre canaux de visualisation et un système de calcul FFT, ce dispositif permet le stockage des images des signaux et facilite la récupération sur un simple flash disque.

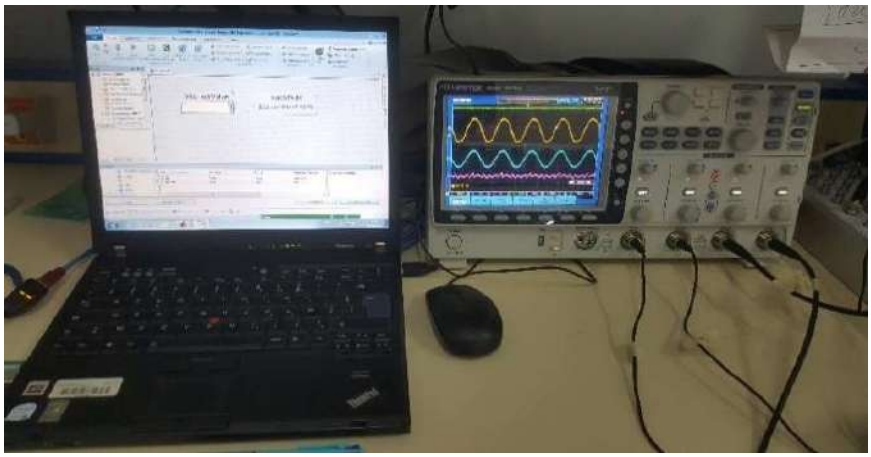


Figure V.6 Acquisition des résultats pratiques

V.7. PROTOTYPE EXPÉRIMENTAL

Les résultats expérimentaux ont été obtenus à l'aide d'un modèle MATLAB/Simulink compilé (voir section Annexes). Le block Simulink se compose principalement d'un système PLL pour la synchronisation des tensions, d'un régulateur du bus continu de l'onduleur, de l'algorithme d'identification ICC, de la technique MPPT, et enfin d'un contrôleur à bande d'hystérésis pour les ordres de commutation. Figure V.7 montre une vue d'ensemble du banc d'essai utilisé, il est principalement constitué de :

- Carte dSPACE1103.
- Source d'alimentation triphasé variable délivrant une tension de 125V (PH-N).
- Filtre actif parallèle à base d'un onduleur à deux niveaux.
- Charge NL (redresseur PD3).
- Système PV constitué de deux panneaux et un convertisseur boost DC-DC.
- Trois bobines de sortie du filtre actif.
- Carte des capteurs de tension et de courant.
- Analyseur multifonctions (spectre d'harmonique, valeurs efficaces, etc.).
- Oscilloscope numérique.
- Micro-ordinateur avec logiciel MATLAB et CONTROL DESK.

Un point très important et celui de choix des paramètres du système. Dans l'Annexe B, on trouve toutes les formules menant au calcul des valeurs des paramètres utilisés.

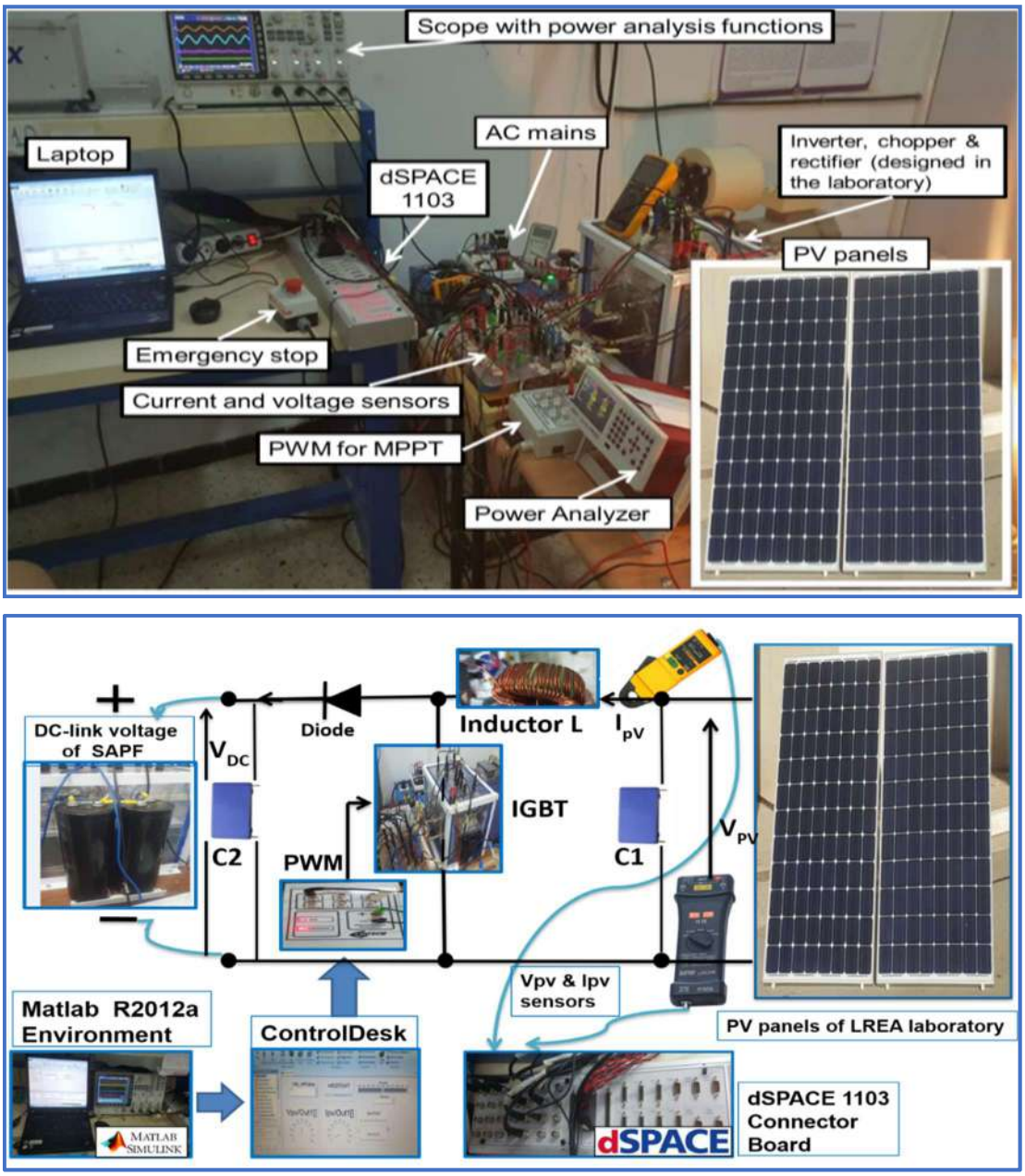


Figure V.7 Plateforme expérimentale réalisée au laboratoire LREA

V.8. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Figures de V.8 à V.19 montrent les résultats expérimentaux obtenus en utilisant au début un système de filtrage actif seul, et par la suite une configuration complète avec un générateur PV. Plusieurs signaux sont visualisés grâce aux résultats relevés de l'oscilloscope notamment la tension du bus continue V_{dc}, la tension de source V_s, le courant de source I_s, et le courant de filtre I_f. Il est à noter que le système avec GPV est évalué sous régime permanent et régime transitoire considérant l'effet de phénomène de

l'ombre. Les contrôles proposés ont été évalués et mis en œuvre à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink et du matériel dSPACE1103 sous un courant de charge déformé.

Un banc d'essai expérimental est réalisé au sein du laboratoire LREA, il se compose principalement d'une source triphasée AC, d'un onduleur de tension à deux niveaux (VSI) connecté avec un système PV, des inductances de couplage du filtre L_f, et de capteurs. Il convient de noter que la méthode d'identification des harmoniques ICC est utilisée pour la suite de tous les essais pratique en vue de sa simplicité et son nombre de capteur réduit (trois pour les courants de source et quatre pour les tensions de source et le bus continu).

V.8.1. Système sans filtrage actif

Figure V.8 montre la forme initiale du courant de source sans le filtre actif avec un spectre harmonique caractérisé par une valeur élevée de THD de 24.9%. Le courant de source est présenté par la couleur bleue, tandis que la forme de tension de source est en jaune.

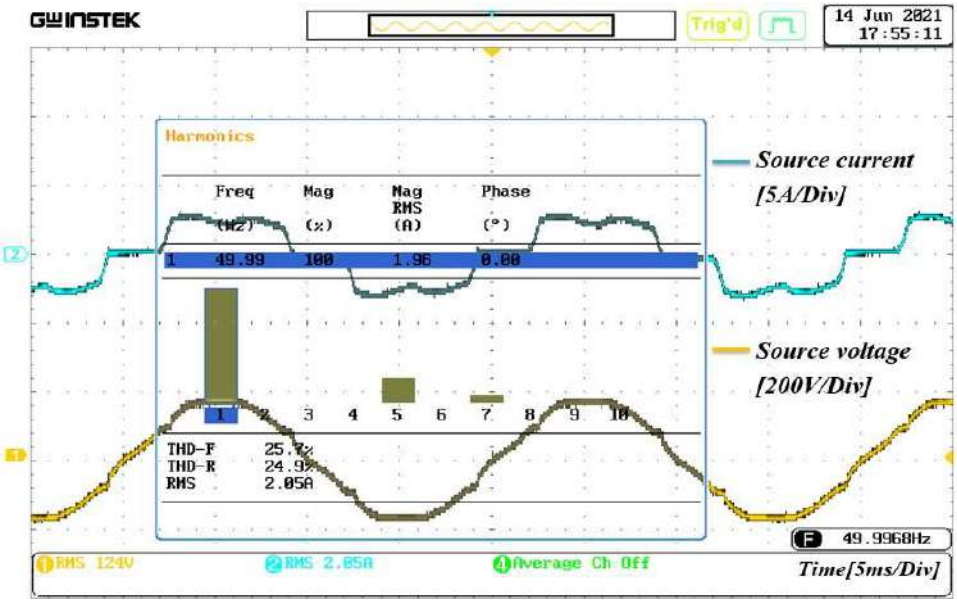


Figure V.8 Courant de source circulant dans le réseau sans filtrage actif

V.8.2. Système avec filtrage actif seul (sans GPV)

Tout d'abord, nous avons commencé le test expérimental avec quelques méthodes d'identification harmonique, la méthode DPC et la méthode ICC sont évaluées sans système PV. Quoique cette technique respect bien la norme IEEE 519-1992, il est observé que les résultats obtenus par la technique DPC (même sous plusieurs types de régulateur

V_{dc}) restent moins performant par rapport aux ceux de la méthode ICC à cause des calculs fastidieux exigés par cette technique.

Figure V.9 démontre que le courant de source avec la valeur RMS de 2A, peut atteindre une bonne valeur de THD de 2.77%. Figure V.11 a pour but de montrer les différentes mesures relevées notamment la puissance absorbée par l'ensemble du système avant l'insertion du GPV.

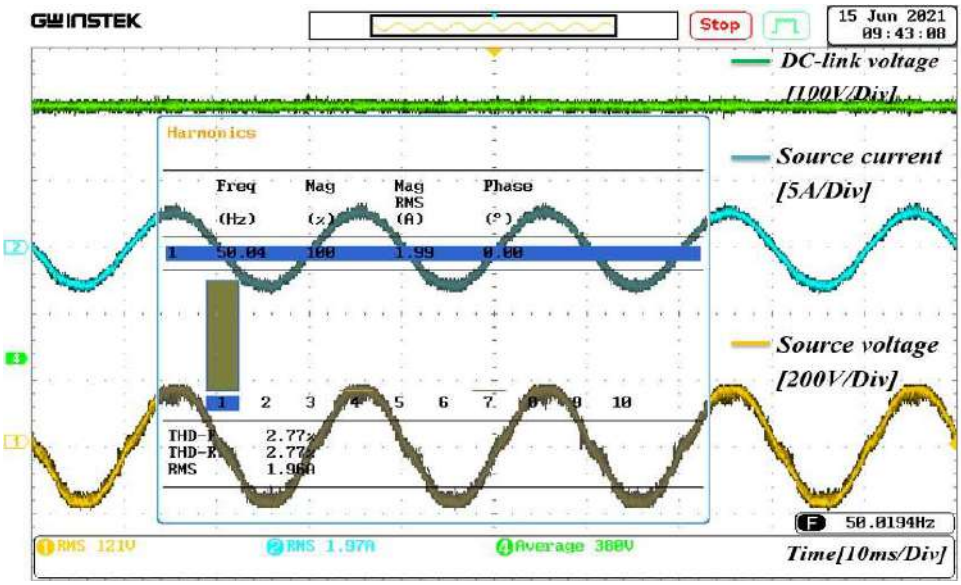


Figure V.9 Résultats expérimentaux obtenus par la méthode ICC avec un régulateur M5P sur le bus continu (THD=2.77%)

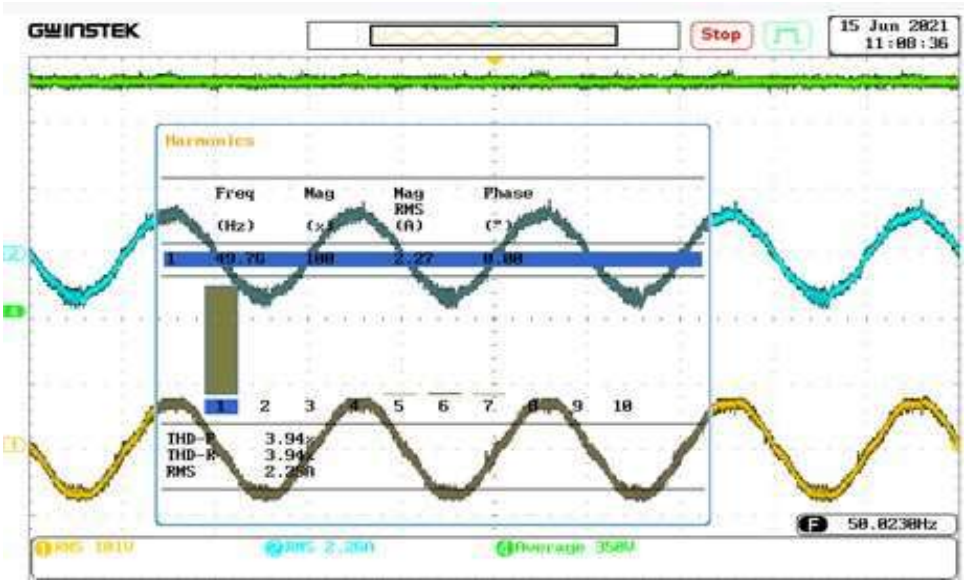


Figure V.10 Résultats expérimentaux obtenus par la méthode DPC avec un régulateur PI sur le bus continu (THD=3.94%)

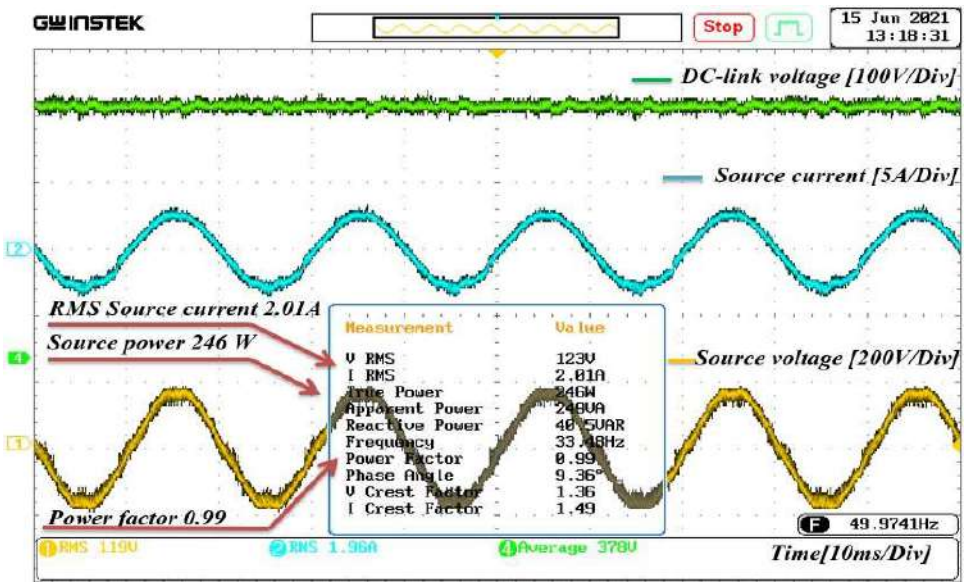


Figure V.11 Différentes mesures relevées sans système PV (Technique M5P)

V.8.3. Test de la méthode ICC sous une extrême condition : charge NL fortement polluante

Le but de cette série des mesures est l'évaluation des performances de la méthode ICC sous des conditions extrêmes où une charge NL fortement perturbatrice est connectée **[BOUH22-3]**.

Afin de simuler ce taux de pollution harmonique élevé, nous avons inséré un condensateur en parallèle avec la charge RL du pont redresseur. Comme montré par Figures V.12, V.13, et V.14, le THD du courant de source a passé facilement de 68.5% avant filtrage à une valeur très acceptable de 3.44% après compensation.

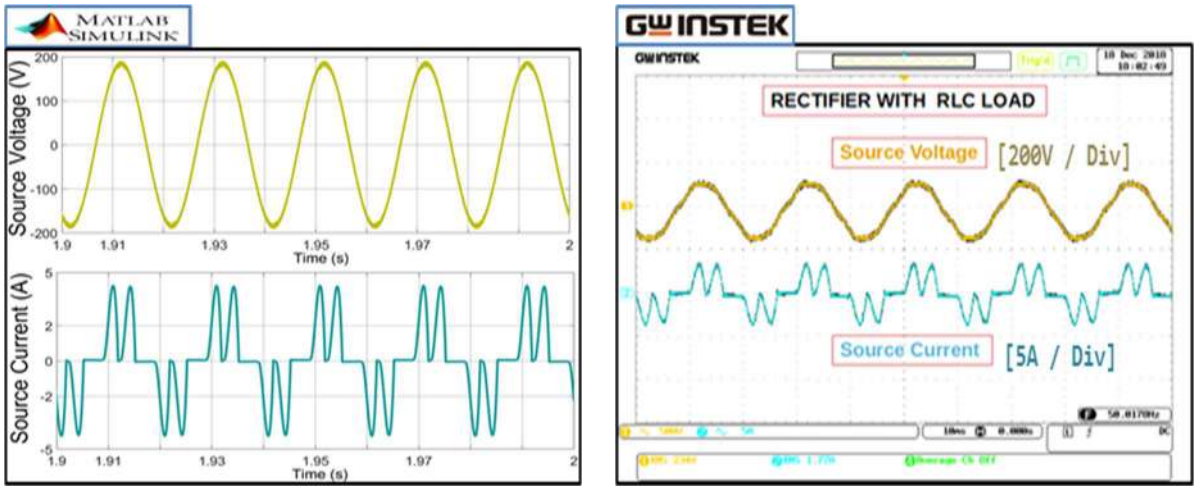


Figure V.12 Forme du courant de source obtenue avant filtrage

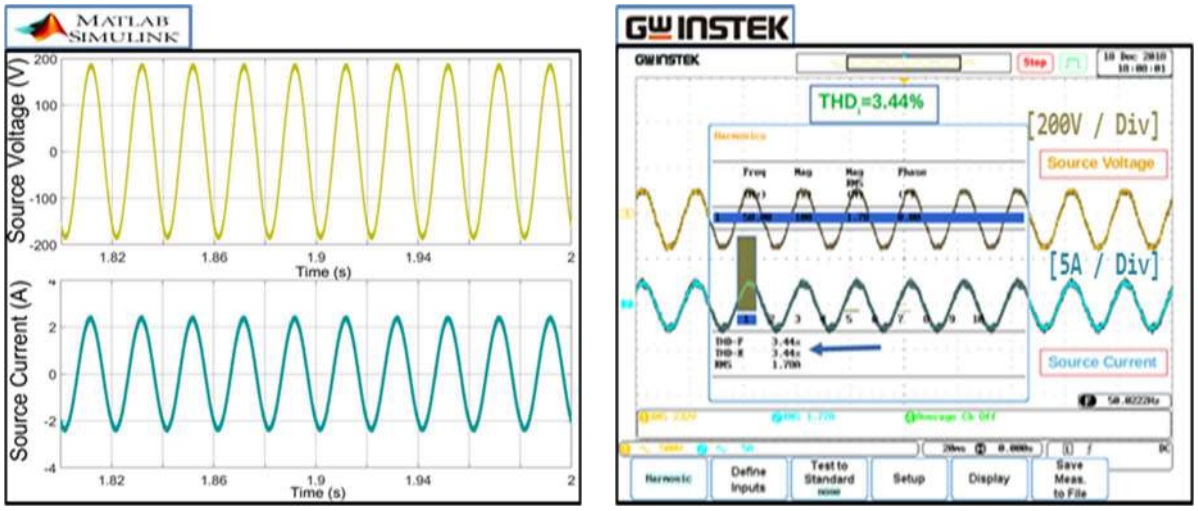


Figure V.13 Nouvelle forme sinusoïdale du courant de source après filtrage

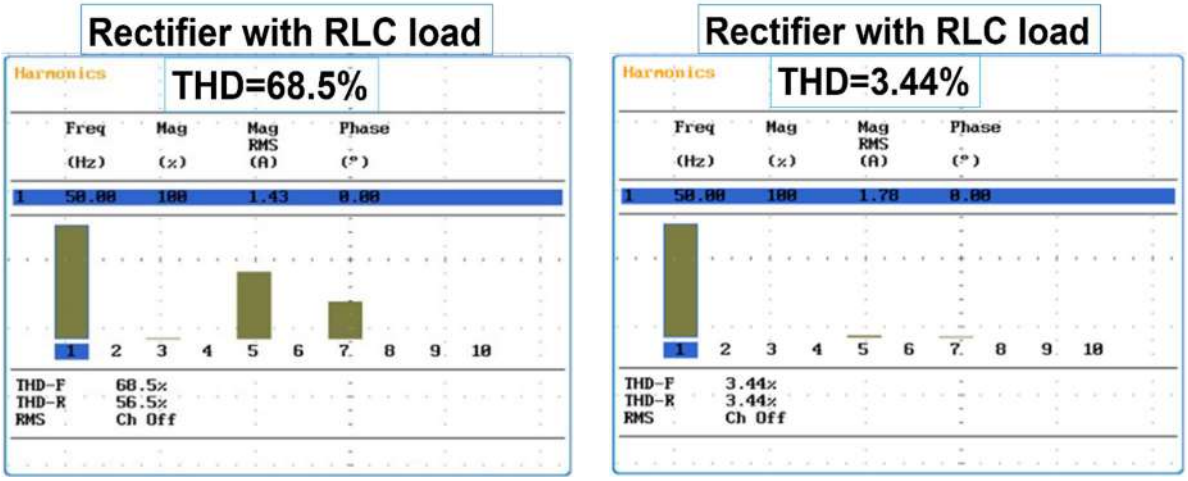


Figure V.14 THD du courant de source avant et après filtrage

V.8.4. Comparaison entre les deux méthodes d'apprentissage M5P & ANN

Figure V.15 montre les performances statiques en utilisant deux contrôleurs différents. On peut rapidement constater que les méthodes d'apprentissage M5P et ANN peuvent fournir des réponses proches et très concluants. Les deux méthodes offrent une compensation parfaite de la puissance réactive avec un facteur de puissance presque unitaire (0.99), et une atténuation remarquable des harmoniques avec des faibles THD. Contrairement à l'approche neuronale ANN, l'un des points le plus avantageux de la méthode M5P est celui du temps d'apprentissage qui peut atteint 0.5 seconde.

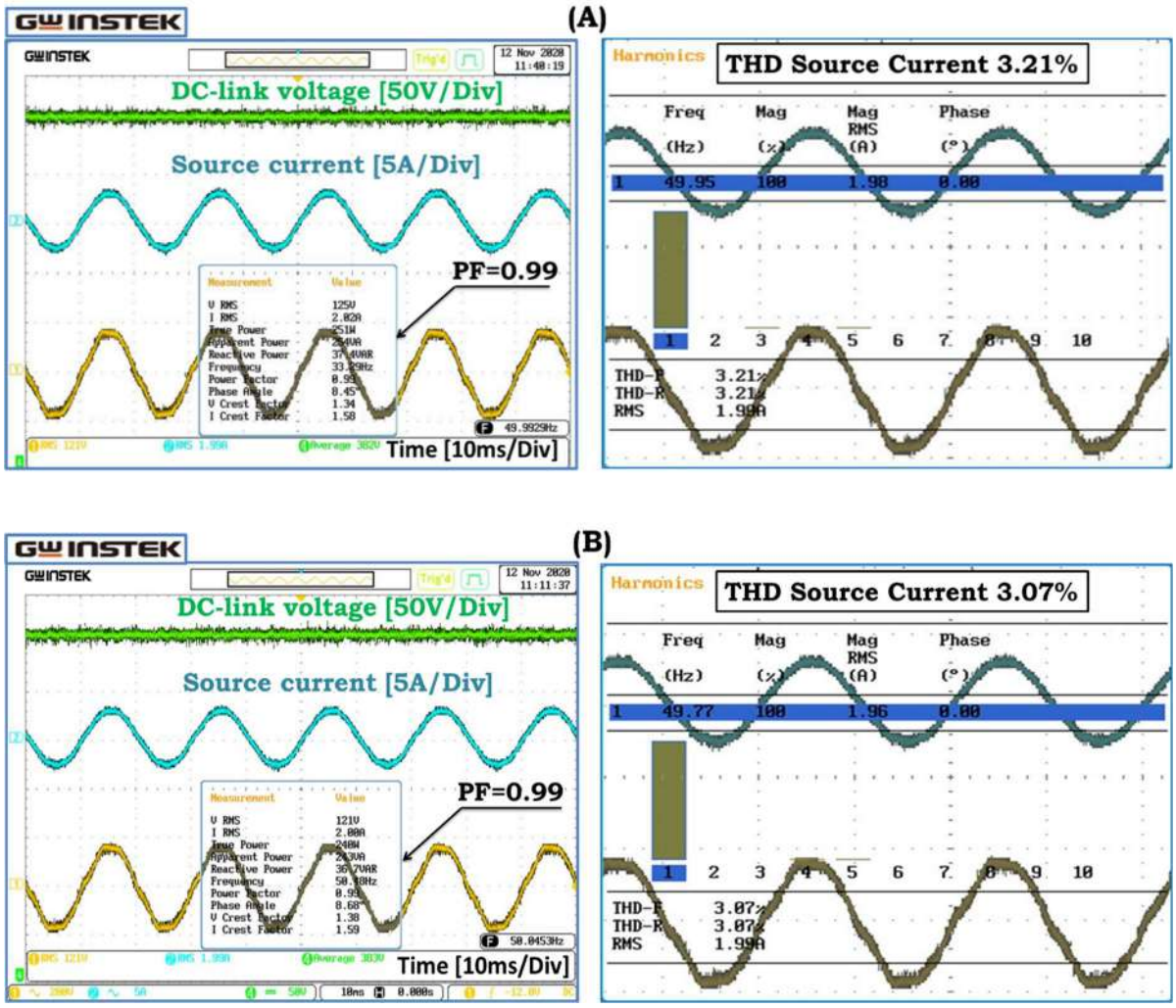


Figure V.15 Comparaison entre ANN et M5P technique (appliquées au bus continu)

(A) Résultats du contrôleur à base d'ANN (B) Résultats du contrôleur mixte Fuzzy-M5P

En plus, l'article de recherche **[MOH20]** nous a aidé énormément à confirmer nos résultats. Les résultats de l'article ont constaté que la méthode d'apprentissage M5P est assez robuste et peut donner la même précision qu'un ANN ayant les mêmes ensembles de données. Toutefois, la recherche a préconisé que plus d'efficacité peut être obtenue en combinant la logique floue avec des algorithmes d'arbre de décision. Table V.1 résume les réponses des deux méthodes étudiées.

Table V.1 Résultats obtenus avec les deux approches ANN & M5P

Méthode de contrôle	THD	PF	Réponse dynamique
ANN	3.21%	0.99	100 ms
M5P	3.07%	0.99	100 ms

V.8.5. Résultats obtenus avec la commande Fuzzy-M5P du système complet (FAP-PV)

Figures V.16 et V.17 montrent les résultats expérimentaux obtenus à partir du système intégral comprenant le filtre actif et le GPV et qui ont conduit à vérifier la viabilité de la commande mixte proposée. On voit clairement que le système avec le GPV garde ses bonnes fonctionnalités de correction du facteur de puissance (0.98) et de compensation d'harmonique avec un THD du courant de source de 4.12%. La puissance délivrée par la source est également économisée par 192 W au lieu de 246 W.

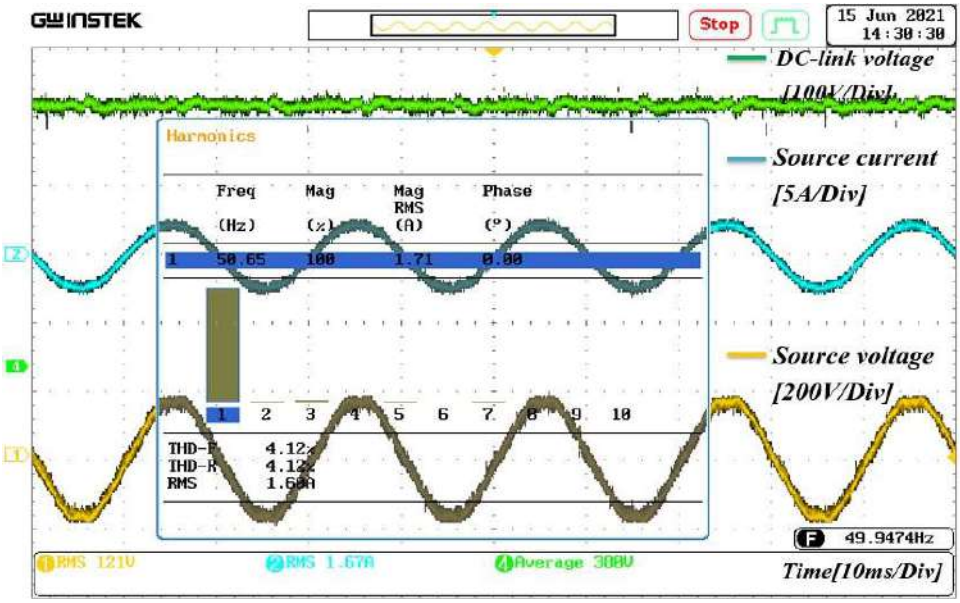


Figure V.16 Résultats avec la commande Fuzzy-M5P sur MPPT et bus continu

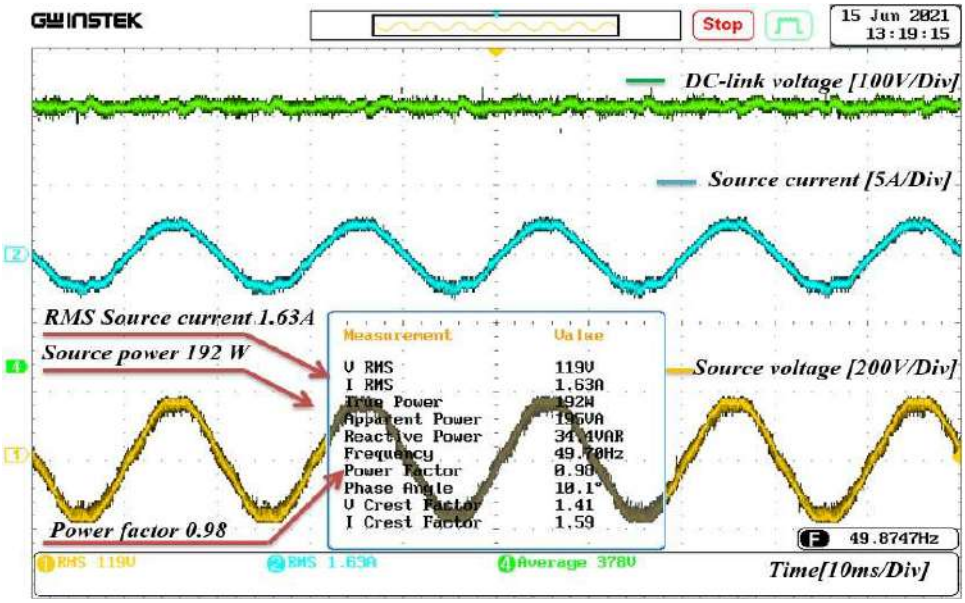


Figure V.17 Différentes mesures relevées avec système PV

V.9. ÉVALUATION DES PERFORMANCES EN MODE DYNAMIQUE

Pour l'étude des performances en régime dynamique, nous faisons appel toujours au principe de la commande ICC avec la technique Fuzzy-M5P. Afin de vérifier l'efficacité du contrôle proposé, des tests dynamiques ont été réalisés sous différentes conditions. Côté charge NL, le système est testé par un changement brusque de l'amplitude du courant de charge comme illustré sur Figure V.18. Nous avons obtenu un temps de réponse remarquable de 100 ms pour la tension du bus continu V_{dc} qui suit bien sa référence (380V). Il convient de noter que ce résultat est parfaitement semblable à celui obtenu par le test de simulation présenté à Figure IV .12 du chapitre précèdent. Du côté GPV, comme indiqué sur Figure V.19, un transitoire rapide est créé à l'aide d'une plaque de carton placée sur la surface externe des deux panneaux solaires afin de simuler un ombrage partiel rapide. Sous des conditions d'éclairement maximum sans aucun obstacle, on peut remarquer la diminution du courant fournir par la source, ce qui peut se traduire par le passage de la puissance active du panneau vers le réseau électrique.

Les formes d'ondes expérimentales, montrées sur Figure V.19, indiquent une similitude de réponse entre les deux technique FLC-MPPT et M5P-MPPT. Ceci est attribué au fait que la technique proposée M5P-MPPT est formée à la base des données de la méthode MPPT floue. Il convient de noter que toute diminution du courant de source avec la configuration FAP-GPV peut être traduit par le transfert de puissance active du panneau solaire vers le réseau électrique.

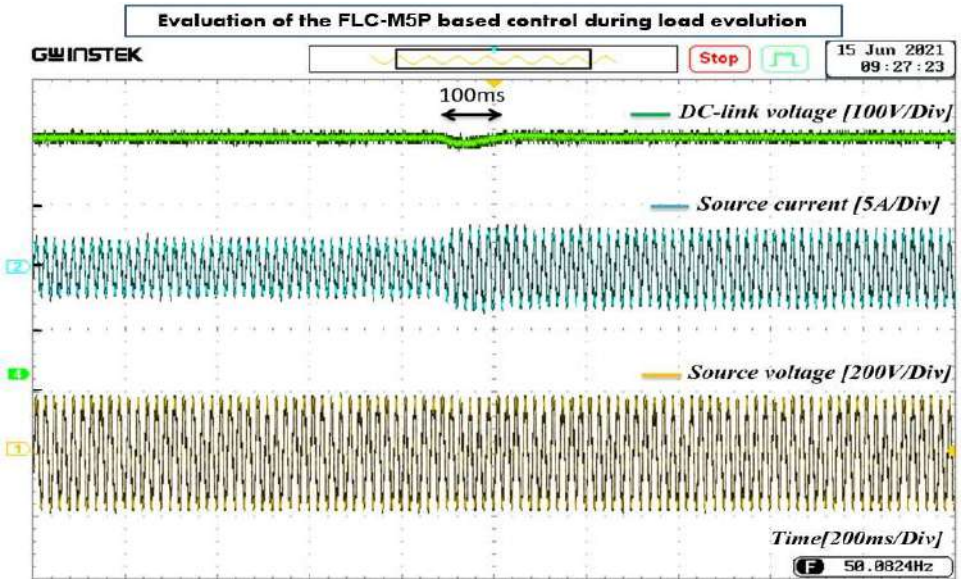


Figure V.18 Test des performances dynamiques sous une variation soudaine de la charge NL

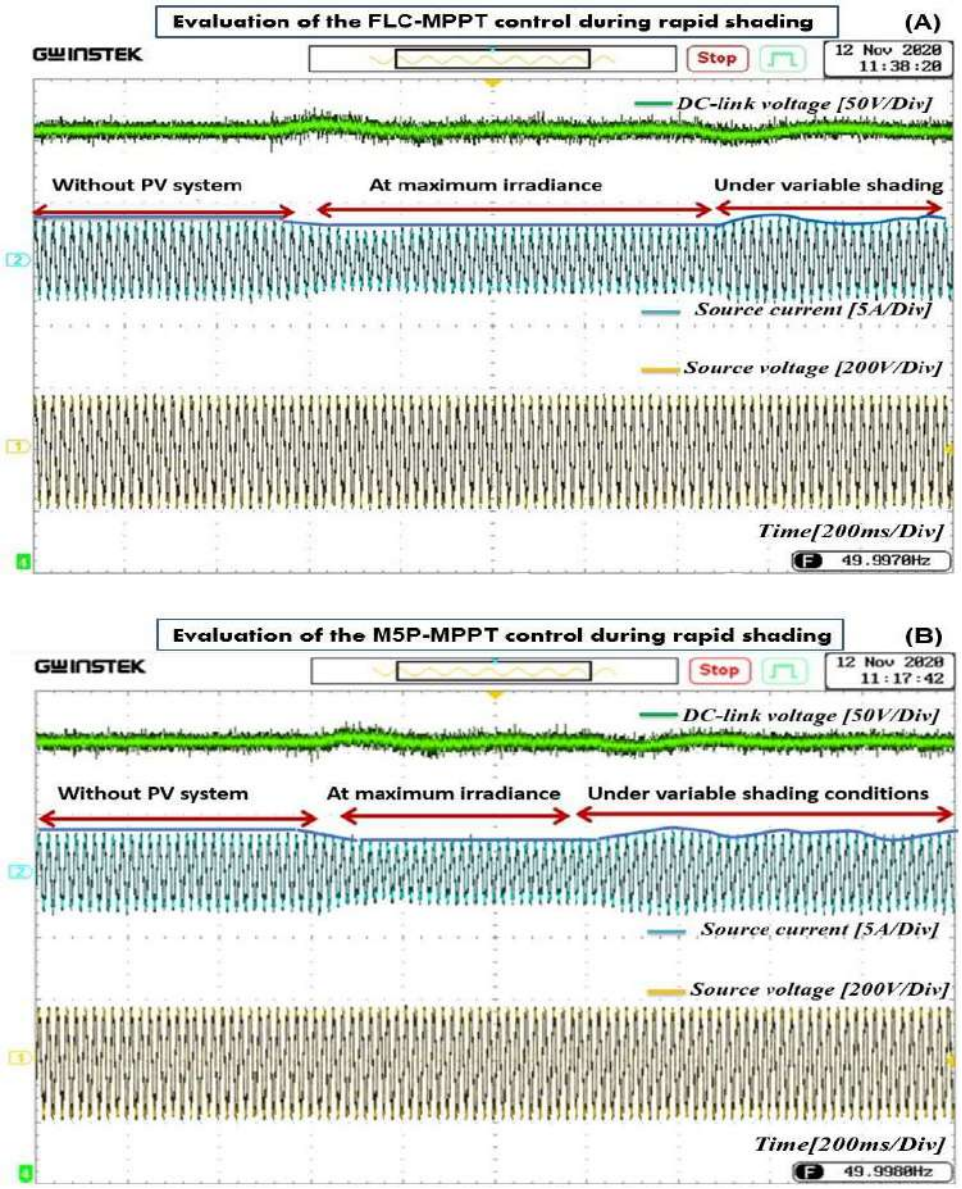


Figure V.19 Test des performances dynamiques sous un ombrage rapide
(A) Système avec FLC-MPPT (B) Système avec M5P-MPPT

V.10. DISCUSSION DES RÉSULTATS OBTENUS

Expérimentalement, Figure V.8 montre la forme d'onde déformée du courant de source avant compensation. Après la connexion du filtre actif, il a été observé sur Figures V.9 et V.11 que le THD du courant de source peut atteindre une faible valeur de 2.77% avec la stratégie Fuzzy-M5P sur le contrôle du bus continu. La puissance délivrée par la source d'alimentation était de 246 W sans GPV. D'après Figures V.16 et V.17, le système complet incluant le GPV et le filtre actif connecté au réseau, a révélé que la méthode mixte appliquée à la fois pour la technique MPPT et pour le contrôle du bus continu est très

intéressante et peut offrir un faible THD de 4.12% parallèlement à une diminution de la puissance active de la source jusqu'à 192 W.

Les performances dynamiques sont vérifiées par Figures V.18 et V.19. Tout abord, on a introduit un changement brusque sur l'amplitude du courant de charge, d'où il ressort clairement que la technique appliquée régule bien la tension continue de l'onduleur avec un temps de réponse rapide de 100 ms. Ensuite, on a testé la réponse de la nouvelle M5P-MPPT sous un ombrage rapide simulé par un obstacle (carton) sur les panneaux. Nous avons confirmé le bon fonctionnement grâce à la comparaison faite avec les résultats de la technique FLC-MPPT.

Il est clair que les résultats obtenus à la fois en régime permanent et en régime transitoire indiquent un accord étroit entre la simulation et l'expérience en termes de temps de réponse sous un transitoire de charge et aussi du point de vue THD du courant de source.

Les tests effectués récapitulent que la combinaison de l'algorithme d'arbre de décision M5P avec la logique floue s'avère très utile pour l'amélioration des performances qui peuvent être résumés comme suit :

1- Structure simple du contrôleur basée sur un code MATLAB.
2- Approche d'apprentissage très rapide avec un temps remarquable de 0.5 seconde.
3- Offre un entraînement précis avec un bon coefficient de corrélation (R) et une erreur minimale en particulier l'erreur quadratique moyenne (RMSE).
4- Peut produire à la fois une MPPT améliorée et un courant de source quasi sinusoïdal.
5- Un contrôle qui présente des performances dynamiques supérieures par rapport à d'autres techniques **[HOO16]-[OUC20]**.
6- Peut offrir un faible THD du courant source qui répond aux normes harmoniques IEEE-519.
7- De nombreux paramètres de réglage peuvent être étudiés tels que le pourcentage de la répartition de l'entraînement.
8- Un choix multiple d'apprentissage à partir d'une variété de contrôleurs.
9- Une possibilité d'utiliser d'autres modèles d'arbres de décision tels que la technique C5.0.

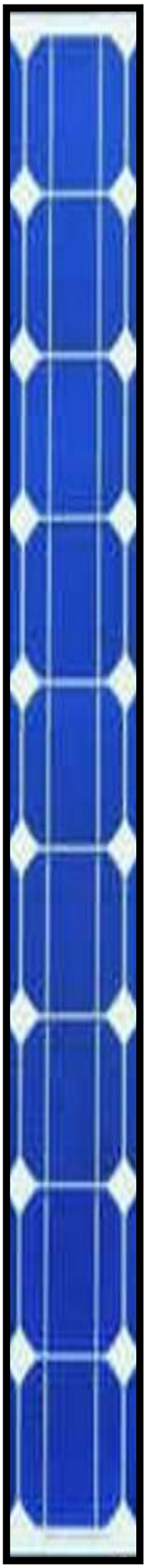
Par conséquent, le contrôle adopté peut garantir une solution alternative fiable pour les systèmes souffrant d'une structure complexe ou de faibles performances pendant le processus transitoire.

V.11. CONCLUSION

Ce chapitre a présenté les résultats expérimentaux d'un compensateur shunt commandé par la technique d'identification indirecte du courant ICC et relié à un générateur photovoltaïque. La technique de puissance directe DPC est aussi évaluée expérimentalement afin de justifier le choix de la méthode d'identification appropriée. La plate-forme de test est composée de la source d'alimentation triphasée, d'un onduleur PV avec les fonctionnalités de filtrage actif, et de charge NL à base d'un pont redresseur. Dans le système de filtrage actif, la qualité finale du courant de source représente l'image de l'algorithme d'identification utilisé. Dans notre cas, les performances de cette technique indirecte du courant dépendent entièrement du choix de régulateur du bus continu. Les régulateurs basés sur la logique floue sont très préférés dans le système de filtrage actif en raison de ses bonnes performances, en particulier dans des conditions dynamiques. Cependant, ces avantages soulignent également que ces régulateurs ne sont pas la solution parfaite en raison de leur faible vitesse de mise en œuvre en temps réel et de leur modélisation compliquée. A cet effet, l'objectif principal est de fournir un contrôle simple, rapide, et efficace dans des conditions de fonctionnement statiques et dynamiques. Une démarche méthodologique fondée sur la combinaison entre la logique floue et l'algorithme d'arbre de décision type M5P est proposée. Ainsi, un nouveau control mixte sous la forme d'un code MATLAB est appliqué à la fois sur le système de régulation de tension continue et sur la technique MPPT.

Dans ce sens, des implémentations en temps réel ont été menées afin d'étudier le comportement et les performances du système proposé. Les résultats obtenus démontrent une amélioration significative de la qualité de l'énergie avec un THD du courant de source de 4.12% en présence de la source PV et une diminution de la puissance active de la source principale. Ces résultats sont aussi justifiés par la qualité de la régulation de la tension du bus continu de l'onduleur sous diverse conditions. De plus, la méthodologie proposée montre une efficacité intéressante en comparant avec l'approche ANN en termes de simplicité, de temps court d'apprentissage qui ne dure que 0.5 seconde dans le cas de la méthode MPPT, et en fin de la capacité remarquable de prédiction. Nous pouvons tirer comme conclusion que le contrôle mixte proposé est très prometteur, ça peut être un outil intéressant pour concevoir des contrôleurs équivalents simples et robustes.

CONCLUSION GÉNÉRALE



CONCLUSION GÉNÉRALE

Cette thèse est une contribution à l'étude et à la mise en œuvre pratique d'un système de filtrage active associé à un générateur photovoltaïque. Cette configuration ayant pour principal but de rendre le système multifonctionnel dans les réseaux électriques. Le système est dédié à l'atténuation des harmoniques qui peuvent prendre naissances dans le réseau de distribution côte à côte avec la fourniture des puissances active et réactive.

Dans un premier temps, il a été démontré par différentes méthodes d'identification harmoniques telles que PQ, SRF, DPC, DCC, et ICC que les performances d'un filtre actif de puissance dépendent non seulement de la taille et du type de commande de son circuit de puissance (onduleur), mais aussi d'une grande partie des stratégies dédiées à la détermination des courants harmoniques.

Par ailleurs, les contrôles basés sur l'intelligence artificielle comme la logique floue sont largement appliqués dans divers domaines en raison de leur capacité à imiter le raisonnement et les jugements humains. Ces techniques intelligentes ont une bonne capacité à gérer l'imprécision et l'incomplétude des informations pour les systèmes non linéaires. Cependant, leur processus complexe interne de fuzzification et de défuzzification, en particulier dans des conditions de temps réel, présente un sérieux inconvénient, qui se traduit par une faible vitesse de mise en œuvre et une inefficacité dans certaines applications. Ces dernières années, les systèmes d'apprentissage automatique sont considérés comme des solutions alternatives pour faire face aux problèmes de la logique floue. Avec une grande précision, les machines d'apprentissage (ML) ont la capacité de classification et de prédiction à l'aide des ensembles de données collectés à partir du modèle de base. Le système d'apprentissage avec les réseaux de neurones artificiels (ANN) est l'une des méthodes largement utilisées de nos jours en raison de ses réponses rapides et de sa bonne capacité de prédiction. Toutefois, il est aussi connu que les réseaux de neurones consomment une quantité importante de ressource de calcul. Les algorithmes d'arbre de décision peuvent remplir une autre solution de prévision intéressante pour servir différents objectifs de régression et de classification. Développé par **[QUI99]**, l'algorithme M5P est l'un des modèles d'arbre de décision permettant d'interpréter les systèmes sous forme d'arbre. De nombreuses recherches ont étudié cette technique et ont fini par conclure que l'approche d'apprentissage basée sur M5P peut donner les mêmes performances que la méthode ANN. Cette robustesse prouvée pour l'apprentissage à partir d'autres systèmes, nous a poussés à explorer un nouveau modèle M5P où les données d'attributs sont extraites directement du contrôleur flou.

Par ailleurs, au cours des dernières années, l'application des énergies renouvelables s'est étendue à divers domaines de l'ingénierie. Les systèmes photovoltaïques (PV) présentent l'une des solutions inépuisables et efficaces qui offrent la possibilité de produire de la puissance active gratuite dans les réseaux électriques. Par conséquent, la manière la plus pratique consiste à alimenter le bus continu d'un l'onduleur DC-AC via un générateur photovoltaïque (GPV).

Ces systèmes nommés aussi onduleurs PV ont été largement adoptés en utilisant de nombreuses stratégies de contrôle pour le pilotage de l'onduleur et pour le contrôleur MPPT. D'autre part, avec l'énorme croissance continue de l'utilisation des charges non linéaires, les problèmes cruciaux de la qualité de l'énergie se profilent toujours. L'une des solutions efficaces pour améliorer la qualité de l'énergie dans ces systèmes photovoltaïques connectés au réseau, consiste à intégrer la fonctionnalité de filtrage actif de puissance. Le principe de base de ces compensateurs d'harmoniques est l'injection des composantes harmoniques inverses dans le réseau, ce qui rend la forme du courant de source quasi sinusoïdale à côté d'une compensation effective de la puissance réactive. Par conséquent, cette topologie Filtre actif-GPV est dérivée sur la base d'une structure de filtre actif dont les objectifs ciblés sont d'atténuer les harmoniques, de fournir la puissance active, ainsi que l'amélioration du facteur de puissance.

Dans notre cas, l'onduleur PV est contrôlé par une technique du courant indirect (ICC). La simplicité et la bonne précision de générer les courants harmoniques sont les principaux avantages de cette méthode. De plus, cette technique de contrôle dépend entièrement du régulateur du bus continu et à la capacité fonctionnelle de gérer les perturbations dynamiques. En combinant l'algorithme M5P et la logique floue, un nouveau contrôle est proposé à travers une approche d'apprentissage M5P très rapide et des résultats collectés à partir d'un régulateur à logique floue (datasets). En outre, la commande proposée est également appliquée à la technique de suivi du point de puissance maximale, une nouvelle commande MPPT-M5P est ainsi proposée. Les logiciels MATLAB, WEKA, et EXCEL sont utilisés afin de traduire la structure finale par un simple code MATLAB.

À la lumière des résultats obtenus de simulation et de prototypage expérimental, il a été révélé que le modèle de contrôle Fuzzy-M5P appliqué à la fois pour la technique MPPT et pour la régulation de tension du bus continu, est très performant. On peut obtenir un bon THD de 4.12% qui s'inscrit bien dans la limite de 5% fixées par la norme IEEE Std 519-1992. Cette solution permet aussi de corriger le facteur de puissance de l'installation parallèlement à la diminution de la puissance fournir par la source principale de 246W à 192W sous une condition d'éclairement réel d'environ 500W/m² et une température ambiante de 30°C.

Finalement, en plus d'une configuration multifonction Filtre actif-GPV, on vise aussi de fournir un nouveau contrôle rapide et efficace qui permet un fonctionnement fluide dans des situations statiques et dynamiques du système.

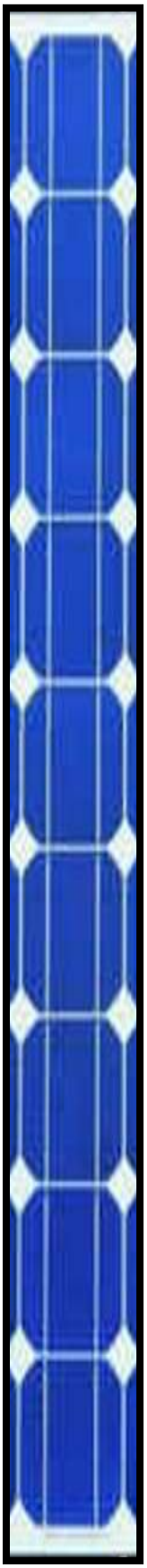
À l'issue de ce travail de thèse, plusieurs perspectives se dégagent. Les résultats récapitulent que la technique proposée pourrait remplacer des contrôleurs souffrant d'une modélisation complexe ou d'une implémentation lente en temps réel. Comme futurs projets, on orientera nos recherches à explorer cette combinaison de contrôle par l'utilisation d'autres algorithmes de décision comme par exemple la technique C5.0. Le modèle de base (FLC) peut également être remplacé en récoltant nos données de base à partir d'autres approches de contrôle comme par exemple l'algorithme de colonies de fourmis (Ant colony optimization).

PRODUCTION SCIENTIFIQUE

Springer

Taylor & Francis
Taylor & Francis Group

IEEE Xplore®
Digital Library



Production scientifique

Les travaux de recherche consignés par la présente thèse ont été concrétisés par plusieurs publications et communications internationales.

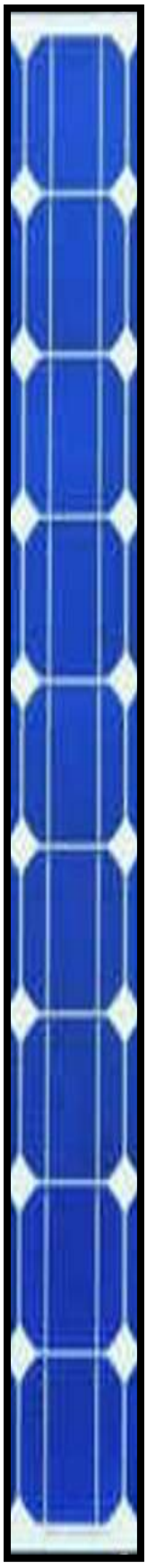
I- Publications internationales (4 articles)

1. **Ahmed Bouhouta**, Samir Moulahoum & Nadir Kabache (2022) A novel combined Fuzzy-M5P model tree control applied to grid-tied PV system with power quality consideration, Energy Sources, Part A: Recovery, Utilization, and Environmental Effects, 44:2, 3125-3147. DOI: 10.1080/15567036.2022.2060380 **(Clarivate web of science)**
2. **Ahmed Bouhouta**, Samir Moulahoum & Nadir Kabache. Efficient learning approach using new combined fuzzy-M5P model tree: experimental investigation of active power filters. *J. Power Electron.22, 981-990* (2022). https://doi.org/10.1007/s43236-022-00434-w. **(Clarivate web of science)**
3. **Ahmed Bouhouta**, Samir Moulahoum & Nadir Kabache. Hybrid backup energy based on PV/Wind system for marine tugboat: A case study of ASD tug of Arzew port in Algeria. Wind Engineering. February 2022. doi:10.1177/0309524X221077455 **(Scopus)**
4. **Ahmed Bouhouta**, Samir Moulahoum & Nadir Kabache: Harmonic Mitigation in Utility Grid with Highly Unbalanced Nonlinear Load Using Intelligent Controller: an Experimental Study. Journal Przegląd Elektrotechniczny DOI: 10.15199/48.2022.04.01 **(Scopus)**

II- Communications internationales (5 conférences)

1. **Ahmed Bouhouta**, Samir Moulahoum, Nadir Kabache, Ilhami Colak, "Simplicity and Performance of Direct Current Control DCC Compared with other Identification Algorithms for Shunt Active Power Filter," 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 14-17 October 2018, Paris, France. (IEEE Xplore)
2. **Ahmed Bouhouta**, Samir Moulahoum, Nadir Kabache, Abderrahman Benyamina, "Experimental performance test of Shunt Active Power Filter Using Indirect Current Control Identification Algorithm," 1st International Conference on Electrical Engineering (CEE2019), 22-23 Avril 2019, EMP Algiers, Algeria.
3. **Ahmed Bouhouta**, Samir Moulahoum, Nadir Kabache, Abderrahman Benyamina, "Design and Real Time Implementation of Three Phase Shunt Active Power Filter Using Indirect Current Control Technique," International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE), 21-24 October 2019, Algiers, Algeria. (IEEE Xplore)
4. **Ahmed Bouhouta**, Samir Moulahoum, Nadir Kabache, Ilhami Colak, "Experimental Investigation of Fuzzy Logic Controller Based Indirect Current Control Algorithm for Shunt Active Power Filter," 8th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 3-6 November 2019, Brasov, Romania. (IEEE Xplore)
5. **Ahmed Bouhouta**, Samir Moulahoum, Nadir Kabache, Ilhami Colak, "Adaptive PI control strategy Based on Fuzzy Logic for an Harmonic Compensator," 9th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 27-30 September 2020, Glasgow, United Kingdom. (IEEE Xplore)

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES



Références Bibliographiques

A

[ABA08] G. Abad, « Predictive direct control techniques of the doubly fed induction machine for wind energy generation applications »; PhD Thesis, Mondragon University, Arrasate, Spain, 2008.

[ADE11] Mohamed Adel, Sherif Zaid and Osama Mahgoub.: Improved Active Power Filter Performance Based on an Indirect Current Control Technique. *Journal* of power electronics 11-6-19, November (2011).

[AND19] Andriy, Changhong Fu, Erdal Kayacan, Intuit before tuning: Type-1 and type-2 fuzzy logic controllers. Applied Soft Computing, Volume 81 ,105495, (2019).

[ANT08] P. Antoniewicz, M. P. Kazmierkowski, «Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation »; IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol.55, No.12, pp.4381-4390, December 2008.

[AKA05] 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.

[AMM18] Muhammad Ammirrul AtiqiMohd Zainuri, Mohd AmranMohd Radzi, Azura Che Soh, NormanMariun, Nasrudin Abd Rahim, Jiashen The and Ching-Ming Lai. Photovoltaic Integrated Shunt Active Power Filter with Simpler ADALINE Algorithm for Current Harmonic Extraction. Energies 2018, 11, 1152.

B

[BENH19] Seghir Benhalima, Ambrish Chandra, Miloud Rezkallah. Real-time experimental implementation of an LMS-Adaline-based ANFIS controller to drive PV interfacing power system. IET renewable power generation, 2019; 13(7), doi: 10.1049/iet-rpg.2018.5245.

[BEND14] Bendiba, B., Krimb, F., Belmilia, H., Almia, M.F., Bouloumaa, S., (2014). Contrôleur MPPT flou avancé pour un système PV autonome. Elsevier Energy Proc. Vol. 50, p. 383–392.

[BENS22] Bensaoudi Mohamed Samir. ARAR Salah Eddine. Etude d'un convertisseur boost pour système pv. Mémoire master 2020 Higher school in science applied Telemcen Aleria.

[BHA05] B. Bhattacharya and D. P. Solomatine.: Neural networks and M5P model trees in modelling water level- discharge relationship. Neurocomputing, vol. 63, pp. 381-396 (2005).

[BHA93] S. BHATTACHARYA, D. DIVAN et B. BANERJEE, « Contrôle et réduction des distorsion harmonique totale de tension (thd) dans une série hybride active et passive parallèle filter system », dans Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record., 24th Annuel IEEE, p. 779–786, juin 1993.

[BOUH00] Ahmed Bouhouta, Régulation de la tension continue d'alimentation d'un filtre actif parallèle pour la compensation de l'énergie réactive. Mémoire Ingénieur, Université USTO-MB (Oran), 2000.

[BOUH22] Ahmed Bouhouta, Samir Moulahoum & Nadir Kabache (2022) A novel combined Fuzzy-M5P model tree control applied to grid-tied PV system with power quality consideration, Energy Sources, Part A: Recovery, Utilization, and Environmental Effects, 44:2, 3125-3147, DOI: 10.1080/15567036.2022.2060380.

[BOUH22-1] Bouhouta, A., Moulahoum, S. & Kabache, N. Efficient learning approach using new combined fuzzy-M5P model tree: experimental investigation of active power filters. *J. Power Electron.* (2022). https://doi.org/10.1007/s43236-022-00434-w.

[BOUH22-2] Bouhouta A, Moulahoum S, Kabache N. Hybrid backup energy based on PV/Wind system for marine tugboat: A case study of ASD tug of Arzew port in Algeria. Wind Engineering. February 2022. doi:10.1177/0309524X221077455.

[BOUH22-3] Ahmed Bouhouta, Samir Moulahoum, Nadir Kabache: Harmonic Mitigation in Utility Grid with Highly Unbalanced Nonlinear Load Using Intelligent Controller: an Experimental Study. Journal Przegląd Elektrotechniczny DOI: 10.15199/48.2022.04.01.

[BOUH18] Ahmed Bouhouta, Samir Moulahoum, Nadir Kabache, Ilhami Colak, "Simplicity and Performance of Direct Current Control DCC Compared with other Identification Algorithms for Shunt Active Power Filter," 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 14-17 October 2018, Paris, France**.**

[BOUH19] Ahmed Bouhouta, Samir Moulahoum, Nadir Kabache, Abderrahman, "Experimental performance test of Shunt Active Power Filter Using Indirect Current Control Identification Algorithm," 1st International Conference on Electrical Engineering (CEE2019), 22-23 Avril 2019, EMP Algiers, Algeria.

[BOUH19-1] Ahmed Bouhouta, Samir Moulahoum, Nadir Kabache, Abderrahman Benyamina, "Design and Real Time Implementation of Three Phase Shunt Active Power Filter Using Indirect Current Control Technique," International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE), 21-24 October 2019, Algiers, Algeria.

[BOUH19-2] Ahmed Bouhouta, Samir Moulahoum, Nadir Kabache, Ilhami Colak, "Experimental Investigation of Fuzzy Logic Controller Based Indirect Current Control Algorithm for Shunt Active Power Filter," 8th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 3-6 November 2019, Brasov, Romania.

[BOUH20] Ahmed Bouhouta, Samir Moulahoum, Nadir Kabache, Ilhami Colak, "Adaptive PI control strategy Based on Fuzzy Logic for an Harmonic Compensator," 9th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 27-30 September 2020, Glasgow, United Kingdom.

[BOU14] B.Boukezata, A.Chaoui, JP.Gaubert, and M.Hachemi. Active Power Filter in a Transformerless Grid Connected Photovoltaic System. Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering, 2014, Vol.2, No.3.

[BEN15] M.T. Benchouia, I. Ghadbane, A. Golea, K. Srairi, M.E.H. Benbouzid.: Implementation of adaptive fuzzy logic and PI controllers to regulate the DC bus voltage of shunt active power filter. Applied Soft Computing, Volume 28, Pages 125-131 (2015).

[BAL15] Behnam Balouchi, Mohammad Reza Nikoo, Jan Adamowski: Development of expert systems for the prediction of scour depth under live-bed conditions at river confluences: Application of different types of ANNs and the M5P model tree. Applied Soft Computing, Volume 34, Pages 51-59 (2015).

[BAL14] R.Balasubramanian, K.Parkavikathirvelu, R.Sankaran and Renraranjan Amirtharajan.: Design, simulation and hardware implementation of shunt hybrid compensator using synchronous rotating reference frame (SRRF)-based control technique. Electronics MDPI, 8,42 (2019).

[BLA18] Sid-ali Blaifi, Samir Moulahoum, Rabah Benkercha, Bilal Taghezouit, Abdelhakim Saim.: M5P model tree based fast fuzzy maximum power point tracker. Solar Energy, Volume 163, Pages 405-424 (2018).

[BEK21] Youcef Bekakra, Laid Zellouma, Om Malik.: Improved predictive direct power control of shunt active power filter using GWO and ALO– Simulation and experimental study. Ain Shams Engineering Journal, Volume 12, Issue 4, Pages 3859-3877 (2021).

[BUY19] Mehmet Büyük, Mustafa İnci, Adnan Tan, Mehmet Tümay.: Improved instantaneous power theory based current harmonic extraction for unbalanced electrical grid conditions. Electric Power Systems Research, Volume 177,106014 (2019).

C

[CEI02-06] CEI 61000-2-4 –Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-4: Environment – Compatibility levels in industrial plants for low-frequency conducted disturbances, version 2002-06.

[CEI02-03] CEI 610 00-2-2 –Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 2-2: Environment Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signaling in public low-voltage power supply systems, version 2002-03.

[CHA10] Abdelmadjid Chaoui" Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires "Thèse de docteur de l'Université de Poitiers, 2010.

[CHE13] Chennai.Salim, « Etude, Modélisation et Commande des filtres actifs : Apport des techniques de l'intelligence artificielle ». Doctorat en sciences, Université du Biskra, (2013).

D

[DAY21] Dayi Li, Tingkang Wang, Wenhao Pan, Xinzhi Ding, Jie Gong: A comprehensive review of improving power quality using active power filters. Electric Power Systems Research, Volume 199 ,107389 (2021).

[DU12] X. Du, L. Zhou, H. Lu, H.-M. Tai.: DC link active power filter for three-phase diode rectifier. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 3,1430-1442 (2012).

[DSP] www.dspace.com

E

[ESK18] Nasser Eskandarian et al.: Improvement of Dynamic behaviour of Shunt Active Power Filter Using Fuzzy Instantaneous Power Theory. Journal of power Electronics, Vol. 14, No. 6, pp. 1303-1313 (2014).

[ELM00] A. ELMITWALLY et A. S. ABDELKADER «Neural network controlled three-phase four-wire shunt active power filter» , IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution, Volume 147, Issue 2, March 2000, p. 87 – 92.

F

[FIE19] M. Fiedler.: Performance Analytics by Means of the M5P Machine Learning Algorithm. *31st International Teletraffic Congress (ITC 31),* pp. 104-105, 2019.

[FAL21] Mehdi Fallah, Javad Modarresi, Hossein Madadi Kojabadi, Liuchen Chang, Josep M. Guerrero.: A modified indirect extraction method for a single-phase shunt active power filter with smaller DC-link capacitor size. Sustainable Energy Technologies and Assessments, Volume 45,101039 (2021).

[FER00] P. Ferracci, "La qualité de l'énergie électrique ", Schneider Electric, cahier technique N°199, Mai 2000.

G

[GAY13] Panda Gayadhar, Ray Pravat Kumar, Puhan Pratap S, Dash Santanu K. Novel schemes used for estimation of power system harmonics and their elimination in a three-phase distribution system. Int J Electric Power Energy System, 53 :842–56, 2013.

[GHA11] Ghadbane Ismail " Etude Et Réalisation D'un Filtre Actif Parallèle En Utilisant Différentes Stratégies De Contrôle ", THÈSE DE DOCTORAT 2016, Université de Biskra.

H

[HAM04] Hamadi, A., AL-haddad, K., Rahmani, S., et al « Comparison of fuzzy logic and proportional integral controller of voltage source active filter compensating current harmonics and power factor » Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT'04. 2004 IEEE International Conference on. IEEE, 2004. p. 645-650.

[HAR12] Harici Otman" Etude d'un filtre actif à commande intelligente", Mémoire de Magister, Université USTO-MB (Oran), 2012.

[HOO16] Yap hoon, Mohd Amran Mohd Radzi, Mohd Khair Hassan and Nashiren Farzilah Mailah.: DC-Link Capacitor Voltage Regulation for Three-Phase Three-Level Inverter-Based Shunt Active Power Filter with Inverted Error Deviation Control. Energies MDPI ,9, 533 (2016).

[HSI13] Guan-Chun Hsieh, Hung-I Hsieh, Cheng-Yuan Tsai, Chi-Hao Wang. Photovoltaic power-Increment-Aided Incremental Conductance MPPT with two phased tracking. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013; Volume 28, Issue 6.

[HOU19] Shixi Hou, Juntao Fei, Yundi Chu Chen Chen. Experimental Investigation of Adaptive Fuzzy Global Sliding Mode Control of Single-Phase Shunt Active Power Filters. Journal Article publisher IEEE, volume 7, 2019.

I

[JAY16] J. Jayachandran, R. M. Sachithanandam.: ANN based controller for three phase four leg shunt active filter for power quality improvement. Ain Shams Engineering Journal, Volume 7, Iss.1, 275-292 (2016).

[IGN06] Ignatova. V (2006) Méthodes d'analyse de la qualité de l'énergie électrique. Application aux creux de tension et à la pollution harmonique, Thèse, Université Joseph Fourier.

K

[KAS12] Kassal.Abdelhalim, « Correction du facteur de puissance à l'entrée d'un convertisseur AC/DC ». Doctorat en sciences, Université du Sétif, 2012.

[KAZ15] M. P. Kazmierkowski. : Power Quality : Problems and Mitigation Techniques [Book News]. In IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 9, no. 2, pp. 62-62 June (2015).

M

[MUS17] Suleiman Musa, Mohd Amran Mohd Radzi, Hashim Hizam, Noor Izzri Abdul Wahab, Yap hoon and Muhammad Ammirrul.A.: Modified Synchronous Reference Frame Based Shunt Active Power Filter With Fuzzy Logic Control Pulse with Modulation Inverter. Energies MDPI, 10,758 (2017).

[MOH20] Ahmed Mohammed, Serwan Rafiq, Parveen Sihag, Rawaz Kurda, Wael Mahmood, Kawan Ghafor, Warzer Sarwar.: ANN, M5P-tree and nonlinear regression approaches with statistical evaluations to predict the compressive strength of cement-based mortar modified with fly ash. Journal of Materials Research and Technology, Volume 9, Issue 6 (2020).

O

[OUC20] Sabir Ouchen, Heinrich Steinhart, Mohamed Benbouzid, Frede Blaabjerg.: Robust DPC-SVM control strategy for shunt active power filter based on H∞ regulators. Electrical power and energy systems,117,105699 (2020).

P

[PAT21] Patrick P.K. Chan, Juan Zheng, Han Liu, E.C.C. Tsang, Daniel S. Yeung.: Robustness analysis of classical and fuzzy decision trees under adversarial evasion attack. Applied Soft Computing, Volume 107, 107311(2021).

Q

[QUI99] J.R. Quilan.: Learning with continous classes. in Proc 5th of the Australian Joint Conference on Artificial Intelligence, Singapore, pp.343-348 (1999).

R

[RD21] Soumya R. D., Prakash K. Ray, Arun K. S., Krishna K. S., Gaurav D., Akansha S. Artificial intelligence-based grid connected iverters for power quality improvement in smart grid applications. Computers & Electrical Engineering, Volume 93,2021,107208.

S

[SIN14] Karan Singh, Parveen Sihag & Ritesh Kumar (2014): Downscaling Monthly Rainfall Using Support Vector Regression and M5P Model Tree. 5th international conference on "Architecture, Civil and Environmental Engineering" (ACEE-2014).

[SIN99] B. SINGH, K. AL-HADDAD et A. CHANDRA, « A review of active filters for power amélioration de la qualité », Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 46, p. 960–971, October 1999.

[SER13] Dezso Sera, Laszlo Mathe, Tamas Kerekes, Sergiu Viorel Spataru, Remus Teodorescu. On the perturb-and-observe and incremental conductance MPPT methods for PV systems. Journal of photovoltaics IEEE, 2013, volume 3, Issue3.

[SHA17] Shashibhushan R. Shahu, Nikhil A. Wanjari.: Performance analysis of shunt active power filter with various switching signal generation techniques. International journal of Engineering Development and Research, Vol. 5, Issue2 (2017).

[SIN06] B. Singh and V. Verma.: An indirect current control of hybrid power filter for varying loads. IEEE Trans. Power Del., Vol. 21, No. 1, pp.178-184 (2006).

[SAS1970] H. Sasaki, T. Machida. (1970), A New Method to Elim-inate AC Harmonic by Magnetic Compensation-Considerations on Basic Design, IEEE Trans.on Power Ap-paratus and Syst., vol.90, no.5, pp.2009-2019.

[SCH01] Schneider Electric "Guide de la compensation d'énergie réactive et du filtrage des harmoniques" Guides experts basse tension N° 6, 2001.

[SCH10] Schneider Electric "Guide de l'installation électrique", 2010.

T

[TAM21] Abdedjebbar Tamer, Laid Zellouma, Mohamed Toufik Benchouia, Abdelbasset Krama.: Adaptive linear neuron control of three-phase shunt active power filter with anti-windup PI controller optimized by particle swarm optimization. Computers & Electrical Engineering, Volume 96, 107471 (2021).

W

[WAN96] Y. Wang and I. H. Witten.: Induction of Model Trees for Predicting Continuous Classes (1996).

[WAM13] S. S. Wamane, J.R. Baviskar, S. R. Wagh, A Comparative Study on Compensating Current Generation Algorithms for Shunt Active Filter under Non-linear Load Conditions. International Journal of Scientific and Research Publications, Volume 3, Issue 6, June 2013.

[WANG14] Yu Wang and Yun-Xiang Xie.: Adaptive DC-link Voltage Control for Shunt Active Power Filter. Journal of power Electronics, Vol. 14, No. 4, pp. 764777 (2014).

[WEK22] https://www.cs.waikato.ac.nz/ml/weka/

Y

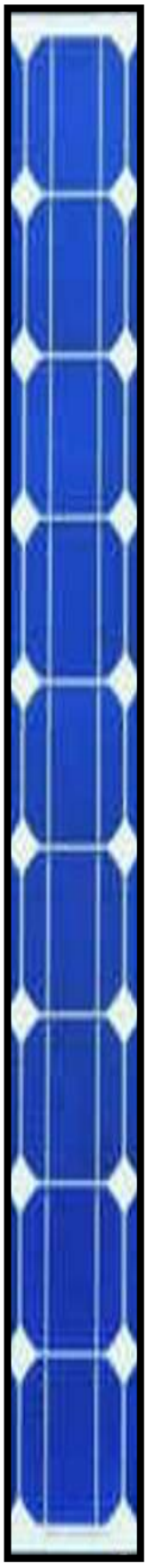
[YOU08] Yousfi Abdelkader" AMELIORATION DE LA QUALITE D'ENERGIE ELECTRIQUE EN UTILISANT UN ONDULEUR DE TENSION A CINQ NIVEAUX", Mémoire de Magister, Université de Chlef, 2008.

Z

[ZHE15] Zhe Sun, Ning Wang, Yunrui Bi. Type-1/type-2 fuzzy logic systems optimization with RNA genetic algorithm for double inverted pendulum. Applied Mathematical Modelling, Volume 39, Issue 1, Pages 70-85, 2015.

[ZEL06] Zellouma.L, « Filtrage actif parallèles des harmoniques de courant génère par un pont redresseur triphasé non commande », thèse de magistère de l'université de Annaba, 2006.

ANNEXES



Annexe « A »

► *Paramètres du système*

Nom et symbole des paramètres	Valeur numérique
Nombre des panneaux solaires	2
Puissance max d'un panneau P_{max}	200W
Tension à P_{max}	47.06V
Courant à P_{max}	4.26A
Voltage V_{oc}	57.6V
Courant I_{sc}	4.6A
Inductance de convertisseur DC-DC (Boost)	3.5mH
Fréquence de découpage boost	5kHZ
Charge non linéaire R_d, L_d	110Ω, 2mH
Resistance et inductance de source R_s, L_s	0.1Ω, 0.1mH
Tension de source triphasée (Ph-N)	125V
Fréquence	50Hz
Tension continue de référence (bus continu)	380V
Capacité de condensateur de l'onduleur	2350 µF
Inductance de couplage L_f	10mH
Bande d'hystérésis	0.01 (1%)
Temps d'échantillonnage pour la simulation	1^{e-6}s
Temps d'échantillonnage pour l'expérimental	2^{e-5}s

Annexe « B »

► *Méthode de calcul et de choix des paramètres du système :*

Choisir des valeurs convenables des différents paramètres est un point primordial. Ces valeurs doivent être définies avec des formules mathématiques en utilisant des études dimensionnelles déjà publiés **[CHA10]** comme dans le cas de la valeur de l'inducteur de filtrage L_f. Par contre, certains paramètres sont définis par l'utilisateur comme la tension de source qui est fixée à 120V RMS. Par la suite, ce paramètre initial de la tension peut servir à définir la tension de référence DC-Link qui peut être calculée approximativement comme suit :

$$V_{dc_{ref}} = 2.\sqrt{2}.V_S = 340\,V \tag{B.1}$$

Pour la charge non linéaire, les paramètres R_d-L_d du pont redresseur sont fixées afin d'obtenir une valeur de courant de source environ 2A RMS. Par conséquent, la valeur du condensateur de l'onduleur peut être facilement calculée à l'aide des deux équations suivantes :

$$S = 3.V_S.I_d.\sqrt{\frac{2}{3}} = 587\,VA \tag{B.2}$$

$$C_{dc} = \frac{S_n}{2\omega.\Delta V_{dc}.V_{dc_{ref}}} = 2450\,\mu F \tag{B.3}$$

Où S désigne la puissance nominale de la charge non linéaire connectée et I_d représente le courant de charge. Du point de vue capacite de filtrage, le principal paramètre essentiel de l'onduleur est l'inductance de couplage L_f, en particulier pour les harmoniques de rang élevé. Cette 'inductance peut être estimée à l'aide de l'équation suivante :

$$L_f = \frac{V_s}{2\sqrt{6}.f_s.\Delta I_{fmax}} = 9.6mH \tag{B.4}$$

Ou $\Delta I_{f\,\max}$ représente la variation maximale du courant de filtre injecté qui peut être calculée par :

$$\Delta I_{f\,\max} = 5\,\% I_{f\,\max} = 0{,}05\,\frac{3}{\sqrt{2}.\pi}.I_d = 0.06\,A \tag{B.5}$$

Pour la fréquence d'implémentation pratique, un temps minimum de Ts=2e-5s est réglé afin d'obtenir un meilleur THD du courant de source. Il est à noter qu'il existe une bonne proximité entre les paramètres utilisés dans le système étudié et ceux calculés par les équations.

Annexe « C »

► *Synthèse du régulateur PI pour le contrôle du bus continu de l'onduleur :*

L'approche la plus classique utilisée dans notre travail consiste à contrôler le bus continu de l'onduleur par un régulateur PI. Ce régulateur conventionnel avec un système anti-windup est utilisé pour minimiser l'erreur entre la tension de référence du bus continu et la tension mesurée. PI fonctionne bien en régime permanent, mais dans le cas transitoire, sous un changement soudain du courant de charge, ce contrôleur réagit de manière insatisfaisante. Les paramètres PI peuvent être déterminés en tenant compte de la fonction de transfert de second ordre du système de contrôle. Nous supposons un modèle simple en négligeant l'énergie stockée dans l'inductance de couplage (L_f) ainsi que les pertes de commutation de l'onduleur. La structure du régulateur PI est montrée sur Fig. B.1.

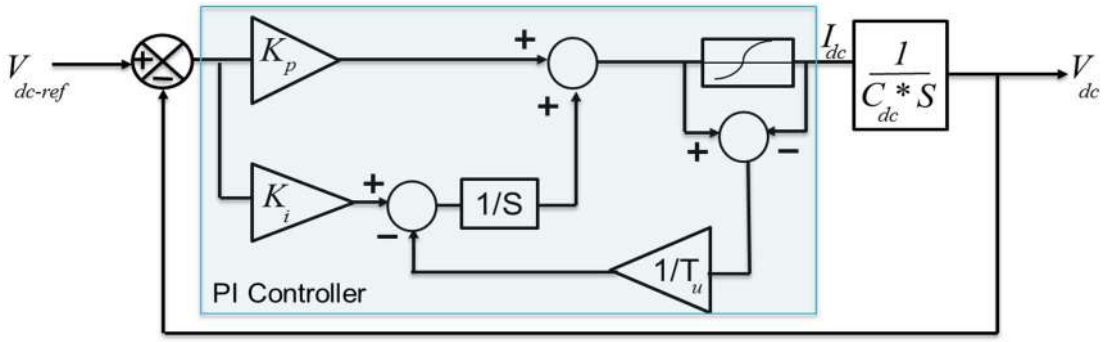


Fig. B.1 - Schéma bloc du régulation PI

La puissance réelle absorbée par la tension du bus continu peut être donnée par :

$$P_{dc} = \frac{d}{dt}\left(\frac{1}{2} C_{dc} V^{2}{}_{dc}\right) = C_{dc} V_{dcref} \frac{d}{dt}\left(V_{dc}\right) \tag{C.1}$$

Nous pouvons écrire la fonction de transfert en boucle fermée sous la forme mathématique suivante :

$$G_{V_{DC}}(S) = \frac{k_i + k_p.s}{c.s^2 + k_p.s + k_i} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2.\xi.\omega_n.s + \omega_n} \tag{C.2}$$

Donc, pour les deux coefficients de régulateur, nous trouvons :

$$\begin{cases} k_i = C.\omega_n^2 \\ k_p = 2.\xi.\omega_n.C \end{cases} \tag{C.3}$$

Où ξ représente le facteur d'amortissement quantifié par 0.707 et ω_n est la pulsation **[BOUH20]**.

Annexe « D »

- ***Les blocs de simulation sous MATLAB :***
- ***D.1 – Bloc Simulink pour la compilation pratique de la méthode ICC :***

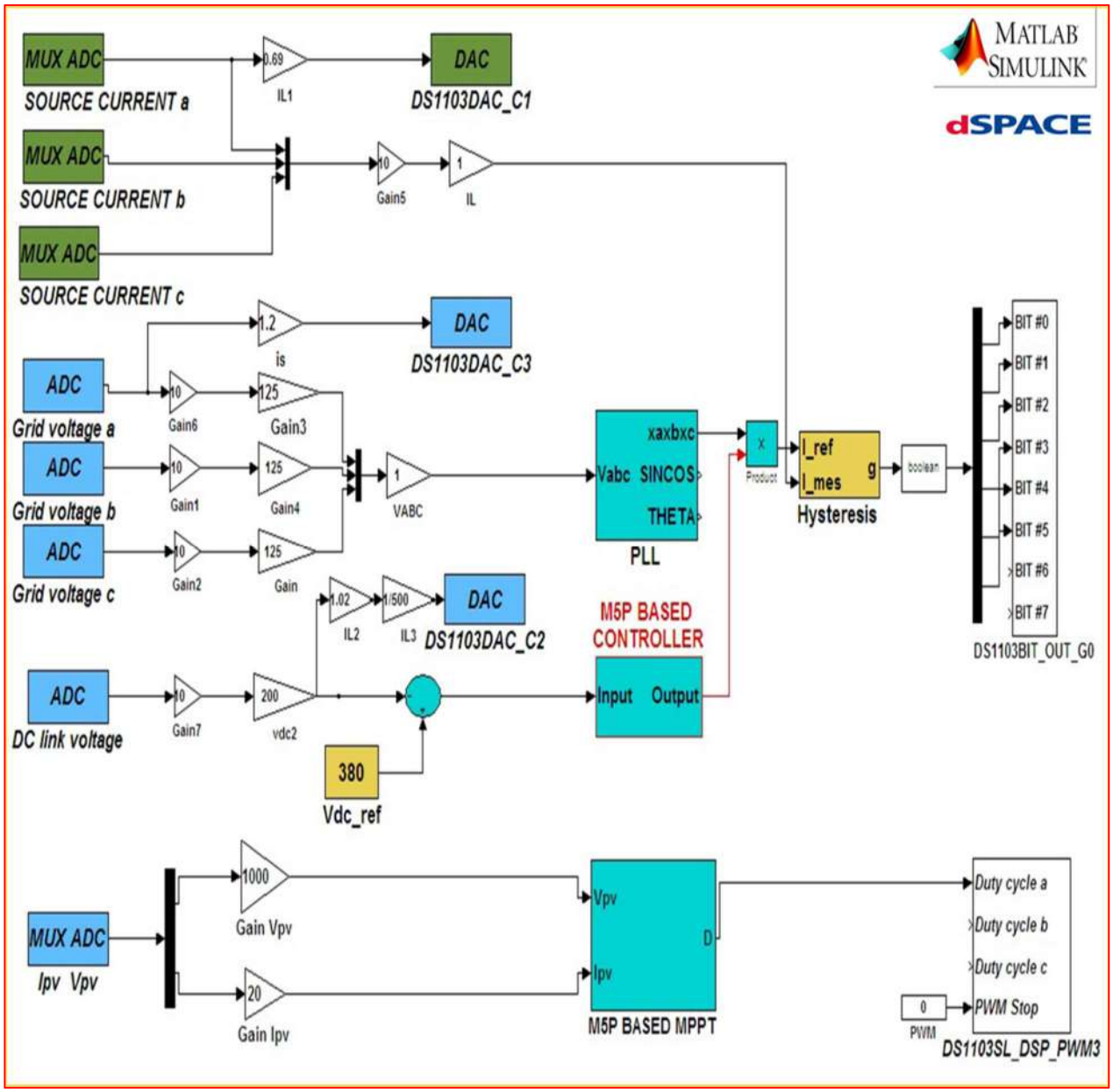


Fig. D.1 - Schéma de compilation expérimentale avec la méthode ICC

► *D.2 – Bloc Simulink pour la compilation pratique de la méthode DPC :*

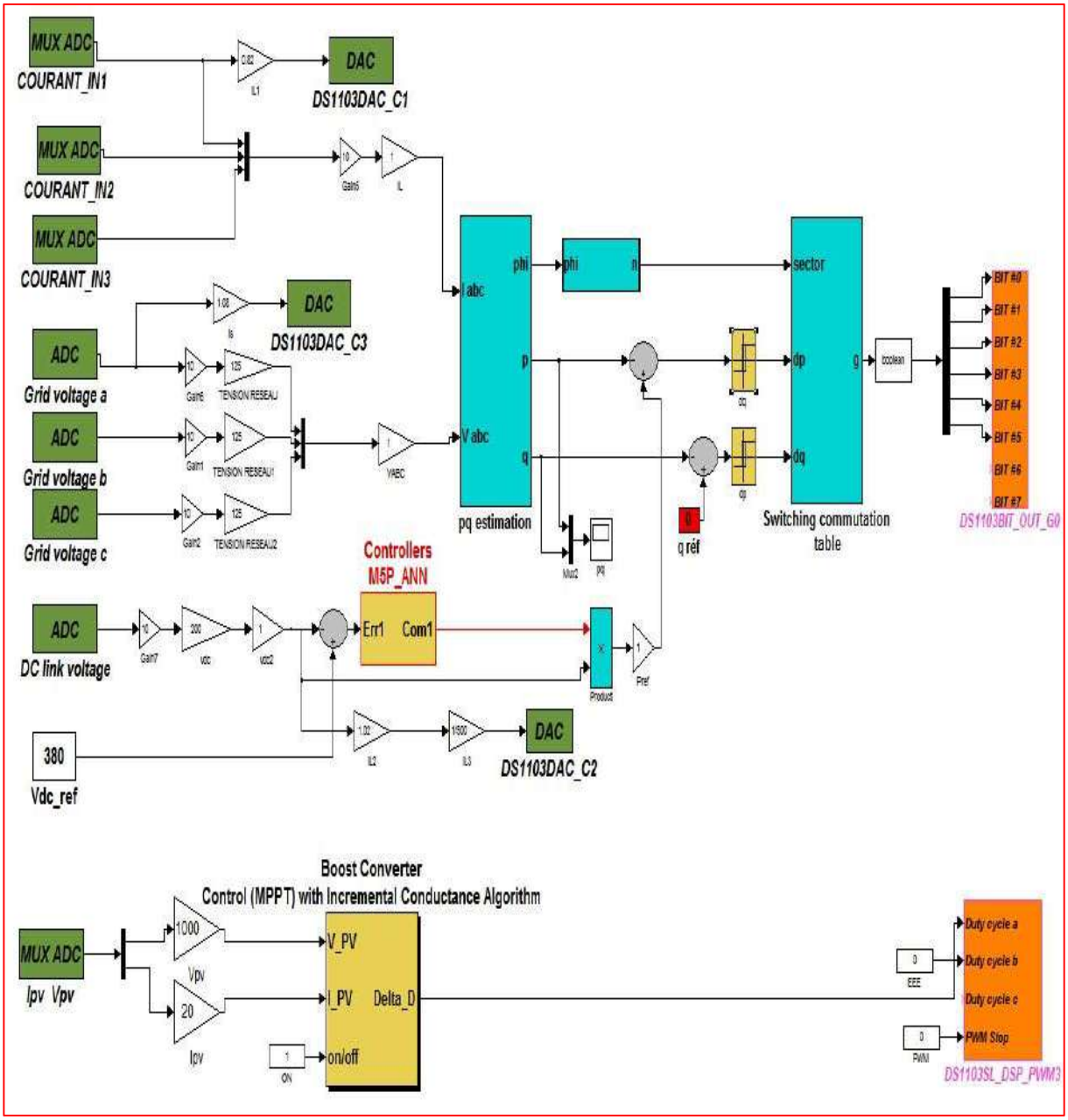


Fig. D.2 - Schéma de compilation expérimentale avec la méthode DPC

▸ *D.3 – Blocs des contrôleurs de système PV et bus continu de l'onduleur*

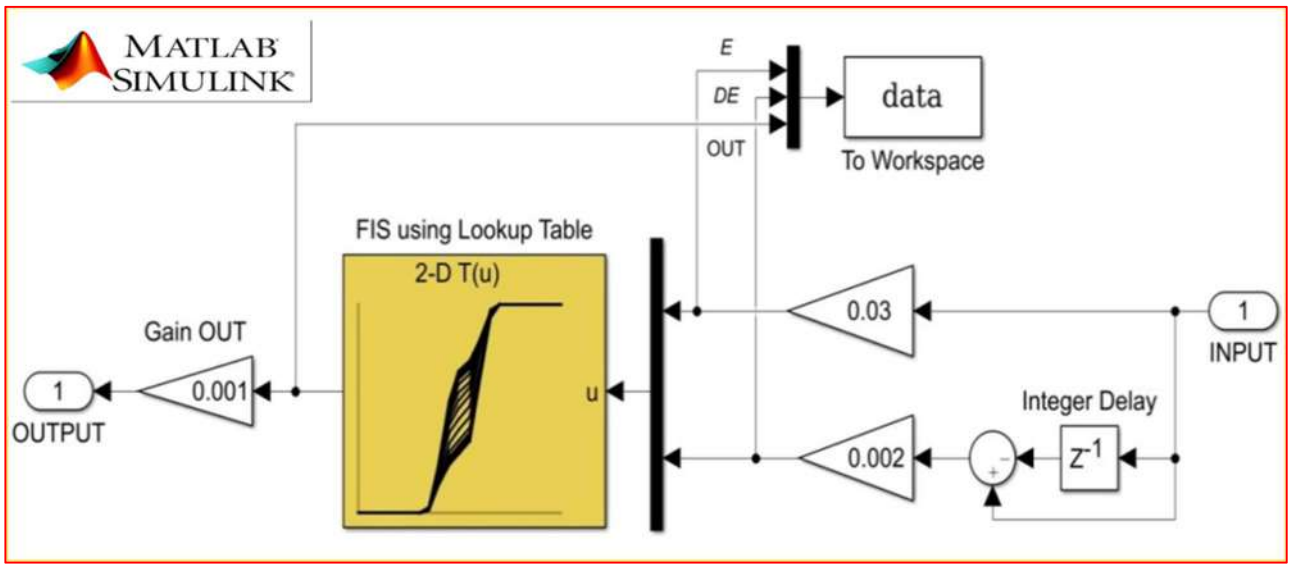


Fig. D.2 - Schéma bloc de régulation de bus continu de l'onduleur

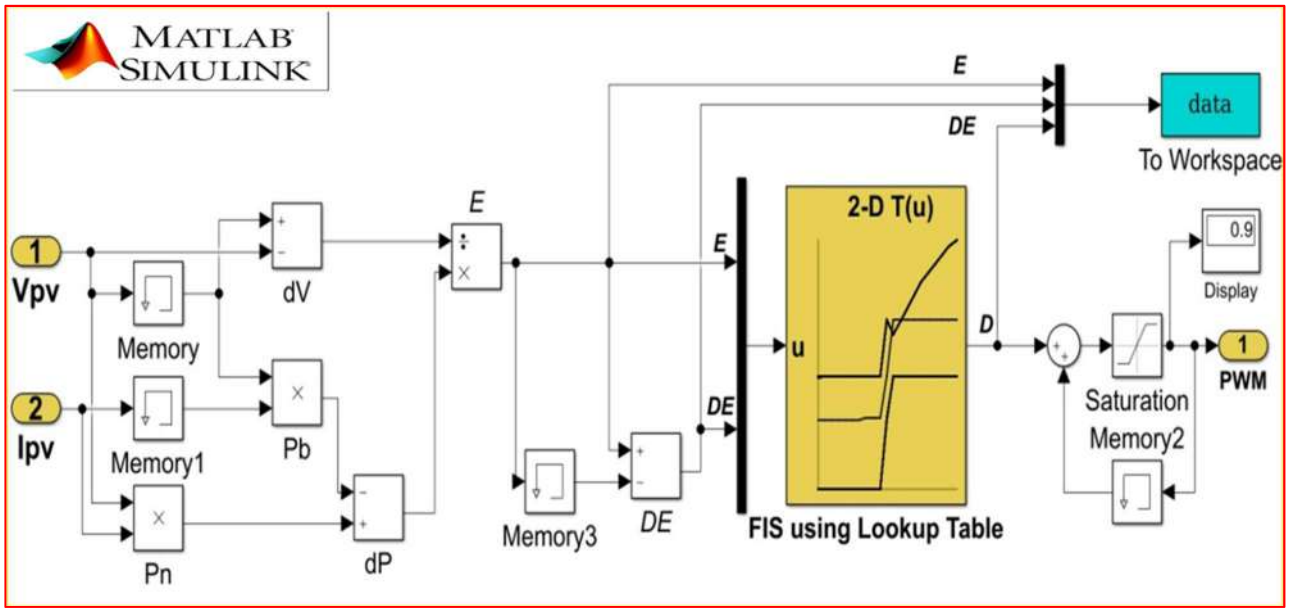


Fig. D.3 - Schéma bloc de contrôleur MPPT à base de logique floue

Annexe « E »

- ***Programme MATLAB de la commande Fuzzy-M5P appliquée au contrôle du bus continu :***

```
function y = fcn(E,DE)
LM1=3.5001 * E + 0.2234;
LM2=1.9305 * E + 0.0528;
LM3=1.24 * E - 0.0013;
LM4=1.3121 * E - 0.0077;
LM5=3.4216 * E - 0.2253;
LM6=3.4215 * E - 0.2253;
LM7=3.2909 * E - 0.1995;
LM8=3.2551 * E - 0.01917;
LM9=0.002 * E + 0.8066;
LM10=0.0006 * E + 0.8404;
if E <= 0.221
if E <= -0.051
if E <= -0.121
S=LM1; %(41433/0%)
else %DE >   -0.121
S=LM2; %(34081/2.027%)
end
else %DE >   -0.051
end
if E <= 0.113
if E <= 0.024
S=LM3; %(13850/0.078%)
end
else %DE >   0.024
S=LM4; %(15326/1.134%)
end
else %DE >   0.113
end
if E <= 0.163
S=LM5; %(7782/0%)
else %DE >   0.163
if E <= 0.191
S=LM6; %(4574/0%)
end
S=LM7; %(4491/0.055%)
end
```

```
if E <= 0.391
if E <= 0.292
S=LM8; %(11029/0%)
else %DE >   0.292
S=LM9; %(19767/3.726%)
end
else %DE >   0.391
S=LM10; %(47668/0.368%)
end
y = S;
```

- ***Programme MATLAB de la commande Fuzzy-M5P appliquée sur technique MPPT :***

```
function y = fcn(u1,u2)
E=u1;
DE=u2;
LM1=-0.0273 * E + 0.0005 * DE + 0.5253;
LM2=-0.0425 * E + 2.2177 * DE + 0.4639;
LM3=0.1233 * E + 3.5636 * DE + 0.467;
LM4=-0.0282 * E + 0.0004 * DE + 0.5395;
LM5=-0.0539 * E + 0.0004 * DE + 0.5298;
LM6=0.09706 * E + 0.0003 * DE - 0.0418;
LM7=0.02149 * E + 0.0003 * DE - 0.0608;
LM8=-0 * E + 0.0001 * DE + 0.89;
if E <= 0.083
if DE <= 0.072
if E <= 0.028
if E <= 0.003
S=LM1; %(12/2.084%)
end
end
else %E >  0.003
S=LM2; %(12/2.084%)
S=LM3; %(10/5.115%)
end
if DE <= -0.519
S=LM4; %(4/0.052%)
else %E >  -0.519
S=LM5; %(7/7.067%)
end
if E > 0.072
```

```
if E <= 0.078
S=LM6; %(7/0.27%)
End
else %E >  0.078
S=LM7; %(6/0.191%)
end
else %E >0.083
S=LM8; %(145/0%)
end
y = S;
```

- ***Programme MATLAB de tableau à logique floue (*look up table*) :***

```
clc
Ts=2e-5;
pas = 0.1; % use 3 break points for both E and DE
inputs
err= -1:pas:1;
derr = -1:pas:1;
N = length(err);
LookUpTableData = zeros(N);
N
for i=1:N
for j=1:N
% compute output u for each combination of break
points
S(i,j) = evalfis([err(i) derr(j)],flc);
end
end
%TR=floor((0.02/4)/(Ts))
```

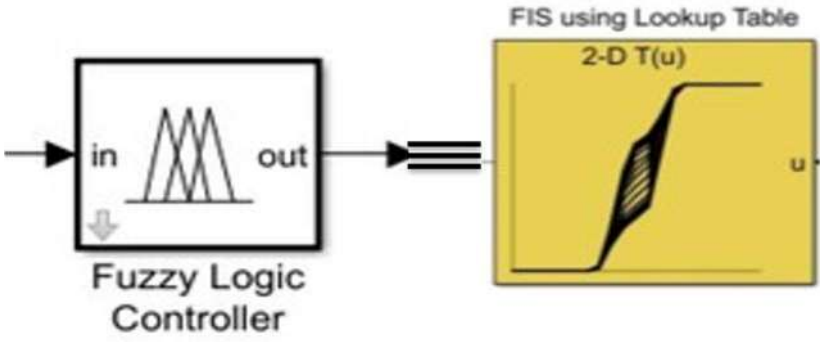


Fig. E – Equivalence d'un contrôleur flou par le système 'look up table'

Annexe « F »

- ***Blocs Simulink des méthodes d'identification harmonique PQ, SRF, DPC, DCC, et ICC.***

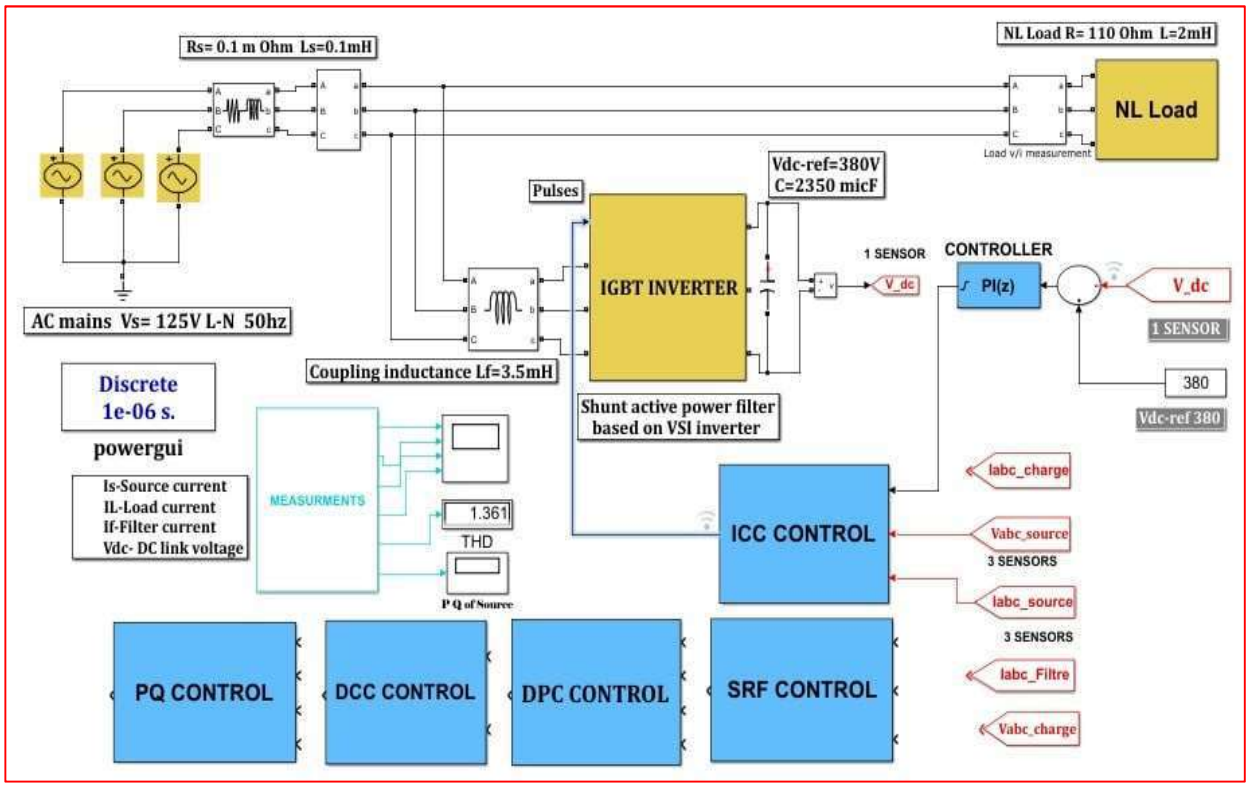


Fig. F.1 – Bloc MATLAB/Simulink des méthodes d'identification

- ***Bloc Simulink de la méthode d'identification indirecte du courant ICC***

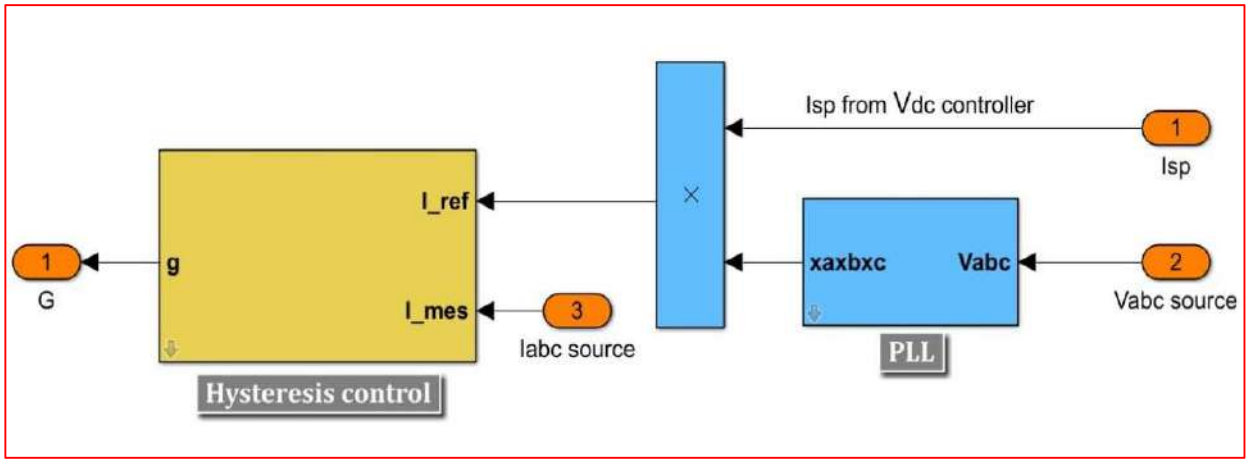


Fig. F.2 – Bloc MATLAB/Simulink de la méthode ICC

- ***Bloc Simulink de la méthode de contrôle d'hystérésis***

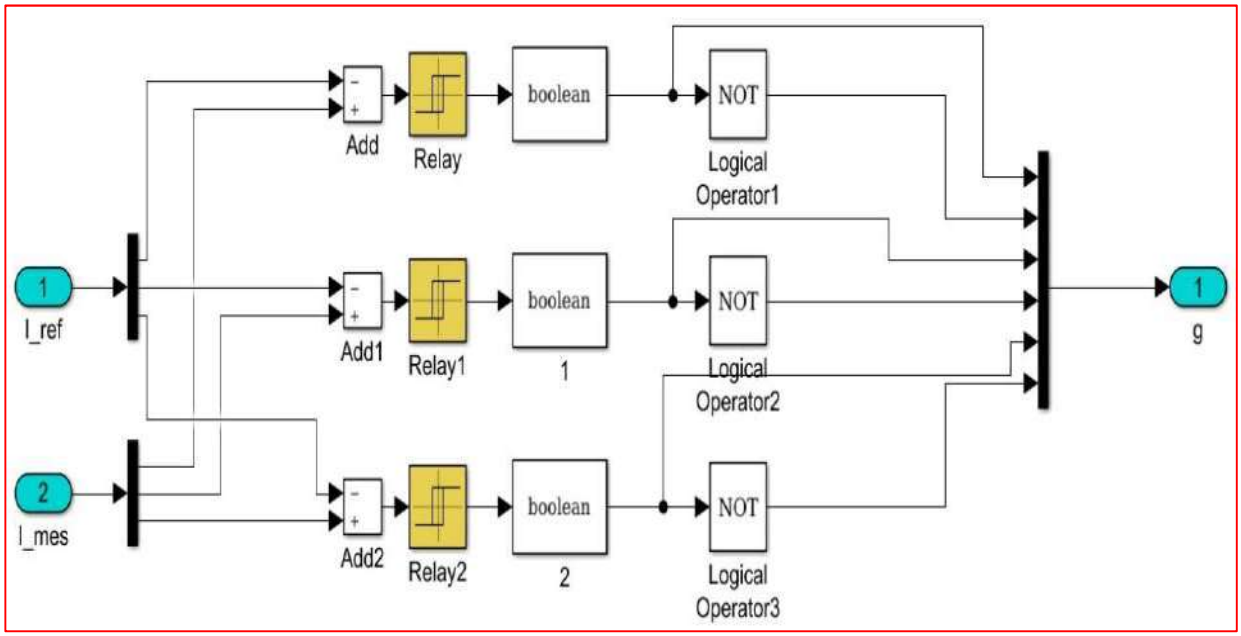


Fig. F.3 – Bloc MATLAB/Simulink de la méthode de contrôle d'hystérésis

الحمد لله

الذي بنعمته تتم الصالحات