

Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche Scientifique

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Badji Mokhtar Annaba University
Université Badji Mokhtar – Annaba
Faculté de Technologie
Département d'électromécanique



جامعة باجي مختار – عنابة
كلية التكنولوجيا
قسم الالكتروميكانيك

Thèse

Présentée pour obtenir le diplôme de

Doctorat

Spécialité :

Filière : Electromécanique

Par :

MEBAREK ABDESSLAM RYAD

Thème :

Contribution à l'étude des méthodes avancées pour l'identification des harmoniques dédiés au filtrage actif dans un réseau triphasé basse tension

Thèse soutenue le 17/12/2025 devant le jury composé de :

N°	Nom et prénom	Grade	Etablissement	Qualité
01	HADJADJ. A Elyes	Prof.	Université Badji Mokhtar - Annaba	Président
02	MERABET Leila	Prof.	Université Badji Mokhtar - Annaba	Rapporteur
03	SAAD Salah	Prof.	Université Badji Mokhtar - Annaba	Co-rapporteur
04	FARAH Lotfi	MCA	Université Badji Mokhtar - Annaba	Examineur
05	BOURAS Hichem	MCA.	Université Badji Mokhtar - Annaba	Examineur
06	ZAAMOUCHE Fares	MCA	Université Echahid Cheikh Larbi Tebessi - Tebessa	Examineur
07	BENCHOUIA Nedjem- Eddine	Prof.	Université Mohamed-Chérif Messaadia - Souk Ahras	Examineur

Remerciements

Je rends grâce à Allah, le Tout-Puissant, le Miséricordieux, de m'avoir guidé, accordé la santé, la patience et les moyens nécessaires pour mener à bien ce travail. Sans Sa volonté, rien de tout cela n'aurait été possible.

Je tiens à exprimer ma plus profonde reconnaissance à mes parents, et tout particulièrement à ma chère mère, dont les sacrifices, le soutien inconditionnel et les prières m'ont porté jusqu'à l'aboutissement de ce projet. Que ces quelques lignes soient le reflet, bien que modeste, de mon immense gratitude.

Mes remerciements les plus sincères vont à ma directrice de thèse, Professeure Merabet Leila, pour sa confiance, sa disponibilité constante et ses conseils éclairés tout au long de ces années de recherche. Son encadrement rigoureux et son soutien ont été déterminants dans la réussite de ce travail.

Je remercie également chaleureusement le Professeur Saad Saleh, mon co-encadreur, pour son accompagnement bienveillant, sa générosité et son appui indéfectible à chaque étape de ce parcours.

Ma profonde gratitude s'adresse à Monsieur Benchouia. M Toufik, Professeur à l'Université El Hadj Lakhdar de Biskra (Laboratoire LGEB), pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire de recherche. Je le remercie sincèrement pour son humanité, sa disponibilité et les conseils précieux qu'il m'a prodigués durant mon stage scientifique.

J'adresse mes remerciements sincères à Monsieur Hadjadj. A Elyes, Professeur à l'Université Badji Mokhtar – Annaba (UBMA), pour avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Mes vifs remerciements vont également à Monsieur Bouras Hichem, Docteur à l'Université Badji Mokhtar – Annaba (UBMA), et à Monsieur Farah Lotfi, Docteur dans cette même université, ainsi qu'à Monsieur Zaamouche Fares, Docteur à l'Université Echahid Cheikh Larbi Tebessi de Tebessa, et Monsieur BENCHOUIA Nedjem-Eddine, Professeur à l'université Mohamed-Chérif Messaadia - Souk Ahras, pour m'avoir fait l'honneur d'examiner et d'évaluer cette thèse.

Enfin, je tiens à exprimer ma gratitude la plus sincère à toutes celles et ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation et à l'aboutissement de ce travail. À chacun d'entre vous, je dis un grand merci

Dédicaces

À ma chère mère et à mon cher père,

Je vous dédie ce travail avec tout mon amour et ma reconnaissance.

Merci pour votre dévouement, vos sacrifices silencieux et votre foi indéfectible en moi, même dans les moments de doute. Votre soutien moral, affectif et parfois même matériel a été le socle sur lequel j'ai pu construire ce long parcours. Sans vous, rien de tout cela n'aurait été possible.

À mon frère cadet,

Ta présence, ton humour, ta patience et ta confiance m'ont offert, bien souvent sans que tu t'en rendes compte, la force d'avancer. Merci d'avoir été là, simplement, sans condition.

À mon oncle maternel,

Merci pour ta sagesse, ton écoute attentive et tes conseils pleins de bon sens. Tu as su, à ta manière, m'accompagner et me rappeler d'où je viens, ce qui m'a permis de garder les pieds sur terre.

À mes grands-parents,

Qui nous ont quittés pendant la réalisation de cette thèse.

Vous n'êtes plus là physiquement, mais votre héritage, vos valeurs et vos histoires ont continué à m'inspirer et à me donner la force d'aller jusqu'au bout. J'aurais tant aimé pouvoir partager avec vous ce moment d'accomplissement. Ce travail vous est aussi dédié, en hommage à tout ce que vous avez transmis.

À vous tous,

Merci, du fond du cœur.

المخلص

إن الازدياد المستمر في انتشار الأحمال غير الخطية داخل الشبكات الكهربائية الحديثة يؤدي إلى تلوث هارموني كبير، مما يؤثر سلباً على جودة الطاقة. ومن بين الحلول المقترحة، يبرز التصفية الفعالة للطاقة كإحدى أكثر الطرق كفاءة وملاءمة لمتطلبات الأنظمة الحالية. تأتي هذه الأطروحة في هذا السياق، حيث تقترح مساهمة أصلية من خلال تطوير استراتيجيات تحكم جديدة لمرشحات فعالة موازية ذات أربعة أذرع، مصممة خصيصاً للشبكات ثلاثية الطور بأربعة أسلاك (مع وجود سلك محايد). يتمثل الهدف الرئيسي في تحقيق تعويض شامل ومتزامن للتشوهات الهارمونية، وتيار السلك المحايد، والقدرة غير الفعالة، بالإضافة إلى اختلال التوازن في الشبكة، وذلك بالاعتماد على تقنيات ذكية. تركز الأعمال على التعرف الدقيق على المكونات المسببة للاضطراب باستخدام مقاربات عصبية مبنية على بنية ADALINE (العنصر الخطي التكيفي)، والمدربة بواسطة خوارزمية (LMS) أقل متوسط تربيعي. وقد تم اقتراح طريقتين مبتكرتين: الكشف المتزامن العصبي، ونظرية $p-q-r$ العصبية، وتمت مقارنتهما بمقاربات عصبية تقليدية مثل طريقة ADALINE المباشرة وطريقة التيارات الفعالة. لقد خضعت الاستراتيجيات المقترحة لتقييم صارم من خلال محاكاة باستخدام بيئة MATLAB/Simulink. وتُبرز النتائج المتحصّل عليها تفوق الطرق المطورة من حيث دقة التعرف وفعالية تقليل التشوهات الهارمونية، حيث جاءت نسب التشوه الكلي (THD) ضمن الحدود المسموح بها وفقاً للمعيار IEEE 519، بل وأقل منها في بعض الحالات.

الكلمات المفتاحية: جودة الطاقة، التلوث التوافقي، المرشح الفعال المتوازي، عدم التوازن، الشبكات العصبية ADALINE.

Abstract

The growing proliferation of nonlinear loads in modern electrical networks leads to significant harmonic pollution, thereby compromising power quality. Among the proposed solutions, active power filtering stands out as one of the most effective and well-suited methods for addressing current challenges. This thesis contributes to this field by developing novel control strategies for four-leg shunt active power filters, specifically designed for three-phase four-wire systems (with a neutral conductor). The main objective is to ensure comprehensive and simultaneous compensation of harmonics, neutral current, reactive power, and network imbalance through intelligent techniques. The research focuses particularly on the accurate identification of disturbing components using neural approaches based on the ADALINE (ADaptive LINear Element) architecture, trained with the Least Mean Square (LMS) algorithm. Two innovative methods are introduced: Neural Synchronous Detection and Neural p - q - r Theory, both of which are compared to conventional neural-based techniques such as Direct ADALINE and the Active Currents Method. The proposed strategies were thoroughly evaluated through simulations carried out in MATLAB/Simulink. The results highlight the superior performance of the developed approaches in terms of identification accuracy and harmonic mitigation efficiency, achieving total harmonic distortion (THD) levels that meet or even fall below the thresholds established by the IEEE 519 standard.

Keywords: power quality, harmonic pollution, shunt active filter, imbalance, ADALINE neural networks.

Résumé

La prolifération croissante des charges non linéaires dans les réseaux électriques modernes engendre une pollution harmonique significative, compromettant la qualité de l'énergie. Parmi les solutions envisagées, le filtrage actif de puissance se distingue comme l'une des méthodes les plus performantes et les mieux adaptées aux exigences actuelles. Cette thèse s'inscrit dans ce contexte et propose une contribution originale en développant de nouvelles stratégies de commande pour les filtres actifs parallèles à quatre bras, spécifiquement conçus pour les réseaux triphasés à quatre fils (avec neutre). L'objectif principal est d'assurer une compensation globale et simultanée des harmoniques, du courant de neutre, de la puissance réactive ainsi que du déséquilibre du réseau, en s'appuyant sur des techniques intelligentes. Les travaux portent particulièrement sur l'identification précise des composantes perturbatrices à l'aide d'approches neuronales fondées sur l'architecture ADALINE (ADaptive LINear Element), entraînée par l'algorithme LMS (Least Mean Square). Deux méthodes innovantes sont introduites : la *détection synchrone neuronale* et la *théorie $p-q-r$ neuronale*, toutes deux comparées à des approches neuronales classiques telles que la méthode ADALINE Direct et la méthode des courants actifs. Les différentes stratégies proposées ont été rigoureusement évaluées par des simulations sous MATLAB/Simulink. Les résultats obtenus mettent en évidence la supériorité des approches développées, tant en termes de précision d'identification que d'efficacité dans la réduction des harmoniques, avec des taux de distorsion harmonique totale (THD) conformes, voire inférieurs, aux seuils fixés par la norme IEEE 519.

Mots clefs: qualité d'énergie, pollution harmonique, filtre actif parallèle, déséquilibre, réseaux neurones ADALINE.

Table des Matières

Remerciements	I
<i>Dédicaces</i>	II
المخلص	III
Abstract.....	IV
Résumé	V
Table des Matières	VI
Liste des Figures	IX
Liste des tableaux	XIII
Symboles et Abréviations.....	14

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I : État de l'art

I.1. Introduction.....	7
I.2. Revue bibliographique	7
I.3. Conclusion	17

Chapitre II : Perturbations électriques et solutions de dépollution avancées

II.1. Introduction	19
II.2. Perturbations dans les réseaux électriques.....	19
II.2.1. Les variations de tension	19
II.2.2. Les variations de la fréquence	20
II.2.3. Les Déséquilibres du système.....	21
II.3. Les distorsions harmoniques.....	22
II.3.1. Relation entre les harmoniques et le déséquilibre de courant.....	23
II.3.2. Évaluation et quantification des harmoniques	23
a) Transformée de Fourier	23
b) Distorsion harmonique totale (THD).....	24
c) Facteur de déséquilibre (UF).....	24
d) Décomposition de la puissance en présence d'harmoniques.....	24
e) Le facteur de puissance	25
II.3.3. Interprétation physique de chaque composante de puissance.....	25
II.3.4. Les normes internationales	27
a) Norme IEEE 519	27
b) Norme CEI 61000	28
c) Comparaison des normes IEEE 519 et CEI 61000.....	29
II.4. Réduction des harmoniques.....	30

II.4.1. Solutions traditionnelles	30
II.4.2. Solutions modernes.....	30
a) Selon la topologie.....	31
b) Selon la configuration	31
c) Selon le nombre de cellule	32
II.5. Les filtre active parallèle	32
II.5.1. Architecture du FAP	32
II.5.2. Modélisation du FAP à quatre bras.....	33
a) Modèle Mathématique du FAP à quatre bras dans le repère triphasé	35
b) Modèle Mathématique du FAP à quatre bras dans le repère stationnaire ($\alpha, \beta, 0$) :	35
c) Modèle mathématique du FAP à quatre bras dans le repère tournant (dq0)	36
II.5.3. Dimensionnement des éléments réactifs du FAP.....	36
a) Système de stockage de l'énergie.....	37
b) Dimensionnement de la capacité de stockage (Cdc).....	37
c) Dimensionnement du filtre de sortie (Lf)	37
II.6. Conclusion.....	38

Chapitre III : Commande intelligente du FAP à quatre bras

III.1. Introduction	40
III.2. Présentation du neurone adaptatif linéaire	40
III.3. Bloc de synchronisation	42
III.3.1. SRF-PLL	42
III.3.2. PLL neuronale (ADALINE-PLL)	45
a) Estimation des composantes directes fondamentales de la tension	45
b) Estimation de la phase par VCO neuronale.....	46
III.4. Techniques intelligentes d'identification des courants de référence	48
III.4.1. Méthodes neuronales conventionnelle	49
a) Méthode ADALINE directe	49
b) Méthodes des courants actifs neuronale	52
III.4.2. Méthodes neuronales proposer	54
a) La théorie p-q-r neuronal.....	54
b) La méthode de détection synchrone neuronale.....	59
III.5. Régulation du bus continue	62
III.6. Stratégie de contrôle du courant.....	65
III.6.1. Contrôle par hystérésis	65
III.6.2. Contrôle par Modulation de Largeur d'Impulsion	66
III.7. Conclusion.....	68

Chapitre IV : Validation par simulation des techniques intelligentes

IV.1 Introduction.....	70
IV.2 Présentation du système	70
IV.3. Étude des méthode d'identification harmonique.....	71
Scénario (1) : source idéale avec charges non linéaires triphasée et monophasée	72
a) Validation de la méthode ADALINE directe (scénario 1)	75
b) Validation de la méthode des courants actifs neuronale (scénario 1).....	79
c) Validation de théorie p-q-r neuronale (scénario 1).....	83
d) Validation de la méthode de détection synchrone neuronale (scénario 1)	87
e) Comparaison des résultats du scenario (1)	91
Scénario (2) : source idéale avec charges non linéaires monophasées uniquement	94
a) Validation de la méthode ADALINE directe (scénario 2)	96
b) Validation de la méthode des courants actifs neuronale (scénario 2).....	99
c) Validation de la théorie p-q-r neuronale (scénario 2).....	102
e) Comparaison des résultats du scenario (2)	108
Scénario (3) : source déséquilibrée avec charges non linéaires monophasées uniquement	110
a) Validation de la méthode ADALINE directe (scénario 3)	111
b) Validation de la méthode des courants actifs neuronale (scénario 3).....	115
c) Validation de la théorie p-q-r neuronale (scénario 3).....	119
d) Validation de la détection synchrone neuronale (scénario 3).....	124
e) Comparaison des résultats du scenario (3)	131
IV.4. Conclusion	133
Conclusion générale et perspectives	134
Références bibliographiques	137
Publications & communications.....	149

Liste des Figures

Chapitre I : État de l'art

FIGURE I. 1 METHODES D'IDENTIFICATION DES HARMONIQUES..... 7

Chapitre II : Perturbations électriques et solutions de dépollution avancées

FIGURE II. 1 VARIATION DE TENSION : (A) CHUTE DE TENSION, (B) COUPURE DE TENSION, (C) SURTENSION DE TENSION, ET (D) FLUCTUATION DE TENSION..... 20

FIGURE II. 2 VARIATION DE LA FREQUENCE..... 21

FIGURE II. 3 DESEQUILIBRE DE TENSION..... 21

FIGURE II. 4 DECOMPOSITION DES SIGNAUX HARMONIQUES DE DIFFERANT RANG : FONDAMENTAL (50 Hz), HARMONIQUE 3 (150 Hz), HARMONIQUE 5 (250 Hz)..... 22

FIGURE II. 5 DISTORSION HARMONIQUE DU COURANT..... 24

FIGURE II. 6 LE DIAGRAMME DE FRESNEL..... 25

FIGURE II. 7 CIRCULATION DES DIFFERENTES PUISSANCES ENTRE LA SOURCE ET LA CHARGE..... 27

FIGURE II. 8 TOPOLOGIE DU FILTRE ACTIVE DE PUISSANCE PARALLELE..... 33

FIGURE II. 9 TOPOLOGIE DU FAP A QUATRE BRAS..... 34

Chapitre III : Commande intelligente du FAP à quatre bras

FIGURE III. 1 TOPOLOGIE DU NEURONE ADAPTATIF LINEAIRE..... 41

FIGURE III. 2 SCHEMA FONCTIONNEL DE LA SRF-PLL..... 44

FIGURE III. 3 RESULTATS DU SRF-PLL..... 44

FIGURE III. 4 DETECTION DES COMPOSANTES DIRECTES DE LA TENSION A BASE D'ADALINE..... 46

FIGURE III. 5 PLL TRIPHASE UTILISANT UN ADALINE POUR LA DETECTION DE LA FREQUENCE..... 47

FIGURE III. 6 RESULTATS DU ADALINE-PLL..... 48

FIGURE III. 7 TOPOLOGIE DE LA METHODE ADALINE DIRECTE..... 51

FIGURE III. 8 TOPOLOGIE DE LA METHODE DES COURANTS ACTIF NEURONAL A BASE DE FILTRE ADALINE..... 54

FIGURE III. 9 RELATION ENTRE LE REFERENTIEL ABC ET LE REFERENTIEL AB0..... 55

FIGURE III. 10 SENS PHYSIQUE DU REFERENTIEL P-Q-R : A) RELATION ENTRE LE REFERENTIEL AB0 ET LE REFERENTIEL A'B'0, B) RELATION ENTRE LE REFERENTIEL A'B'0 ET LE REFERENTIEL P-Q-R [124]..... 56

FIGURE III. 11 TOPOLOGIE DE LA THEORIE P-Q-R NEURONAL A BASE DE FILTRE ADALINE..... 58

FIGURE III. 12 TOPOLOGIE DE LA SDM NEURONALE A BASE DE FILTRE ADALINE..... 62

FIGURE III. 13 SCHEMA FONCTIONNEL DU REGULATEUR PI..... 64

FIGURE III. 14 SCHEMA FONCTIONNEL DU CONTROLE PAR HYSTERESIS..... 66

FIGURE III. 15 SCHEMA FONCTIONNEL DU CONTROLE PAR MLI HYSTERESIS..... 67

Chapitre IV : Validation par simulation des techniques intelligentes

FIGURE IV. 1 TOPOLOGIE DU SYSTEME ETUDIER..... 71

FIGURE IV. 2 COURANTS DE CHARGE AVANT COMPENSATION, SCENARIO (1)..... 74

FIGURE IV. 3 COURANT DU NEUTRE AVANT COMPENSATION, SCENARIO (1)..... 74

FIGURE IV. 4 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE AVANT COMPENSATION, SCENARIO (1)..... 74

FIGURE IV. 5 SPECTRE HARMONIQUE DES PHASES (A) ET (C) AVANT COMPENSATION DURANT LE SCENARIO (1).. 75

FIGURE IV. 6 SPECTRES HARMONIQUE DE LA PHASE (B) AVANT COMPENSATION DURANT LE SCENARIO (1) : (A) DURANT LA PERIODE 0 – 0.35s, (B) DURANT LA PERIODE 0.35 – 0.7s ET (C) DURANT LA PERIODE 0.7 – 1s... 75

FIGURE IV. 7 ESTIMATION DE LA COMPOSANTE FONDAMENTALE DU COURANT DE SOURCE DE LA PHASE (B) PAR DAM, SCENARIO (1)..... 76

FIGURE IV. 8 COURANTS DE SOURCE A BASE DE DAM, SCENARIO (1)..... 77

FIGURE IV. 9 DEPHASAGE ENTRE LA TENSION ET LE COURANT DE SOURCE A L'AIDE DE LA DAM, SCENARIO (1). 77

FIGURE IV. 10 COURANT DU NEUTRE A L'AIDE DE LA DAM, SCENARIO (1)..... 77

FIGURE IV. 11 TENSION DU BUS CONTINUE A L' AIDE DE DAM, SCENARIO (1).....	78
FIGURE IV. 12 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE A L' AIDE DE DAM, SCENARIO (1).....	78
FIGURE IV. 13 SPECTRE HARMONIQUE DU COURANT DES TROIS PHASES APRES COMPENSATION A BASE DE METHODE ADALINE DIRECTE DURANT LE SCENARIO (1) A T = 0.25S.	79
FIGURE IV. 14 SPECTRE HARMONIQUE DU COURANT DES TROIS PHASES APRES COMPENSATION A BASE DE METHODE ADALINE DIRECTE DURANT LE SCENARIO (1) A T = 0.55S.	79
FIGURE IV. 15 SPECTRE HARMONIQUE DU COURANT DES TROIS PHASES APRES COMPENSATION A BASE DE METHODE ADALINE DIRECTE DURANT LE SCENARIO (1) A T = 0.85S.	79
FIGURE IV. 16 ESTIMATION DE LA PUISSANCE ACTIVE PAR ACM NEURONALE, SCENARIO (1).....	80
FIGURE IV. 17 COURANTS DE SOURCE A BASE D' ACM NEURONALE, SCENARIO (1).....	81
FIGURE IV. 18 DEPHASAGE ENTRE LA TENSION ET LE COURANT DE SOURCE A BASE D' ACM NEURONALE, SCENARIO (1).....	81
FIGURE IV. 19 COURANT DU NEUTRE A BASE D' ACM NEURONALE, SCENARIO (1).....	81
FIGURE IV. 20 TENSION DU BUS CONTINUE A BASE D' ACM NEURONALE, SCENARIO (1).....	82
FIGURE IV. 21 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE A BASE D' ACM NEURONALE, SCENARIO (1).....	82
FIGURE IV. 22 SPECTRE HARMONIQUE DU COURANT DES TROIS PHASES APRES COMPENSATION A BASE DE METHODE DES COURANTS ACTIFS NEURONALE DURANT LE SCENARIO (1) A T = 0.25S.	83
FIGURE IV. 23 SPECTRE HARMONIQUE DU COURANT DES TROIS PHASES APRES COMPENSATION A BASE DE METHODE DES COURANTS ACTIFS NEURONALE DURANT LE SCENARIO (1) A T = 0.55S.	83
FIGURE IV. 24 SPECTRE HARMONIQUE DU COURANT DES TROIS PHASES APRES COMPENSATION A BASE DE METHODE DES COURANTS ACTIFS NEURONALE DIRECTE DURANT LE SCENARIO (1) A T = 0.85S.	83
FIGURE IV. 25 ESTIMATION DE LA PUISSANCE ACTIVE PAR P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (1).....	84
FIGURE IV. 26 COURANTS DE SOURCE A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (1).....	85
FIGURE IV. 27 DEPHASAGE ENTRE LA TENSION ET LE COURANT DE SOURCE A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (1).....	85
FIGURE IV. 28 COURANT DU NEUTRE A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (1).....	85
FIGURE IV. 29 TENSION DU BUS CONTINUE A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (1).....	86
FIGURE IV. 30 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (1).....	86
FIGURE IV. 31 SPECTRE HARMONIQUE DU COURANT DES TROIS PHASES APRES COMPENSATION A BASE DE LA THEORIE P-Q-R NEURONALE DURANT LE SCENARIO (1) A T = 0.25S.	87
FIGURE IV. 32 SPECTRE HARMONIQUE DU COURANT DES TROIS PHASES APRES COMPENSATION A BASE DE LA THEORIE P-Q-R NEURONALE DURANT LE SCENARIO (1) A T = 0.55S.	87
FIGURE IV. 33 SPECTRE HARMONIQUE DU COURANT DES TROIS PHASES APRES COMPENSATION A BASE DE LA THEORIE P-Q-R NEURONALE DURANT LE SCENARIO (1) A T = 0.85S.	87
FIGURE IV. 34 ESTIMATION DE LA PUISSANCE REELLE PAR SDM NEURONALE, SCENARIO (1).....	88
FIGURE IV. 35 COURANTS DE DE SOURCE A BASE DE SDM NEURONALE, SCENARIO (1).....	89
FIGURE IV. 36 DEPHASAGE ENTRE LA TENSION ET LE COURANT DE SOURCE A BASE DE SDM NEURONALE, SCENARIO (1).....	89
FIGURE IV. 37 COURANT DU NEUTRE A BASE DE SDM NEURONALE, SCENARIO (1).....	89
FIGURE IV. 38 TENSION DU BUS CONTINUE A BASE DE SDM NEURONALE, SCENARIO (1).....	90
FIGURE IV. 39 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE A BASE DE SDM NEURONALE, SCENARIO (1).....	90
FIGURE IV. 40 SPECTRE HARMONIQUE DU COURANT DES TROIS PHASES APRES COMPENSATION A BASE DE LA SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (1) A T = 0.25S.	91
FIGURE IV. 41 SPECTRE HARMONIQUE DU COURANT DES TROIS PHASES APRES COMPENSATION A BASE DE LA THEORIE P-Q-R NEURONALE DURANT LE SCENARIO (1) A T = 0.55S.	91
FIGURE IV. 42 SPECTRE HARMONIQUE DU COURANT DES TROIS PHASES APRES COMPENSATION A BASE DE LA SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (1) A T = 0.85S.	91
FIGURE IV. 43 COMPARAISON DES RESULTATS DE LA TENSION DU BUS CONTINU DES DIFFERENTES METHODES, SCENARIO (1).....	93
FIGURE IV. 44 COMPARAISON DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE DES DIFFERANT METHODES, SCENARIO (1).....	93
FIGURE IV. 45 COURANTS DE CHARGE AVANT COMPENSATION, SCENARIO (2).....	95
FIGURE IV. 46 COURANT DU NEUTRE AVANT COMPENSATION, SCENARIO (2).....	95
FIGURE IV. 47 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE AVANT COMPENSATION, SCENARIO (2).....	95
FIGURE IV. 48 SPECTRE HARMONIQUE DES PHASES (A), (B) ET (C) AVANT COMPENSATION DURANT LE SCENARIO (2).....	96

FIGURE IV. 49 ESTIMATION DE LA COMPOSANTE FONDAMENTALE DU COURANT DE SOURCE DE LA PHASE (B) PAR DAM, SCENARIO (2).	96
FIGURE IV. 50 COURANTS DE DE SOURCE A BASE DE DAM, SCENARIO (2).....	97
FIGURE IV. 51 DEPHASAGE ENTRE LA TENSION ET LE COURANT DE SOURCE A BASE DE DAM, SCENARIO (2).	97
FIGURE IV. 52 COURANT DU NEUTRE APRES COMPENSATION A BASE DE DAM, SCENARIO (2).....	98
FIGURE IV. 53 TENSION DU BUS CONTINUE A BASE DE DAM, SCENARIO (2).	98
FIGURE IV. 54 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE A BASE DE DAM, SCENARIO (2).....	98
FIGURE IV. 55 SPECTRE HARMONIQUE DES COURANTS A BASE DE DAM, SCENARIO (2).	99
FIGURE IV. 56 ESTIMATION DE LA PUISSANCE ACTIVE PAR ACM NEURONALE, SCENARIO (2).	99
FIGURE IV. 57 COURANTS DE SOURCE A BASE DE ACM NEURONALE, SCENARIO (2).....	100
FIGURE IV. 58 DEPHASAGE ENTRE LA TENSION ET LE COURANT A BASE DE ACM NEURONALE, SCENARIO (2). .	100
FIGURE IV. 59 COURANT DU NEUTRE A BASE DE ACM NEURONALE, SCENARIO (2).	101
FIGURE IV. 60 TENSION DU BUS CONTINUE A BASE DE ACM NEURONALE, SCENARIO (2).	101
FIGURE IV. 61 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE A BASE DE ACM NEURONALE, SCENARIO (2).....	101
FIGURE IV. 62 SPECTRE HARMONIQUE DES COURANTS A BASE DE ACM NEURONALE, SCENARIO (2).	102
FIGURE IV. 63 ESTIMATION DE LA PUISSANCE ACTIVE PAR DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (2).....	102
FIGURE IV. 64 COURANTS DE SOURCE A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (2).	103
FIGURE IV. 65 DEPHASAGE ENTRE LA TENSION ET LE COURANT DE SOURCE A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (2).	103
FIGURE IV. 66 COURANT DU NEUTRE A BASE DE LA THEORIE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (2).	104
FIGURE IV. 67 TENSION DU BUS CONTINUE A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (2).	104
FIGURE IV. 68 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (2).....	104
FIGURE IV. 69 SPECTRE HARMONIQUE DES COURANTS A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (2).....	105
FIGURE IV. 70 ESTIMATION DE LA PUISSANCE REELLE PAR SDM NEURONALE, SCENARIO (2).....	105
FIGURE IV. 71 COURANTS DE SOURCE A BASE DE SDM NEURONALE, SCENARIO (2).	106
FIGURE IV. 72 DEPHASAGE ENTRE LA TENSION ET LE COURANT DE SOURCE A BASE DE SDM NEURONALE, SCENARIO (2).	106
FIGURE IV. 73 COURANT DU NEUTRE A BASE DE SDM NEURONALE, SCENARIO (2).....	107
FIGURE IV. 74 TENSION DU BUS CONTINUE A BASE DE SDM NEURONALE, SCENARIO (2).....	107
FIGURE IV. 75 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE A BASE DE SDM NEURONALE, SCENARIO (2).	107
FIGURE IV. 76 SPECTRE HARMONIQUE DU COURANT DES TROIS PHASES APRES COMPENSATION A BASE DE LA SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (2).....	108
FIGURE IV. 77 COMPARAISON DES RESULTATS DE LA TENSION DU BUS CONTINU DES DIFFERENTES METHODES DURANT LE SCENARIO (2).....	109
FIGURE IV. 78 COMPARAISON DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE DES DIFFERANT METHODES DURANT LE SCENARIO (2).	110
FIGURE IV. 79 TENSION DE SOURCE DESEQUILIBRE, SCENARIO (3).....	111
FIGURE IV. 80 ESTIMATION DE LA COMPOSANTE FONDAMENTALE DU COURANT DE SOURCE DE LA PHASE (B) PAR DAM, SCENARIO (3).	112
FIGURE IV. 81 COURANTS DE DE SOURCE A BASE DE DAM, SCENARIO (3).....	113
FIGURE IV. 82 DEPHASAGE ENTRE LES TENSIONS ET LES COURANTS DE SOURCE A BASE DE DAM, SCENARIO (3).	113
FIGURE IV. 83 COURANT DU NEUTRE A BASE DE DAM, SCENARIO (3).	113
FIGURE IV. 84 TENSION DU BUS CONTINUE A BASE DE DAM, SCENARIO (3).	114
FIGURE IV. 85 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE (A PARTIR DES TENSIONS REELLES) A BASE DE DAM, SCENARIO (3).	114
FIGURE IV. 86 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE (A PARTIR DES TENSIONS DIRECTES) A BASE DE DAM, SCENARIO (3).	114
FIGURE IV. 87 LE SPECTRE HARMONIQUE DES COURANTS A BASE DE DAM, SCENARIO (3).....	115
FIGURE IV. 88 ESTIMATION DE LA PUISSANCE ACTIVE PAR ACM NEURONALE, SCENARIO (3).	115
FIGURE IV. 89 COURANT DE SOURCE A BASE DE ACM NEURONALE SANS PLL, SCENARIO (3).....	116
FIGURE IV. 90 COURANT DU NEUTRE A BASE DE ACM NEURONALE SANS PLL, SCENARIO (3).	116
FIGURE IV. 91 COURANTS DE DE SOURCE A BASE DE ACM NEURONALE, SCENARIO (3).....	117
FIGURE IV. 92 DEPHASAGE ENTRE LA TENSION ET LE COURANT DE SOURCE A BASE DE ACM NEURONALE, SCENARIO (3).	117
FIGURE IV. 93 COURANT DU NEUTRE A BASE DE ACM NEURONALE, SCENARIO (3).	118

FIGURE IV. 94 TENSION DU BUS CONTINUE A BASE DE ACM NEURONALE, SCENARIO (3).	118
FIGURE IV. 95 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE (A PARTIR DES TENSIONS REELLES) A BASE DE ACM NEURONALE, SCENARIO (3).	118
FIGURE IV. 96 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE (A PARTIR DES TENSIONS DIRECTES) A BASE DE ACM NEURONALE, SCENARIO (3).	119
FIGURE IV. 97 LE SPECTRE HARMONIQUE DES COURANTS A BASE DE ACM NEURONALE, SCENARIO (3).	119
FIGURE IV. 98 ESTIMATION DE LA PUISSANCE ACTIVE PAR P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (3).	120
FIGURE IV. 99 COURANT DE SOURCE A BASE DE P-Q-R NEURONALE SANS PLL, SCENARIO (3).	120
FIGURE IV. 100 COURANT DU NEUTRE A BASE DE P-Q-R NEURONALE SANS PLL, SCENARIO (3).	121
FIGURE IV. 101 COURANTS DE DE SOURCE A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (3).	122
FIGURE IV. 102 DEPHASAGE ENTRE LA TENSION ET LE COURANT DE SOURCE A BASE DE LA P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (3).	122
FIGURE IV. 103 COURANT DU NEUTRE A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (3).	122
FIGURE IV. 104 TENSION DU BUS CONTINUE A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (3).	123
FIGURE IV. 105 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE (A PARTIR DES TENSIONS REELLES) A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (3).	123
FIGURE IV. 106 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE (A PARTIR DES TENSIONS DIRECTE) A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (3).	123
FIGURE IV. 107 LE SPECTRE HARMONIQUE DES COURANTS DE SOURCE A BASE DE P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (3).	124
FIGURE IV. 108 ESTIMATION DE LA PUISSANCE REELLE PAR SDM DURANT LE SCENARIO (3) CAS 1.	124
FIGURE IV. 109 COURANTS DE DE SOURCE A BASE DE SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (3) CAS 1.	125
FIGURE IV. 110 DEPHASAGE ENTRE LA TENSION ET LE COURANT DE SOURCE A BASE DE SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (3) CAS 1.	126
FIGURE IV. 111 COURANT DU NEUTRE A BASE DE SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (3) CAS 1.	126
FIGURE IV. 112 TENSION DU BUS CONTINUE A BASE DE SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (3) CAS 1.	126
FIGURE IV. 113 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE A BASE DE SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (3) CAS 1.	127
FIGURE IV. 114 LE SPECTRE HARMONIQUE DU COURANT DES TROIS PHASES APRES COMPENSATION A BASE DE LA SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (3) CAS1.	127
FIGURE IV. 115 ESTIMATION DE LA PUISSANCE REELLE PAR SDM DURANT LE SCENARIO (3) CAS 2.	128
FIGURE IV. 116 COURANTS DE DE SOURCE A BASE DE SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (3) CAS 2.	129
FIGURE IV. 117 DEPHASAGE ENTRE LA TENSION ET LE COURANT DE SOURCE A BASE DE SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (3) CAS 2.	129
FIGURE IV. 118 COURANT DU NEUTRE A BASE DE SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (3) CAS 2.	129
FIGURE IV. 119 COURANT DU NEUTRE A BASE DE SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (3) CAS 2.	130
FIGURE IV. 120 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE (A PARTIR DES TENSIONS REELLES) A BASE DE SDM NEURONALE, SCENARIO (3) CAS 2.	130
FIGURE IV. 121 PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE (A PARTIR DES TENSIONS DIRECTES) A BASE DE SDM NEURONALE, SCENARIO (3) CAS 2.	130
FIGURE IV. 122 LE SPECTRE HARMONIQUE DU COURANT DES TROIS PHASES APRES COMPENSATION A BASE DE LA SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (3) CAS 2.	131
FIGURE IV. 123 COMPARAISON DES RESULTATS DE LA TENSION DU BUS CONTINU DES DIFFERENTES METHODES DURANT LE SCENARIO (3).	132
FIGURE IV. 124 COMPARAISON DES PUISSANCES ACTIVE ET REACTIVE DES DIFFERANT METHODES DURANT LE SCENARIO (3).	132

Liste des tableaux

Chapitre I : État de l'art

TABLEAU I. 1 RESUME DES CONTRIBUTIONS SUR L'AMELIORATION DE LA QUALITE DE L'ENERGIE PAR LES RESEAUX DE NEURONES ADAPTATIFS.....	14
--	----

Chapitre II : Perturbations électriques et solutions de dépollution avancées

TABLEAU II. 1 LIMITES DES DISTORSIONS DES TENSIONS AU PCC.	27
TABLEAU II. 2 LIMITES DES EMISSIONS HARMONIQUES DU COURANT HARMONIQUE EN % DU COURANT DE CHARGE.....	27
TABLEAU II. 3 LIMITES D'EMISSIONS DE COURANTS HARMONIQUES DES APPAREILS BT DE COURANT $\leq 16A$	28
TABLEAU II. 4 NIVEAUX DE COMPATIBILITE POUR LES TENSIONS HARMONIQUES INDIVIDUELLES SUR LES RESEAUX PUBLICS BASSE TENSION.....	28
TABLEAU II. 5 TAUX (EN % DE V1) DES TENSIONS HARMONIQUES ACCEPTABLES.	29
TABLEAU II. 6 TENSIONS EN SORTIE DE L'ONDULEUR A QUATRE BRAS.	34

Chapitre IV : Validation par simulation des techniques intelligentes

TABLEAU IV. 1 PARAMETRES DU SYSTEME.....	71
TABLEAU IV. 2 EVALUER LA COMPLEXITE ET LES EXIGENCES DE CHAQUE METHODE.....	72
TABLEAU IV. 3 PARAMETRES DES CHARGES NON LINEAIRES POUR SCENARIO (1).....	73
TABLEAU IV. 4 RESULTATS DU THDI AVANT COMPENSATION, SCENARIO (1).	75
TABLEAU IV. 5 RESULTATS DU THDI OBTENUS PAR DAM, SCENARIO (1).	78
TABLEAU IV. 6 RESULTATS DU THDI OBTENUS PAR ACM NEURONALE, SCENARIO (1).	82
TABLEAU IV. 7 RESULTATS DU THDI OBTENUS PAR P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (1).....	86
TABLEAU IV. 8 RESULTATS DU THDI OBTENUS PAR SDM NEURONALE, SCENARIO (1).....	90
TABLEAU IV. 9 RESULTATS DU THDI POUR LES DIFFERENTES METHODES DE COMPENSATION, SCENARIO (1).....	93
TABLEAU IV. 10 PARAMETRES DES CHARGES NON LINEAIRES POUR SCENARIO (2).....	94
TABLEAU IV. 11 RESULTATS DU THDI AVANT COMPENSATION, SCENARIO (2).	96
TABLEAU IV. 12 RESULTATS DU THDI OBTENUS PAR DAM, SCENARIO (2).	99
TABLEAU IV. 13 RESULTATS DU THDI OBTENUS PAR ACM NEURONALE, SCENARIO (2).	102
TABLEAU IV. 14 RESULTATS DU THDI OBTENUS PAR P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (2).....	105
TABLEAU IV. 15 RESULTATS DU THDI OBTENUS PAR SDM NEURONALE, SCENARIO (2).....	108
TABLEAU IV. 16 RESULTATS DU THDI POUR LES DIFFERENTES METHODES DE COMPENSATION, SCENARIO (2).	110
TABLEAU IV. 17 RESULTATS DU THDI OBTENUS PAR METHODE ADALINE DIRECTE, SCENARIO (3).	115
TABLEAU IV. 18 RESULTATS DU THDI OBTENUS PAR ACM NEURONALE, SCENARIO (3).	119
TABLEAU IV. 19 RESULTATS DU THDI OBTENUS PAR P-Q-R NEURONALE, SCENARIO (3).....	124
TABLEAU IV. 20 RESULTATS A BASE DE LA SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (3) CAS 1.	127
TABLEAU IV. 21 RESULTATS DU THDI OBTENUS PAR SDM NEURONALE DURANT LE SCENARIO (3) CAS 2.	131
TABLEAU IV. 22 RESULTATS DU THDI POUR LES DIFFERENTES METHODES DE COMPENSATION (AVEC PLL), SCENARIO (3).	133

Symboles et Abréviations

C_{dc}	Capacité de stockage
$\cos \varphi$	Facteur de déphasage
f_D	Facteur de déformation
f_m	Fréquence de la porteuse du signal MLI
f_p	Facteur de puissance
i_{dc}	Sortie du régulateur PI
i_f	Courant réel
i_f^*	Courant de référence
$i_{La}, i_{Lb}, \text{ et } i_{Lc}$	Courants de charge
$i_{Lp,i}$	Composante active
$i_{Lq,i}$	Composante réactive (non-active)
$i_p, i_q \text{ et } i_r$	Courant actif, réactif et neutre
L_f	Filtre de sortie inductif
\bar{p}	Puissance active fondamentale
\check{p}	Puissance harmonique/réactive
p_0	Puissance homopolaire
S_i	Signaux logiques
$T_{0\alpha\beta}$	Transformation de Clarke
T_a	Gain d'anti-emballement
t_g	La valeur cible
T_{pqr}	Mapping matrix
$V_{dc,ref}$	Tension de référence du bus continu
V_{dc}	Tension aux bornes du bus continu
v_{fa}, v_{fb}, v_{fc}	Tensions simples
w_i	Poids
x_i	Signal entrée
X_n	Séquence négative
X_p	Séquence positive
ω_0	La pulsation propre à la fréquence fondamentale de la source
ω_n	Pulsation propre
L_f	Inductance du filtre de sortie
L_{fmax}	Valeur maximale de l'inductance
L_{fmin}	Valeur minimale de l'inductance
P_{max}	Puissance réelle maximale de la charge
R_f	Résistance du filtre de sortie
$S_1, S_2, S_3, \text{ et } S_n$	États de commutation des interrupteurs (phases et neutre)
$S_d, S_q, \text{ et } S_0$	Fonctions de commutation dans le repère dq0
$S_\alpha, S_\beta, \text{ et } S_0$	Fonctions de commutation dans le repère $\alpha\beta 0$
V_{dcmin}	Tension minimale admissible du bus continu
f_m	Fréquence de la porteuse MLI
i_0	Courant de séquence zéro
i_{dc}	Courant du bus continu
$i_{f1}, i_{f2}, \text{ et } i_{f3}$	Courants du FAP dans chaque bras de phase

Symboles et Abréviations

$i_{fd}, i_{fq}, \text{ et } i_{f0}$	Courants du FAP dans le repère dq0
i_{fmin}	Courant minimal de compensation
i_{fn}	Courant du bras neutre du FAP
$i_{f\alpha}, i_{f\beta}, \text{ et } i_{f0}$	Courants du FAP dans le repère $\alpha\beta0$
$i_{sa}, i_{sb}, \text{ et } i_{sc}$	Courants de la source triphasée
i_{sn}	Courant du conducteur neutre
$v_{fa}, v_{fb}, \text{ et } v_{fc}$	Tensions de sortie du FAP (phases a, b, c)
$v_{fd}, v_{fq}, \text{ et } v_{f0}$	Tensions du FAP dans le repère dq0
$v_{f\alpha}, v_{f\beta}, \text{ et } v_{f0}$	Tensions du FAP dans le repère $\alpha\beta0$
v_s	Tension du réseau
$v_{sa}, v_{sb}, \text{ et } v_{sc}$	Tensions de la source (abc)
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}, \text{ et } v_{s0}$	Tensions de la source dans le repère $\alpha\beta0$
$v_{sd}, v_{sq}, \text{ et } v_{s0}$	Tensions de la source dans le repère dq0
Δi	Représente la largeur de la bande d'hystérésis
ΔV	Différence de potentiel source–onduleur
A	Amplitude du signal de modulation
$\alpha\beta0$	Repère biphasé fixe
D	Puissance déformante
k	Rapport de tension (V_{dcmin}/V_{dc})
W	Vecteur de poids
X	Vecteur d'entrée
y	La sortie du modèle (signale estimer)
ζ	Facteur d'amortissement
λ	Coefficient de lagrange
μ	Le taux d'apprentissage
φ	Le déphasage
<i>e ou ε</i>	L'erreur
ADALINE	Neurone adaptatif linéaire (adaptive linear neuron)
AIE	Agence Internationale De L'énergie
ALMS	Adaptive Least Mean Squares
ANFIS	Système d'inférence floue neuro-adaptatif
ANN	Réseaux neuronaux artificiels (artificiel neural networks)
APF	Filtres actifs de puissance (active power filters)
APOF	Adaptive Perturb and Observe Fuzzy
CA	Courant alternatif
CC	Courant continue
CEI	Commission électrotechnique internationale
DFRLS	Discrete Fourier Filter Recursive Least Squares
DPC	Direct de la puissance
DSP	Plateforme dSPACE DS1104
DSTATCOM	Distribution Static Compensator
DT-CWT	Dual-Tree Complex Wavelet Transform
EPRI	Electric Power Research Institute
FAP	Filtres actifs parallèles (Shunt active filter)
FAS	Filtres actifs série (Series active filter)
FFT	Transformation de Fourier rapide (Fast Fourier Transform)
FXLMS	Technique de moindres carrés filtrée-x

Symboles et Abréviations

HBCC	Contrôleur de courant à bande d'hystérésis
HIL	Hardware-in-Loop
HSF	Highly Selective Filter
Hz	Hertz
IA	L'intelligence artificielle
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institut des ingénieurs électriciens et électroniciens
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée
ILST	Traceur sinusoïdal linéaire amélioré
INC	Incremental Conductance
IRP	Instantaneous Reactive Power
KHLMS	Kernel Hebbian Least Mean Square
LED	Light Emitting Diode
LMM	Least Mean M-estimation
LMS	La méthode des moindres carrés (least mean squares)
MLI - PWM	Modulation de largeur d'impulsion (pulse width modulation)
MOSFET	Transistor à effet de champ à grille métal-oxyde
MPPT	Point de puissance maximale
MS ADALINE	Maître-esclave à double fonction
MWH ADALINE	Contrôleur modifié à ADALINE de Widrow-Hoff
NACM	Méthode des courants actif neuronale (Neural active current method)
NLL	Charge non linéaire (non linear load)
NLMS	Normalized Least Mean Squares
NPC	Neutral-Point-Clamped
NSDM	Méthode de détection synchrone neuronale (Neural synchronous detection method)
NZE	Net Zero Emissions
OPAL-RT	Plateforme de simulation temps réel
P	Puissance active
P&O	Perturbation et observation
PC	Personal Computer (Ordinateur personnel)
PCC	Point de couplage commun
PI	Proportionnel-Intégral
PLL	Boucle de verrouillage de phase (Phase-Locked Loop)
Pmax	Puissance réelle maximale de la charge
PSO	Essaim particulaire
PV	Systèmes photovoltaïques
Q	Puissance réactive
RCG	Génération de courant de référence
RDFT	Transformée de Fourier discrète récursive
RLS	Moindres carrés récursifs
RMS	Valeur efficace
RSF	Filtre synchrone robuste
S	Puissance apparente
SHAPF	Filtres actifs de puissance shunt hybrides
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SOGI	Double intégrateur généralisé d'ordre deux
SOGI-FLL	Boucle de verrouillage de phase de l'intégrateur généralisé d'ordre deux
SRF-PLL	Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loop

Symboles et Abréviations

SRFT	Théorie du cadre de référence synchrone
SVC	Compensateurs statistiques de puissance réactive
SVM	Machine à vecteurs de support (Support vector machine)
SVR	Support Vector Regression
THD	Distorsion harmonique totale (total harmonic distortion)
THDi	Taux de distorsion harmonique total du courant
TV	Télévision
UF	Facteur de déséquilibre
UPQC - FAU	Unified power quality conditioner – Filtre active universel
VFD	Variateurs de fréquence (Variable Frequency Drive)
VLLMS	Moindres carrés variables à fuite
Vs	Tension du réseau
VSI	Onduleur de tension
VSSLMS	Algorithme de moindres carrés fuyants
ZA-LMS	Algorithme des moindres carrés attirant zéro

Introduction générale

Les systèmes modernes d'alimentation électrique sont conçus pour fournir un courant alternatif (CA) sous forme d'onde sinusoïdale pure, garantissant ainsi le bon fonctionnement des équipements électriques. Cette onde, caractérisée par une fréquence de 50 Hz ou 60 Hz selon les régions, assure à la fois l'efficacité énergétique, la durabilité et la sécurité des appareils connectés au réseau. Toutefois, la transmission de l'énergie, depuis les sites de production jusqu'aux utilisateurs finaux, est soumise à diverses perturbations. Ces dernières, souvent transitoires, résultent de la complexité croissante des réseaux électriques, des variations de charge, des interactions entre infrastructures partagées et des défauts potentiels au niveau des installations des consommateurs. L'ampleur et l'impact de ces perturbations varient selon la nature des défauts initiaux, pouvant affecter un grand nombre d'usagers et altérer la stabilité du réseau.

Dans ce contexte, l'intégration rapide et massive des convertisseurs statiques, dispositifs reposant sur des semi-conducteurs de puissance, a modifié en profondeur la structure et le comportement des systèmes électriques, que ce soit dans les secteurs industriel, commercial ou résidentiel. Ces convertisseurs offrent des avantages indéniables en termes de flexibilité, de fiabilité et d'efficacité énergétique. Cependant, leur comportement non linéaire engendre une dégradation significative de la qualité de l'énergie électrique. Contrairement aux charges linéaires qui absorbent un courant sinusoïdal, les charges non linéaires génèrent des courants aux formes d'onde déformées, riches en harmoniques. Dans certains cas, ces harmoniques atteignent des niveaux critiques, compromettant la performance globale du réseau.

Selon la norme IEEE [1], les charges non linéaires représentent aujourd'hui plus de 70 % de la consommation électrique dans les pays industrialisés. Elles sont omniprésentes, allant des équipements domestiques tels que les ordinateurs, les téléviseurs et l'éclairage à LED, aux applications industrielles comme les variateurs de vitesse, les fours à arc électrique et les équipements de soudage [2]. Selon l'EPRI (Electric Power Research Institute) dans les environnements résidentiels, le THDi global se situe typiquement entre 5–15 %. Ce taux peut atteindre 30 % à 35 % dans les installations comportant de nombreux équipements non linéaires, avec des pics pouvant exceptionnellement dépasser 100 % (jusqu'à 140 % dans certains cas critiques), notamment durant les heures de pointe ou les périodes de forte sollicitation électrique. Certains appareils (PC, TV, micro-ondes) peuvent générer des THDi de 100–150 % [3], [4]. Les harmoniques de rang 3, 5 et 7 sont particulièrement prédominantes, atteignant respectivement 95 % et 70 % d'amplitude.

Dans le secteur industriel, la situation est encore plus alarmante. Les variateurs de fréquence (VFD) génèrent des niveaux de THD oscillant entre 30 % et 70 %, l'harmonique de rang 5 pouvant atteindre jusqu'à 90 %, en fonction des modes de commutation [5]. Dans certaines usines, la THD peut même dépasser 50 %, menaçant la fiabilité des équipements et la stabilité du réseau. Même dans les installations à charges mixtes, la THD reste rarement inférieure à 20 %, ce qui impacte la performance des équipements et la stabilité du système [6].

Par ailleurs, ces phénomènes perturbent également les courants neutres, qui peuvent atteindre entre 20 % et 50 % du courant de phase en conditions normales et dépasser 100 % dans des cas extrêmes, compromettant ainsi la sécurité des réseaux résidentiels [7], [8]. Aux États-Unis, environ 22,6 % des installations ont signalé des courants neutres excédant le courant de phase, illustrant l'ampleur du problème [9].

Les répercussions économiques sont également considérables. En Europe, les pertes annuelles liées à une qualité d'énergie insuffisante sont estimées à 500 milliards d'euros, dont 100 milliards directement attribués aux harmoniques [10]. Des incidents concrets en témoignent : une usine de verre en France a subi une perte de 600 000 € en raison de la surchauffe d'un transformateur, tandis qu'une banque a enregistré un préjudice d'un million d'euros suite à un

incendie provoqué par une surcharge du conducteur neutre. De plus, l'AIE (l'Agence internationale de l'énergie, notamment le rapport NZE – Net Zero Emissions by 2050) prévoit que la demande mondiale d'électricité passera de 33 % en 2020 à 67 % en 2050, accentuant ainsi la pollution harmonique et la pression sur les réseaux électriques [11].

Face à ces défis croissants, la maîtrise de la distorsion harmonique est devenue une priorité incontournable pour assurer la fiabilité et la sécurité des systèmes électriques, aussi bien dans les secteurs résidentiels qu'industriels. La résolution de ces problématiques repose sur des stratégies avancées de détection et de compensation, visant à garantir une qualité d'énergie optimale et une meilleure stabilité des réseaux électriques.

Parmi les solutions historiquement adoptées pour atténuer la pollution harmonique, les filtres passifs, notamment les filtres LC, ont longtemps constitué un moyen efficace de réduction des harmoniques tout en permettant, dans certains cas, une correction du facteur de puissance. Leur fonctionnement repose sur un principe de résonance accordée à des fréquences spécifiques, leur conférant une efficacité notable dans des conditions bien définies [12]. Leur principal atout réside dans leur simplicité de conception et leur coût relativement faible, ce qui en fait une option attractive pour de nombreuses applications. Cependant, ces filtres présentent plusieurs limitations qui compromettent leur efficacité dans un environnement électrique moderne, caractérisé par une variabilité accrue des charges et des sources d'énergie. Leur compensation fixe les rend peu adaptés aux fluctuations dynamiques du réseau. De plus, leur encombrement peut poser des contraintes d'intégration, notamment dans des infrastructures où l'espace est limité. Un autre inconvénient majeur réside dans leur interaction avec l'impédance du réseau, qui peut engendrer des résonances indésirables et, dans certains cas, aggraver les perturbations harmoniques au lieu de les atténuer. Enfin, leur performance étant fortement dépendante des caractéristiques du réseau, ils s'avèrent souvent inadaptés aux systèmes électriques en constante évolution.

Face à ces limitations, des technologies plus avancées ont émergé, notamment les filtres actifs de puissance (*Active Power Filters*, APF). Introduits dans les années 1980 [13], [14], ces dispositifs offrent une compensation dynamique et adaptative en injectant dans le réseau des courants ou tensions harmoniques de même amplitude, mais de phase opposée à ceux générés par les charges non linéaires. L'objectif principal de ces filtres est de restaurer un courant sinusoïdal parfaitement en phase avec la tension d'alimentation, garantissant ainsi une qualité d'énergie optimale. Les filtres actifs de puissance se distinguent par leur capacité à s'adapter aux fluctuations des charges et aux variations du réseau, à éliminer les résonances indésirables et à fournir une compensation sélective ou globale des harmoniques selon les besoins spécifiques des installations [15]. Le choix du type de filtre dépend de plusieurs facteurs, notamment l'application envisagée, l'ampleur des distorsions à corriger, ainsi que les contraintes économiques et techniques associées. Les filtres actifs parallèles (FAP) sont largement utilisés pour atténuer les courants harmoniques, corriger les déséquilibres de courant et améliorer la gestion de la puissance réactive. Les filtres actifs série (FAS), quant à eux, sont conçus pour corriger les tensions harmoniques, réduire les déséquilibres et compenser les creux de tension. Enfin, les systèmes hybrides combinant filtres actifs parallèles et série, appelés *Unified Power Quality Conditioner* (UPQC), offrent une solution complète permettant de compenser simultanément plusieurs types de perturbations électriques.

Parmi ces technologies, les filtres actifs parallèles (FAP) jouent un rôle central dans la gestion de la qualité de l'énergie, tant dans les réseaux industriels que résidentiels. Leur capacité à s'adapter aux exigences croissantes en matière de stabilité et d'efficacité énergétique en fait une solution privilégiée. Leur conception repose sur plusieurs critères permettant d'optimiser leurs performances, notamment le choix du type d'onduleur (source de tension ou de courant),

la topologie adoptée (monophasée, triphasée à trois bras ou à quatre bras), ainsi que le mode de montage. D'autres paramètres influencent également leur efficacité, tels que le nombre de phases prises en charge et le niveau de l'onduleur utilisé. Parmi ces configurations, le filtre actif parallèle à quatre bras se distingue par sa capacité à gérer efficacement les courants harmoniques dans les réseaux triphasés à neutre. Contrairement aux topologies classiques à trois bras, cette architecture permet une compensation efficace des courants harmoniques circulant dans le conducteur neutre, un phénomène particulièrement préoccupant dans les réseaux électriques alimentant des charges déséquilibrées ou des dispositifs électroniques de forte puissance. Grâce à cette configuration, il devient possible de limiter les courants de neutre excessifs, d'améliorer la symétrie du système et de renforcer la stabilité du réseau électrique.

L'essor des filtres actifs parallèles, en particulier ceux à quatre bras, représente une avancée significative dans la lutte contre la pollution harmonique et l'amélioration de la qualité de l'énergie. Grâce aux progrès constants en électronique de puissance et en algorithmes de contrôle, ces dispositifs deviennent de plus en plus performants, flexibles et adaptés aux défis posés par les réseaux électriques modernes. L'optimisation des stratégies de commande, la réduction des pertes énergétiques et l'intégration de méthodes de compensation intelligentes figurent parmi les axes de recherche prioritaires visant à renforcer leur efficacité et leur rentabilité.

Dans cette dynamique d'innovation, l'association des filtres actifs avec des techniques avancées de gestion de l'énergie, basées sur l'intelligence artificielle, ouvre de nouvelles perspectives. L'utilisation des réseaux neuronaux artificiels (*Artificial Neural Networks*, ANN) et de l'apprentissage automatique permet d'optimiser en temps réel la compensation harmonique et de minimiser l'impact des perturbations sur le réseau. En particulier, les recherches récentes explorent l'application du neurone adaptatif linéaire (*Adaptive Linear Neuron*, ADALINE), qui s'appuie sur la méthode des moindres carrés LMS (*Least Mean Squares*). Cette approche modulaire simplifie la mise en œuvre tout en garantissant une extraction précise des harmoniques, ce qui améliore le facteur de puissance, réduit la distorsion harmonique totale (*Total Harmonic Distortion*, THD) et stabilise le fonctionnement du réseau. Ces caractéristiques font d'ADALINE une solution robuste et adaptée aux exigences des réseaux électriques modernes [16].

Face aux défis croissants des réseaux électriques modernes, qui doivent gérer des niveaux élevés de courants harmoniques et d'asymétrie, le développement de stratégies de contrôle robustes et performantes s'impose comme une nécessité. L'optimisation des filtres actifs de puissance (FA) constitue une réponse essentielle pour garantir une qualité d'énergie optimale et assurer la stabilité des infrastructures électriques. Dans cette optique, la recherche actuelle se concentre sur plusieurs contributions majeures :

- Une **analyse approfondie des structures ADALINE** les plus couramment utilisées pour le contrôle des APF, afin d'identifier leurs forces et leurs limitations.
- La **proposition de deux nouvelles méthodes de commande basées sur les réseaux de neurones artificiels (ANN)**, conçues pour pallier les lacunes des approches traditionnelles et améliorer la précision et la rapidité de compensation des harmoniques.
- Une **validation par simulation des performances des méthodes proposées** à travers des simulations sous MATLAB/Simulink, testées dans divers scénarios représentatifs des conditions réelles d'exploitation des réseaux électriques.

La thèse s'articule autour de quatre chapitres principaux, chacun apportant une contribution essentielle à l'avancement des stratégies de commande des APF.

Le **premier chapitre** propose un état de l'art détaillé des techniques d'identification harmonique basées sur l'algorithme ADALINE. Il met en lumière l'évolution des approches développées entre 2015 et 2025 par divers chercheurs, tout en soulignant le rôle croissant de l'intelligence artificielle dans l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. L'objectif est de comprendre comment ces avancées permettent de relever les défis liés à la pollution harmonique et d'évaluer les performances des différentes variantes de l'algorithme en fonction des applications spécifiques aux systèmes électriques modernes.

Le **deuxième chapitre** s'intéresse à l'analyse détaillée de la pollution harmonique, en examinant ses origines, ses effets sur les équipements et infrastructures électriques, ainsi que les solutions de mitigation existantes. Un accent particulier est mis sur les filtres actifs parallèles, qui constituent une approche prometteuse pour la gestion des courants harmoniques. Ce chapitre aborde également la modélisation mathématique de ces dispositifs, en détaillant l'architecture à quatre bras.

Le **troisième chapitre** est consacré aux méthodes d'identification et de commande des filtres actifs parallèles. Il débute par la présentation du neurone linéaire adaptatif (ADALINE), suivie de boucles à verrouillage de phase (PLL) conventionnelle (SRF-PLL) et en particulier la PLL neuronale (ADALINE-PLL). Les approches classiques d'identification adaptative, notamment la méthode ADALINE directe, fondée sur l'algorithme LMS, ainsi que la méthode des courants actifs neuronale (*Neural Active Current Method*). Par la suite, deux nouvelles méthodes développées dans le cadre de cette recherche sont introduites : la théorie p-q-r neuronale et la méthode de détection synchrone neuronale. La structure mathématique de chacune de ces techniques est détaillée, en mettant en évidence leurs spécificités et leurs avantages par rapport aux approches existantes. Enfin, ce chapitre traite également des stratégies de régulation du bus continu et des techniques de commande des courants d'injection, qui jouent un rôle crucial dans l'efficacité des filtres actifs.

Enfin, le **quatrième chapitre** est consacré à l'évaluation des performances des méthodes proposées, à travers des simulations réalisées sous MATLAB/Simulink dans trois scénarios distincts. Les résultats obtenus, représentatifs des conditions réelles d'exploitation, sont analysés afin d'évaluer l'efficacité des algorithmes développés. Une étude comparative des performances est également menée, mettant en lumière les points forts et les limites de chaque approche, ainsi que leur potentiel d'amélioration en vue d'applications futures.

La thèse se termine par une **conclusion générale** qui synthétise les principales contributions et résultats obtenus, mettant en lumière les apports principaux de cette recherche, les limites identifiées, ainsi que les **perspectives futures** en matière de commande intelligente des filtres actifs pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

Chapitre I : État de l'art

I.1. Introduction

Les réseaux neuronaux linéaires adaptatifs (ADALINE) et les techniques qui leur sont associées, ont permis des avancées notables dans le domaine de l'extraction des harmoniques et de l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. Ces approches ont favorisé le développement de systèmes capables d'identifier avec précision et de compenser efficacement les harmoniques, y compris dans des environnements électriques dynamiques et instables.

Cette problématique revêt une importance particulière dans le contexte des réseaux électriques modernes, caractérisés par une complexité croissante et une sensibilité accrue aux perturbations. Cette évolution est notamment liée à l'intégration massive des sources d'énergie renouvelable, en particulier les systèmes photovoltaïques (PV), qui introduisent des contraintes spécifiques dues à leur comportement non linéaire et à leur variabilité temporelle. Face à ces défis, les approches basées sur les réseaux ADALINE se sont imposées comme des alternatives prometteuses aux méthodes d'identification conventionnelles. Les avancées réalisées ont également permis d'améliorer de manière notable les performances des filtres actifs de puissance parallèles (shunt), ainsi que d'autres dispositifs de conditionnement de l'énergie, en termes de rapidité de convergence, de robustesse et de précision de compensation.

Ce chapitre propose une revue des principales contributions scientifiques et technologiques relatives à l'identification et à la compensation des harmoniques, en mettant en évidence les apports des approches ADALINE dans le contexte des systèmes énergétiques contemporains.

I.2. Revue bibliographique

Afin d'analyser et d'isoler les composantes non sinusoïdales des signaux électriques, diverses méthodes d'identification des harmoniques ont été proposées dans la littérature. Ces approches se classent généralement en trois grandes catégories : les méthodes temporelles, les méthodes fréquentielles et les méthodes basées sur l'intelligence artificielle (IA), comme l'illustre la **Figure I.1**.

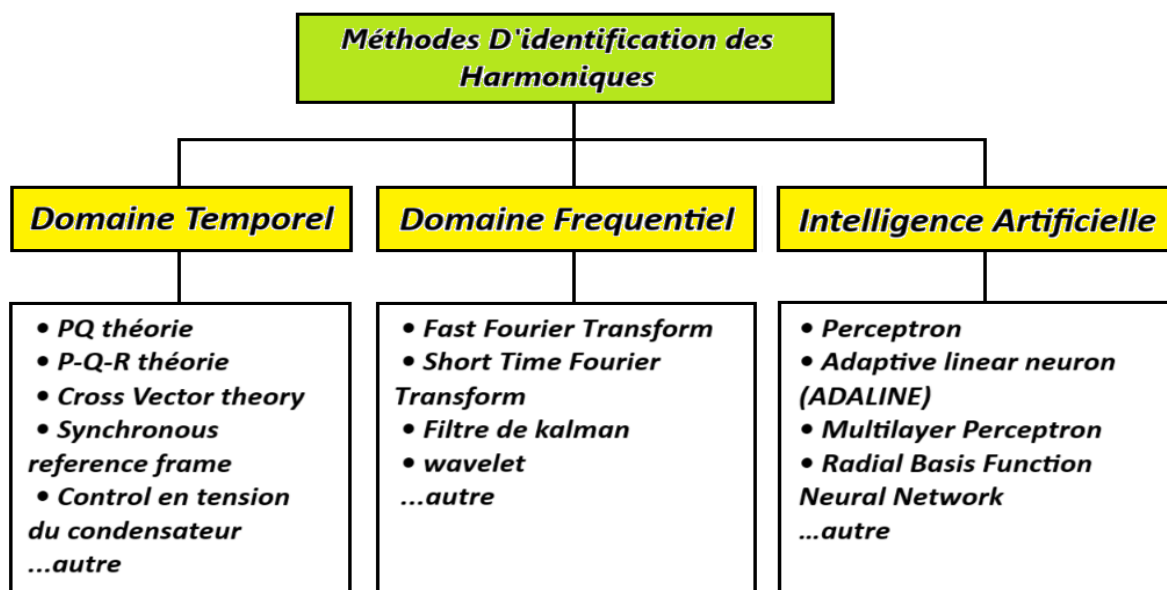


Figure I. 1 Méthodes d'identification des harmoniques.

Bien que, jusqu'à aujourd'hui, les techniques d'analyse temporelles telles que la théorie de la puissance instantanée [17] ou la théorie des référentiels synchrones [18], ainsi que les méthodes fréquentielles, telles que la transformation de Fourier rapide (FFT) [19] et les ondelettes [20], soient largement utilisées, elles présentent néanmoins plusieurs limitations. Ces approches sont particulièrement sensibles aux régimes transitoires, au bruit et aux phénomènes de scintillement, et montrent une efficacité limitée pour l'identification des inter-harmoniques.

Afin de pallier ces insuffisances, des approches plus avancées exploitant les algorithmes d'intelligence artificielle ont été développées. Parmi elles, les réseaux de neurones artificiels (*ANN – Artificial Neural Networks*), et plus particulièrement le neurone linéaire adaptatif de Widrow-Hoff (*ADALINE*) [21], se sont imposés comme des solutions prometteuses grâce à leur robustesse, leur simplicité de mise en œuvre et leur précision dans l'extraction des composantes harmoniques.

Initialement restreint à des applications relativement simples, l'ADALINE a rapidement démontré son efficacité dans le domaine du filtrage actif. Son application aux réseaux monophasés a été validée par les travaux de Deng et al. [22] ainsi que Zainuri et al. [23], [24], puis étendue aux réseaux triphasés à travers les contributions de Ould Abdeslam [25], Nguyen et al. [26], Kumar et al. [27] et Merabet et al. [28], incluant des configurations dynamiques et polyphasées.

Cependant, malgré ses performances reconnues, la méthode ADALINE classique présente certaines limites face à la complexité croissante et aux conditions de fonctionnement variables des réseaux électriques modernes. Parmi ses principales faiblesses figurent une vitesse d'apprentissage relativement lente et une précision réduite lors du traitement simultané de plusieurs composantes harmoniques.

Pour répondre à ces contraintes, plusieurs améliorations ont été proposées afin d'accroître la performance et l'adaptabilité de l'ADALINE. Deux grandes approches se distinguent :

1. **Approche Direct** : le modèle ADALINE est appliqué directement aux courants de phase. Simple et pratique, cette approche repose sur l'optimisation du processus d'apprentissage, visant à remplacer ou à améliorer l'algorithme LMS classique afin d'accélérer la convergence et d'accroître la précision ainsi que la robustesse.
2. **Approche hybride** : elle consiste à intégrer l'ADALINE au sein de méthodes classiques de décomposition ou d'identification harmonique, qu'elles soient temporelles ou fréquentielles, telles que la méthode de la puissance instantanée (p-q) ou celle du référentiel synchronisé (SRF). Cette combinaison permet de tirer parti de la complémentarité et des atouts respectifs des différentes techniques.

Parmi ces avancées, on peut citer :

Entre 2015 et 2018, Garanayak et Panda ont apporté des contributions majeures dans le domaine de l'amélioration de la qualité de l'énergie, en se concentrant sur les algorithmes adaptatifs et les filtres actifs de puissance parallèle (FAP).

En juin 2015 [29], ils ont développé l'algorithme ADALINE-VLLMS en combinant un réseau neuronal linéaire adaptatif avec une approche de moindres carrés variables à fuite (VLLMS). Cette méthode a amélioré la précision de l'estimation et la robustesse, notamment

dans des conditions de faible rapport signal/bruit (SNR), surpassant les techniques conventionnelles en termes de performance.

En novembre 2015 [30], ils ont proposé un nouvel algorithme de contrôle combinant des réseaux neuronaux linéaires adaptatifs avec une technique de taille de pas variable pour les filtres actifs de puissance shunt hybrides. Leur système a assuré une convergence rapide, une stabilité et une élimination efficace des harmoniques sous des conditions de charges dynamiques.

En décembre 2015 [31], ils ont utilisé l'algorithme des moindres carrés récursifs (RLS) pour estimer les paramètres harmoniques et l'ont intégré à un FAP amélioré. Cette approche a permis une réduction substantielle de la distorsion harmonique totale (THD) et une amélioration du facteur de puissance, validant l'adaptabilité dynamique et la robustesse des SAPF sous des conditions de charges non linéaires.

En février 2016 [32], ils ont introduit un algorithme hybride ADALINE-FXLMS, qui a amélioré l'estimation harmonique en incorporant une technique de moindres carrés filtrée-x. Cette approche hybride a permis une convergence plus rapide et une meilleure précision de suivi, démontrant sa robustesse contre le bruit et les conditions dynamiques des signaux.

Enfin, en avril 2018 [33], ils ont introduit l'algorithme ADALINE-LMM, intégrant une approche de M-estimation des moindres carrés avec un mécanisme de mise à jour robuste des poids pour supprimer le bruit impulsif. Lorsqu'il est appliqué à un FAP, cet algorithme a démontré une meilleure suppression des harmoniques et une stabilité accrue.

En mai 2018, Zainuri et al. [34] ont proposé un filtre actif de puissance shunt intégré à un système photovoltaïque monophasé qui utilise un algorithme ADALINE simplifié pour l'extraction des harmoniques de courant, améliorant la méthode ADALINE modifiée de Widrow-Hoff en réduisant la complexité et en améliorant la performance. Les auteurs ont également introduit une stratégie de contrôle "auto -chargement avec annulation de l'erreur de taille de pas" pour gérer la tension du condensateur du bus continu sous des conditions d'irradiance PV variables. Les simulations et évaluations expérimentales ont montré une réduction du THD, des temps de réponse améliorés et une réduction des pertes d'énergie par rapport aux méthodes existantes, confirmant l'efficacité de l'algorithme dans la réduction des harmoniques et la correction du facteur de puissance.

En décembre 2018, Das et al. [35] ont proposé un filtre actif parallèle hybride intégré à un algorithme de contrôle avancé basé sur un neurone adaptatif linéaire (ADALINE) avec un pas variable et un algorithme de moindres carrés fuyants (VSSLMS) pour améliorer la qualité de l'énergie dans les systèmes triphasés. Ce système compense la puissance réactive et atténue les harmoniques plus efficacement que l'approche ADALINE-LMS conventionnelle. Les résultats des simulations réalisées avec MATLAB/Simulink ont montré que l'algorithme VSSLMS proposé a significativement réduit le THD, à 2,85 % dans des conditions de charges déséquilibrées contre 4,95 % avec l'ADALINE-LMS. La méthode a également assuré la stabilité en maintenant la tension du bus DC, surpassant les filtres hybrides traditionnels.

En avril 2019 [36], Garanayak et Panda ont proposé un filtre actif de puissance shunt hybride utilisant une méthode de détection harmonique basée sur une fenêtre glissante combinée à un

algorithme ADALINE-DFRLS. Ce système a permis une amélioration en temps réel de la qualité de l'énergie, réduisant considérablement le THD et montrant une réponse dynamique supérieure lors des variations de charge. Ces avancées illustrent collectivement le rôle essentiel de Garanayak et Panda dans le développement de systèmes adaptatifs, robustes et efficaces pour améliorer la qualité de l'énergie dans les réseaux électriques.

En juin 2019, Triki et al. [37] ont développé une méthode de suivi du point de puissance maximale (MPPT) basée sur un neurone linéaire adaptatif (ADALINE) pour les systèmes photovoltaïques autonomes. Mise en œuvre en mode de commande indirect avec un régulateur proportionnel-intégral (PI), leur stratégie visait à améliorer la vitesse de convergence et l'efficacité sous des profils d'irradiations variables. La méthode a été validée expérimentalement par rapport à l'algorithme conventionnel perturbation et observation (P&O) en utilisant les tests standards EN 50530, démontrant des performances supérieures, notamment dans des conditions d'irradiations à changements rapides et faibles, avec des oscillations de puissance réduites et une puissance extraite plus élevée.

En Août 2019, Mangaraj et Panda [38] ont proposé l'algorithme de contrôle Kernel Hebbian Least Mean Square (KHLMS) pour un DSTATCOM, un dispositif avancé d'amélioration de la qualité de l'énergie. Les auteurs ont modélisé et simulé à la fois les algorithmes KHLMS et LMS adaptatif (ALMS) à l'aide de MATLAB/Simulink. Leur objectif principal était d'extraire les composants fondamentaux actifs et réactifs des courants de charge pour générer des signaux de référence, permettant ainsi une régulation efficace de la tension, une réduction des harmoniques, une correction du facteur de puissance et un équilibrage des charges. Leurs résultats ont démontré que le KHLMS surpassait l'ALMS, en réduisant les oscillations de la tension du lien DC, en améliorant l'équilibrage des tensions et en diminuant la distorsion harmonique, tout en réduisant la taille et la puissance nominale du DSTATCOM d'environ 78 %. Ces conclusions ont été validées par des résultats de simulation et d'expérimentation, conformes aux normes IEEE 519 et IEC 61000-3.

En octobre 2019, Azzam-Jai et Ouassaid [39] ont proposé une stratégie de contrôle adaptative basée sur les puissances actives et réactives PQ utilisant un neurone de type Adaline pour améliorer la performance d'un système photovoltaïque multifonction connecté à un filtre actif de puissance shunt (PV-FAP). Leur contribution repose sur une approche intelligente basée sur un réseau neuronal permettant une identification précise et rapide des courants harmoniques tout en s'adaptant aux changements brusques de charge et d'ensoleillement. La méthode a démontré une performance supérieure par rapport à la stratégie classique à base de puissances PQ instantanées, avec une réduction du THD à 4,46 %, un suivi de la référence plus rapide et une meilleure compensation de la puissance réactive, tout en respectant les normes IEEE-519.

En décembre 2019, Yap et al. [40] ont développé un algorithme de contrôle amélioré basé sur l'ADALINE pour les filtres actifs de puissance parallèle dans un réseau triphasé à quatre fils alimentant des charges déséquilibrées. Leur travail a étendu la technique ADALINE, initialement destinée aux systèmes monophasés et triphasés à trois fils, en intégrant un filtre hautement sélectif (HSF) et une fonction de moyenne. La méthode proposée a démontré une meilleure filtration harmonique (THD 0,88-2,63 %), un facteur de puissance proche de l'unité,

et une atténuation efficace du courant neutre par rapport aux algorithmes STF-dq0 conventionnels, garantissant un fonctionnement fiable même sous distorsion et déséquilibre de charge. Les études de simulation ont confirmé ses performances supérieures dans l'extraction des harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie.

En mars 2020, Garanayak et al. [41] ont proposé une nouvelle architecture ADALINE maître-esclave à double fonction (MS ADALINE) pour estimer avec précision les composants fondamentaux, harmoniques, sous-harmoniques et inter-harmoniques dans les signaux de courant déformés. Leur méthode utilise des structures ADALINE parallèles avec des algorithmes LMS adaptatifs distincts pour optimiser indépendamment la vitesse de convergence et la précision en régime permanent. À travers des simulations et une validation expérimentale, les auteurs ont démontré que le MS ADALINE surpassait l'ADALINE conventionnel en termes de vitesse de convergence, d'erreur en régime permanent, et de robustesse au bruit et à la distorsion du signal. Leurs résultats suggèrent des applications dans le domaine de la qualité de l'énergie, le contrôle actif du bruit, et l'ingénierie biomédicale.

En décembre 2020, Das et al. [42] ont proposé un filtre hybride shunt robuste intégré à un système photovoltaïque (PV) pour améliorer la qualité de l'énergie (PQ) dans les réseaux de distribution d'énergie. Ils ont utilisé la transformée en ondelettes complexes à double arbre (DT-CWT) pour l'extraction de fréquence et un algorithme des moindres carrés attirant zéro (ZALMS) pour le calcul du courant de référence et du signal de commutation. L'algorithme adaptatif perturbation-et-observation flou (APOF) a été utilisé pour le suivi du point de puissance maximal (MPPT). Leurs contributions incluent l'intégration de DT-CWT et de ZALMS dans un SHAF soutenu par PV, permettant une compensation harmonique significative, une amélioration du facteur de puissance et une réduction de la THD. Les résultats expérimentaux et de simulation ont démontré que la méthode proposée surpassait les approches LMS et NLMS conventionnelles sous des conditions de charge dynamique et d'irradiance solaire variable.

En juin 2021, Das et al. [43] ont mis en œuvre un filtre actif de puissance shunt basé sur un onduleur multiniveaux (Multilevel Inverter) intégré à un système photovoltaïque (PV) pour l'amélioration de la qualité de l'énergie. Les auteurs ont proposé un contrôleur modifié à ADALINE de Widrow-Hoff (MWH ADALINE) pour la réduction des harmoniques et la génération de courant de référence, en le comparant aux techniques ANFIS et WH ADALINE. Les validations par simulation en temps réel avec OPAL-RT ont montré que le MWH ADALINE offrait des performances supérieures en réduction des harmoniques ($THD < 5\%$) sous diverses conditions, y compris les charges non linéaires et les alimentations déformées, assurant ainsi une amélioration de la qualité de l'énergie et une intégration efficace des énergies renouvelables.

En juin 2021, Tali et al. [44] ont proposé une nouvelle stratégie de contrôle sans capteur de tension pour les filtres actifs de puissance shunt dans les systèmes photovoltaïques connectés au réseau. En utilisant un réseau neuronal linéaire adaptatif (ADALINE) pour l'estimation de la tension du réseau, ils ont mis en œuvre une méthode de contrôle direct de la puissance (DPC) basée sur la théorie étendue de la PQ. Cette approche a réduit les coûts du système en minimisant le nombre de capteurs et a démontré des performances améliorées, notamment en

matière de réduction des harmoniques et de compensation de la puissance réactive. Les résultats de simulation ont montré une réduction significative de la distorsion harmonique totale (THD) et une stabilité lors de tensions de réseau équilibrées et déséquilibrées, ainsi que lors des variations d'irradiation solaire, confirmant la fiabilité de la méthode et sa conformité aux normes IEEE-519.

En décembre 2021, Tamer et al. [45] ont proposé un schéma de contrôle basé sur un neurone linéaire adaptatif (ADALINE) pour un filtre actif shunt triphasé, optimisé par l'optimisation par essaim particulaire (PSO) pour régler le contrôleur PI anti-windup. Le réseau neuronal ADALINE a été utilisé pour estimer précisément les courants de référence pour la compensation des harmoniques, et le PSO a optimisé les paramètres du contrôleur pour améliorer la performance dynamique lors de la régulation de la tension du bus DC. Les résultats des simulations MATLAB et la validation expérimentale utilisant la plateforme dSPACE DS1104 ont montré une amélioration significative de la réduction des courants harmoniques, de la correction du facteur de puissance et de la régulation de la tension du bus continu. La méthode proposée a efficacement satisfait les normes IEEE-519 pour l'amélioration de la qualité de l'énergie.

En août 2022, Asadi et al. [46] ont proposé un système de contrôle basé sur un réseau neuronal adaptatif pour un filtre actif de puissance shunt afin d'atténuer les harmoniques dans des conditions de réseau faible. Ils ont utilisé un neurone linéaire adaptatif (ADALINE) pour déterminer la référence de courant et ont mis en œuvre un filtre synchrone robuste (RSF) et un modèle de boucle de verrouillage de phase (PLL) pour une synchronisation stable dans des tensions de réseau déformées et faibles. Les résultats ont montré une réduction significative des harmoniques : 86,7 % pour des conditions équilibrées, 84 % pour des conditions déséquilibrées sous impédance du réseau, et 80,46 % sous des conditions de réseau faible, montrant l'efficacité de leur approche pour améliorer la qualité de l'énergie.

En novembre 2022, Sant et al. [47] ont proposé une méthode de contrôle pour un filtre actif de puissance shunt basée sur la génération de courant de référence (RCG) en utilisant un double intégrateur généralisé d'ordre deux (SOGI) et l'algorithme des moindres carrés (LMS). La méthode proposée améliore la réponse dynamique et réduit la complexité computationnelle en utilisant SOGI pour estimer l'angle de phase et la fréquence de l'alimentation, et LMS pour décomposer le courant de charge en composants actifs et réactifs. Les performances ont été validées par des simulations et des expériences, montrant une atténuation précise des harmoniques et une correction du facteur de puissance dans diverses conditions de charge, avec une meilleure performance dynamique et une charge de calcul réduite par rapport aux méthodes conventionnelles.

En décembre 2022, Mishra et al. [48] ont mis en œuvre une stratégie de contrôle basée sur un réseau neuronal linéaire adaptatif (ADALINE) pour un compensateur statique de distribution lié à une installation photovoltaïque (PV-DSTATCOM), visant à améliorer la qualité de l'énergie dans les systèmes de distribution. Ils ont comparé le contrôleur ADALINE proposé avec la théorie du cadre de référence synchrone (SRFT), le traceur sinusoïdal linéaire amélioré (ILST) et les algorithmes de rétropropagation (BP) à l'aide de simulations MATLAB/Simulink. Leurs résultats ont démontré que le contrôleur ADALINE surpassait les autres contrôleurs en

termes de réduction des harmoniques, de compensation de la puissance réactive et d'équilibrage de la charge dans diverses conditions de charge dynamique, en se distinguant particulièrement par son adaptabilité et son efficacité computationnelle.

En janvier 2023, Azzam Jai et Ouassaid [49] ont proposé une approche basée sur l'apprentissage automatique pour améliorer les performances d'un filtre actif de puissance shunt intégré dans un système photovoltaïque (PV-FAP). Ils ont conçu un algorithme hybride de régression à base de machine à vecteurs de support (SVM), Perturb and Observe (P&O) pour le suivi du point de puissance maximal (MPPT) et une nouvelle stratégie de régulation de puissance réactive (Q) basée sur la régression SVM-Adaline pour l'extraction des harmoniques. Leurs méthodes ont montré des améliorations significatives dans la production d'énergie PV (réduction de 99 % des pertes d'énergie) et l'extraction des harmoniques (réponse jusqu'à 98,8 % plus rapide). Les stratégies proposées ont surpassé les techniques conventionnelles tant en conditions dynamiques que statiques, améliorant la qualité de l'énergie et la compensation de la puissance réactive sous des charges et des conditions climatiques variables.

En août 2023, Amit Kumar et Pradeep Kumar [50] ont développé un algorithme de contrôle combinant la boucle de verrouillage de phase de l'intégrateur généralisé d'ordre deux (SOGI-FLL) et le neurone linéaire adaptatif (ADALINE) avec un algorithme des moindres carrés (LMS) pour un DSTATCOM triphasé à quatre bras. Le SOGI-FLL assure la synchronisation avec le réseau, tandis que l'ADALINE-LMS génère les courants de référence pour le contrôle de l'onduleur. Ils ont employé un algorithme génétique pour optimiser les gains du contrôleur proportionnel-intégral. Leurs résultats de simulation, en régime statique et dynamique ont démontré des améliorations significatives des problèmes de qualité de l'énergie, tels que la réduction des harmoniques, la compensation de la puissance réactive et la correction du facteur de puissance, tout en respectant les normes IEEE-519 pour la THD.

En mars 2024, Annu Govind et al. [51] ont proposé un filtre actif de puissance shunt pour améliorer la qualité de l'énergie sous des conditions de tension non linéaires et déformées en utilisant un contrôleur de réseau neuronal adaptatif. Ils ont employé le réseau ADALINE pour l'extraction du signal fondamental et utilisé la théorie de la puissance réactive instantanée (IRP) et le contrôle de courant indirect pour générer des signaux de référence et les signaux de commutation. Leur approche a été validée par des simulations MATLAB/Simulink et une mise en œuvre expérimentale utilisant un DSP TMS320F28335. L'étude a démontré la conformité aux normes IEEE-519 pour la distorsion harmonique, une correction efficace de la puissance réactive, et une amélioration des performances transitoires et en régime permanent.

En juin 2024, Azzam Jai et Ouassaid [52] ont développé trois nouveaux contrôleurs adaptatifs basés sur l'apprentissage automatique pour améliorer les performances d'un filtre actif de puissance shunt photovoltaïque (PV-FAP). Ils ont proposé : (1) un contrôleur MPPT SVR-INC pour une génération rapide et précise de puissance photovoltaïque lors de changements brusques d'irradiance, (2) une stratégie SRF adaptative basée sur l'ADALINE pour une extraction efficace des harmoniques sous des variations de charge non linéaire, et (3) un contrôleur ADALINE adaptatif basé sur l'apprentissage automatique pour la régulation de la tension du bus continu. Les résultats de simulation démontrent la supériorité des méthodes pour l'atténuation des harmoniques, la réduction de la THD et la conformité aux normes IEEE-

519. Ces contributions améliorent de manière significative la fonctionnalité des systèmes PV-FAP et la qualité de l'énergie.

En décembre 2024, Rahman et al. [53] ont proposé un neurone linéaire adaptatif (ADALINE) pour l'extraction directe du courant de résonance dans les filtres actifs de puissance shunt. Leur travail visait à alléger la charge computationnelle des méthodes d'extraction traditionnelles, comme la transformée de Fourier discrète récursive (RDFT), tout en maintenant la précision de l'extraction. En extrayant directement le courant de résonance à partir du courant d'alimentation. Leur approche a simplifié le processus et a démontré l'efficacité du SAPF dans la compensation des harmoniques et l'amortissement de la résonance. Les résultats clés incluent une réduction significative de la distorsion harmonique totale (THD) et la distorsion harmonique individuelle, avec une conformité aux normes IEEE 519-2014, soulignant l'importance de l'amortissement de la résonance pour améliorer les performances du FAP.

L'intégration de l'ADALINE avec des algorithmes avancés tels que les moindres carrés récursifs (RLS), les moindres carrés à fuite variable (VLLMS) ou encore les moindres carrés filtrés (FXLMS) a montré un fort potentiel. Ces combinaisons permettent une réduction significative de la distorsion harmonique totale (THD), tout en améliorant la stabilité et la réponse dynamique des systèmes, même sous des conditions variables. Les gains en efficacité computationnelle, en adaptabilité en temps réel et en robustesse au bruit ont renforcé les performances des filtres actifs de puissance shunt et d'autres dispositifs de conditionnement de l'énergie. Les travaux de chercheurs tels que Garanayak, Panda, Zainuri, Azzam-Jai, et Ouassaid confirment l'intérêt de ces approches adaptatives, qui contribuent à rendre les réseaux électriques plus fiables, réactifs et adaptés aux environnements complexes et perturbés. L'avenir de l'analyse harmonique reposera ainsi sur des techniques intelligentes toujours plus performantes, capables d'optimiser la qualité de l'énergie dans des réseaux fortement interconnectés.

Cependant, la grande majorité des études et recherches présentées précédemment ont été menées sur des systèmes triphasés à trois fils, où la charge, bien que distordue, reste généralement équilibrée. En revanche, très peu de travaux ont porté sur l'application de l'ADALINE dans des systèmes à quatre fils incluant le conducteur neutre, qui présentent des déséquilibres plus complexes. Dans ce contexte, les méthodes d'identification conventionnelles, malgré leurs limites et inconvénients connus, demeurent encore largement utilisées.

Un tableau récapitulatif des principales contributions issues des références précédemment citées, concernant l'amélioration de la qualité de l'énergie par les algorithmes adaptatifs, est présenté ci-après.

Tableau I. 1 Résumé des contributions sur l'amélioration de la qualité de l'énergie par les réseaux de neurones adaptatifs.

Réf	Méthode / Algorithme	Application principale	Avantages clés
[29] Juin 2015	Réseau neuronal linéaire adaptatif, approche de moindres	Algorithme ADALINE-VLLMS pour une estimation précise et robuste des harmoniques	Amélioration de la précision et de la robustesse de l'estimation dans des conditions de faible SNR,

	carrés variables à fuite (VLLMS). ADALINE-VLLMS		surpassant les techniques conventionnelles.
[30] Nov. 2015	ADALINE + taille de pas variable	Filtres actifs de puissance shunt (FAP) hybrides	Convergence rapide, élimination efficace des harmoniques sous charges dynamiques
[31] Déc. 2015	ADALINE avec algorithme des moindres carrés récursifs (RLS).	FAP amélioré en utilisant l'algorithme RLS. Et estimation des harmoniques	Réduction THD, amélioration facteur de puissance, robustesse des SAPF sous des conditions de charges non linéaires
[32] Fév. 2016	Technique de moindres carrés filtrée-x (ADALINE-FXLMS).	Estimation harmonique pour FAP à trois bras.	Convergence rapide, bonne robustesse au bruit.
[33] Avril 2018	Approche de M-estimation des moindres carrés (ADALINE-LMM)	Optimisation des performances du FAP a trois bras.	Suppression du bruit impulsif, stabilité accrue.
[34] Mai 2018	Algorithme ADALINE simplifié, contrôle d'auto-chargement.	FAP intégré à un système PV monophasé sous irradiance variable.	THD réduit, temps de réponse améliorés, perte énergétique réduite
[35] Déc. 2018	ADALINE avec taille de pas variable et moindres carrés fuyants (VSSLMS).	FAP hybride pour améliorer la qualité d'énergie dans des systèmes triphasés.	Réduction significative du THD (2,85 %), amélioration de la stabilité et performance supérieure aux filtres hybrides traditionnels.
[36] Avril 2019	ADALINE-DFRSL + fenêtre glissante	Filtre actif de puissance shunt hybride (FAPH)	Réduction THD, réponse dynamique améliorée
[37] Juin 2019	ADALINE-MPPT + commande indirecte avec régulateur PI	PV autonome	Suivi rapide, faible oscillation, puissance extraite optimisée, efficacité sous profils d'irradiation variables, surpassant l'algorithme P&O.
[38] Août 2019	Kernel Hebbian Least Mean Square (KHLMS), LMS adaptatif (ALMS).	Appliqué au DSTATCOM pour d'extraire les composants fondamentaux actifs et réactifs des courants de charge pour générer des signaux de référence	Le KHLMS surpassait l'ALMS, 78 % de réduction de taille, amélioration PQ et THD, Réduction des oscillations de la tension du bus DC
[39] Oct. 2019	ADALINE + PQ adaptatif	Système photovoltaïque multifonction connecté à un filtre actif de puissance shunt.	THD à 4,46 %, bonne adaptation aux variations de charge
[40] Déc. 2019	ADALINE avec filtre hautement sélectif (HSF) et fonction de moyenne.	Réseau triphasé 4-fils + FAP triphasé à 4 bras. Sous conditions de charge déséquilibrée et réseau non idéal.	THD 0,88–2,63 %, meilleure filtration et atténuation du courant neutre
[41] Mars 2020	MS-ADALINE (maître-esclave)	SAPF, PQ, biomédical pour estimation des harmoniques, sous	Vitesse de convergence améliorée, haute précision, robustesse, faible erreur permanente

		harmoniques et inter-harmoniques.	
[42] Déc. 2020	DT-CWT + ZA-LMS, APOF + LMS et NLMS	FAP hybride + PV pour améliorer PQ.	Simulation et expérimentale. Compensation harmonique significative, meilleure stabilité.
[43] Juin 2021	ADALINE de Widrow-Hoff modifié (MWH ADALINE) compare a ANFIS et WH ADALINE	Onduleurs multiniveaux + PV pour l'amélioration de la qualité de l'énergie	THD < 5 %, meilleure intégration des renouvelables. Performances supérieures sous charges non linéaires et tensions d'alimentations déformées.
[44] Juin 2021	ADALINE sans capteur tension + DPC	Filtres actifs de puissance shunt + PV connecté réseau	Réduction capteurs, THD réduite, robustesse sous déséquilibres
[45] Déc. 2021	ADALINE + PSO optimisé PI anti-windup	FAP triphasé avec PV. Méthode validée par simulations sur MATLAB et expérimentations en temps réel avec dSPACE.	Réduction harmonique, bonne régulation tension bus DC
[46] Août 2022	ADALINE + RSF + PLL	FAP en réseau faible	Réduction harmonique 80–86 % (équilibrées, déséquilibrées, faibles), stabilité même sous réseau perturbé
[47] Nov. 2022	Un double intégrateur généralisé d'ordre deux (SOGI) + l'algorithme des moindres carrés (LMS)	Filtre actif de puissance shunt (FAP)	Amélioration de la réponse dynamique, réduction complexité, meilleure réponse dynamique
[48] Déc. 2022	ADALINE + SRFT + ILST + BP	PV-DSTATCOM, améliorer la qualité de l'énergie dans les systèmes de distribution	L'ADALINE est supérieur à ILST, SRFT et BP en THD, puissance réactive, équilibre
[49] Jan. 2023	SVM + P&O + ADALINE	Filtre actif de puissance shunt intégré dans un système photovoltaïque	Réduction pertes énergétiques (99 %), meilleure régulation Q
[50] Août 2023	SOGI-FLL + ADALINE-LMS + optimisation génétique (GA)	DSTATCOM triphasé 4 bras	Synchronisation précise, THD réduite, compensation Q améliorée, conforme IEEE-519
[51] Mars 2024	ADALINE + IRP + contrôle courant indirect	FAP sous tension non linéaire	Conformité IEEE-519, correction réactive, meilleure réponse transitoire et régime permanent
[52] Juin 2024	Trois contrôleurs adaptatifs (SVR-INC, SRF-Adaline, Adaline-ML)	PV-FAP	Atténuation efficace des harmoniques, THD réduite, conformité IEEE-519, optimisation MPPT et gestion bus DC
[53] Déc. 2024	ADALINE + RDFT	Filtre actif parallèle (FAP), pour extraction directe du courant de résonance	Allègement du calcul, extraction de résonance efficace, THD et THD individuelle réduits, conformité IEEE 519-2014

I.3. Conclusion

Ce chapitre a présenté les avancées majeures en matière d'analyse harmonique et d'amélioration de la qualité de l'énergie, rendues possibles par l'utilisation des réseaux neuronaux linéaires adaptatifs (ADALINE) et de leurs variantes. Les contributions des chercheurs ont permis le développement d'algorithmes performants, capables de faire face aux défis posés par les charges dynamiques, le bruit, et l'intégration croissante des énergies renouvelables, notamment photovoltaïques.

L'intégration d'ADALINE, en particulier sous ses variantes hybrides (ADALINE-VLLMS, ADALINE-FXLMS), a montré une efficacité notable dans les filtres actifs de puissance shunt, en réduisant significativement la distorsion harmonique totale (THD), en améliorant le facteur de puissance, et en assurant la conformité aux normes IEEE, aussi bien pour des systèmes monophasés que triphasés.

Toutefois, la mise en œuvre de ces techniques reste complexe, et leurs performances doivent encore être consolidées pour répondre aux exigences des réseaux de demain, de plus en plus distribués, non linéaires et instables. L'évolution continue vers des approches intelligentes basées sur l'apprentissage automatique ouvre la voie à des réseaux plus adaptatifs, robustes et efficaces.

Malgré les défis encore présents, ADALINE demeure une solution clé pour relever les enjeux de la qualité de l'énergie dans les systèmes électriques modernes. Son rôle restera central dans les futures avancées technologiques du secteur.

Le prochain chapitre portera sur les principales perturbations des réseaux électriques, avec un focus sur les harmoniques : leurs origines, leurs impacts, les normes de référence, ainsi que les méthodes de compensation associées.

Chapitre II : Perturbations électriques et solutions de dépollution avancées

II.1. Introduction

Les réseaux électriques modernes sont des systèmes dynamiques et complexes, appelés à s'adapter en permanence aux variations, parfois brutales, des tensions et des courants. Leur mission essentielle consiste à garantir une alimentation électrique continue, sous forme de tension sinusoïdale stable, respectant des normes précises en matière d'amplitude et de fréquence. Pour éviter les dysfonctionnements, voire la détérioration des composants du réseau et des équipements des utilisateurs, il est essentiel d'identifier les sources de perturbations et de déployer des solutions adaptées pour les atténuer ou les éliminer. Dans cette optique, ce chapitre est consacré à l'étude de la qualité de l'énergie électrique. Il s'articule en trois parties : d'abord, une présentation des principales perturbations, avec une attention particulière portée aux harmoniques de tension et de courant. Ensuite, un aperçu des méthodes de traitement et de compensation couramment utilisées. Enfin, une analyse approfondie des filtres actifs de puissance parallèles sera proposée, en tant que solution moderne et performante pour la compensation des perturbations harmoniques.

II.2. Perturbations dans les réseaux électriques

L'énergie électrique distribuée aux consommateurs doit être triphasée, sinusoïdale et équilibrée, avec une fréquence et une amplitude constante. Cependant, diverses perturbations internes ou externes peuvent altérer ces caractéristiques, affectant ainsi la qualité de l'énergie et le fonctionnement des équipements électriques [54]. Ces perturbations se manifestent par :

- Des variations de tension,
- Des variations de fréquence,
- Des déséquilibres du système.

II.2.1. Les variations de tension

Les variations de tension correspondent à tout écart temporaire ou prolongé par rapport à la valeur nominale. Elles incluent les chutes de tension, les coupures, les surtensions et les fluctuations de tension [54], [55], [56].

Les **chutes de tension** ou affaissements (**Figure II.1(a)**) se traduisent par une diminution momentanée de l'amplitude, généralement comprise entre 10 % et 90 % de la valeur nominale (norme IEEE 1159-1995). Elles durent de quelques millisecondes à quelques secondes et résultent souvent de la mise en marche d'équipements à forte charge, d'orages ou de courts-circuits temporaires, pouvant perturber les appareils sensibles et entraîner des pertes de données. Lorsqu'elles s'étendent sur plusieurs minutes ou heures, elles sont généralement causées par des surcharges ou des pannes prolongées, affectant l'efficacité des équipements et les processus industriels.

Les **coupures de tension** (**Figure II.1(b)**) correspondent à une interruption totale de l'alimentation, réduisant la tension à moins de 10 % de sa valeur nominale. Temporaires, elles durent de quelques millisecondes à secondes et sont causées par des courts-circuits, des éclairs ou des défaillances du réseau, provoquant des perturbations des équipements électroniques et des arrêts de production. Lorsqu'elles se prolongent sur plusieurs heures, elles résultent de pannes majeures, d'intempéries ou d'accidents, compromettant les services essentiels et entraînant des pertes économiques importantes.

Les **surtensions** (**Figure II.1(c)**) désignent une augmentation transitoire de la tension dépassant 10 % à 90 % de la valeur nominale (norme IEEE 1159-1995). Les surtensions brèves, souvent dues à des éclairs ou des commutations de charges, provoquent des pics de tension

susceptibles d'endommager les équipements électroniques et d'affecter l'éclairage. Lorsqu'elles durent plusieurs minutes ou heures, elles sont généralement causées par des erreurs de régulation ou des défauts du réseau, entraînant une surchauffe des équipements et accélérant leur usure.

Les **fluctuations de tension** (Figure II.1(d)) sont des variations périodiques ou aléatoires de l'amplitude de la tension, causées par des charges variables, des interférences électromagnétiques ou des variations soudaines de la demande. Moins marquées que les chutes de tension, elles durent de quelques millisecondes à plusieurs minutes et perturbent les équipements électroniques sensibles, pouvant provoquer des erreurs, des arrêts imprévus et une réduction de la durée de vie des appareils, notamment dans les systèmes informatiques et industriels nécessitant une tension stable.

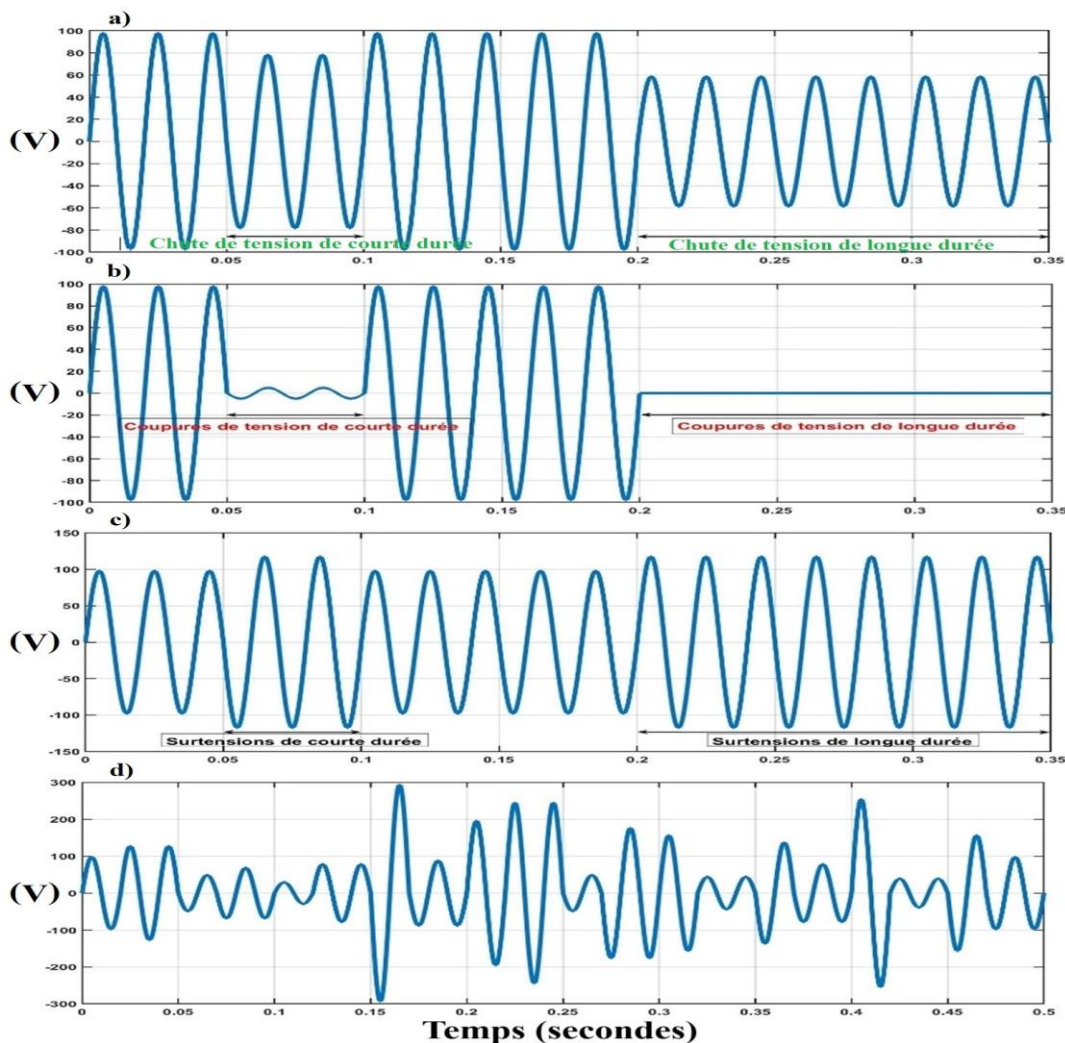


Figure II. 1 Variation de tension : (a) Chute de tension, (b) Coupure de tension, (c) Surtension de tension, et (d) Fluctuation de tension.

II.2.2. Les variations de la fréquence

Les variations de fréquence (Figure II.2) désignent les écarts par rapport à la fréquence nominale du réseau (50 Hz ou 60 Hz). Elles résultent d'un déséquilibre entre production et consommation d'électricité, souvent causé par des pannes, des catastrophes naturelles ou l'intermittence des énergies renouvelables. Ces fluctuations peuvent provoquer des coupures de courant, endommager les équipements et perturber les infrastructures critiques, engendrant des coûts supplémentaires pour stabiliser le réseau [54], [56].

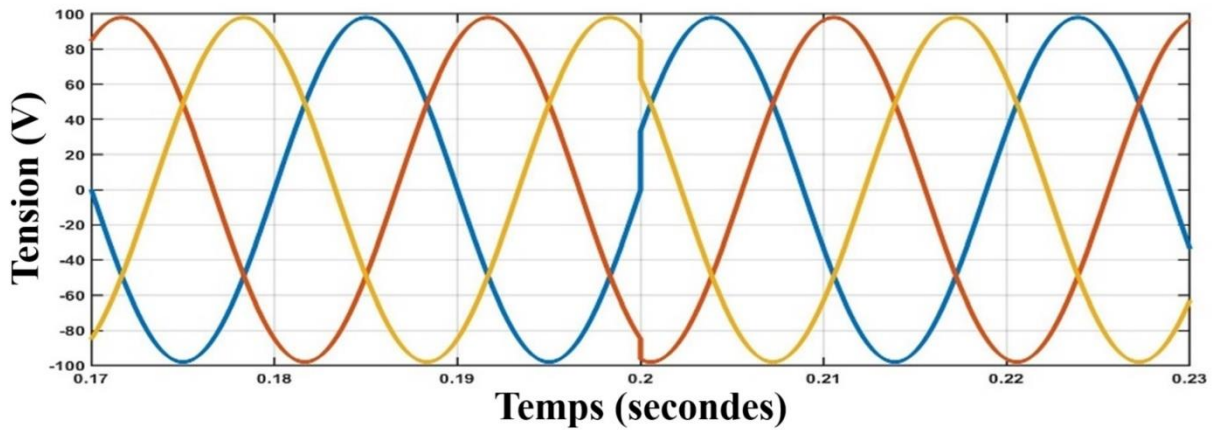


Figure II. 2 Variation de la fréquence.

II.2.3. Les Déséquilibres du système

Les déséquilibres de courant et de tension apparaissent lorsque les amplitudes des trois phases diffèrent ou que leurs déphasages s'écartent des 120° théoriques (voir **Figure II.3**). Ce phénomène altère la symétrie du réseau électrique et affecte la fiabilité des équipements. Le facteur de déséquilibre (UF), défini par le rapport entre les composantes de séquence négative et positive, est généralement inférieur à 3 % dans un réseau bien conçu. Parmi les principales causes figurent une répartition inégale des charges, des défauts de phase, des anomalies de mise à la terre et des problèmes de câblage. Des défaillances d'équipements ou des facteurs environnementaux, comme la température, peuvent aggraver ces déséquilibres. Leurs effets incluent la surchauffe des équipements, l'augmentation des courants dans le neutre, des vibrations, des déclenchements intempestifs des protections et une baisse de l'efficacité énergétique, compliquant ainsi la gestion des réseaux modernes [56], [57].

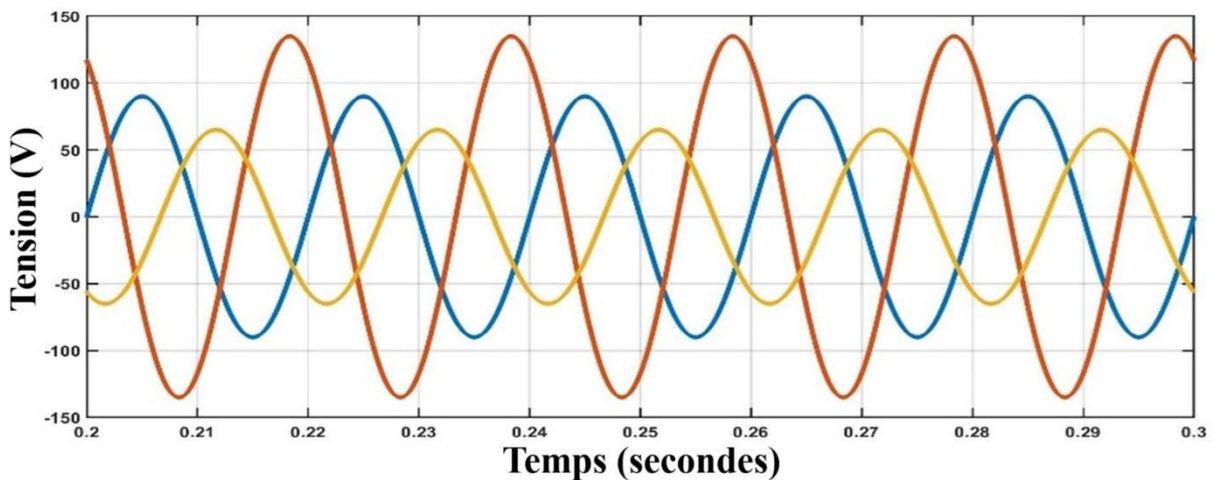


Figure II. 3 Déséquilibre de tension.

Cependant, l'une des perturbations les plus courantes et problématiques, responsable d'une part importante des dysfonctionnements dans les réseaux électriques, y compris ceux évoqués précédemment, est celle des distorsions harmoniques. Nous allons les examiner plus en détail dans la section suivante.

II.3. Les distorsions harmoniques

La pollution harmonique, qu'elle concerne la tension ou le courant, résulte de la superposition de composantes sinusoïdales dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale du réseau (50 Hz ou 60 Hz), pour laquelle les circuits électriques sont conçus (**Figure II.4**) [58]. Classées en harmoniques paires et impaires, elles se répartissent en séquences positive, négative ou homopolaire selon la configuration du réseau et le type de charge. Toute onde périodique peut ainsi être décomposée en une somme intégrant la fréquence fondamentale et ses harmoniques. Toutefois, certaines perturbations échappent à cette classification, notamment :

- Les interharmoniques, dont les fréquences se situent entre les multiples entiers de la fondamentale,
- Les infraharmoniques, de fréquence inférieure à celle de l'onde fondamentale.

Les harmoniques proviennent principalement des charges non linéaires et des équipements électroniques de puissance, tels que les dispositifs à commutation (variateurs de vitesse, alimentations à découpage, onduleurs, etc.), qui consomment l'énergie de manière irrégulière et génèrent des courants non sinusoïdaux. Elles peuvent également résulter de défauts ou de phénomènes transitoires affectant le réseau électrique [59].

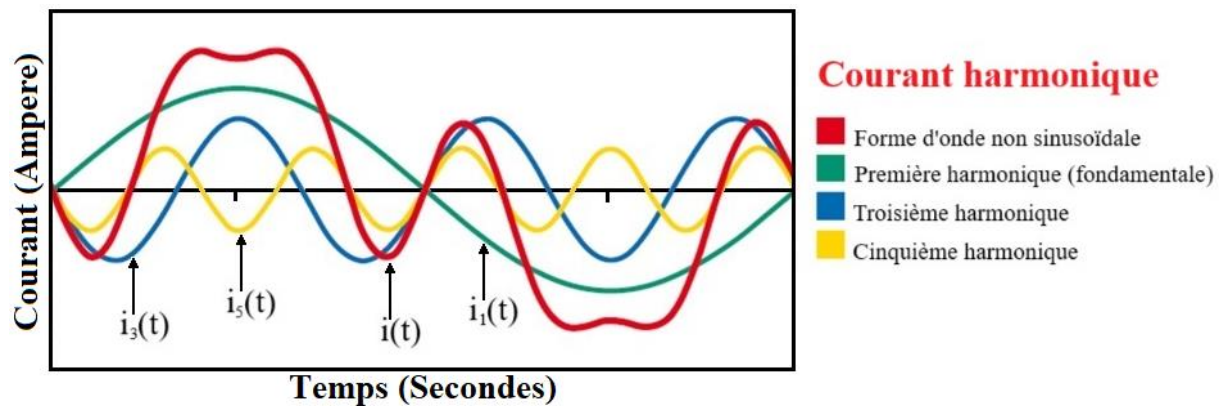


Figure II. 4 Décomposition des signaux harmoniques de différent rang : Fondamental (50 Hz), harmonique 3 (150 Hz), harmonique 5 (250 Hz).

La présence excessive d'harmoniques dans un réseau électrique a des conséquences néfastes à plusieurs niveaux :

- **Surchauffe des équipements et réduction de leur durée de vie** : Les transformateurs, câbles et moteurs électriques subissent des pertes accrues dues aux courants harmoniques. Selon l'IEEE 519, une distorsion harmonique totale (THD) supérieure à 5 % peut entraîner une augmentation des pertes de puissance de 10 % à 30 % et réduire la durée de vie des équipements de 30 % à 50 % [60], [61].
- **Réduction de l'efficacité énergétique** : Les pertes supplémentaires induites par les courants harmoniques augmentent la consommation d'énergie. Selon l'EPRI (Electric Power Research Institute), les harmoniques sont responsables d'une augmentation de 5 % à 10 % de la consommation énergétique dans les installations industrielles [62].
- **Dysfonctionnements des appareils électroniques et perturbations des systèmes de contrôle** : Les équipements sensibles, tels que les automates industriels, les équipements médicaux et les systèmes de télécommunications, peuvent être gravement affectés par la pollution harmonique, entraînant des erreurs de fonctionnement, des arrêts intempestifs et des pertes de données. Une étude de Schneider Electric rapporte

que près de 50 % des pannes d'équipements électroniques sont liées à des problèmes de qualité de l'énergie [63], [64].

- **Risque accru de résonance et de surtensions transitoires** : Les harmoniques peuvent provoquer des surtensions par effet de résonance avec les éléments capacitifs du réseau, menaçant la stabilité du réseau et augmentant le risque d'endommagement des équipements [65].
- **Impact sur le facteur de puissance et augmentation des coûts pour les consommateurs** : Un facteur de puissance dégradé par les harmoniques entraîne une augmentation des pénalités tarifaires pour les industriels. Dans certains pays, les entreprises dont le facteur de puissance descend en dessous de 0.92 doivent payer des surcharges importantes sur leur facture d'électricité [66].

II.3.1. Relation entre les harmoniques et le déséquilibre de courant

Les courants harmoniques et les déséquilibres de courant sont des facteurs clés influençant la qualité de l'énergie dans les réseaux électriques. Leur interaction mutuelle peut aggraver les perturbations et complexifier la gestion du réseau [67].

- **Effet du déséquilibre sur les harmoniques** : Dans un réseau triphasé déséquilibré, les charges non linéaires génèrent des harmoniques plus marquées et difficiles à atténuer. Ces courants harmoniques accentuent les déséquilibres en augmentant la tension de ligne et en induisant des courants parasites dans le neutre, contribuant ainsi à l'instabilité du système.
- **Amplification des déséquilibres par les harmoniques** : Les harmoniques de séquence négative perturbent la symétrie des phases, aggravant le déséquilibre initial. Ce phénomène crée un cercle vicieux où les déséquilibres favorisent l'apparition de nouvelles harmoniques, rendant le système plus instable.
- **Impact sur la répartition des charges** : Dans un réseau déséquilibré, l'impédance variable entre phases modifie la propagation des courants harmoniques, entraînant des pertes accrues et des dysfonctionnements.

Bien que distincts, déséquilibres et harmoniques s'influencent mutuellement, compliquant davantage la gestion de la qualité de l'énergie électrique.

II.3.2. Évaluation et quantification des harmoniques

La présence d'harmoniques dans un réseau électrique peut entraîner des perturbations significatives, affectant la stabilité, l'efficacité énergétique et la durée de vie des équipements. Il est donc essentiel de quantifier ces distorsions pour mieux les analyser et les atténuer [68]. Cette section présente les principales méthodes d'évaluation des harmoniques, notamment :

a) Transformée de Fourier

Tout signal périodique, qu'il s'agisse d'un courant ou d'une tension, peut être décomposé en une somme de sa composante fondamentale et de ses harmoniques via la décomposition de Fourier. Cette approche permet d'identifier précisément la fréquence, la phase et l'amplitude des harmoniques présentes, facilitant ainsi l'évaluation de leur impact sur le réseau électrique [69], [70]. La décomposition peut être exprimée par l'équation suivante :

$$I_{Li} = (I_{a1} \cdot \sin(2\pi f_1 t \pm \varphi_i) + I_{b1} \cdot \cos(2\pi f_1 t \pm \varphi_i)) + \sum_{h=2}^{\infty} (I_{ah} \cdot \sin(2\pi f_h t \pm \varphi_i) + I_{bh} \cdot \cos(2\pi f_h t \pm \varphi_i)) \quad (\text{II. 1})$$

Avec : I_{a1} et I_{b1} : sont les valeurs efficace du courant fondamental, I_{ah} et I_{bh} : sont les valeurs efficace des courants harmoniques de rang h, φ_{ih} : représente la phase de l'harmonique

de rang h , et f_h : la fréquence de l'harmonique de rang h . Dans cette décomposition, l'harmonique de rang h est une composante sinusoïdale dont la fréquence est égale à h fois la fréquence fondamentale ($f_h = h * f_1$).

b) Distorsion harmonique totale (THD)

La distorsion harmonique totale (THD) quantifie le niveau de distorsion d'un signal en rapportant l'amplitude des composantes harmoniques à celle de la fréquence fondamentale [71], [72]. Pour le courant, elle s'exprime comme suit :

$$THD_i(\%) = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_h^2}{I_1^2}} * 100\% = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}{I_1^2}} * 100\% \quad (II.2)$$

La plage de fréquence étudiée s'étend généralement de 100 Hz à 2500 Hz (harmoniques de rang 2 à 50), car c'est dans cette gamme que la majorité des équipements électroniques génèrent des perturbations (**Figure II.5**).

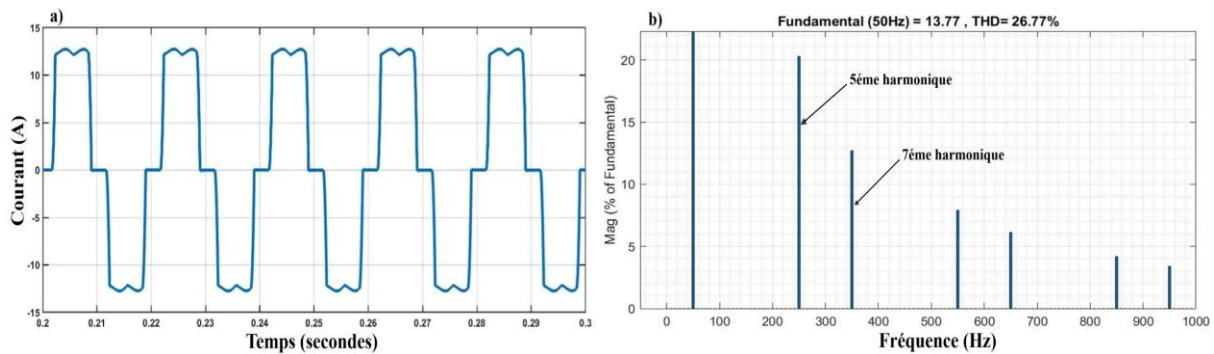


Figure II. 5 Distorsion harmonique du courant : a) Courant distordue, b) Spectre harmonique.

c) Facteur de déséquilibre (UF)

Le facteur de déséquilibre (UF) évalue le déséquilibre des courants ou tensions dans un réseau triphasé. Il est défini comme le rapport entre la composante de séquence négative (X_n) et la composante de séquence positive (X_p) [73] :

$$UF = \frac{X_n}{X_p} 100\% \quad (II.3)$$

Un UF faible (proche de 0 %) indique un système équilibré, tandis qu'un UF élevé reflète un déséquilibre pouvant entraîner surchauffe, vibrations mécaniques et inefficacité énergétique.

d) Décomposition de la puissance en présence d'harmoniques

En présence d'harmoniques, la puissance apparente (S) se décompose en trois composantes :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (II.4)$$

Où : P est la puissance active, Q est la puissance réactive, et D est la puissance déformante due aux harmoniques. Dans un système linéaire sans harmoniques, S est dans le même plan que P et Q . Avec des harmoniques, la composante D devient significative, indiquant des pertes supplémentaires et des inefficacités [74] . Cette répartition est décrite grâce au diagramme de Fresnel présente dans la **Figure II.6**.

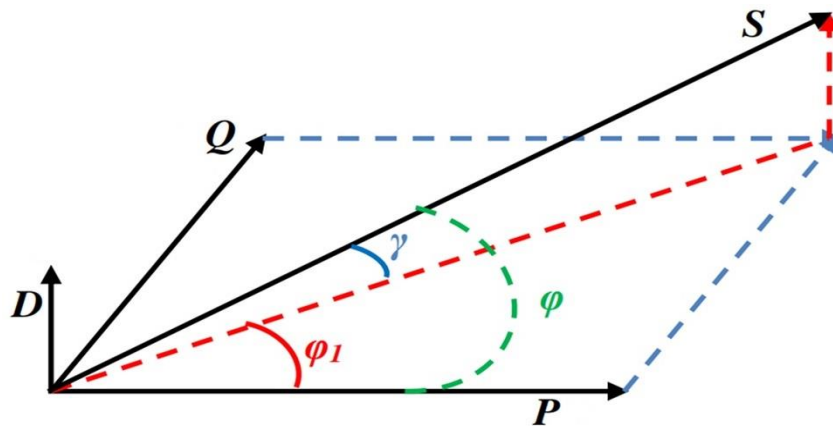


Figure II. 6 Le diagramme de Fresnel.

e) Le facteur de puissance

En fin, le facteur de puissance (f_p) qui est un indicateur qui évalue l'efficacité énergétique d'un réseau [75]. Il est égal à :

$$f_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{II. 5})$$

Un facteur proche de 1 indique une utilisation optimale de l'énergie. En l'absence d'harmoniques, f_p est égal au facteur de déphasage ($\cos \varphi$) :

$$f_p = \cos \varphi = \frac{P}{S'} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (\text{II. 6})$$

Cependant, avec des harmoniques, la relation devient :

$$f_p = \cos \varphi \cdot f_D \quad (\text{II. 7})$$

Où : f_D est le facteur de déformation, représentant le degré de distorsion de la charge. En conclusion, l'analyse harmonique permet d'identifier et de quantifier les perturbations affectant la qualité de l'énergie, facilitant ainsi l'optimisation des réseaux électriques.

II.3.3. Interprétation physique de chaque composante de puissance

Dans les réseaux électriques, en particulier lorsque les tensions de sources sont non sinusoïdales, déséquilibrées et/ou les charges connectées sont non linéaires, les définitions classiques de la puissance, fondées sur les valeurs efficaces (RMS) et l'analyse en régime sinusoïdal, deviennent insuffisantes. Ces approches traditionnelles reposent sur l'hypothèse d'un fonctionnement en régime purement sinusoïdal, des conditions rarement vérifiées dans les systèmes modernes intégrant l'électronique de puissance, les convertisseurs ou une grande variété de charges dynamiques sont non linéaires.

Face à cette complexité, une reformulation de la théorie de la puissance s'impose pour décrire et gérer avec précision le flux énergétique. La théorie de la puissance instantanée répond à ce besoin en redéfinissant les grandeurs de puissance directement dans le domaine temporel. Plutôt que de s'appuyer sur des représentations moyennes ou phasorielles, elle analyse en temps réel l'interaction des tensions et des courants, offrant ainsi une vision fine et dynamique de la circulation de l'énergie à chaque instant. Chaque composante de la puissance instantanée possède une signification physique distincte, révélant son rôle dans le système. La **Figures II.7** illustre la circulation des différentes puissances entre la source et la charge.

La **composante active** : notée $p(t)$, est définie comme le produit scalaire instantané des vecteurs de tension et de courant. Elle représente l'énergie effectivement transférée de la source vers la charge utile par unité de temps, autrement dit, la puissance réelle qui accomplit un travail ou est dissipée dans le système. Dans un contexte idéal, sinusoïdal et équilibré, cette puissance serait constante. Cependant, dans les conditions réelles, elle fluctue, comprenant une composante continue (correspondant au transfert net d'énergie) et une composante alternative (liée aux oscillations d'énergie sans transfert net). Ces oscillations traduisent un stockage et une restitution d'énergie par les éléments réactifs (inductances, capacités) du réseau. Plus la composante continue de $p(t)$ est importante et stable, plus le rendement du système est élevé. Inversement, une forte composante alternative est indésirable, car elle engendre des pertes thermiques, des vibrations mécaniques (dans les transformateurs, moteurs, etc.), un vieillissement prématuré des équipements, voire des instabilités du réseau.

La **composante réactive** : notée $q(t)$, exprime l'énergie échangée cycliquement entre la source et les éléments réactifs du système. Elle n'engendre pas de travail utile, mais accroît le courant total circulant dans le réseau sans transfert additionnel d'énergie consommable. Contrairement aux définitions classiques basées sur un simple déphasage de 90° , la puissance réactive instantanée prend en compte sa variabilité temporelle, y compris en présence d'harmoniques ou de charges fluctuantes. La composante $q(t)$ comporte, elle aussi, une partie continue (associée aux échanges réactifs stationnaires) et une partie alternative (liée aux perturbations dynamiques), qui détériorent le facteur de puissance, augmentent les pertes Joule, surchargent les équipements et dégradent la qualité de l'énergie.

La **composante homopolaire** : notée $p_0(t)$, devient essentielle dans les réseaux présentant un conducteur neutre ou un déséquilibre triphasé. Elle correspond au transfert d'énergie associé aux courants et tensions de séquence zéro, principalement dans les réseaux triphasés à quatre fils ou en présence de charges monophasées non linéaires. Elle inclut également une composante continue (contribuant au transfert utile) et une composante alternative (provoquant des oscillations énergétiques à des fréquences harmoniques). Ces oscillations entraînent des pertes additionnelles sans bénéfice énergétique pour l'utilisateur, rendant indissociables les effets utiles et perturbateurs.

En résumé, dans un réseau électrique idéal, seule la composante continue de la puissance active devrait être présente. La présence de composantes alternatives de $p(t)$, de $p_0(t)$, ainsi que de la puissance réactive $q(t)$, révèle l'existence de déséquilibres, de charges non linéaires ou d'équipements spécifiques (variateurs de vitesse, fours à arc, etc.). Leur identification et leur compensation sont essentielles pour restaurer une circulation énergétique optimale.

Ainsi, l'analyse de la puissance instantanée, au travers de ses composantes active, réactive et homopolaire, offre une description complète du comportement énergétique des systèmes triphasés, quelles que soient les conditions de fonctionnement. En opérant directement dans le domaine temporel, elle permet non seulement de mesurer, mais aussi de contrôler la puissance en temps réel.

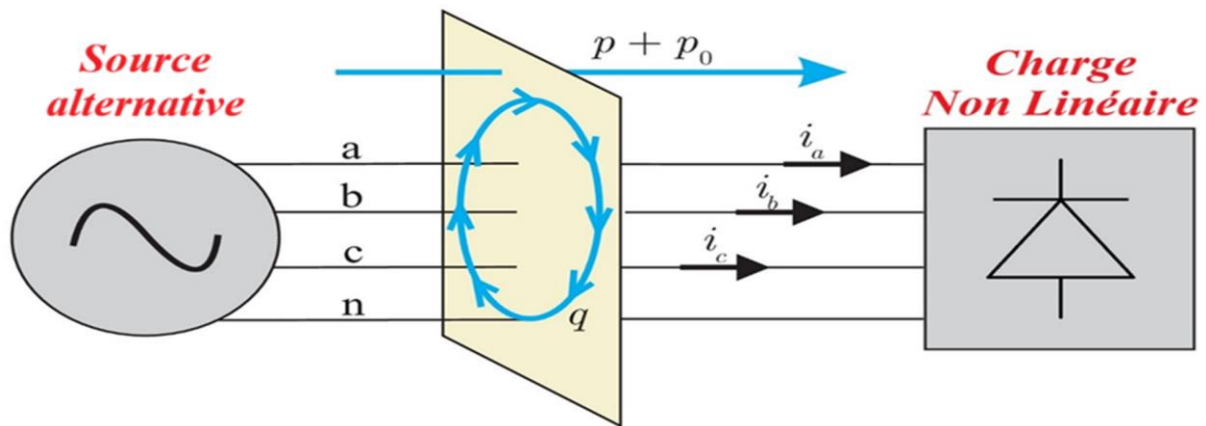


Figure II. 7 Circulation des différentes puissances entre la source et la charge.

II.3.4. Les normes internationales

Afin garantir une qualité d'énergie optimale et limiter les perturbations harmoniques, des normes internationales strictes encadrent les niveaux de distorsion acceptables dans les réseaux électriques. Elles fixent des seuils maximaux pour les harmoniques de courant et de tension, protégeant ainsi les équipements sensibles et assurant la stabilité du réseau. Parmi les principales références en la matière, on retrouve la norme IEEE 519 et la série CEI 61000.

a) Norme IEEE 519

Élaborée par l'Institut des Ingénieurs Électriciens et Électroniciens (IEEE), la norme IEEE 519 définit les limites de distorsion harmonique admissibles pour les abonnés et les fournisseurs d'électricité. Elle établit des seuils précis pour les courants harmoniques injectés au point de raccordement et impose aux distributeurs des limites de distorsion de tension exprimées en pourcentage de la tension fondamentale. Ces seuils varient selon la capacité de court-circuit du réseau, permettant une meilleure adaptation aux différentes configurations électriques [60], [76], [77].

L'objectif principal de cette norme est de prévenir les perturbations causées par un utilisateur qui pourraient affecter l'ensemble du réseau (voir **Tableau II.1 et II.2**). Initialement publiée en 1992, elle a été révisée plusieurs fois pour s'adapter aux évolutions technologiques. Les mises à jour de 1996 et 2009 ont renforcé les limitations, notamment pour les systèmes de grande puissance. La version de 2014 a élargi son champ d'application aux hautes tensions, tandis que la révision de 2022 a introduit des seuils plus stricts pour les réseaux de moyenne et haute tension, prenant en compte l'essor des énergies renouvelables et les exigences accrues en matière de mesure des harmoniques.

Tableau II. 1 Limites des distorsions des tensions au PCC.

Niveau des tensions au P _{cc}	Taux individuel d'harmoniques (%)	Taux de distorsion global THD (%)
$V_n \leq 69kV$	3	5
$69kV < V_n \leq 161 kV$	1.5	2.5
$V_n \geq 161 kV$	1	1.5

Tableau II. 2 Limites des émissions harmoniques du courant harmonique en % du courant de charge.

Ordre d'harmonique individuel (harmoniques impairs) $V_n \leq 69kV$						
I_{sc}/I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	THD (%)
<20	4	2	1.5	0.6	0.3	5
20-50	7	3.5	2.5	1	0.5	8

50-100	10	4.5	4	1.5	0.7	12
100-1000	12	5.5	5	2	1	15
> 1000	15	7	6	2.5	1.4	20

b) Norme CEI 61000

La norme CEI 61000, développée par la Commission Électrotechnique Internationale, vise à limiter les courants harmoniques absorbés par les équipements électriques afin de maintenir la qualité de la tension dans les réseaux publics. Elle définit des seuils d'émission harmonique et des exigences de compatibilité électromagnétique pour les appareils connectés au réseau [78], [79].

- **CEI 61000-3-2 (Tableau II.3)** : Imposant des limites aux appareils consommant moins de 16 A par phase, cette section classe les équipements en quatre catégories (A, B, C, D) selon leur type et leur usage. Par exemple, les appareils triphasés relèvent de la classe A, tandis que les outils portatifs et équipements de soudage appartiennent à la classe B. La classe C concerne l'éclairage, et la classe D inclut les dispositifs de faible puissance (moins de 600 W) aux formes d'onde spécifiques.
- **CEI 61000-2-2 (Tableau II.4)** : Définit les seuils de compatibilité des tensions harmoniques dans les réseaux basse tension, intégrant les perturbations de basse fréquence, les inter-harmoniques et les fluctuations de tension.
- **CEI 61000-2-4 (Tableau II.5)** : Ciblant les réseaux industriels, cette section établit les niveaux de compatibilité pour les installations basse et moyenne tension, à l'exclusion de certaines infrastructures spécifiques (navires, avions, chemins de fer).

Tableau II. 3 Limites d'émissions de courants harmoniques des appareils BT de courant $\leq 16A$.

Harmoniques (h)	Classe A [A]	Classe B [A]	Classe C [% fondamental]	Classe D [mA/W]
Harmoniques Impaires				
3	2.3	3.45	30. λ *	3.4
5	1.14	1.71	10	1.9
47	0.77	1.155	7	1
9	0.4	0.6	5	0.5
11	0.33	0.495	3	0.35
13	0.21	0.315	3	3.85/13
$15 \leq h \leq 39$	$0.15 \times 15/h$	$0.225 \times 15/h$	3	$3.85/h$
Harmoniques Paires				
2	1.08	1.62	2	-
4	0.43	0.645	-	-
6	0.3	0.45	-	-
8	$0.23 \times 8/h$	$0.345 \times 8/h$	-	-

Tableau II. 4 Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension.

Harmoniques impaires non multiples de 3		Harmoniques impaires multiples de 3		Harmoniques paires	
Rang harmonique (n)	Tension harmonique (%)	Rang harmonique (n)	Tension harmonique (%)	Rang harmonique (n)	Tension harmonique (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5

17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	$0.2+0.5 \times 25/n$				

Tableau II. 5 Taux (en % de V_1) des tensions harmoniques acceptables.

Rang harmonique : h	Classe 1 : matériels et systèmes sensibles	Classe 2 : Réseaux industriels	Classe 3 : Réseaux industriels perturbés
2	2	2	3
3	3	5	6
4	1	1	1.5
5	3	6	8
6	0.5	0.5	1
7	3	5	7
8	0.5	0.5	1
9	1.5	1.5	2.5
10	0.5	0.5	1
11	3	3.5	5
Pair, >10	0.2	0.2	1
13	3	3	4.5
15	0.3	0.3	2
17	2	2	4
19	1.5	1.5	4
21	0.2	0.2	1.75
Impaire, >21 et =3h	0.2	0.2	1
23	1.5	1.5	3.5
25	1.5	1.5	3.5
Impaire, >21 et ≠3h	$0.2+12.5/h$	$0.2+12.5/h$	$5 \cdot (11/h)^{1/2}$
THD	5%	8%	10%

c) Comparaison des normes IEEE 519 et CEI 61000

Bien que la norme CEI 61000 se concentre principalement sur les émissions d'harmoniques générées par les équipements électriques, la norme IEEE 519 s'intéresse quant à elle à la gestion des harmoniques de courant au niveau des réseaux électriques dans leur ensemble. Par conséquent, la norme CEI cible principalement les fabricants d'équipements, tandis que la norme IEEE s'adresse davantage aux utilisateurs finaux, en particulier ceux qui déploient des convertisseurs électroniques de puissance [80].

Cependant, pour garantir le respect de ces normes et atténuer les effets des perturbations harmoniques, il est essentiel d'implémenter des techniques de compensation efficaces. Dans cette optique, des solutions telles que les filtres passifs, les filtres actifs et les systèmes de correction de déséquilibre sont couramment utilisées pour limiter l'impact des harmoniques sur le réseau. Ces technologies permettent non seulement de réduire les distorsions harmoniques, mais aussi de maintenir un environnement électrique stable et fiable, en assurant la conformité avec les exigences des normes en vigueur. Ainsi, l'intégration de ces solutions de compensation joue un rôle clé dans l'amélioration de la qualité de l'énergie distribuée, favorisant une meilleure performance des équipements et la stabilité globale des réseaux électriques.

II.4. Réduction des harmoniques

Les perturbations harmoniques et les déséquilibres électriques nuisent au bon fonctionnement des équipements et à la stabilité des réseaux. Pour y remédier, deux approches sont envisageables : les solutions traditionnelles, qui modifient les caractéristiques des charges polluantes, et les solutions modernes, qui compensent activement ces perturbations.

II.4.1. Solutions traditionnelles

Diverses techniques traditionnelles éprouvées permettent d'atténuer les effets des harmoniques et des déséquilibres dans les systèmes électriques [81], [82], [83]. Parmi celles-ci, on trouve :

- **Réajustement de l'installation électrique** : Modifier l'architecture du réseau et reconfigurer les charges non linéaires permet de limiter la propagation des harmoniques et d'améliorer l'équilibre du système.
- **Surdimensionnement ou déclassement** : Le surdimensionnement des équipements atténue temporairement les effets des harmoniques, mais sans en traiter la cause. À l'inverse, le déclassement peut engendrer des coûts supplémentaires sans optimiser la gestion des perturbations.
- **Renforcement de la puissance de court-circuit** : En réduisant l'impédance en amont, cette méthode diminue la distorsion harmonique en tension, sans toutefois agir sur les courants harmoniques générés.
- **Compensation de déséquilibre avec des transformateurs** : les transformateurs triphasés, notamment zig-zag, corrigent les déséquilibres de courant et atténuent les courants de défaut à la terre, tout en équilibrant les tensions entre phases.
- **Compensateurs statiques de puissance réactive (SVC)** : Ces dispositifs stabilisent les tensions en injectant ou absorbant de la puissance réactive, réduisant ainsi les déséquilibres.
- **Appareils de correction de phase (compensateurs de phase)** : ils ajustent courants et tensions pour optimiser la répartition de la charge entre phases, minimisant les pertes énergétiques et les harmoniques induits par les déséquilibres de tension.
- **Filtres passifs** : ces circuits accordés atténuent les harmoniques spécifiques en les bloquant ou les redirigeant. Cependant, ils requièrent une analyse fine du réseau et peuvent induire des résonances imprévues.

Bien que ces solutions soient efficaces dans certains contextes, elles présentent des limites. Les filtres passifs nécessitent des ajustements fréquents et peuvent engendrer des résonances indésirables. Le surdimensionnement ou le renforcement de la puissance de court-circuit sont des solutions temporaires coûteuses qui ne traitent pas la source des perturbations. Enfin, les compensateurs, tels que les transformateurs zig-zag ou les SVC, ne gèrent pas dynamiquement les variations des harmoniques et des déséquilibres dans un réseau moderne et complexe.

II.4.2. Solutions modernes

Les solutions actuelles visant à atténuer les perturbations des réseaux électriques reposent principalement sur les filtres actifs de puissance (FA). Introduits dans les années 1980 [84], ces dispositifs électroniques permettent une compensation dynamique et en temps réel des distorsions harmoniques de tension et de courant. Basés sur des onduleurs à source de tension ou de courant, les FA intègrent des semi-conducteurs bidirectionnels (IGBT, MOSFET, etc.) souvent associés à des diodes en antiparallèle pour optimiser leur fonctionnement [85]. En plus de l'élimination des harmoniques, ils assurent la compensation de la puissance réactive, la régulation de la tension et la gestion du courant de neutre. Cependant, leur adoption reste limitée

en raison de leur coût élevé et des pertes énergétiques qu'ils engendrent. Différentes topologies ont été développées afin de répondre aux besoins spécifiques des réseaux électriques [86], [87].

a) Selon la topologie

- **Filtre actif parallèle (FAP)** : Connecté en parallèle au réseau, il injecte des courants opposés aux harmoniques générés par les charges non linéaires, rendant ainsi le courant réseau plus sinusoïdal.
- **Filtre actif série (FAS)** : Installé en série avec l'alimentation, il corrige les distorsions de tension et autres perturbations associées en injectant un signal compensateur, garantissant ainsi une alimentation plus stable et une meilleure qualité du réseau électrique.
- **Filtre actif universel (FAU)** : Comme son nom l'indique, C'est la combinaison entre les approches série et parallèle pour une compensation simultanée des perturbations de courant et de tension. Elle est particulièrement efficace dans les réseaux complexes.
- **Filtre hybride (FH)** : C'est l'association d'un filtre actif et un filtre passif pour une atténuation plus efficace des harmoniques en optimisant les performances globales du système notamment le cout des équipements.

b) Selon la configuration

- **Monophasé (système à deux bras)** [88] : Utilisé pour des applications de faible puissance et dans les structures multiniveaux en cascade.
- **Triphasé à trois bras** [89] : Ces dispositifs sont Adapté aux réseaux industriels et domestiques équilibrés, où les charges sont réparties uniformément entre les phases.
- **Triphasé à quatre bras** [90], [91] : Conçu pour les réseaux à quatre fils (trois phases et neutre) déséquilibrés alimentant simultanément des charges monophasées et triphasées dynamiques, ce dispositif intègre un quatrième fil, appelé conducteur neutre pour gérer les courants déséquilibrés. Deux configurations principales se distinguent :
 - **Onduleur à trois bras avec condensateur à point milieu** : Dans cette configuration, le conducteur neutre est relié au point milieu du bus continu (split DC-link), ce qui permet de former trois demi-ponts indépendants. Cette architecture présente l'avantage d'une conception compacte, avec un nombre réduit d'interrupteurs actifs, simplifiant ainsi la topologie de commande. Toutefois, elle présente certaines limitations notables. La tension phase-neutre est restreinte à la moitié de la tension continue, ce qui diminue le rendement énergétique global. Par ailleurs, le courant de neutre est directement géré par les condensateurs du bus continu, nécessitant des capacités élevées pour absorber les courants de déséquilibre. Cette exigence entraîne une augmentation du volume et du coût, tout en accentuant les contraintes thermiques. En conséquence, cette solution offre une flexibilité limitée face aux charges dynamiques et asymétriques.
 - **Onduleur à quatre bras** : Un bras supplémentaire dédié au neutre permet une gestion active du courant déséquilibré, offrant un meilleur contrôle de la tension sur chaque phase. Cette configuration améliore considérablement la flexibilité et la performance du système, elle permet également l'utilisation de techniques de modulation avancées (y compris en conditions de déséquilibre important), une réponse plus fine aux variations de charge, et une meilleure tolérance aux défauts. L'onduleur peut ainsi ajuster indépendamment la tension de chaque phase et optimiser la circulation de l'énergie, même lors de charges asymétriques. Par

ailleurs, en cas de défaillance d'un bras principal, le quatrième peut assurer la continuité de service, apportant une forme de redondance absente du système à trois bras.

c) Selon le nombre de cellule

Enfin, pour les applications haute tension et grande puissance, on distingue [92], [93], [94]:

- **Topologie multiniveaux empilée en série (cascaded H-bridge) :** Convertisseurs en pont complet connectés en série pour générer une tension de sortie de haut niveau et de haute qualité.
- **Topologie NPC (Neutral Point Clamped) :** Exploite des diodes de serrage pour contrôler les niveaux de tension et réduire les contraintes sur les composants.
- **Filtre actif modulaire :** Structure évolutive permettant d'ajouter ou de retirer des modules en fonction des besoins du réseau.

Ainsi, parmi les différentes topologies et configurations de filtres actifs (FA) présentées précédemment, le filtre actif parallèle (shunt) s'impose comme la solution la plus couramment utilisée pour la compensation des courants harmoniques. Dans le cadre de ce travail de thèse, notre attention se porte plus particulièrement sur la configuration à quatre bras, qui représente une avancée significative en raison de sa capacité à compenser efficacement le courant de neutre, ainsi que des nombreux avantages exposés précédemment. Ces atouts en font une solution particulièrement adaptée aux réseaux exigeants, notamment en matière de stabilité, de qualité de l'énergie, et de gestion des charges polluées et déséquilibrées.

La section suivante sera dédiée à une étude approfondie de cette topologie, incluant son principe de fonctionnement, sa modélisation mathématique, ainsi que les stratégies de commande associées.

II.5. Les filtre active parallèle

Les filtres actifs parallèles (FAP), sont une solution avancée pour améliorer la qualité de l'énergie électrique. Ils permettent de réduire les courants harmoniques, d'équilibrer les charges et de compenser la puissance réactive. Leur fonctionnement repose sur la compensation par superposition des courants : après avoir mesuré les perturbations induites par les charges non linéaires, le filtre injecte dans le réseau des courants de compensation de même amplitude mais en opposition de phase. Cette approche permet d'atténuer efficacement les distorsions et de restaurer un courant réseau conforme aux normes internationales. Ces dispositifs se distinguent par leur commande relativement simple, leur coût modéré et leur conception compacte.

II.5.1. Architecture du FAP

Le FAP est structuré en deux parties principales, **Figure II.8** :

➤ **Partie puissance**

- Onduleur de tension à base de semi-conducteurs de puissance contrôlable à la fermeture et l'ouverture,
- Filtre de découplage pour atténuer les hautes fréquences,
- Condensateur de stockage assurant le bus continu de l'onduleur de tension.

➤ **Partie commande**

- **Système de synchronisation** : Assure un fonctionnement en phase avec le réseau pour une compensation efficace.
- **Block d'identification des courants de référence** : Analyse et détection des harmoniques à compenser.
- **Régulateur de tension** : Maintien la stabilité de la tension au niveau du condensateur de stockage.
- **Contrôleur de courant** : Suit en temps réel les courants de compensation et ajuste les signaux de commande des semi-conducteurs.

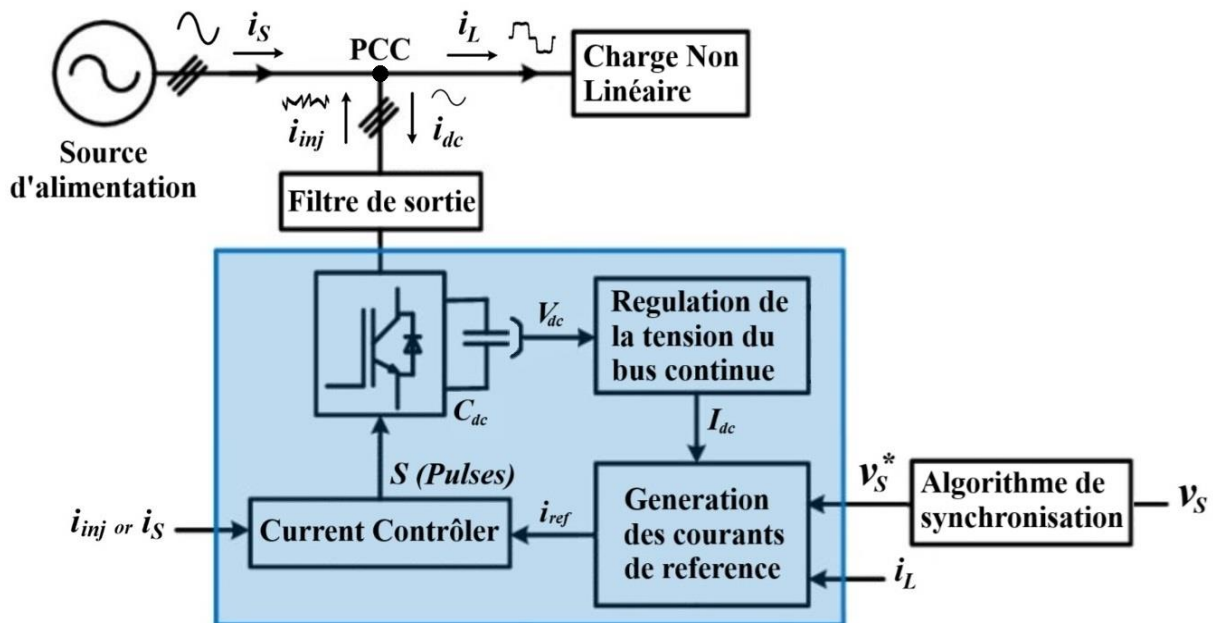
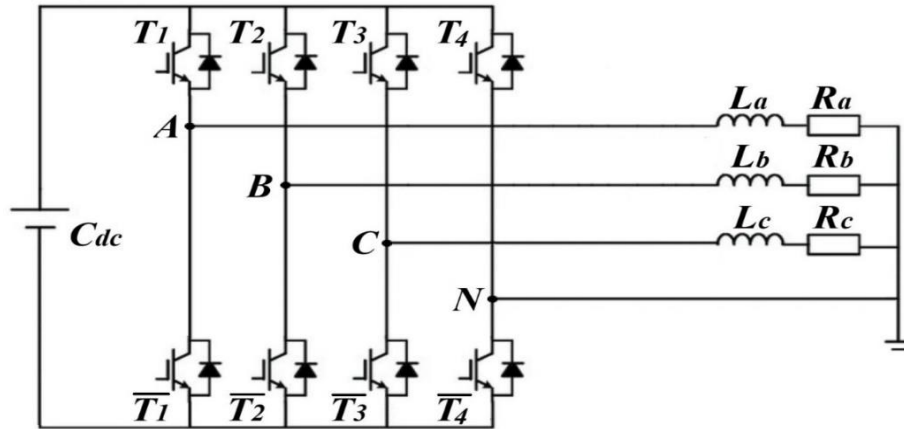


Figure II. 8 Topologie du Filtre active de puissance parallèle.

II.5.2. Modélisation du FAP à quatre bras

La modélisation des filtres actifs parallèle constitue une étape cruciale pour appréhender leur fonctionnement et concevoir des stratégies de commande optimisées. Le filtre actif de puissance destiné aux réseaux triphasés à quatre fils constitue une extension des filtres triphasés classiques à trois bras. Il est conçu spécifiquement pour améliorer la qualité de l'énergie électrique dans les systèmes déséquilibrés en tension ou en courant, où le conducteur neutre joue un rôle essentiel. L'ajout d'un quatrième bras, appelé "bras neutre", permet non seulement de compenser les courants circulant dans le conducteur neutre, mais surtout de corriger les harmoniques homopolaires (ou harmoniques triples), qui apparaissent en présence de déséquilibres. Cette architecture apporte ainsi une solution complète aux problèmes de déséquilibre et de pollution harmonique dans les réseaux électriques. Ce filtre est généralement constitué de huit interrupteurs bidirectionnels réversibles en courant, (**Figure II.9**). Cette conception améliore la robustesse et l'efficacité globale du système, tout en garantissant une meilleure gestion des flux de puissance [8], [95].


Figure II. 9 Topologie du FAP à quatre bras.

Dans un réseau triphasé déséquilibré, le courant neutre (i_{sn}) et le courant de séquence zéro (i_0) sont obtenus à partir des courants de source (i_{sa} , i_{sb} , et i_{sc}), selon la relation suivante :

$$i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sn} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}) \quad (\text{II. 8})$$

Dans cette architecture de convertisseur, seize (16) états de commutation distincts sont possibles (voir **Tableau II.6**). Ces états sont déterminés par les tensions de sortie de l'onduleur, qui dépendent de la tension du bus continu (V_{dc}) et des états de commutation ($S_i = \{1 \text{ ou } 0\}$ $\{i = 1, 2, 3, n\}$) pour les trois phases et le neutre) des interrupteurs. L'expression des tensions de sortie du FAP à quatre bras est donnée par :

$$\begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} S_1 - S_n \\ S_2 - S_n \\ S_3 - S_n \end{bmatrix} \quad (\text{II. 9})$$

Quant au courant d'entrée (i_d) de l'onduleur à quatre bras, il est défini comme suit :

$$i_{dc} = S_1 \cdot i_{f1} + S_2 \cdot i_{f2} + S_3 \cdot i_{f3} - S_n \cdot i_{fn} \quad (\text{II. 10})$$

Les **seize combinaisons possibles** des états de commutations (S_i) ainsi que les tensions de sortie correspondantes du FAP à quatre bras (V_{fi}), référencées au neutre de la source, sont répertoriées dans le **Tableau II.6** [96].

Tableau II. 6 Tensions en sortie de l'onduleur à quatre bras.

Cas	S1	S2	S3	S4	v_{fi}	v_{fa}	v_{fb}	v_{fc}	$v_{f\alpha}$	$v_{f\beta}$	v_{f0}
0	0	0	0	0	$v_{f(0)}$	0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	$v_{f(1)}$	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	0	$-V_{dc}$
2	0	0	1	0	$v_{f(2)}$	0	0	V_{dc}	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$	$V_{dc}/3$
3	0	0	1	1	$v_{f(3)}$	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$	$-2V_{dc}/3$
4	0	1	0	0	$v_{f(4)}$	0	V_{dc}	0	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$	$V_{dc}/3$
5	0	1	0	1	$v_{f(5)}$	$-V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$	$-2V_{dc}/3$
6	0	1	1	0	$v_{f(6)}$	0	V_{dc}	V_{dc}	$-2V_{dc}/3$	0	$2V_{dc}/3$
7	0	1	1	1	$v_{f(7)}$	$-V_{dc}$	0	0	$-2V_{dc}/3$	0	$-V_{dc}/3$
8	1	0	0	0	$v_{f(8)}$	V_{dc}	0	0	$2V_{dc}/3$	0	$V_{dc}/3$
9	1	0	0	1	$v_{f(9)}$	0	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$	$2V_{dc}/3$	0	$-2V_{dc}/3$

10	1	0	1	0	$v_{f(10)}$	V_{dc}	0	V_{dc}	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$	$2V_{dc}/3$
11	1	0	1	1	$v_{f(11)}$	0	$-V_{dc}$	0	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$	$-V_{dc}/3$
12	1	1	0	0	$v_{f(12)}$	V_{dc}	V_{dc}	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$	$2V_{dc}/3$
13	1	1	0	1	$v_{f(13)}$	0	0	$-V_{dc}$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$	$-V_{dc}/3$
14	1	1	1	0	$v_{f(14)}$	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}	0	0	V_{dc}
15	1	1	1	1	$v_{f(15)}$	0	0	0	0	0	0

a) Modèle Mathématique du FAP à quatre bras dans le repère triphasé

Dans le repère triphasé, la modélisation mathématique du filtre actif parallèle à quatre bras s'exprime par le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{f1}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f1} + \frac{1}{L_f} v_{fa} - \frac{1}{L_f} v_{sa} \\ \frac{di_{f2}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f2} + \frac{1}{L_f} v_{fb} - \frac{1}{L_f} v_{sb} \\ \frac{di_{f3}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f3} + \frac{1}{L_f} v_{fc} - \frac{1}{L_f} v_{sc} \\ \frac{di_{fn}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fn} + \frac{1}{L_f} v_{fn} - \frac{1}{L_f} v_{sn} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} (S_1 \cdot i_{f1} + S_2 \cdot i_{f2} + S_3 \cdot i_{f3} - S_n \cdot i_{fn}) \end{array} \right. \quad (\text{II. 11})$$

b) Modèle Mathématique du FAP à quatre bras dans le repère stationnaire ($\alpha, \beta, 0$)

:

En appliquant la transformée de Concordia au système triphasé, la modélisation du FAP à quatre bras dans le repère biphasé s'exprime par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{f\alpha}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f\alpha} + \frac{1}{L_f} v_{f\alpha} - \frac{1}{L_f} v_{s\alpha} \\ \frac{di_{f\beta}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f\beta} + \frac{1}{L_f} v_{f\beta} - \frac{1}{L_f} v_{s\beta} \\ \frac{di_{f0}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f0} + \frac{1}{L_f} v_{f0} - \frac{1}{L_f} v_{s0} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} (S_\alpha i_{f\alpha} + S_\beta i_{f\beta} - S_0 i_{f0}) \end{array} \right. \quad (\text{II. 12})$$

Les tensions simples du filtre au point de couplage commun (PCC) dans ce repère sont définies par :

$$\begin{bmatrix} v_{f\alpha} \\ v_{f\beta} \\ v_{f0} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} S_\alpha \\ S_\beta \\ S_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 13})$$

Les courants du FAP à quatre bras dans le repère ($\alpha, \beta, 0$) sont obtenus à partir du repère triphasé via la transformée de Concordia :

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \\ i_{f0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f1} \\ i_{f2} \\ i_{f3} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 14})$$

De même, les tensions aux PCC sont transformées comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{f\alpha} \\ v_{f\beta} \\ v_{f0} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 15})$$

c) Modèle mathématique du FAP à quatre bras dans le repère tournant (dq0)

Le modèle mathématique dans le repère tournant (dq0), obtenu par application de la transformée de Park, est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_{fd}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fd} - \omega i_{fq} + \frac{1}{L_f} v_{fd} - \frac{1}{L_f} v_{sd} \\ \frac{di_{fq}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{fq} + \omega i_{fd} + \frac{1}{L_f} v_{fq} - \frac{1}{L_f} v_{sq} \\ \frac{di_{f0}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{f0} + \frac{1}{L_f} v_{f0} - \frac{1}{L_f} v_{s0} \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} (S_d i_{fd} + S_q i_{fq} - S_0 i_{f0}) \end{cases} \quad (\text{II. 16})$$

Les fonctions de commutation dans le repère (dq0) sont obtenues par la transformée de Park :

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II. 17})$$

II.5.3. Dimensionnement des éléments réactifs du FAP

La conception du circuit de puissance d'un filtre actif parallèle repose sur le dimensionnement précis de trois paramètres essentiels. Ces éléments garantissent une commande optimale et une performance élevée en matière de filtrage :

- **Tension de référence du bus continu ($V_{dc,ref}$)** : Sélection d'une valeur appropriée pour assurer une stabilisation efficace du bus continu.
- **Capacité de stockage (C_{dc})** : Détermination de la valeur optimale en fonction des besoins énergétiques et des variations transitoires.

- **Filtre de sortie inductif (L_f)** : Choix du type de filtre et dimensionnement précis des paramètres pour un couplage performant au réseau.

a) Système de stockage de l'énergie

Pour les systèmes de faible à moyenne puissance, le stockage d'énergie repose généralement sur un condensateur placé sur le bus continu de l'onduleur. Ce composant joue un rôle clé dans la stabilité du système :

- **En régime permanent** : Il maintient une tension constante V_{dc} sur le bus continu tout en réduisant les oscillations.
- **En régime transitoire** : Il agit comme un réservoir d'énergie permettant de compenser les écarts entre la puissance fournie par la source et celle requise par la charge.

Dans un état d'équilibre, la puissance réelle fournie par la source est égale à la puissance consommée par la charge, avec une légère marge pour compenser les pertes du FAP. Ainsi, la tension V_{dc} reste stable autour de sa valeur de référence.

b) Dimensionnement de la capacité de stockage (C_{dc})

La valeur de C_{dc} est déterminée en tenant compte des variations transitoires de puissance, selon le principe d'échange instantané d'énergie [97], [98] à partir de la formule suivante :

$$C_{dc} = \frac{2 * P_{max} * 20 * 10^{-3}}{V_{dc}^2 * (1 - k^2)} \quad (\text{II. 18})$$

Avec :

- P_{max} : Puissance réelle maximale de la charge.
- $k = \frac{V_{dcmin}}{V_{dc}}$, où V_{dcmin} est la tension minimale admissible du bus continu.

Le choix de V_{dcmin} est crucial pour garantir un contrôle efficace du courant, quelle que soit la condition de fonctionnement.

c) Dimensionnement du filtre de sortie (L_f)

Le FAP est connecté au réseau via un filtre de sortie, souvent appelé filtre passif de découplage. Ce dernier joue un rôle essentiel en réduisant les oscillations induites par la commutation des interrupteurs de puissance du VSI et améliorant les performances globales du FAP en réduisant les harmoniques et en facilitant l'injection d'un courant de meilleure qualité dans le réseau. On distingue principalement trois types de filtres passifs de découplage :

- **Filtre de premier ordre (L)** : Composé uniquement d'une inductance, il atténue les hautes fréquences mais reste limité en performance.
- **Filtre de deuxième ordre (LC)** : Il associe une inductance et un condensateur, offrant une atténuation plus efficace des harmoniques en réduisant l'impact des commutations du VSI [99].
- **Filtre de troisième ordre (LCL)** : Il combine les structures précédentes et est particulièrement efficace pour transformer la source de tension en source de courant, garantissant une meilleure atténuation des harmoniques et une qualité de courant améliorée [100].

Le choix du filtre dépend des exigences de qualité du courant et des contraintes liées à la stabilité et au contrôle du système [101]. Bien qu'il soit plus complexe, le filtre de type LCL

offre généralement des performances supérieures. Toutefois, dans le cas du FAP, un simple filtre inductif de type L s'avère largement suffisant. La valeur de l'inductance L_f est contrainte entre une limite maximale (L_{fmax}) et une limite minimale (L_{fmin}) [102], [103]. Pour minimiser les ondulations de courant, L_f doit être supérieur à L_{fmin} , défini par :

$$L_{fmin} = \frac{\Delta V}{\omega \cdot i_{fmin}} \quad (\text{II. 19})$$

Avec :

- ΔV : Différence de potentiel entre la tension source et celle de l'onduleur.
- i_{fmin} : Courant minimal requis pour compenser la charge inductive.

Une autre approche consiste à déterminer L_f en fonction de la fréquence de découpage du VSI [104], [105] :

$$L_f = \frac{(V_s + 0.5V_{dc})}{4 * A * f_m} \quad (\text{II. 20})$$

Avec :

- V_s : Tension du réseau.
- f_m : Fréquence de la porteuse du signal MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion).
- A : Amplitude du signal de modulation.

Les valeurs de L_f doivent respecter la contrainte suivante pour assurer un bon fonctionnement du système :

$$\frac{\Delta V}{\omega i_{fmin}} < L_f < \frac{(V_s + 0.5V_{dc})}{4 * A * f_m} \quad (\text{II. 21})$$

En respectant ces relations, le filtre inductif est correctement dimensionné pour garantir une dynamique de courant maîtrisée, tout en évitant les oscillations ou les distorsions dans le réseau [106], [107].

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié les perturbations harmoniques affectant la qualité de l'énergie électrique, en analysant leurs origines, leurs impacts et les normes de gestion associées. Ces perturbations peuvent engendrer des pertes énergétiques, des échauffements et des dommages aux équipements sensibles. Pour y remédier, nous avons comparé les solutions existantes, mettant en évidence les limites des filtres passifs face aux variations dynamiques du réseau. En réponse, les filtres actifs parallèles se sont révélés plus efficaces, offrant une meilleure adaptabilité, une conception compacte et une élimination des phénomènes de résonance. Nous avons également détaillé la structure des FAP à quatre bras, ces derniers étant particulièrement adaptés aux réseaux déséquilibrés grâce à leur capacité de compensation du courant neutre. Enfin, nous avons abordé le dimensionnement des éléments clés du système, tels que le condensateur du bus continu et le filtre de couplage.

Le prochain chapitre sera consacré à la partie contrôle du FAP, en explorant des approches avancées et notamment deux nouvelles méthodes d'identification développées dans le cadre de ce travail, afin d'améliorer la qualité de l'énergie électrique et la stabilité des réseaux modernes.

Chapitre III : Commande intelligente du FAP à quatre bras

III.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons souligné le rôle fondamental du FAP dans la réduction des courants harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. Une attention particulière a été portée à la modélisation de la partie puissance du FAP, en détaillant sa structure à quatre bras, ainsi que les critères de dimensionnement des composants essentiels du système. Toutefois, la performance réelle d'un FAP dépend de manière déterminante des stratégies de commande adoptées, celles-ci devant assurer une compensation rapide et précise des perturbations tout en maintenant la stabilité du réseau. La robustesse et l'efficacité du dispositif reposent sur l'interaction cohérente de quatre sous-systèmes : le bloc de génération des courants de référence, qui définit les objectifs de compensation ; le bloc de synchronisation, chargé de la détection de la phase instantanée du réseau ; le régulateur de la tension du bus continu, garant de l'équilibre énergétique interne ; et enfin, le bloc de commande des interrupteurs de puissance, qui assure la mise en œuvre physique de la stratégie de contrôle. L'intégration harmonieuse de ces éléments conditionne la réactivité et la précision du FAP face aux perturbations électriques.

Ce chapitre est consacré à l'étude approfondie des méthodes de commande des réseaux triphasés à quatre fils, avec un accent particulier sur les approches avancées destinées à en optimiser les performances. Nous débuterons par une analyse des techniques de synchronisation les plus pertinentes, en insistant sur leur rôle crucial dans l'identification précise de la phase et de la fréquence du réseau. Cette partie sera suivie par une évaluation critique des méthodes neuronales classiques d'identification, en mettant en lumière leurs avantages ainsi que leurs limites face aux dynamiques complexes du réseau. Dans le prolongement de cette analyse, nous proposerons deux nouvelles approches d'identification neuronale développées dans le cadre de ce travail, conçues pour améliorer significativement la précision et l'adaptabilité de la compensation harmonique. Ces méthodes permettront une régulation en temps réel plus efficace, tout en augmentant la robustesse du système face aux perturbations transitoires ou imprévues. Enfin, nous examinerons les différentes stratégies de régulation de la tension de la liaison continue, ainsi que les méthodes de contrôle du courant adaptées aux spécificités du FAP étudié. À travers cette démarche, nous visons à démontrer l'apport concret de ces stratégies de commande innovantes dans l'amélioration du fonctionnement des filtres actifs parallèles, tant en termes de qualité de l'énergie injectée que de stabilité des réseaux électriques modernes.

III.2. Présentation du neurone adaptatif linéaire

Le neurone adaptatif linéaire, connu sous l'acronyme ADALINE (*Adaptive Linear Neuron*), a été développé en 1960 par Bernard Widrow et Marcian Hoff [108]. Ce modèle constitue l'un des précurseurs des réseaux de neurones artificiels et se distingue par son architecture simple et son mode d'apprentissage supervisé, basé sur l'algorithme LMS (*Least Mean Square*). Grâce à ses capacités d'adaptation en temps réel, l'ADALINE est particulièrement efficace pour l'identification et la suppression des courants perturbateurs, en particulier les composants harmoniques dans les systèmes électriques. Il contribue ainsi à une compensation plus fine et dynamique des distorsions, notamment dans les filtres actifs.

L'ADALINE est composé d'une seule couche de neurones connectée directement aux entrées, sans aucune couche cachée. Chaque entrée (x_i) est associée à un poids synaptique (w_i), et la sortie du modèle est obtenue par la somme pondérée des entrées (**Figure III.1**). Cette somme est équivalente à un produit scalaire entre le vecteur de poids (W^T) et le vecteur d'entrée (X).

$$y(t) = W^T(t) \cdot X(t) = \sum_{i=1}^n w_i \cdot x_i \quad (\text{III. 1})$$

Où le vecteur de poids est :

$$W^T(t) = [w_1 \quad w_2 \quad \dots \quad w_n] \quad (\text{III. 2})$$

Et le vecteur d'entrées est :

$$X(t) = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_n] \quad (\text{III. 3})$$

L'erreur (e) pour un échantillon donné est définie comme la différence entre la sortie du modèle (y) et la valeur cible (t_g).

$$e(t) = t_g(t) - y(t) \quad (\text{III. 4})$$

Cette erreur est ensuite utilisée pour ajuster dynamiquement les poids, minimisant ainsi l'erreur quadratique moyenne définie par :

$$E = \frac{1}{2}(e(t))^2 = \frac{1}{2}(t_g(t) - y(t))^2 \quad (\text{III. 5})$$

Le processus de l'apprentissage de l'ADALINE repose sur la règle LMS, qui ajuste les poids pour minimiser l'erreur quadratique moyenne (MSE). Cet algorithme, repose sur une forme simplifiée de descente de gradient, constitue la base de nombreuses techniques d'optimisation, notamment l'algorithme de Rétropropagation des réseaux neuronaux multicouches. Son principe est défini par :

$$W(t + 1) = W(t) + \frac{\mu \cdot e(t) \cdot X(t)}{X^T(t) \cdot X(t)} \quad (\text{III. 6})$$

Où : (μ) représente le coefficient d'apprentissage, contrôlant la taille des ajustements, (e) est l'erreur entre la sortie prédite et la valeur cible et $W(t + 1)$: le vecteur de poids ajusté. Ce processus itératif se poursuit jusqu'à convergence, garantissant l'obtention des poids optimaux.

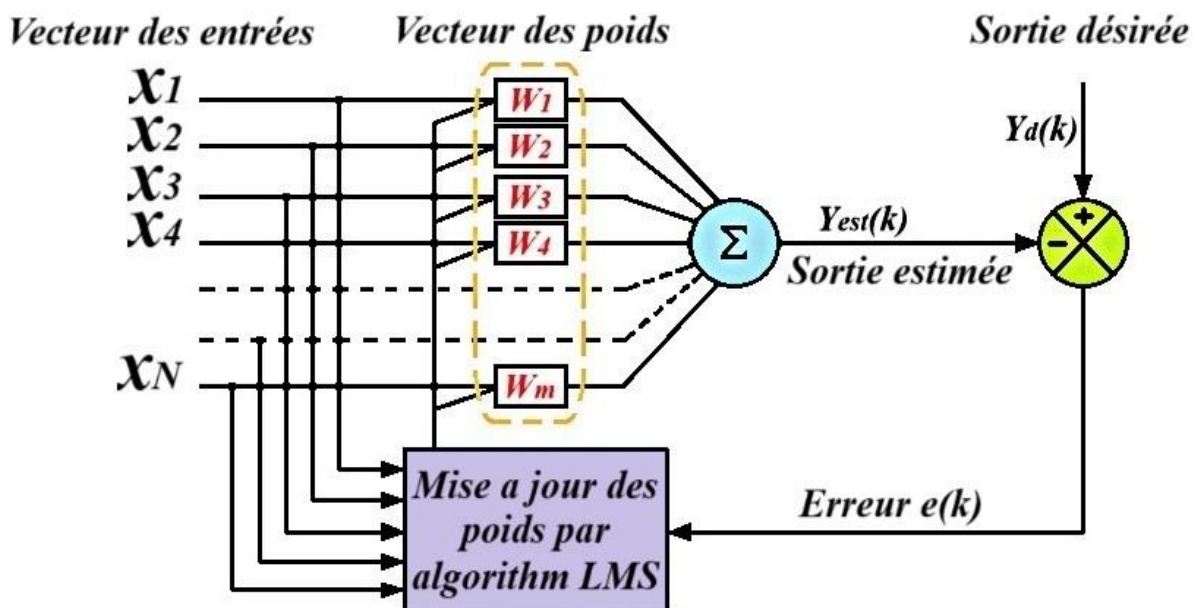


Figure III. 1 Topologie du neurone adaptatif linéaire.

Dans le cadre de cette étude, la mise en œuvre du réseau de neurones ADALINE a été réalisée à l'aide du bloc **S-Function Builder** sous *Simulink*, permettant une intégration flexible au sein des modèles de simulation. Le code associé a été développé en **langage C**, offrant un meilleur contrôle des performances ainsi qu'une compatibilité accrue avec les autres éléments du système, et permettant un fonctionnement en ligne et en temps réel.

III.3. Bloc de synchronisation

Dans un réseau électrique, les perturbations de tension, telles que les harmoniques, les déséquilibres de phase, les variations d'amplitude ou de fréquence, constituent un risque majeur pour la stabilité et la sécurité du système. Ces perturbations peuvent résulter de défaillances internes au réseau, de variations d'impédance des lignes ou de la présence de charges non linéaires. Ces dernières génèrent des distorsions et des déséquilibres qui, via les courants injectés, affectent directement la qualité de la tension fournie. Même après la compensation des courants perturbateurs, certaines composantes harmoniques peuvent subsister dans le courant de source en raison de la persistance des distorsions de la tension d'alimentation. Ce phénomène limite l'efficacité des filtres actifs et dégrade la qualité globale de la compensation.

Pour remédier à ce problème, l'une des solutions les plus simples, économiques et largement adoptées consiste à intégrer une boucle à verrouillage de phase (*Phase-Locked Loop – PLL*). Ce dispositif permet d'extraire et de suivre avec précision la composante fondamentale de la tension du réseau, assurant ainsi une synchronisation fiable du système. La fonction principale de la PLL est de verrouiller la phase et la fréquence du signal réseau sur une référence interne, tout en garantissant une bonne stabilité, même en présence de perturbations ou de variations de fréquence. Une PLL repose classiquement sur trois éléments fondamentaux :

- **Comparateur de phase** : Il mesure l'écart de phase entre la tension du réseau (signal d'entrée) et le signal généré.
- **Filtre passe-bas** : Il supprime les composantes haute fréquence indésirables issues du comparateur de phase.
- **Oscillateur commandé en tension (*Voltage Controlled Oscillator, VCO*)** : Il ajuste la fréquence du signal interne pour minimiser l'écart de phase.

Une fois l'asservissement établi, la PLL assure une synchronisation précise avec le signal du réseau, fournissant une sortie stable et parfaitement alignée en phase et en fréquence avec la tension d'alimentation. Parmi les techniques les plus répandues, la PLL à référentiel synchrone (*Synchronous Reference Frame PLL, SRF-PLL*) se distingue par sa robustesse et sa capacité à suivre efficacement les variations du réseau, y compris en présence de perturbations.

III.3.1. SRF-PLL

Le SRF-PLL, également appelé d-q PLL [109], est une version avancée de la PLL utilisée pour synchroniser un système avec un signal de référence (généralement la tension du réseau) en utilisant un référentiel synchrone tournant. En d'autres termes, au lieu de suivre directement les variations de la phase et de la fréquence dans le domaine temporel, le d-q PLL utilise la transformation de Park pour passer du référentiel triphasé à un référentiel biphasé tournant (d-q) où les perturbations de phase et de fréquence sont plus faciles à traiter. Les composantes du référentiel tournant sont :

- **Composante directe (d)** : Alignée avec le vecteur de référence, représentant la composante active du signal.

- **Composante quadratique (q)** : Perpendiculaire à la composante d, représentant la composante réactive.

L'objectif principal de la SRF-PLL est d'aligner le vecteur de tension dans le repère d-q avec la phase de référence des tensions triphasées du réseau. Pour cela, la composante quadrature de la tension est réglée à zéro à l'aide d'un régulateur proportionnel-intégral (PI). Dans le repère synchrone, les vecteurs tournant à la vitesse synchrone apparaissent sous forme de composantes constantes à l'état stable. La sortie du régulateur PI est ensuite intégrée pour obtenir l'angle de phase, qui est utilisé en rétroaction pour le calcul de la matrice de transformation d-q. À l'état stable, cette sortie, combinée à une compensation en avance, permet d'estimer la fréquence instantanée du réseau $\omega'_{(d)}$, garantissant ainsi une synchronisation robuste, même en présence de fluctuations de fréquence ou de perturbations transitoires.

La transformation de Park, qui permet de convertir les tensions triphasées en un repère tournant, est définie par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}_{(d)}) & \cos\left(\hat{\theta}_{(d)} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\hat{\theta}_{(d)} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\hat{\theta}_{(d)}) & -\sin\left(\hat{\theta}_{(d)} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\hat{\theta}_{(d)} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{III. 7})$$

Où (θ) est l'angle réel de la phase et $(\hat{\theta})$ l'intégrale de l'estimation de la pulsation ($\hat{\omega}$) déterminée par le régulateur PI. En appliquant cette transformation, la composante (v_d) s'exprime comme :

$$v_d = \sqrt{3}v_m \sin(\theta_{(d)} - \hat{\theta}_{(d)}) \quad (\text{III. 8})$$

Puisque (v_d) représente l'écart de phase entre l'angle réelle et l'angle estimé, la condition de verrouillage de la PLL est atteinte lorsque $(\theta_{(d)} = \hat{\theta}_{(d)})$. Pour assurer cette condition, on impose une consigne de tension directe nulle ($v_d = 0$). Lorsque $(\theta_{(d)} - \hat{\theta}_{(d)})$ est petit, cette relation peut être linéarisée en posant :

$$v_d \approx \sqrt{3}v_m(\theta_{(d)} - \hat{\theta}_{(d)}) \quad (\text{III. 9})$$

L'estimation de la pulsation ($\hat{\omega}$) est alors déterminée par le régulateur PI :

$$\hat{\omega} = F_{PI}(s) * v_d = F_{PI}(s) * \sqrt{3}v_m(\theta_{(d)} - \hat{\theta}_{(d)}) \quad (\text{III. 10})$$

La fonction de transfert du régulateur PI est :

$$F_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \left(\frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \right) \quad (\text{III. 11})$$

L'évolution de l'angle ($\hat{\theta}_{(d)}$) suit :

$$\hat{\theta}_{(d)} = \frac{1}{s} \hat{\omega}_{(d)} \quad (\text{III. 12})$$

La fonction de transfert en boucle fermée du système est :

$$\frac{\hat{\theta}_{(d)}(s)}{\theta_{(d)}(s)} = \frac{\sqrt{3}v_m k_p \left(\frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \right) \cdot \frac{1}{s}}{1 + \sqrt{3}v_m k_p \left(\frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \right) \cdot \frac{1}{s}} \quad (\text{III. 13})$$

Pour assurer un bon comportement dynamique, cette fonction de transfert est comparée à un système du deuxième ordre :

$$F(s) = \frac{2. \zeta. \omega_n. s + \omega_n^2}{s^2 + 2. \zeta. \omega_n. s + \omega_n^2} \quad (\text{III. 14})$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors définis par :

$$\begin{cases} k_p = \frac{2. \zeta. \omega_n}{\sqrt{3} v_m} \\ \tau_i = \frac{2. \zeta}{\omega_n} \end{cases} \quad (\text{III. 15})$$

Un compromis optimal entre stabilité et performance dynamique est atteint en choisissant $\zeta=0.707$ et $\omega_n = 2\pi f_c$ avec $f_c = 50\text{hz}$. Le schéma fonctionnel de la SRF-PLL est illustré sur la **Figure III.2**.

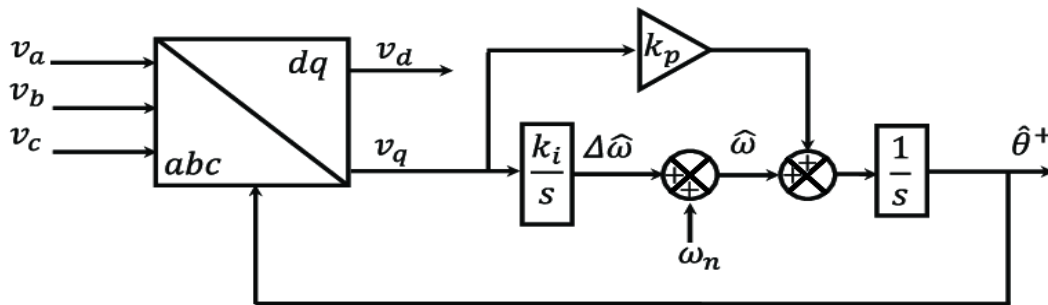


Figure III. 2 Schéma fonctionnel de la SRF-PLL.

Bien que performante dans des conditions idéales, cette configuration présente plusieurs limites : dépendance aux composants passifs, sensibilité au bruit, réglage complexe des gains, convergence lente face aux variations rapides de fréquence, faible efficacité en cas de déséquilibre du réseau, et réactivité limitée aux perturbations transitoires.

La **Figure III.3** illustre les résultats obtenus par la SRF-PLL dans un système à quatre fils déséquilibrés. Ces résultats montrent que, bien que la fréquence fondamentale ait été correctement extraite, la phase fondamentale ainsi que la composante directe de la tension présentent encore des perturbations notables.

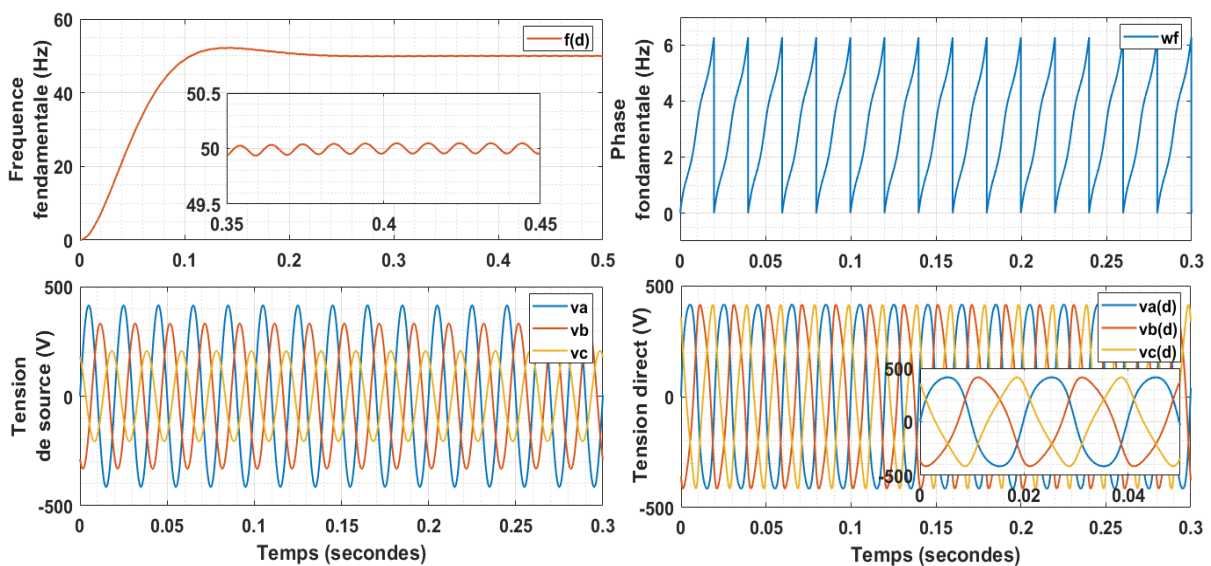


Figure III. 3 Résultats du SRF-PLL.

Pour remédier à ces faiblesses, plusieurs variantes avancées de la PLL ont été développées. Parmi lesquelles le multi-variable filter PLL (MVF-PLL) [110], le self-tuning filter PLL (STF-PLL) [111], et le dual second order generalized integrator PLL (DSOGI-PLL) [112]. Bien que ces versions apportent des améliorations notables en termes de robustesse, de réactivité et d'adaptabilité face aux conditions réelles d'un réseau électrique, elles restent néanmoins soumises aux mêmes limitations fondamentales que la PLL classique, à savoir la dépendance à des composants passifs non adaptatifs et l'utilisation d'un régulateur PI. C'est dans cette optique qu'a été introduite la PLL basée sur le réseau de neurone ADALINE, offrant une approche plus adaptative et mieux adaptée aux environnements dynamiques.

III.3.2. PLL neuronale (ADALINE-PLL)

Plusieurs approches basées sur les réseaux de neurones ADALINE ont été développées dans la littérature pour l'extraction de la fréquence et de la phase fondamentale d'un signal [113], [114], [115].

L'approche proposée dans ce travail combine une détection neuronale des composantes directe, inverse et homopolaire, fondée sur la théorie des puissances instantanées d'Akagi, mais intégrant également un oscillateur neuronale commandé en tension (VOC), inspiré des travaux de P. K. Dash [116]. Cette méthode permet une détection entièrement neuronale, adaptative, qui s'affranchit des régulateurs classiques et des composants passifs, offrant ainsi une solution plus flexible et réactive pour les environnements électriques dynamiques.

a) Estimation des composantes directes fondamentales de la tension

Tous comme pour la méthode des puissances instantanées la technique commence par transformer la composante du système tension et courant du repère triphasé au repère biphasé $\alpha\beta$ à la différence que des courants fictifs seront choisis comme étant :

$$\begin{cases} i_{\alpha(d1)} = \cos \hat{\theta}_{1(d)} \\ i_{\beta(d1)} = \sin \hat{\theta}_{1(d)} \end{cases} \quad (\text{III. 16})$$

Avec : $\hat{\theta}_{1(d)}$ la phase fondamentale direct estimé par le VOC neuronale.

Selon Akagi, les puissances instantanées dans un système biphasé $\alpha\beta$ peuvent s'exprimer par :

$$\begin{cases} p = v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta} \\ q = -v_{\alpha}i_{\beta} + v_{\beta}i_{\alpha} \end{cases} \quad (\text{III. 17})$$

Sur cette base, Akagi propose un détecteur permettant de distinguer les systèmes directs et inverses de tension. En supposant que seuls les courants fondamentaux directs sont présents, les puissances active et réactive moyennes sont générées uniquement par ces courants et les tensions directes correspondantes. On peut alors en déduire ces tensions à partir des puissances moyennes à l'aide de l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha(d1)} \\ v_{\beta(d1)} \end{bmatrix} = \frac{1}{(i_{\alpha(d1)}^2 + i_{\beta(d1)}^2)} \begin{bmatrix} i_{\alpha(d1)} & i_{\beta(d1)} \\ i_{\beta(d1)} & -i_{\alpha(d1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p}(d) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 18})$$

La détection des composantes symétriques est illustrée à la **Figure III.4**

Les tensions mesurées peuvent être décomposé en composantes directes, inverses et homopolaire représentées par :

$$\begin{cases} v_{L\alpha} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot V_{n(d)} \cdot \cos \theta_{n(d)} + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot V_{n(i)} \cdot \cos \theta_{n(i)} \\ v_{L\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{3} \cdot V_{n(d)} \cdot \sin \theta_{n(d)} + \sum_{n=1}^{\infty} -\sqrt{3} \cdot V_{n(i)} \cdot \sin \theta_{n(i)} \\ v_{L0} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{6} \cdot V_{n0} \cdot \cos \theta_{n0} \end{cases} \quad (\text{III. 19})$$

Les courants fondamentaux permettant de produire une puissance constante sont alors définis comme :

$$\begin{cases} i_{L\alpha(1d)} = \sqrt{3} \cdot I_{1(d)} \cdot \cos \theta'_{1(d)} \\ i_{L\beta(1d)} = \sqrt{3} \cdot I_{1(d)} \cdot \sin \theta'_{1(d)} \end{cases} \quad \text{Avec} \quad \theta'_{1(d)} = \theta_{1(d)} + \delta_1 \quad (\text{III. 20})$$

Le déphasage δ_1 entre la tension et le courant, ainsi que l'amplitude $\sqrt{3}I_{1(d)}$, peuvent être choisis arbitrairement sans affecter la qualité des tensions directes extraites. Pour simplifier, on adopte souvent $\delta_1 = 0$ et $\sqrt{3}I_{1(d)} = 1$, ce qui revient à imposer une puissance réactive nulle ($q = 0$). Ainsi, un seul ADALINE suffit pour extraire la composante continue de la puissance active directe.

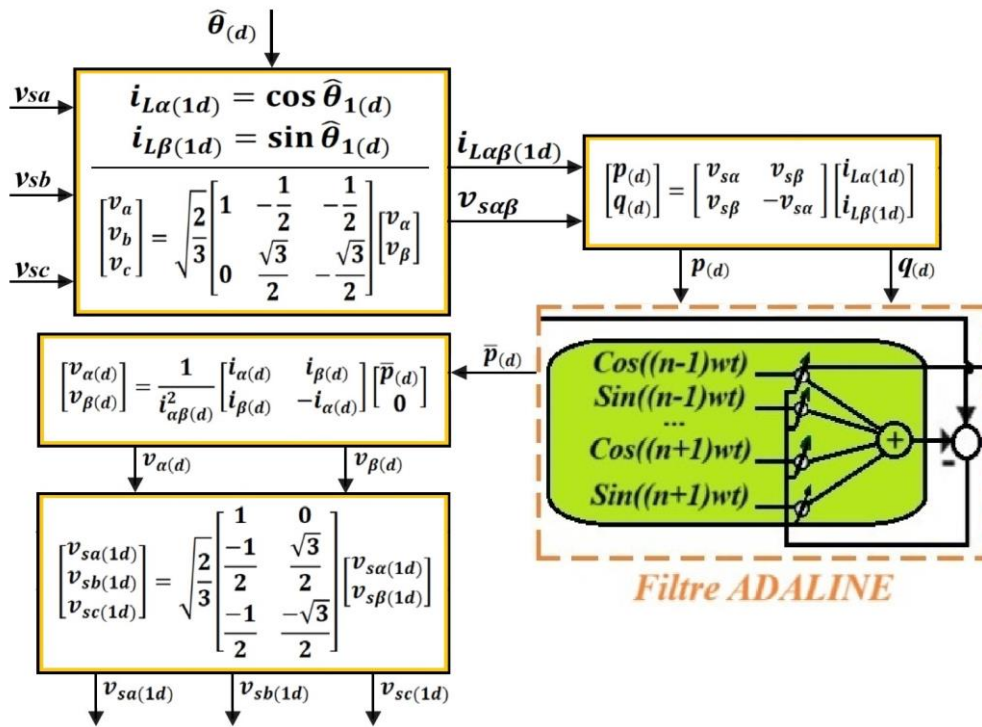


Figure III. 4 Détection des composantes directes de la tension à base d'ADALINE.

Ce processus peut également être appliqué pour extraire les composantes inverses et homopolaires.

b) Estimation de la phase par VCO neuronale

L'estimation de la phase instantanée du signal constitue une étape indispensable pour la construction des courants fictifs nécessaires à la détection des composantes directes et inverses. Cette estimation est réalisée à l'aide d'un VCO neuronal, implémenté au moyen d'un second réseau ADALINE, selon le procédé suivant :

Soit un signal harmonique :

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (\text{III. 21})$$

Où A_n est l'amplitude de la $n^{\text{ème}}$ harmonique, $n\omega$ sa pulsation, et φ_n sa phase.

En utilisant les signaux retardés $y(t - T_e)$ et $y(t - 2T_e)$, on peut reformuler le signal :

$$y(t) = (2 \cos \omega_1 T_e) \cdot y(t - T_e) - y(t - 2T_e) + \sum_{n=2}^{\infty} 2A_n \{\cos(n\omega_1 T_e) - \cos(\omega_1 T_e)\} \cdot \{\sin(n\omega(t - T_e) + \varphi_n)\} \quad (\text{III. 22})$$

Avec T_e , temps d'échantillonnage.

En l'absence d'harmoniques, cette expression se simplifie :

$$y(t) = (2 \cos \omega_1 T_e) \cdot y(t - T_e) - y(t - 2T_e) \quad (\text{III. 23})$$

En considérant $y(t - T_e)$ et $y(t - 2T_e)$ comme entrées du réseau ADALINE, les poids du modèle convergent respectivement vers $2 \cos \omega_1 T_e$ et -1 après apprentissage. On peut alors en déduire la fréquence fondamentale via :

$$\hat{f}_1 = \frac{1}{2\pi T_e} \arccos\left(\frac{\omega_1}{2}\right) \quad (\text{III. 24})$$

L'apprentissage de l'ADALINE repose sur l'algorithme LMS (Least Mean Squares) avec un taux d'apprentissage ($\eta = 0.5$). Le temps d'échantillonnage est choisi comme ($T_e = 1/(4f_1)$) afin d'optimiser la dynamique du système et de garantir sa stabilité. Ce choix permet également de réduire certaines harmoniques dans le courant, améliorant ainsi la qualité du signal traité. Dans notre cas, avec une fréquence d'échantillonnage de 200 Hz ($T_e = 5e - 3$ s), les composantes fréquentielles supérieures à 100 Hz sont efficacement atténuées. Le schéma fonctionnel de cette méthode est présenté à la **Figure III.5**, illustrant la structure du VCO intégré dans l'ADALINE-PLL.

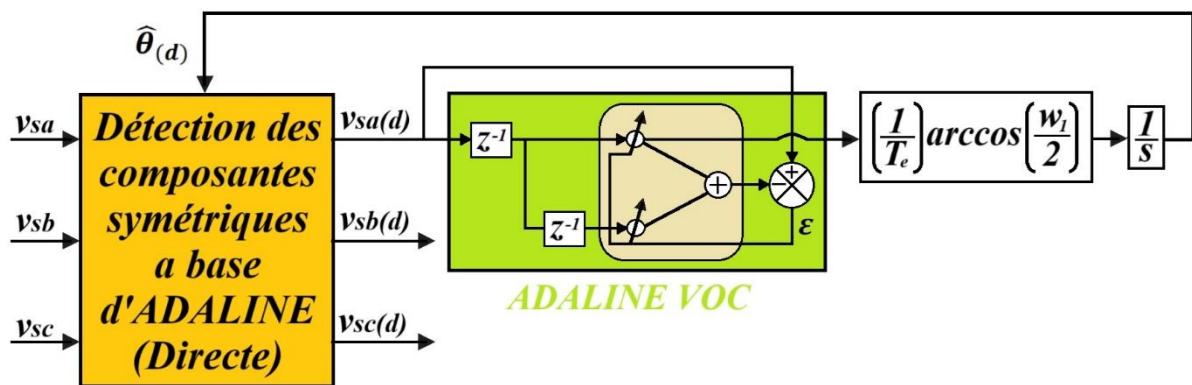


Figure III. 5 PLL triphasé utilisant un ADALINE pour la détection de la fréquence.

La **Figure III.6** illustre les résultats obtenus avec la PLL neuronale appliquée à un système à quatre fils déséquilibrés. Ces résultats mettent en évidence une grande amélioration dans la détection de la fréquence fondamentale, qui reste parfaitement stable à 50 Hz, contrairement à ce que l'on observe avec le SRF-PLL. Cette précision se reflète clairement à la fois dans la

phase fondamentale estimée et dans les tensions directes, qui apparaissent parfaitement équilibrées et exemptes de perturbations, à la différence de ce qui est obtenu avec le PLL conventionnel.

Ces résultats reflètent non seulement la robustesse et la précision accrues de la PLL neuronale face aux déséquilibres, mais également sa capacité à fournir des signaux de référence fiables pour les algorithmes d'identification et de compensation. Cette performance supérieure garantit une meilleure synchronisation et une extraction plus précise des composantes fondamentales, conditions essentielles pour atteindre une compensation efficace des perturbations et optimiser la qualité de l'énergie. C'est pour ces raisons que ce PLL a été retenu pour l'ensemble des simulations présentées au **chapitre IV**.

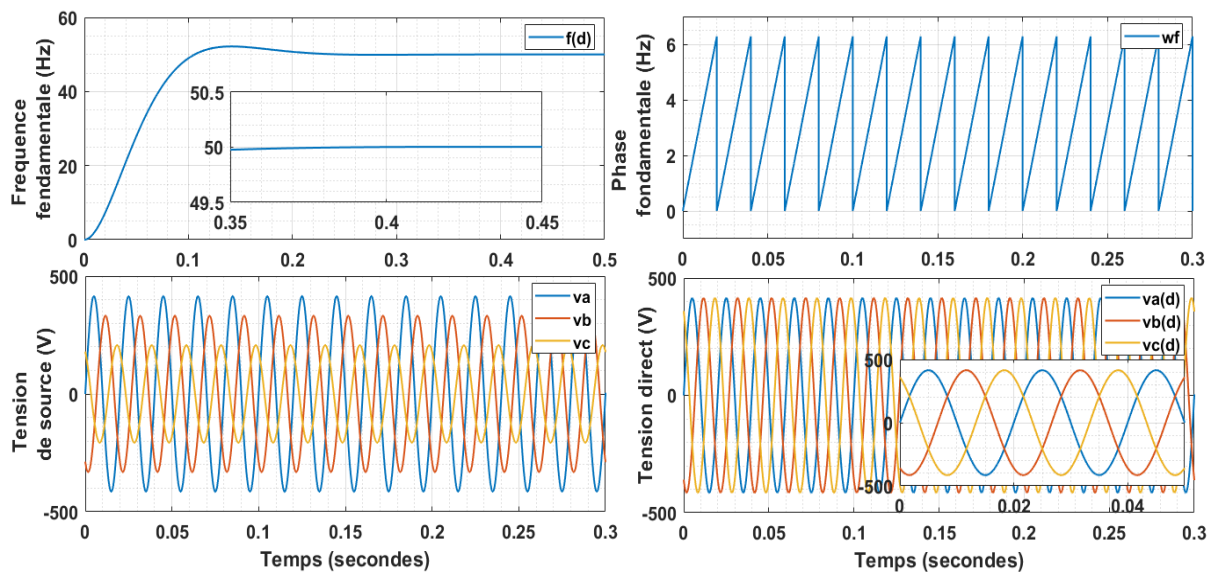


Figure III. 6 Résultats du ADALINE-PLL.

III.4. Techniques intelligentes d'identification des courants de référence

La détermination des courants de référence revêt une importance primordiale, car elle conditionne directement l'efficacité du filtrage harmonique. Une détection précise des courants perturbateurs permet une compensation optimale, réduisant les distorsions et stabilisant le réseau électrique. Plus la méthode d'identification est performante, plus la correction est efficace, améliorant ainsi la qualité de l'énergie et la longévité des équipements sensibles.

Parmi les approches classiques, on distingue les méthodes fondées sur l'analyse fréquentielle, telles que la transformée de Fourier discrète [117], la transformée de Hilbert [118], ou encore la transformée en ondelettes [119]. Dans le domaine temporel, les techniques les plus couramment utilisées incluent la théorie des puissances instantanées (*Instantaneous Power Theory - IPT*) développée par Akagi, le référentiel synchrone (*Synchronous Reference Frame - SRF*) proposé par Bhattacharya, ainsi que le contrôle direct de la puissance (*Direct Power Control - DPC*) [17], [120], [121]. Ces méthodes sont largement reconnues pour leur robustesse et leur fiabilité, car elles permettent de séparer efficacement les composantes actives et réactives du courant, facilitant ainsi l'extraction des harmoniques.

La méthode SRF, notamment dans sa version étendue intégrant la théorie d-q-0 [122], se révèle particulièrement adaptée aux réseaux électriques déséquilibrés. Néanmoins, ces approches présentent certaines limites. Elles peuvent se montrer sensibles aux variations

dynamiques du réseau, au bruit et aux phénomènes de résonance. De plus, elles nécessitent des calculs complexes et peuvent manquer de réactivité pour les applications en temps réel.

Pour surmonter ces contraintes, des stratégies d'identification plus avancées ont été développées, en particulier celles s'appuyant sur l'intelligence artificielle. Parmi les premières à avoir été explorées figure le modèle Adaptive Linear Neuron (ADALINE), qui a ouvert la voie à une nouvelle génération de techniques intelligentes, plus adaptatives et mieux capables de faire face aux environnements électriques complexes et évolutifs.

III.4.1. Méthodes neuronales conventionnelle

a) Méthode ADALINE directe

Dans le cadre des applications impliquant des charges non linéaires, notamment pour le filtrage actif de puissance, l'ADALINE repose sur une approche spécifique appelée méthode ADALINE directe (*Direct ADALINE Method, DAM*) présentée dans la **Figure III.7**. Adaptée aux systèmes monophasés et triphasés [45], [123], cette méthode permet d'extraire directement les courants de référence à partir des courants de charge en utilisant trois réseaux neuronaux, chacun étant dédié à une phase. L'objectif principal est de minimiser l'erreur quadratique entre le signal mesuré et sa composante fondamentale, assurant ainsi un filtrage harmonique efficace et une stabilité accrue du réseau électrique.

Pour comprendre le fonctionnement de l'ADALINE, il est utile de commencer par exprimer le courant de charge sous forme d'une série de Fourier :

$$i_{L_i}(t) = \sum_{k=1,2,\dots}^{\infty} [a_k \sin(2\pi k f_0 t - \alpha \pm \varphi_i) + b_k \cos(2\pi k f_0 t - \alpha \pm \varphi_i)] \quad (\text{III. 25})$$

Avec

- $i_{L_i}(t)$: courant instantané dans l'inductance de la phase i .
 - $i \in \{a, b, c\}$, représentant les trois phases.
- f_0 : fréquence fondamentale du système triphasé.
- t : temps

En supposant une fréquence fondamentale constante, les composantes sinusoïdales et cosinusoïdales sont générées directement, tandis que les coefficients (amplitudes inconnues) a_k et b_k doivent être estimés. L'ADALINE utilise ces fonctions trigonométriques comme entrées et ajuste dynamiquement les poids associés pour obtenir une estimation optimale. Chaque phase est traitée individuellement par un ADALINE, et la sortie estimée (y) peut être formulée ainsi :

$$y_i = \underbrace{a_1 \sin(\omega_0 t - \alpha \pm \varphi_i) + b_1 \cos(\omega_0 t - \alpha \pm \varphi_i)}_{\text{Courant fondamentale}} + \underbrace{\sum_{k=3,5,\dots}^N [a_k \sin(k\omega_0 t - \alpha \pm \varphi_i) + b_k \cos(k\omega_0 t - \alpha \pm \varphi_i)]}_{\text{Courant harmonique}} \quad (\text{III. 26})$$

Avec : (y) courant de charge échantillonné à l'instant $t = nT$ (n est un nombre entier représentant l'indice de l'échantillon et T est la période d'échantillonnage), k est l'indice harmonique, N est l'harmonique de rang le plus élevé, ω_0 est la pulsation propre à la fréquence fondamentale de la source ($2\pi f_0$), φ_i représente le déphasage de à la phase i ($i \in \{a, b, c\}$),

autrement dit, la ligne à laquelle l'ADALINE est reliée et α est un angle quelconque qui peut être égale à zéro (peut représenter un retard de phase, une référence angulaire, ou un angle de commutation, selon le contexte). Les coefficients a_k et b_k sont les amplitudes harmoniques des termes en sinus et cosinus respectivement (a_1 et b_1 sont celles liées à la fréquence fondamentale). Dans un système triphasé déséquilibré, les harmoniques impairs, y compris les harmoniques triplets (multiples de trois), sont pris en compte pour garantir une analyse complète

Le courant estimé (y) peut être exprimé sous forme matricielle :

$$y = (W)^T \cdot X \quad (III. 27)$$

Avec $((W)^T)$ la matrice de poids :

$$(W)^T = [a_1 \ a_3 \ a_5 \ \dots \ a_N \ b_1 \ b_3 \ b_5 \ \dots \ b_N]^T \quad (III. 28)$$

Et (X) le vecteur d'entrée :

$$X = \begin{bmatrix} 1 \\ \sin(\omega_0 t - \alpha \pm \varphi_i) \\ \cos(\omega_0 t - \alpha \pm \varphi_i) \\ \sin(3\omega_0 t - \alpha \pm \varphi_i) \\ \cos(3\omega_0 t - \alpha \pm \varphi_i) \\ \dots \\ \sin(N\omega_0 t - \alpha \pm \varphi_i) \\ \cos(N\omega_0 t - \alpha \pm \varphi_i) \end{bmatrix} \quad (III. 29)$$

Les poids W sont mis à jour conformément à la règle LMS mentionnée précédemment dans l'équation (III. 6). L'analyse des performances a montré que plus l'ordre harmonique maximal N est élevé, plus l'estimation est précise. Par conséquent, un choix de $N = 26$ a ainsi été retenu pour garantir une estimation fiable.

Le coefficient d'apprentissage (μ) influence la vitesse de convergence. Après plusieurs simulations, une valeur optimale de $\mu = 0,05$ a été adoptée. Ce taux dépend du temps d'échantillonnage numérique, fixé à $\Delta T = 5\mu s$. De plus, les fonctions sinusoïdales et cosinusoïdales sont générées via une boucle à verrouillage de phase (*Phase-Locked Loop - PLL*), assurant une synchronisation précise avec la fréquence fondamentale du réseau.

Une fois l'ADALINE entraîné, la composante fondamentale du courant pour chaque phase est calculée par :

$$\|y_f\| = \sqrt{(a_1)^2 + (b_1)^2} \quad (III. 30)$$

Cette composante est ensuite combinée avec le courant de perte issu du régulateur PI et multipliée par un modèle unitaire synchronisé par le PLL. Ainsi, le courant fondamental actif est donné par :

$$i_{Lf}(t) = (\|y_f\| + i_{dc}) \sin(\omega_0 t - \alpha \pm \varphi_i) \quad (III. 31)$$

Où (i_{dc}) est la sortie du régulateur PI dans la boucle de commande du bus continu.

Enfin, le courant de référence utilisé pour le filtrage actif est extrait par soustraction du courant fondamental estimé du courant de charge mesuré :

$$i_{ref,i}(t) = i_{L,i}(t) - i_{Lf,i}(t) \quad \text{Avec } i = a, b, c \quad (\text{III. 32})$$

Malgré l'efficacité de cette méthode, elle souffre néanmoins de certaines limites, notamment des erreurs d'estimation et un temps de convergence relativement long. Ces contraintes ont conduit les chercheurs à explorer des approches hybrides, combinant réseaux de neurones et techniques conventionnelles afin d'améliorer la robustesse et l'efficacité du filtrage. Parmi ces solutions, la méthode des courants actifs adaptatifs se distingue comme une alternative prometteuse.

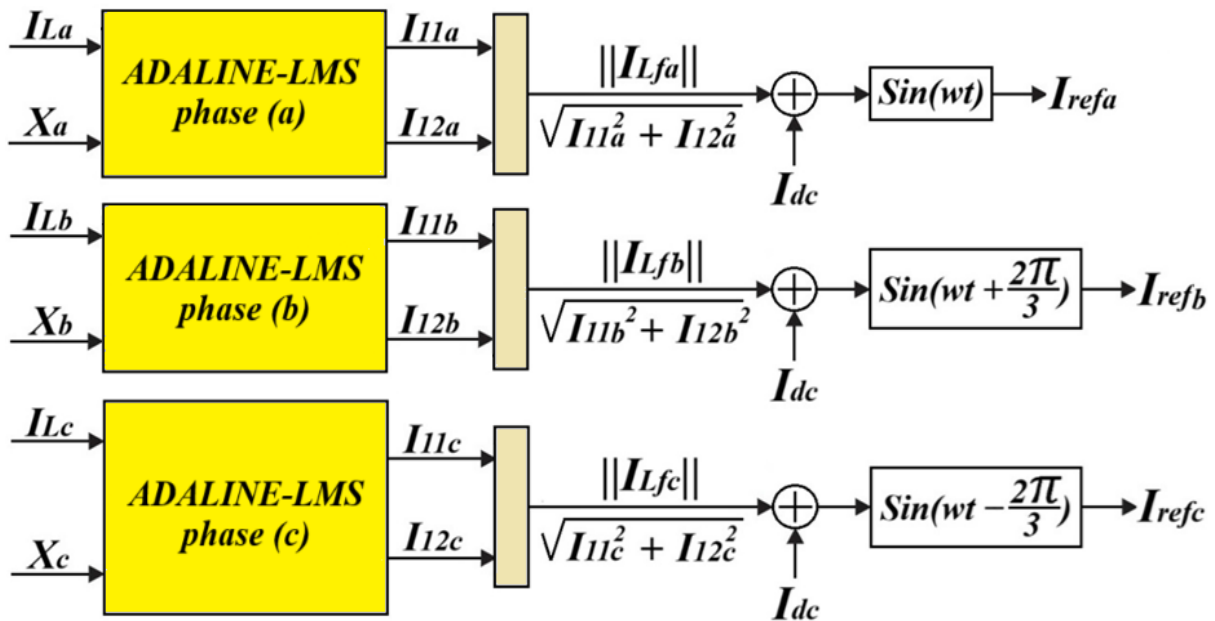


Figure III. 7 Topologie de la méthode ADALINE directe.

Avantages

- **Simplicité de mise en œuvre** : L'architecture est directe et facile à implémenter.
- **Adaptation en ligne** : L'apprentissage s'effectue en temps réel, permettant de suivre les variations du système.
- **Traitement direct des harmoniques** : Les harmoniques sont identifiées sans transformation intermédiaire.
- **Bonne précision pour les basses fréquences** : Les composantes fondamentales sont estimées avec fiabilité.

Inconvénients

- **Charge de calcul élevée** : Trois réseaux de neurones (un par phase) doivent être exécutés à chaque pas d'échantillonnage. Cela peut surcharger le processeur de la carte DS1104 et provoquer un dépassement du temps de cycle en temps réel.
- **Sensibilité au paramétrage de l'algorithme LMS** : La convergence dépend du bon choix du pas d'apprentissage.
- **Dépendance à la PLL (Phase-Locked Loop)** : La synchronisation avec la fréquence fondamentale est cruciale pour la précision du modèle.
- **Limitation structurelle** : Méthode testée principalement sur des systèmes à trois bras ; sa généralisation à d'autres topologies reste à valider.

b) Méthodes des courants actifs neuronale

La méthode des courants actifs neuronale (*Neural Active Current Method, NACM*) illustré dans la **Figure III.8**, vise à décomposer le courant de charge en ses composantes active et réactive afin d'améliorer l'efficacité énergétique. Inspirée des travaux de F.Z. Peng [124], elle a été étendue à une approche neuronale par N. K. Nguyen [26]. Comparée à la méthode des puissances instantanées (P-Q), l'NACM a démontré une supériorité significative en termes de précision et de performances notamment dans les réseaux à quatre fils. Contrairement à la méthode P-Q, qui opère dans le repère α - β , l'NACM effectue directement ses calculs dans le repère a-b-c. Cette approche réduit ainsi la complexité computationnelle tout en optimisant l'efficacité du traitement.

L'NACM repose sur la minimisation des courants réactifs via la méthode du multiplicateur de Lagrange, tout en préservant la puissance active. Le courant de charge ($i_{L,i}$ avec $i = a, b, c$) est décomposé en une composante active ($i_{Lp,i}$) et une composante réactive (non-active) ($i_{Lq,i}$) :

$$i_{L,i} = i_{Lp,i} + i_{Lq,i} \quad (\text{III. 33})$$

L'objectif de l'ACM est d'imposer la contrainte que les courants réactifs ne génèrent aucune puissance active instantanée. Cela revient à minimiser la fonction objectif L (i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc}) définie par l'équation suivante:

$$L(i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) = i_{La}^2 + i_{Lb}^2 + i_{Lc}^2 \quad (\text{III. 34})$$

Sous la contrainte :

$$g(i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}) = v_{sa(d)} * i_{La} + v_{sb(d)} * i_{Lb} + v_{sc(d)} * i_{Lc} = p \quad (\text{III. 35})$$

Où $v_{sa(d)}$, $v_{sb(d)}$ et $v_{sc(d)}$ représentent les tensions de source directes obtenues à l'aide d'une PLL.

Le problème est résolu en utilisant la méthode de Lagrange qui nous conduit à l'expression :

$$\begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} = -\lambda \begin{bmatrix} v_{sa(d)} \\ v_{sb(d)} \\ v_{sc(d)} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 36})$$

Le coefficient de Lagrange λ est défini par :

$$\lambda = -\frac{2p}{v_{sa(d)}^2 + v_{sb(d)}^2 + v_{sc(d)}^2} \quad (\text{III. 37})$$

En remplaçant λ dans l'Équation (15), on obtient les courants actifs :

$$\begin{bmatrix} i_{Lpa} \\ i_{Lpb} \\ i_{Lpc} \end{bmatrix} = \frac{p}{v_{sa(d)}^2 + v_{sb(d)}^2 + v_{sc(d)}^2} \begin{bmatrix} v_{sa(d)} \\ v_{sb(d)} \\ v_{sc(d)} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 38})$$

Ces courants actifs i_{La} , i_{Lb} , et i_{Lc} sont identiques aux courants de charge en termes de puissance active instantanée :

$$\begin{aligned} p(d) &= v_{sa(d)} * i_{La} + v_{sb(d)} * i_{Lb} + v_{sc(d)} * i_{Lc} \\ &= v_{sa(d)} * i_{Lpa} + v_{sb(d)} * i_{Lpb} + v_{sc(d)} * i_{Lpc} \end{aligned} \quad (\text{III. 39})$$

Cependant, contrairement aux courants de charge, ces courants actifs ne génèrent pas de puissance réactive et présentent une valeur efficace (RMS) plus faible. L'élimination complète des courants réactifs aligne les courants de source avec les courants actifs, permettant ainsi une compensation efficace réalisée grâce à un Filtre Actif de Puissance (FA). Comme les courants réactifs ne produisent aucune puissance active, le compensateur ne nécessite donc aucune source d'énergie supplémentaire.

Dans un système distordu et déséquilibré, la puissance réelle p est composée de trois éléments : la puissance active fondamentale (\bar{p}), la puissance harmonique/réactive (\tilde{p}) et de la puissance homopolaire (p_0).

$$p = \bar{p} + \tilde{p} + p_0 \quad (\text{III. 40})$$

Pour assurer simultanément la compensation des courants harmoniques, réactifs et homopolaire, les courants actifs fondamentaux sont extraits en remplaçant les courants actifs de l'Équation (17) par leurs composantes fondamentales, obtenu à l'aide d'un réseau de neurone ADALINE. Ces courants actifs fondamentaux sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} i_{Lpaf} \\ i_{Lpbaf} \\ i_{Lpcf} \end{bmatrix} = \frac{\bar{p}}{v_{sa(d)}^2 + v_{sb(d)}^2 + v_{sc(d)}^2} \begin{bmatrix} v_{sa(d)} \\ v_{sb(d)} \\ v_{sc(d)} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 41})$$

En fin, Les courants de référence à injecter dans le réseau sont ensuite calculés comme suit :

$$\begin{cases} i_{aref} = i_{La} - i_{Lpaf} \\ i_{bref} = i_{Lb} - i_{Lpbaf} \\ i_{cref} = i_{Lc} - i_{Lpcf} \end{cases} \quad (\text{III. 42})$$

Cette approche neuronale améliore la précision de l'estimation et la réactivité du filtrage actif, assurant ainsi une meilleure qualité de l'alimentation électrique. Dans [125], l'efficacité de cette méthode a été testée en milieu haute tension grâce à l'utilisation d'un FAP multiniveau NPC à cinq niveaux.

Avantages

- Compatible avec les systèmes à trois ou quatre fils (ou bras).
- Utilise un seul réseau de neurone, réduisant la charge computationnelle.
- Structure relativement simple à implémenter.
- Bonne stabilité dans des conditions nominales.
- Moins sensible aux hautes fréquences grâce à l'approche par la puissance.

Inconvénients

- Moins robuste face aux variations rapides du système, notamment en cas de fluctuations de tension source.
- Sensible à la qualité de la détection de la composante fondamentale.
- Dépendance forte à la précision des capteurs de tension et courant.
- Moins performant pour les signaux très bruités ou fortement déformés.

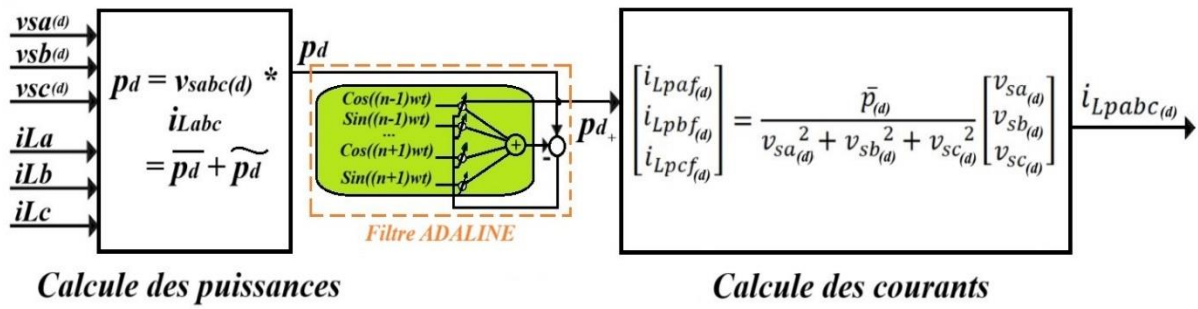


Figure III. 8 Topologie de la méthode des courants actif neuronal à base de filtre ADALINE.

III.4.2. Méthodes neuronales proposer

a) La théorie p-q-r neuronal

Introduite par *Hirofumi Akagi* en 1999 [126], la théorie p-q-r représente un cadre analytique puissant pour l'analyse des réseaux triphasés à quatre fils. Bien que relativement complexe, cette approche s'est révélée particulièrement performante, notamment dans des contextes de déséquilibre, où elle fait preuve d'une robustesse remarquable [127], [128]. Dans le cadre de ce travail de thèse, nous proposons une réinterprétation adaptative de cette théorie en y intégrant un réseau neuronal de type ADALINE, dans le but d'en améliorer les performances ainsi que la capacité d'adaptation. Cette méthode est intitulée : théorie p-q-r neuronal (*Neural p-q-r theory, NPQR*)

Cette technique propose une étude dans le référentiel tournant p-q-r où une puissance active instantanée p et deux puissances réactives instantanées q_q , q_r , ont été définies dans des systèmes triphasés à 4 fils. Les trois composantes de puissance sont linéairement indépendantes, de sorte que la compensation des deux puissances réactives instantanées conduit à contrôler les deux composantes du vecteur spatial de courant indépendamment. La théorie montre que le courant neutre d'un système triphasé à 4 fils peut être éliminé en compensant uniquement la puissance réactive instantanée en n'utilisant aucun élément de stockage d'énergie. Les résultats de simulation vérifient très bien la théorie.

Les puissances active et réactive instantanées peuvent être définies respectivement par les produits scalaire/vectorielle des vecteurs spatiaux tension et courant dans les systèmes triphasés. La puissance active instantanée est linéairement indépendante, tandis que les trois composantes de la puissance réactive instantanée sont linéairement dépendantes les unes des autres. Autrement dit, la puissance active instantanée peut être compensée indépendamment, mais les trois composantes de la puissance réactive instantanée ne peuvent pas être compensées séparément. Ainsi, le degré de liberté de contrôle du courant par compensation de la puissance réactive instantanée est unique. La tension homopolaire et le courant homopolaire du système affectent non seulement la puissance active instantanée, mais aussi la puissance réactive instantanée [127]. Lorsque la composante homopolaire est présente dans la tension source, le courant neutre ne peut être complètement éliminé, même si la puissance réactive instantanée est compensée à zéro. Cet algorithme spécial de compensation de la puissance réactive a été appliqué pour éliminer le courant neutre dans les systèmes triphasés à 4 fils tout en introduisant un neurone artificiel du type ADALINE.

Tout comme sa version pour les systèmes équilibrés (théorie p-q), la théorie p-q-r débute par la mesure des tensions de source et des courants de charge. Ces grandeurs sont ensuite transformées dans un repère biphasé (**Figure III. 9**) à l'aide de la transformation de Clarke.

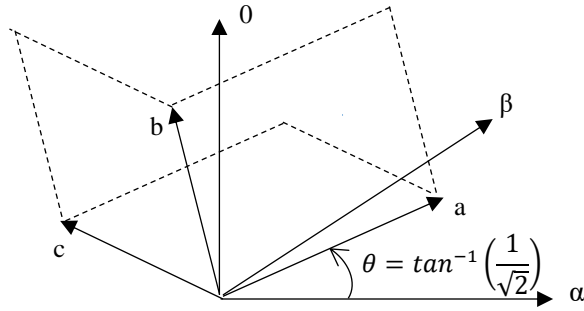


Figure III. 9 Relation entre le référentiel abc et le référentiel $\alpha\beta 0$.

$$\begin{bmatrix} v_{a(d)} \\ v_{b(d)} \\ v_{c(d)} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha(d)} \\ v_{\beta(d)} \\ v_{0(d)} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 43})$$

Comme le montre la **Figure III.10.a**, un nouveau référentiel $\alpha'\beta'0$ est établi en faisant pivoter l'axe 0 du référentiel $\alpha\beta 0$ de θ_1 , en alignant l'axe a avec la ligne de projection du vecteur spatial de tension sur le plan $\alpha\beta$. Le vecteur spatial de courant sur le référentiel $\alpha'\beta'0$ peut être décrit comme suite :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha'} \\ i_{\beta'} \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_1 & \sin\theta_1 & 0 \\ -\sin\theta_1 & \cos\theta_1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha\beta}} & \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha\beta}} & 0 \\ \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha\beta}} & \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha\beta}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 44})$$

$$\text{Avec : } v_{\alpha\beta}(t) = \sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}$$

Ensuite, comme illustré à la **Figure III.10.b**, le référentiel p-q-r peut être formé en faisant pivoter l'axe β' du référentiel $\alpha'\beta'0$ de θ_2 , en alignant l'axe α' sur le vecteur spatial de tension. Ainsi le vecteur spatial de courant sur le référentiel p-q-r est décrit comme suite [126] :

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_2 & 0 & \sin\theta_2 \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin\theta_2 & 0 & \cos\theta_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha'} \\ i_{\beta'} \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{v_{\alpha\beta}}{v_{\alpha\beta 0}} & 0 & \frac{v_0}{v_{\alpha\beta 0}} \\ 0 & 1 & 0 \\ -\frac{v_0}{v_{\alpha\beta 0}} & 0 & \frac{v_{\alpha\beta}}{v_{\alpha\beta 0}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha'} \\ i_{\beta'} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 45})$$

$$\text{Avec : } v_{\alpha\beta 0} = \sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2 + v_0^2}$$

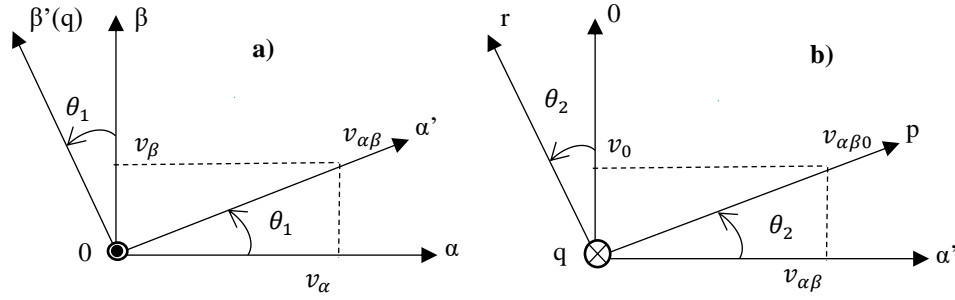


Figure III. 10 Sens physique du référentiel p-q-r : a) Relation entre le référentiel $\alpha\beta 0$ et le référentiel $\alpha'\beta' 0$, b) Relation entre le référentiel $\alpha'\beta' 0$ et le référentiel p-q-r [126].

Ce vecteur courant est constitué de trois composantes instantanées : un courant actif (i_p), et deux composantes de courant réactif (i_q) et (i_r). L'axe β' et l'axe q sont identiques. En combinant les équations (III. 44) et (III. 45), la transformation du référentiel $\alpha\beta 0$ vers le référentiel p-q-r peut être décrite comme suite :

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} & v_0 \\ -\frac{v_{\alpha\beta 0} \cdot v_{\beta}}{v_{\alpha\beta}} & \frac{v_{\alpha\beta 0} \cdot v_{\alpha}}{v_{\alpha\beta}} & 0 \\ -\frac{v_0 v_{\alpha}}{v_{\alpha\beta}} & -\frac{v_0 v_{\beta}}{v_{\alpha\beta}} & v_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 46})$$

L'axe p du référentiels p-q-r est dans la même direction que le vecteur d'espace de tension. L'axe q des référentiels p-q-r se situe toujours sur la surface du plan $\alpha\beta$ du référentiel $\alpha\beta 0$. La séquence des axes p, q, r suit la règle du pouce droit.

Selon l'équation (III. 46), le vecteur d'espace de tension sur les référentiels p-q-r n'a qu'une composante sur l'axe p :

$$v_p = \sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2 + v_0^2} = \sqrt{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \quad (\text{III. 47})$$

Le passage des tensions et des courants du référentiel $\alpha\beta 0$ vers le référentiel pqr tournant est réalisée à l'aide de la matrice de transformation $[T_{pqr}]$, également appelée "Mapping Matrix" [126] selon l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = T_{pqr} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} v_p \\ v_q \\ v_r \end{bmatrix} = T_{pqr} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha\beta 0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III. 48})$$

Avec $[T_{pqr}]$ est définie par la relation suivante :

$$T_{pqr} = \frac{1}{v_{\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} & v_0 \\ -\frac{v_{\alpha\beta 0} \cdot v_{\beta}}{v_{\alpha\beta}} & \frac{v_{\alpha\beta 0} \cdot v_{\alpha}}{v_{\alpha\beta}} & 0 \\ -\frac{v_0 v_{\alpha}}{v_{\alpha\beta}} & -\frac{v_0 v_{\beta}}{v_{\alpha\beta}} & v_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 49})$$

Dans ce repère le courant active (i_p) contribue à la puissance active, tandis que (i_q) et (i_r) contribuent aux deux composantes de la puissance réactive qui sont linéairement indépendants. Les puissances active et réactives sont données comme suite :

$$\begin{bmatrix} p \\ q_q \\ q_r \end{bmatrix} = v_p \cdot \begin{bmatrix} i_p \\ -i_r \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_p \cdot i_p \\ -v_p \cdot i_r \\ v_p \cdot i_q \end{bmatrix} \quad (\text{III. 50})$$

La puissance active instantanée p et les puissances réactives instantanées q_q et q_r sont définies de manière unique par les trois composantes i_p , i_r et i_q du vecteur spatial de courant, qui sont linéairement indépendantes. La puissance active instantanée est affectée uniquement par i_p et n'a aucune relation avec i_r et i_q . Par conséquent, les deux composantes du vecteur spatial de courant i_r , i_q peuvent être contrôlées séparément en compensant uniquement les puissances réactives instantanées q_q et q_r .

Chaque composante de puissance contient une partie continue (fondamentale) et une composante oscillatoire (harmonique). Les méthodes classiques extraient la puissance active fondamentale à l'aide de filtres passe-bas, tandis que l'algorithme ADALINE propose une alternative plus efficace et adaptative.

Le courant actif (i_p) peut être décomposé en deux parties :

$$i_p = \bar{i}_p + \tilde{i}_p \quad (\text{III. 51})$$

Où (\bar{i}_p) est la composante continue (DC) et (\tilde{i}_p) la composante harmonique. Son développement s'écrit :

$$\begin{aligned} i_p = i_{p0} + \sum_{n=2,4,\dots}^N \begin{bmatrix} i_{p(n-1)} \cos(n\omega_0 t - (n-1)\alpha) \\ + i_{p(n-1)} \sin(n\omega_0 t - (n-1)\alpha) \end{bmatrix} \\ + \sum_{n=2,4,\dots}^N \begin{bmatrix} i_{p(n+1)} \cos(n\omega_0 t - (n+1)\alpha) \\ + i_{p(n+1)} \sin(n\omega_0 t - (n+1)\alpha) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{III. 52})$$

En introduisant l'algorithme ADALINE, la matrice des poids et le vecteur d'entrée sont définis comme :

$$\vec{W}^T = [i_{p0} \ i_{p11} \ i_{p12} \ i_{p31} \ i_{p32} \ \dots \ i_{p(N-1)1} \ i_{p(N-1)2} \ i_{p(N+1)1} \ i_{p(N+1)2}]^T \quad (\text{III. 53})$$

$$\vec{X} = \begin{bmatrix} 1 \ \cos(\omega_0 t - \alpha) \ \sin(\omega_0 t - \alpha) \\ \dots \ \cos(N\omega_0 t - (N+1)\alpha) \ \sin(N\omega_0 t - (N+1)\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 54})$$

Ainsi, le courant actif fondamental et le courant actif harmonique de référence sont calculés comme suit :

$$i_{pf} = \bar{i}_p = i_{p0} \quad (\text{III. 55})$$

$$i_{pref} = \tilde{i}_p = i_p - i_{pf} \quad (\text{III. 56})$$

Pour obtenir un courant équilibré et sinusoïdal, les courants de références nécessaire pour la compensation sont donnés par :

$$\begin{cases} i_{pref} = \tilde{i}_p - i_{ploss} \\ i_{qref} = i_q \\ i_{rref} = i_r + i_p \cdot \left(\frac{v_0}{v_{\alpha\beta}} \right) \end{cases} \quad (III. 57)$$

Ainsi, les courants de références dans le repère $\alpha\beta 0$ sont donné par :

$$\begin{bmatrix} i_{aref} \\ i_{\beta ref} \\ i_{0ref} \end{bmatrix} = T_{pqr}^{-1} \begin{bmatrix} i_{pref} \\ i_{qref} \\ i_{rref} \end{bmatrix} \quad (III. 58)$$

Où $[T_{pqr}^{-1}]$ est défini par :

$$T_{pqr}^{-1} = \frac{1}{v_{\alpha\beta 0}} \begin{bmatrix} -\frac{v_0 \cdot v_\alpha}{v_{\alpha\beta}} & -\frac{v_\beta v_{\alpha\beta 0}}{v_{\alpha\beta}} & v_\alpha \\ -\frac{v_0 \cdot v_\beta}{v_{\alpha\beta}} & \frac{v_\alpha v_{\alpha\beta 0}}{v_{\alpha\beta}} & v_\beta \\ v_{\alpha\beta} & 0 & v_0 \end{bmatrix} \quad (III. 59)$$

Enfin, les courants sont transformés dans le repère abc à travers la matrice de Clarke inverse :

$$\begin{bmatrix} i_{aref} \\ i_{bref} \\ i_{cref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{aref} \\ i_{\beta ref} \\ i_{0ref} \end{bmatrix} \quad (III. 60)$$

Dans les systèmes triphasés, la somme des puissances actives instantanées résultant des courants réactifs instantanés de chaque phase est toujours nulle. Ainsi, contrôler les courants réactifs en compensant uniquement la puissance réactive instantanée ne nécessite aucun élément de stockage d'énergie tel que le condensateur du bus continu du FAP dans les systèmes triphasés. Cela permet de réduire le coût et la taille du compensateur de puissance, tout en augmentant sa fiabilité. La **Figure III.11** présente la topologie de la théorie p-q-r neuronal.

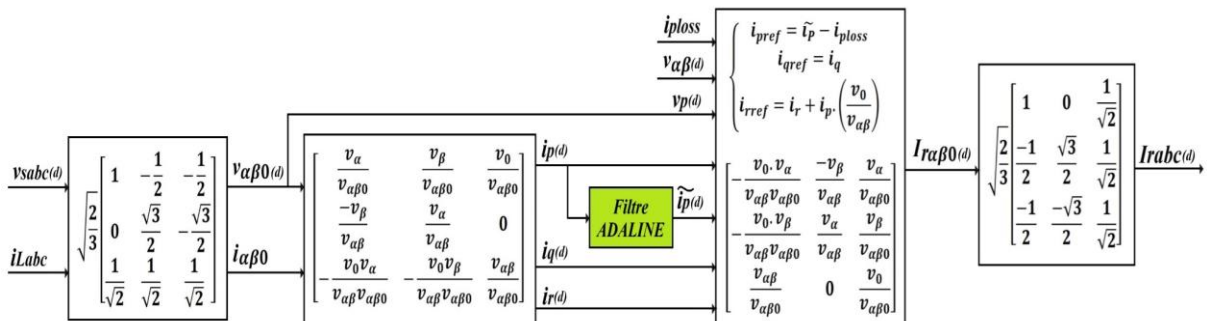


Figure III. 11 Topologie de la théorie p-q-r neuronal à base de filtre ADALINE.

b) La méthode de détection synchrone neuronale

Cette thèse présente une méthode améliorée de la technique de Détection Synchrone Neuronale (*Neural Synchronous Detection Method, NSDM*), développée par l'intégration de l'algorithme ADALINE dans la méthode traditionnelle de détection synchrone. Reconnu traditionnellement pour sa faible distorsion de signal, son suivi rapide des formes d'onde et son gain élevé, la technique SDM a été largement utilisée dans les systèmes de communication [129]. Elle a été introduite pour la première fois dans l'électronique de puissance au début des années 1990 pour des applications monophasées, notamment dans les systèmes à fours à arc [130], puis étendu aux systèmes triphasés grâce aux travaux de Lin et al [131], [132].

Un avantage majeur de la technique SDM réside dans sa capacité à fonctionner efficacement sous des conditions équilibrées comme déséquilibrées, de tension et de courant. Grâce à une analyse et une compensation phase par phase, il permet un contrôle indépendant de chaque phase, supprimant ainsi la nécessité d'une symétrie de tension [133], [134]. Cela rend la SDM particulièrement adapté aux systèmes de distribution réels, où les déséquilibres de tension et de courant sont fréquents. Elle permet un équilibrage précis des charges, et atteint de hautes performances avec une mise en œuvre relativement simple [131], [135], [136]. Le résultat est des courants de ligne sinusoïdaux, en phase, sur toutes les phases, garantissant un facteur de puissance unitaire et une distorsion harmonique totale (THD) nulle.

Cependant, la dépendance du SDM conventionnel aux filtres passe-bas présente des inconvénients majeurs. Ces filtres introduisent des déphasages, en particulier près de la fréquence de coupure, provoquant des délais temporels qui réduisent la réactivité du système et compromettent la stabilité dans le contrôle en temps réel. Lors du filtrage de la puissance active, de tels retards limitent la capacité du système à réagir rapidement aux variations de charge, réduisant l'efficacité de la compensation harmonique. De plus, les filtres peuvent déformer ou atténuer les composantes harmoniques, diminuant ainsi la précision de la compensation et provoquant des dépassements [137], [138], [139]. Remplacer le filtre passe-bas par un réseau neuronal ADALINE permet de surmonter ces limitations, offrant une solution plus adaptative, précise et robuste. Cette amélioration est validée par des simulations, comme détaillé au **Chapitre IV**.

Lorsqu'on traite des sources de tension triphasées déséquilibrées, la SDM détermine les courants de compensation moyens pour chaque phase selon trois principales critères [132] :

- Répartition équitable de la puissance réelle entre les phases,
- Égalité des courants de ligne sur toutes les phases,
- Égalité des résistances de charge post-compensation par phase.

Dans ces conditions, les courants actifs de crête sont supposés égaux pour toutes les phases :

$$I_{am} = I_{bm} = I_{cm} = I_m \quad (\text{III. 61})$$

Où I_{am} , I_{bm} et I_{cm} sont les valeurs maximales des courants actifs pour chaque phase.

Avec:

$$\begin{cases} I_{am} = \frac{2P_a}{V_{am}} \\ I_{bm} = \frac{2P_b}{V_{bm}} \\ I_{cm} = \frac{2P_c}{V_{cm}} \end{cases} \quad (\text{III. 62})$$

En remplaçant l'équation (III.62) dans l'équation (III.61), on obtient :

$$\frac{2P_a}{V_{am}} = \frac{2P_b}{V_{bm}} = \frac{2P_c}{V_{cm}} \quad (\text{III. 63})$$

À partir de cela, les puissances réelles dans les phases b et c peuvent être exprimées en fonction de la phase a :

$$\begin{cases} P_b = \frac{V_{bm}}{V_{am}} P_a \\ P_c = \frac{V_{cm}}{V_{am}} P_a \end{cases} \quad (\text{III. 64})$$

La puissance réelle totale absorbée par la charge est obtenue à l'aide du produit scalaire des tensions de source et des courants de charge :

$$P = [v_{sa} \quad v_{sb} \quad v_{sc}] \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{bmatrix} = P_a + P_b + P_c \quad (\text{III. 65})$$

Cette puissance totale est ensuite filtrée (estimée à l'aide d'ADALINE) pour extraire la puissance moyenne P_{dc} .

La matrice de poids et le vecteur d'entrée sont définis comme suit :

$$\vec{W}^T = [p_0 \quad p_{21} \quad p_{22} \quad p_{41} \quad p_{42} \quad \dots \quad p_{(N-2)1} \quad p_{(N-2)2} \quad p_{(N)1} \quad p_{(N)2}]^T \quad (\text{III. 66})$$

$$\vec{X} = \begin{bmatrix} 1 \cos(2\omega_0 t - \alpha) \sin(2\omega_0 t - \alpha) \\ \dots \cos(N\omega_0 t - (N+1)\alpha) \sin(N\omega_0 t - (N+1)\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{III. 67})$$

La puissance moyenne par phase peut être exprimée en fonction de la tension crête totale, la tension maximale de la phase correspondante et la puissance moyenne estimée par l'ADALINE :

$$\begin{cases} P_{aav} = \frac{V_{am}}{V_T} P_{dc} \\ P_{bav} = \frac{V_{bm}}{V_T} P_{dc} \\ P_{cav} = \frac{V_{cm}}{V_T} P_{dc} \end{cases} \quad (\text{III. 68})$$

Avec : $V_T = V_{am} + V_{bm} + V_{cm}$; tension crête totale

Les courants actifs fondamentaux sont par la suite donnés par :

$$\begin{cases} i_{acc} = 2v_{sa} \left(\frac{P_{a_{av}}}{V_{am}^2} \right) \\ i_{bcc} = 2v_{sb} \left(\frac{P_{b_{av}}}{V_{bm}^2} \right) \\ i_{ccc} = 2v_{sc} \left(\frac{P_{c_{av}}}{V_{cm}^2} \right) \end{cases} \quad (\text{III. 69})$$

En substituant (III.68) dans (III.69), les expressions simplifiées des courants actifs fondamentaux deviennent :

$$\begin{cases} i_{acc} = 2v_{sa} \left(\frac{P_{dc}}{V_{am}V_T} \right) \\ i_{bcc} = 2v_{sb} \left(\frac{P_{dc}}{V_{bm}V_T} \right) \\ i_{ccc} = 2v_{sc} \left(\frac{P_{dc}}{V_{cm}V_T} \right) \end{cases} \quad (\text{III. 70})$$

Les courants de références finaux sont calculés en soustrayant ces valeurs des courants de ligne réels :

$$\begin{cases} i_{ca_ref}(t) = i_{La}(t) - i_{acc}(t) \\ i_{cb_ref}(t) = i_{Lb}(t) - i_{bcc}(t) \\ i_{cc_ref}(t) = i_{Lc}(t) - i_{ccc}(t) \end{cases} \quad (\text{III. 71})$$

Le schéma complet de la NSDM est illustré dans le diagramme fonctionnel de la **Figure III.12**. En alignant le processus de détection sur les tensions du réseau et en exploitant les capacités d'apprentissage d'ADALINE, le système permet un suivi précis en temps réel des formes d'onde de tension et de courant. Cela permet au filtre actif de réagir rapidement aux perturbations du réseau, garantissant une qualité d'alimentation élevée et une compensation harmonique efficace.

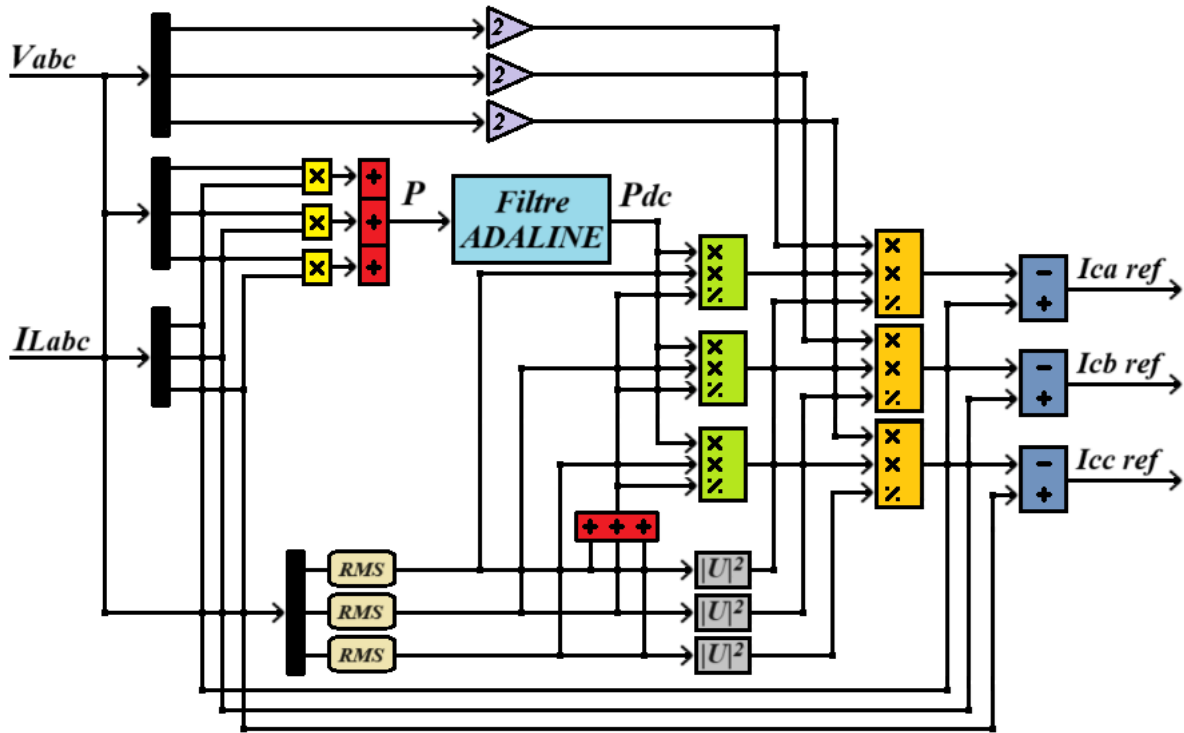


Figure III. 12 Topologie de la SDM neuronale à base de filtre ADALINE.

III.5. Régulation du bus continue

L'onduleur est alimenté par un condensateur de stockage, qui joue un rôle central en tant que source d'énergie intermédiaire. Le contrôle précis de la tension à ses bornes est essentiel pour garantir une alimentation stable et un fonctionnement optimal du système. Cette tension doit être maintenue à une valeur de référence prédéterminée afin d'assurer un courant continu constant [140]. Cependant, plusieurs phénomènes peuvent perturber cette tension et provoquer des fluctuations :

- Pertes de puissance active dans l'onduleur, dues à :
 - Les pertes par commutation des interrupteurs.
 - Les pertes par effet Joule dans les bobines du filtre de sortie.
- Variations de charge, entraînant un échange de puissance active entre le réseau et le dispositif de compensation.

Ces perturbations affectent directement l'énergie stockée dans le condensateur, provoquant une variation de la tension continue moyenne. Une régulation efficace est donc nécessaire pour stabiliser cette tension et assurer l'équilibre énergétique du système.

❖ Régulateur PI.

La stabilisation de la tension (V_{dc}) repose sur l'absorption ou l'injection de puissance active dans le réseau.

- En régime permanent, la puissance active fournie par le réseau doit être égale à celle consommée par la charge.
- En cas de déséquilibre, le condensateur de stockage compense la différence entre la puissance du réseau et celle absorbée par la charge, provoquant ainsi une variation de la tension continue (V_{dc}).

- Pour corriger ces variations, un régulateur PI est utilisé.

Ce régulateur repose sur le principe de conservation de l'énergie, où l'énergie stockée dans le condensateur lorsqu'il atteint sa valeur de référence (V_{dc}^*) est donnée par [141], [142] :

$$E_{dc}^* = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{dc}^{*2} \quad (\text{III. 72})$$

L'énergie instantanée dans le condensateur, en fonction de la tension $V_{dc}(t)$, s'exprime comme :

$$e_{dc}(t) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{dc}^2(t) \quad (\text{III. 73})$$

L'écart entre cette énergie instantanée et l'énergie de référence est alors :

$$\Delta E_{dc}(t) = E_{dc}^* - e_{dc} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{dc}^{*2} - V_{dc}^2) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_{dc}^* - V_{dc})(V_{dc}^* + V_{dc}) \quad (\text{III. 74})$$

En considérant une petite variation (dV_{dc}) autour de la valeur moyenne (V_{dc}^*), on peut approximer :

$$V_{dc}^* + V_{dc} \approx 2V_{dc}^* \text{ et } V_{dc}^* - V_{dc} \approx dV_{dc} \quad (\text{III. 75})$$

D'où l'expression de la variation d'énergie :

$$dE_{dc} = C \cdot V_{dc}^* \cdot dV_{dc} \quad (\text{III. 76})$$

Cette variation d'énergie doit être compensée par la puissance fournie par la source, conduisant à l'équation d'équilibre énergétique suivante :

$$dE_{dc} = C \cdot V_{dc}^* \cdot dV_{dc} = \left(\frac{3}{\sqrt{2}} V_s \tilde{I}_s \right) dt \quad (\text{III. 77})$$

Où :

- V_s est la valeur efficace de la tension source,
- \tilde{I}_s est l'amplitude du courant fondamental nécessaire pour assurer l'équilibre de puissance.

En déduisant la fonction de transfert entre \tilde{I}_s et V_{dc} , on obtient :

$$\frac{V_{dc}}{\tilde{I}_s} = \frac{3V_s}{\sqrt{2} \cdot C \cdot V_{dc}^* \cdot s} \quad (\text{III. 78})$$

Ce modèle permet de représenter le schéma fonctionnel du contrôle de la tension moyenne du bus continu, où un paramètre k est défini comme :

$$k = \frac{\sqrt{2} \cdot C \cdot V_{dc}^*}{3V_s} \quad (\text{III. 79})$$

En utilisant ce schéma simplifié, la fonction de transfert en boucle fermée du système s'exprime sous la forme :

$$\begin{aligned}
 FTBF(s) &= \frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{k_p s + k_i}{k s^2 + k_p s + k_i} \\
 &= \frac{\frac{k_p \left(s + \frac{k_i}{k_p} \right)}{k}}{s^2 + \frac{k_p}{k} s + \frac{k_i}{k}} = \frac{k_p \left(s + \frac{k_i}{k_p} \right)}{k} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{k_p}{k} s + \frac{k_i}{k}}
 \end{aligned} \tag{III. 80}$$

Ce qui peut être reformulé sous la forme classique d'un système du second ordre :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{k_p \left(s + \frac{k_i}{k_p} \right)}{k} \cdot \frac{1}{s^2 + \frac{k_p}{k} s + \frac{k_i}{k}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \tag{III. 81}$$

À partir de cette équation, les coefficients du régulateur PI sont définis comme suit :

$$\begin{cases} k_i = \omega_n^2 \cdot k \\ k_p = 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot k \end{cases} \tag{III. 82}$$

Pour éviter les dépassements excessifs on choisit un facteur d'amortissement $\zeta=0.707$ et une pulsation propre $\omega_n = 2\pi f_c = 24.3\pi$.

La **Figure III.13** illustre le schéma fonctionnel du régulateur PI, mettant en évidence le rôle de chaque paramètre dans la stabilisation de la tension continue du bus.

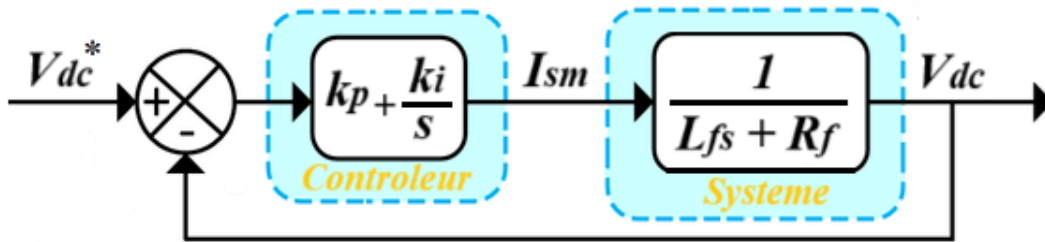


Figure III. 13 Schéma fonctionnel du régulateur PI.

Bien que le régulateur PI soit adopté dans ce travail en raison de sa simplicité de mise en œuvre et de son efficacité dans les cas standards, il convient de souligner qu'il présente certaines limites notables. En particulier, il souffre d'un manque d'adaptabilité face aux variations dynamiques et d'une forte dépendance au réglage précis de ses paramètres (gains proportionnel et intégral). L'ajustement optimal de ces gains reste un véritable défi, notamment en présence de perturbations non linéaires ou de changements rapides dans les conditions de fonctionnement.

Dans ce contexte, plusieurs approches de régulation plus avancées ont été développées afin de pallier ces limites. Parmi elles, la logique floue propose une modélisation linguistique des règles de commande, ce qui permet de gérer efficacement l'incertitude et l'imprécision sans nécessiter un modèle mathématique précis du système [143]. Les réseaux de neurones, quant à eux, offrent une capacité d'apprentissage et de généralisation, rendant possible l'adaptation automatique du régulateur aux variations du système par l'apprentissage à partir des données [144].

Par ailleurs, les méthodes métaheuristiques, telles que les algorithmes génétiques (GA), les colonies de fourmis (ACO) ou les essaims particulaires (PSO), se sont imposées comme des outils puissants pour l'optimisation des paramètres du régulateur PI. Ces algorithmes, de nature stochastique et itérative, ne garantissent pas nécessairement une solution exacte, mais explorent

intelligemment l'espace des solutions pour converger vers des résultats satisfaisants, voire quasi-optimaux, en fonction d'un objectif défini. Inspirées de phénomènes naturels, ces techniques présentent un haut niveau d'abstraction et de flexibilité, les rendant particulièrement adaptées aux problèmes d'optimisation complexes, non linéaires, multi-objectifs ou contraints [145], [146].

L'intégration de ces approches permet ainsi d'améliorer la robustesse, l'adaptabilité et la performance de la régulation, tout en évitant la nécessité d'une modélisation analytique précise. Toutefois, cela s'accompagne d'une complexité accrue en termes de conception et de calcul, ce qui justifie ici le choix d'un régulateur PI classique pour des raisons de pragmatisme et de simplicité.

III.6. Stratégie de contrôle du courant

Le contrôle des courants du filtre actif vise à générer les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur afin d'assurer un suivi optimal des courants de référence, tant en amplitude qu'en phase. Deux principales stratégies de commande des convertisseurs statiques sont couramment utilisées :

- La commande par hystérésis [147],
- La commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) [148].

III.6.1. Contrôle par hystérésis

Le contrôle par hystérésis, également connu sous le nom de commande en tout ou rien, est une stratégie de régulation du courant qui vise à maintenir les variations du courant de chaque phase à l'intérieur d'une bande de tolérance prédéfinie autour des courants de référence. Cette méthode repose sur une comparaison en temps réel entre les courants mesurés et les consignes, permettant ainsi de réduire les écarts et de garantir une réponse dynamique rapide. Son principe de fonctionnement est illustré à la **Figure III.14**. Le fonctionnement du régulateur repose sur l'analyse de l'erreur entre le courant de référence et le courant réel généré par l'onduleur. Cette erreur est comparée à une bande d'hystérésis qui définit une marge de tolérance acceptable.

- Dès que l'erreur atteint l'une des limites de cette bande (supérieure ou inférieure),
- Un ordre de commutation est déclenché,
- Ce qui ramène immédiatement le courant dans la plage définie.

Cette stratégie de régulation, bien que simple, assure une correction immédiate et efficace des écarts. Cela en fait une solution robuste, particulièrement adaptée aux applications nécessitant une forte réactivité. Grâce à sa mise en œuvre simple et à sa capacité à garantir un suivi précis des courants de référence, le contrôle par hystérésis est largement utilisé, notamment dans les systèmes de conversion d'énergie où une réactivité élevée est essentielle. Un autre avantage majeur de cette méthode est qu'elle ne nécessite ni modélisation détaillée du système ni connaissance approfondie de ses paramètres, ce qui en fait un choix privilégié pour de nombreuses applications industrielles. Dans le cas d'un onduleur à deux niveaux, chaque bras de l'onduleur peut adopter deux états de commande : ON (1) et OFF (0). Un régulateur à hystérésis simple, fonctionnant avec une seule position de seuil, est alors utilisé pour déterminer l'état des interrupteurs. L'écart entre le courant de référence i_f^* et le courant du FAP réel i_f est défini comme suit :

$$\varepsilon = i_f^* - i_f \quad (\text{III. 83})$$

Le régulateur agit en fonction de cet écart :

- Si $(\varepsilon_f \geq \Delta i)$, l'interrupteur passe en position ON ($S=1$),
- Si $(\varepsilon_f < -\Delta i)$, l'interrupteur passe en position OFF ($S=0$).

Où : (Δi) représente la largeur de la bande d'hystérésis.

Cette approche permet de maintenir le courant à l'intérieur de la bande de tolérance, garantissant ainsi un contrôle précis et réactif des courants injectés par l'onduleur.

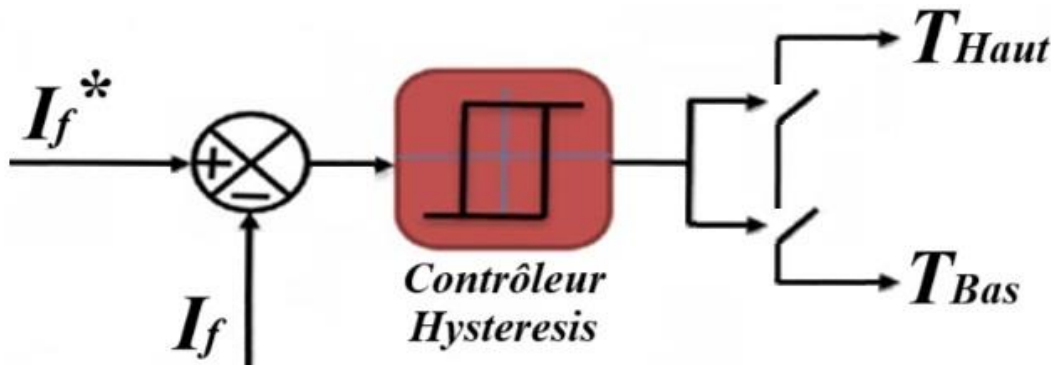


Figure III. 14 Schéma fonctionnel du contrôle par hystérésis.

III.6.2. Contrôle par Modulation de Largeur d'Impulsion

La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) (*Pulse Width Modulation, PWM*), est une technique largement adoptée pour la commande des onduleurs et des convertisseurs de puissance. Elle consiste à ajuster dynamiquement la largeur des impulsions des signaux de commande afin de générer une tension ou un courant de sortie conformes aux consignes. Son principe de fonctionnement est illustré à la **Figure III.15**. Dans un onduleur à deux niveaux, la MLI repose sur une comparaison en temps réel entre l'erreur de courant ε et une onde porteuse triangulaire (S_{tr}) de fréquence et d'amplitude fixes. Ce signal possède une amplitude (A_{tr}) et une fréquence élevée (f_{tr}), largement supérieure à celle du réseau. Le réglage précis de cette fréquence est essentiel pour garantir un fonctionnement optimal des interrupteurs de puissance et éviter des fluctuations de commutation indésirables. L'erreur de courant comparée au signal triangulaire est ensuite appliquée à un régulateur à hystérésis de largeur de bande ($2B_h$), dont la sortie pilote les interrupteurs de puissance.

La performance du contrôle dépend principalement de deux paramètres clés :

- L'amplitude (A_{tr}) du signal triangulaire,
- La largeur de la bande d'hystérésis (B_h).

Un mauvais réglage de ces paramètres peut induire des variations indésirables de la fréquence de commutation, affectant ainsi la stabilité et l'efficacité du système. Pour assurer une stabilité optimale, il est impératif que, sur chaque période T , le courant réel croise deux fois la bande d'hystérésis : une fois à la limite inférieure et une fois à la limite supérieure. La fréquence de commutation reste constante si les conditions suivantes sont respectées :

1. Lorsque la vitesse de variation du courant est maximale, la fréquence de commutation doit être égale à celle du signal triangulaire, ce qui impose la contrainte suivante :

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{max} < \frac{2(A_{tr} + B_h)}{T/2} = \frac{4(A_{tr} + B_h)}{T} \quad (\text{III. 85})$$

2. Lorsque la vitesse de variation du courant est minimale, il faut garantir qu'une commutation se produise toujours sur chaque période T :

$$\left(\frac{di_f}{dt}\right)_{min} < \frac{2(B_h)}{T} \quad (\text{III. 86})$$

Pour déterminer les valeurs optimales de A_{tr} et B_h , il est essentiel de connaître les variations maximales et minimales du courant $\left(\frac{di_f}{dt}\right)$. L'onduleur doit générer un courant (i_f) capable de suivre précisément sa référence (i_f^*). La tension (v_f) appliquée par l'onduleur sur chaque phase est donnée par :

$$v_f = v_s + L_f \frac{di_f}{dt} \quad (\text{III. 87})$$

En négligeant la résistance du filtre (R_f), la dérivée du courant peut s'écrire sous la forme :

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{(v_f - v_s)}{L_f} \quad (\text{III. 88})$$

Grâce à cette relation et aux paramètres du système (tension du réseau (v_s), inductance (L_f), tension (v_f) déterminée par la tension continue (V_{dc}) et l'état des interrupteurs), il devient possible d'estimer la dérivée du courant $\left(\frac{di_f}{dt}\right)$. En appliquant ces valeurs aux équations précédentes, on peut optimiser les dimensions de A_{tr} et B_h , afin de garantir :

- Une fréquence de commutation stable,
- Une commande efficace et réactive.

Ainsi, le contrôle par MLI-hystérésis constitue une méthode robuste et adaptable, combinant la simplicité de la commande par hystérésis avec la précision de la modulation de largeur d'impulsion, garantissant une meilleure gestion des transitoires et une réduction des distorsions harmoniques.

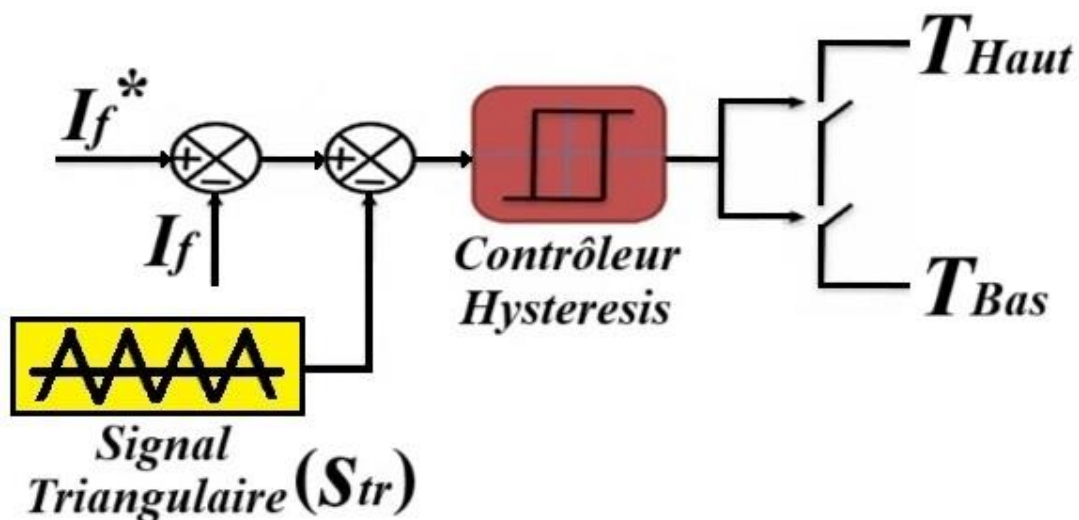


Figure III. 15 Schéma fonctionnel du contrôle par MLI

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploré diverses stratégies de commande pour les filtres actifs parallèles (FAP) triphasés à quatre bras, en intégrant un neurone adaptatif de type ADALINE dans le système de régulation. Nous avons proposé une PLL neuronale comme alternative performante à la PLL classique, offrant une meilleure précision et une plus grande robustesse.

Face aux limites des méthodes classiques, telles que les approches IPT et SRF, notamment en présence de variations dynamiques du réseau et de bruits de mesure, nous avons étudié des techniques d'identification avancées basées sur l'intelligence artificielle : ADALINE directe, ACM neuronale, p-q-r neuronale et SDM neuronale. Ces méthodes permettent une identification plus précise des courants perturbateurs et une compensation harmonique efficace en temps réel, renforçant ainsi la stabilité du système électrique.

Nous avons également traité la régulation du bus continu, essentielle pour garantir la stabilité énergétique, en analysant l'impact des pertes de puissance et des variations de charge sur la tension du condensateur. L'efficacité du régulateur PI y a été démontrée.

Enfin, nous avons comparé deux stratégies de commande du courant, la commande par hystérésis et l'hystérésis modulé (MLI) en mettant en évidence leurs avantages et leurs limitations. L'ensemble de ces travaux constitue une base solide pour l'optimisation du contrôle des FAP et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. Le chapitre suivant sera consacré à la validation de ces techniques par simulation sous MATLAB/Simulink, afin d'évaluer leurs performances.

Chapitre IV : Validation par simulation des techniques intelligentes

IV.1 Introduction

Ce chapitre présente la validation, par simulation, des méthodes d'identification appliquées aux filtres actifs parallèles (FAP) à quatre bras étudiés précédemment. Il s'agit de démontrer l'efficacité des stratégies neuronales développées dans un contexte réaliste, représentatif des réseaux triphasés à quatre fils soumis aux perturbations courantes en milieu réel.

Pour cela, un modèle complet d'un réseau triphasé a été élaboré, incluant des charges non linéaires génératrices de distorsions harmoniques et de déséquilibres prononcés. Le FAP à quatre bras a pour objectif de compenser ces perturbations en réduisant le courant de neutre, le taux de distorsion harmonique (THD) et en assurant la stabilité globale du système. Les simulations, réalisées sous MATLAB/Simulink, permettent une analyse précise et dynamique du comportement du système dans différents scénarios.

IV.2 Présentation du système

La **Figure IV.1** illustre l'architecture du réseau basse tension triphasé avec neutre étudié dans cette thèse. Ce réseau alimente deux groupes de charges non linéaires, qui génèrent des courants harmoniques, des déséquilibres de phase et des courants de neutre indésirables. Ces charges sont modélisées sous forme de redresseurs non commandés associés à des composants R-L-C montés en série ou en parallèle, ce qui impacte la stabilité et la qualité de l'énergie au sein du réseau.

Pour corriger ces perturbations, un onduleur triphasé à quatre bras est connecté en parallèle aux charges au point de couplage commun (PCC). Fonctionnant comme un filtre actif parallèle (FAP) à quatre bras, il compense efficacement les courants harmoniques, les déséquilibres, les courants de neutre et les composantes réactives ainsi que homopolaires, à la différence du filtre actif à trois bras avec point milieu (double condensateur), qui se limite à bloquer les perturbations du neutre tout en consommant davantage de puissance réactive. Cette architecture représente donc une solution optimisée pour les réseaux soumis à des charges non linéaires et asymétriques, améliorant à la fois la compensation et l'efficacité énergétique.

L'onduleur est alimenté par un condensateur de stockage de 3000 μF , garantissant une modulation stable du courant alternatif injecté. Son courant de sortie est régulé par un contrôleur de courant à bande d'hystérésis (Hysteresis Band Current Control, HBCC), qui ajuste dynamiquement les impulsions de commutation afin de maintenir le courant injecté proche de la valeur de référence. L'amplitude de la bande d'hystérésis, fixée à 0,01 A, assure une régulation fine des courants de compensation.

Le système est modélisé sous MATLAB/Simulink afin d'évaluer les performances du FAP à quatre bras dans trois scénarios distincts. Les deux premiers scénarios analysent les performances dans des conditions idéales (tel que analysé dans [149]), avec une source parfaitement équilibrée et exempte de distorsions, de manière à se concentrer uniquement sur les effets des charges non linéaires et à isoler leur impact sans recourir à une PLL. Le troisième scénario introduit un déséquilibre d'amplitude au niveau de la source, tout en conservant les charges perturbatrices du second scénario. Ces configurations ont pour objectif non seulement de tester la robustesse des méthodes proposées, mais également d'évaluer le rôle essentiel de la PLL pour assurer une synchronisation stable en présence de dégradations de la qualité de tension.

Les simulations permettront d'analyser en détail la réduction des distorsions harmoniques, la compensation des déséquilibres, ainsi que la stabilisation des courants et des tensions. Le **Tableau IV.1** présente les paramètres détaillés du système, servant de référence pour les analyses et comparaisons menées.

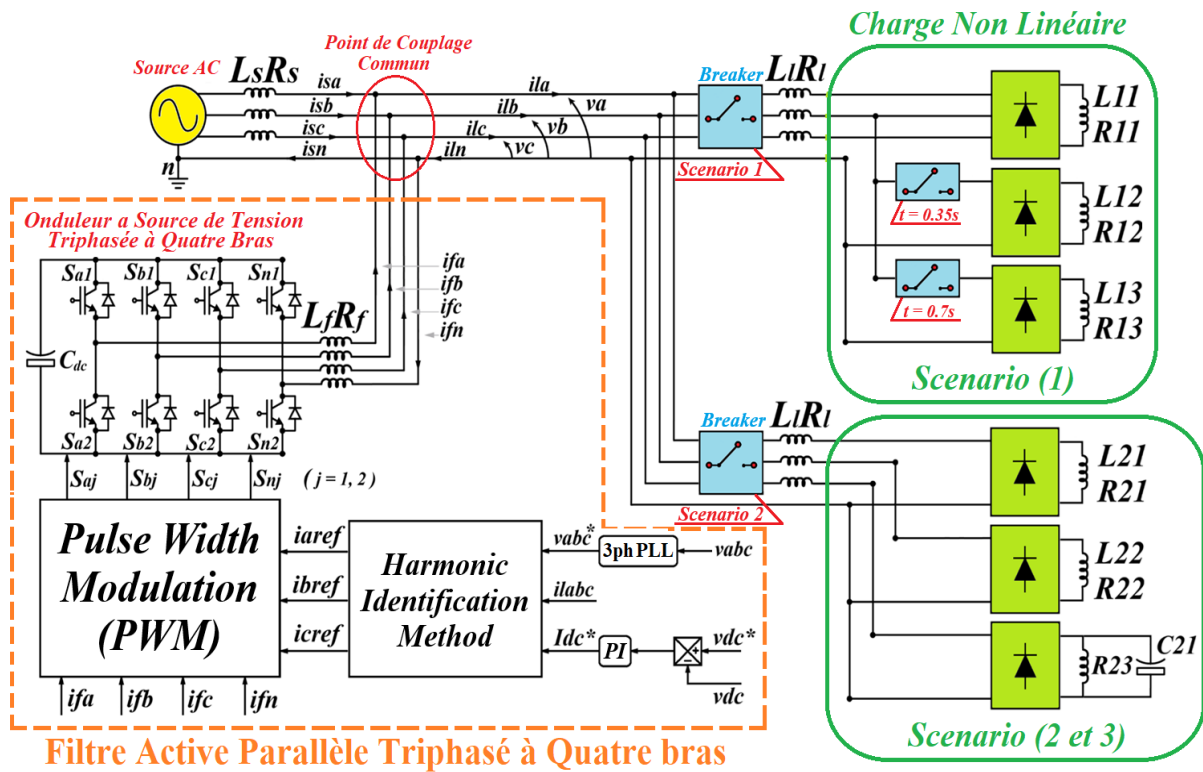


Figure IV. 1 Topologie du système étudié.

Tableau IV. 1 Paramètres du système.

Éléments	Valeurs
Tension et fréquence	230 V RMS, 50 Hz
Résistance (R_s) et Inductance (L_s) de source	0.86 Ω , 1 μ H
Résistance (R_f) et Inductance (L_f) du filtre	0.5 Ω , 3 mH
Capacité du condensateur	3000 μ F
Tension de référence du bus continue	800 V
Largeur de la bande d'hystérésis	0.01 A
Fréquence de commutation	10 kHz

IV.3. Étude des méthodes d'identification harmonique

Pour évaluer rigoureusement les performances des méthodes étudiées, nous avons défini un ensemble de critères de comparaison appliqués aux quatre approches analysées. Les cinq premiers critères permettent d'évaluer la complexité et les exigences de chaque méthode selon les aspects suivants :

- **Utilisation de la PLL** : Vérification de la nécessité d'un asservissement de phase (boucle à verrouillage de phase) pour assurer le bon fonctionnement de la méthode.
- **Transformation des tensions et courants** : Identification des méthodes nécessitant une transformation des signaux (par exemple en référentiel de Concordia) avant traitement.
- **Nombre de réseaux de neurones utilisés** : Analyse de la complexité algorithmique et des ressources de calcul nécessaires.
- **Nombre de capteurs utilisés** : Évaluation de l'infrastructure de mesure requise pour mettre en œuvre chaque méthode.

- **Compensation du courant de neutre et de la puissance réactive** : Vérification de la capacité des méthodes à supprimer efficacement ces composantes indésirables.

Le tableau ci-dessous présente un résumé comparatif des différentes méthodes selon les critères définis :

Tableau IV. 2 Evaluer la complexité et les exigences de chaque méthode.

Méthode	Utilisation de la PLL	Tranf des tensions et courants	Nombre d'ADALINE source parfaite/ source déséquilibrée	Nombre de capteurs	Compensation du courant de neutre et puissance réactive
DAM	Oui	Non	3/5	3	Oui
NACM	Oui	Oui	1/3	6	Oui
NPQR	Oui	Oui	1/5	6	Oui
NSDM	Oui (uniquement lors du déséquilibre de phases)	Non	1/3	6	Oui

Outre ces aspects, afin d'assurer une validation complète des méthodes proposées, trois scénarios de test ont été définis :

1. **Scénario 1** : Source idéale avec charges non linéaires triphasée et monophasée.
2. **Scénario 2** : Source idéale avec charges non linéaires monophasées fortement déséquilibrées.
3. **Scénario 3** : déséquilibre simultané de tension et de courant.

De plus, la capacité de compensation de chaque méthode sera analysée et comparée afin de déterminer leur efficacité et leur pertinence, selon les critères suivants :

- **Qualité des courants de source** : Évaluation de la forme d'onde obtenue après compensation (sinusoïdalité, équilibrage des phases, réduction des distorsions).
- **Déphasage entre la tension et le courant** : Analyse de la synchronisation et de l'amélioration du facteur de puissance.
- **Compensation du courant de neutre** : Vérification de la capacité à annuler le courant circulant dans le neutre, indicateur clé d'un bon équilibrage des phases.
- **Qualité et convergence de la tension du bus continu** : Étude de la stabilité et du temps de réponse de la tension du bus continu, notamment en régime transitoire.
- **État des puissances active et réactive de la source** : Analyse des fluctuations résiduelles et de la capacité à réduire voire compensation totale de la puissance réactive.
- **Réduction du taux de distorsion harmonique (THD) et des harmoniques d'ordre 3, 5 et 7** : Mesure de l'efficacité de la méthode dans l'atténuation des harmoniques principaux perturbant le réseau.

Scénario (1) : Source idéale avec charges non linéaires triphasée et monophasée

L'évaluation du système avant compensation permet d'analyser l'impact des charges non linéaires et asymétriques sur la qualité du courant et la stabilité du réseau. Le but de cette étape est d'établir une référence claire pour quantifier les améliorations apportées par les différentes stratégies de compensation étudiées par la suite. Le **Tableau IV.3** présente les paramètres détaillés des charges introduites dans ce scénario, incluant à la fois des charges triphasées et

monophasées non linéaires, sélectionnées pour représenter des conditions réalistes rencontrées dans les réseaux électriques industriels.

Tableau IV. 3 Paramètres des charges non linéaires pour scénario (1).

Configuration des charges du scenario (1)	Valeurs	ON a (s)
Charge non linéaire triphasée connectée aux phases (abc)	$R_{11} = 30 \Omega$, $L_{11} = 50 \text{ mH}$, Connecter en série.	0.00 (initiale)
Charge non linéaire monophasée connectée à la phase (b)	$R_{12} = R_{13} = 20 \Omega$, $L_{12} = L_{13} = 35 \text{ mH}$, Connecter en série.	0.35
Charge non linéaire monophasée connectée à la phase (b)	$R_{12} = R_{13} = 20 \Omega$, $L_{12} = L_{13} = 35 \text{ mH}$, Connecter en série.	0.7

La **Figure IV.2** illustre les courants de charge avant correction. Initialement, une charge triphasée non linéaire génère des courants distordus mais équilibrés. L'ajout d'une charge monophasée sur la phase (b) à $t = 0.35$ s entraîne une brusque augmentation du courant dans cette phase (20 A), perturbant l'équilibre du système et introduisant des composantes homopolaires. Une seconde charge monophasée, ajoutée à $t = 0.7$ s, accentue cette asymétrie. Le comportement du courant de neutre (**Figure IV.3**) reflète ces perturbations. Avec uniquement des charges triphasées, le courant de neutre est nul malgré la distorsion. Dès l'introduction de la première charge monophasée, un déséquilibre apparaît, générant un courant de neutre atteignant 15 A, qui double après l'ajout de la seconde charge (30A). Cette augmentation met en évidence l'influence directe des charges asymétriques sur la stabilité du réseau. L'évolution des puissances active et réactive (**Figure IV.4**) montre des fluctuations importantes, notamment pour la puissance réactive, entraînant une baisse du facteur de puissance à 0,9280, signe d'une efficacité énergétique réduite.

Le **Tableau IV.4** récapitule le THD et les contributions des harmoniques d'ordre 3, 5 et 7, les plus nuisibles à la qualité du courant. Les harmoniques de 5^e et 7^e ordre, dominant initialement (19 % et 11 %), mais diminuent progressivement dans la phase (b) à mesure que le déséquilibre s'accroît, illustrant une atténuation naturelle en cas de forte asymétrie. À l'inverse, l'harmonique de 3^e ordre, caractéristique des composantes homopolaires, apparaît avec l'introduction des charges monophasées et croît avec le déséquilibre du réseau. Le spectre harmonique des courants (**Figures IV.5 et IV.6**) confirme cette évolution. Tant que seule la charge triphasée est présente, la distribution spectrale reste similaire sur toutes les phases, avec une forte présence des harmoniques de 5^e et 7^e ordre. L'ajout de charges monophasées modifie progressivement la répartition des fréquences, amplifiant les composantes homopolaires, en particulier les harmoniques multiples de 3, et aggravant la pollution harmonique du réseau.

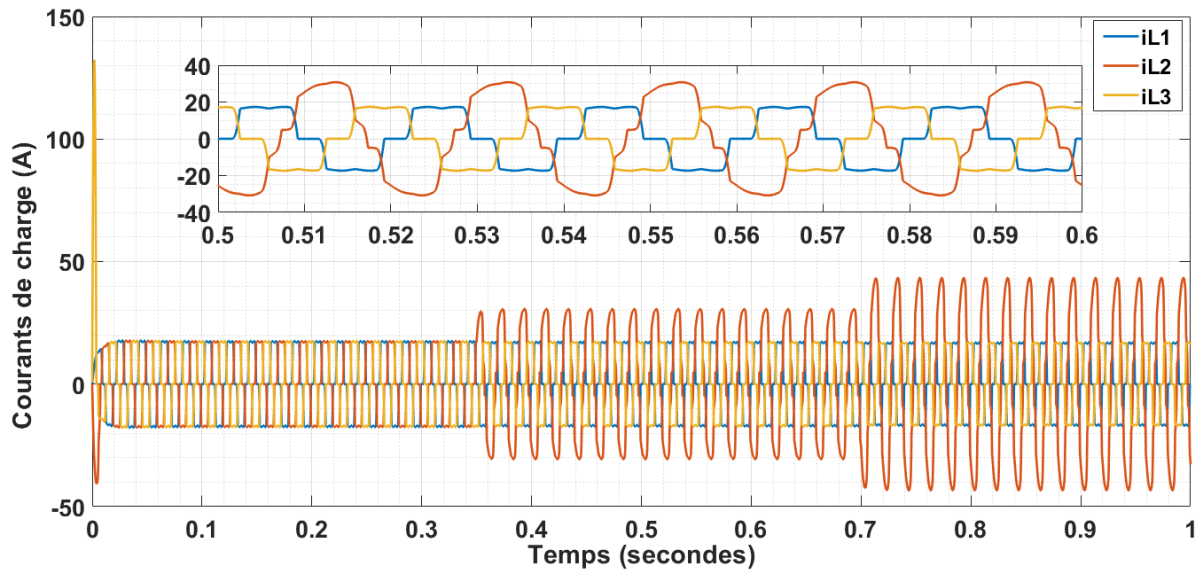


Figure IV. 2 Courants de charge avant compensation, scénario (1).

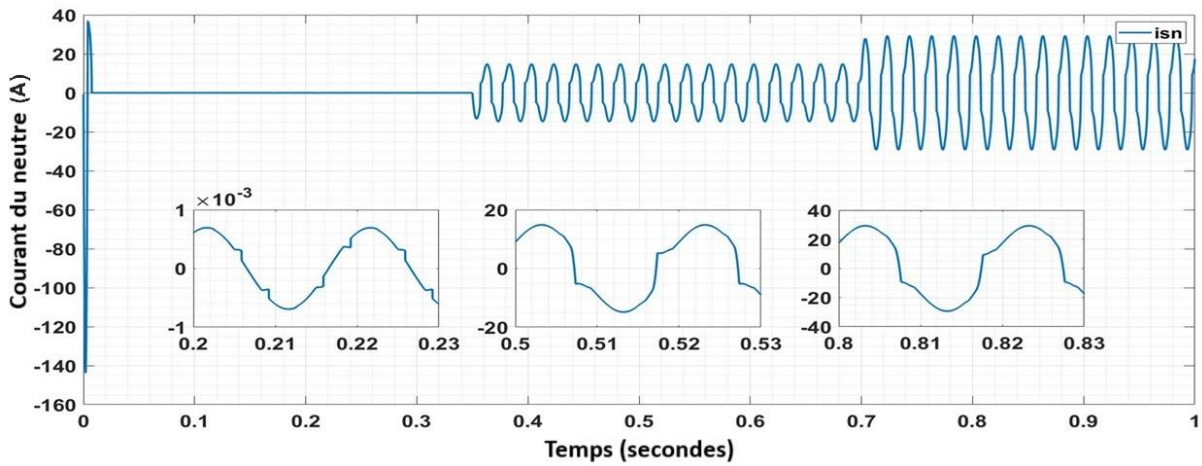


Figure IV. 3 Courant du neutre avant compensation, scénario (1).

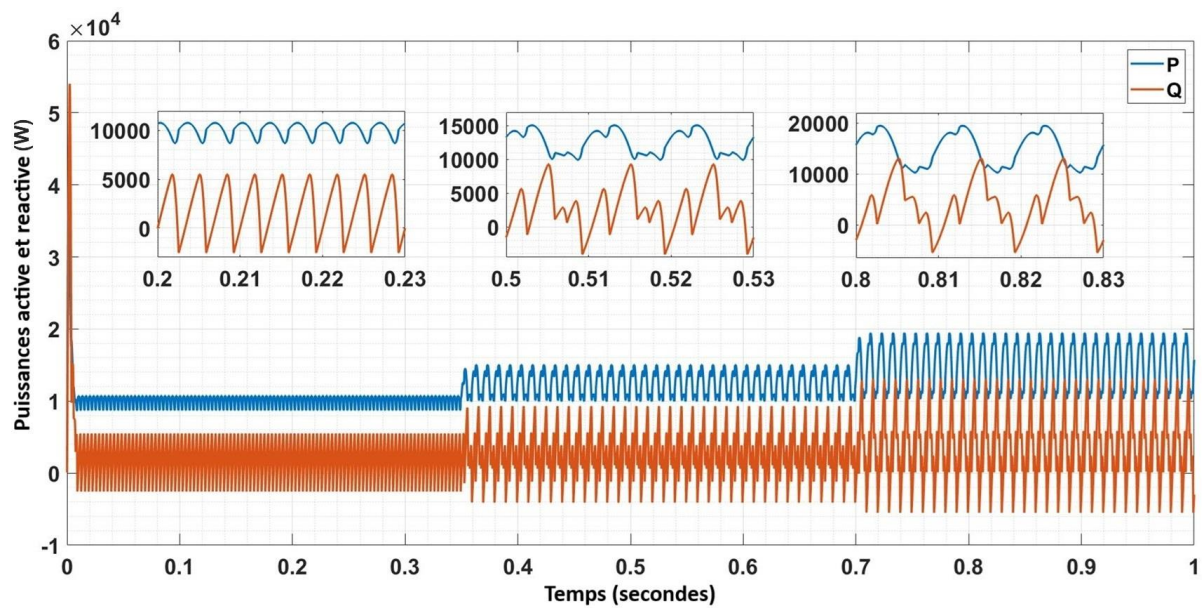


Figure IV. 4 Puissances active et réactive avant compensation, scénario (1).

Tableau IV. 4 Résultats du THDi avant compensation, scénario (1).

	Normes	Phases (a) et (c)	Phase (b)		
			0 – 0.35s	0.35 – 0.7s	0.7 – 1s
THD (%)	<5	25.16	25.16	13.03	10.15
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	0	0	5.98	7.32
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	19.94	19.94	7.93	3.18
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	11.92	11.92	4.31	1.26

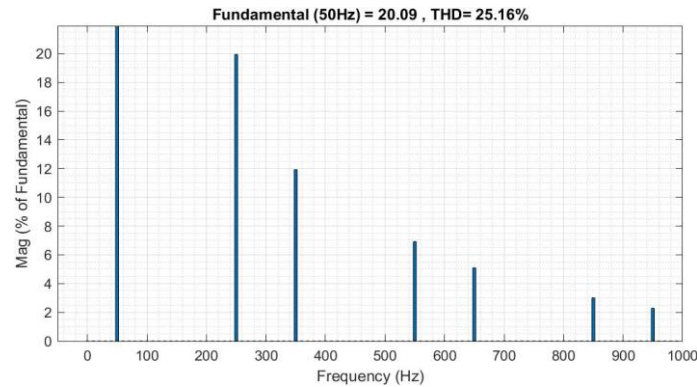


Figure IV. 5 Spectre harmonique des phases (a) et (c) avant compensation durant le scénario (1).

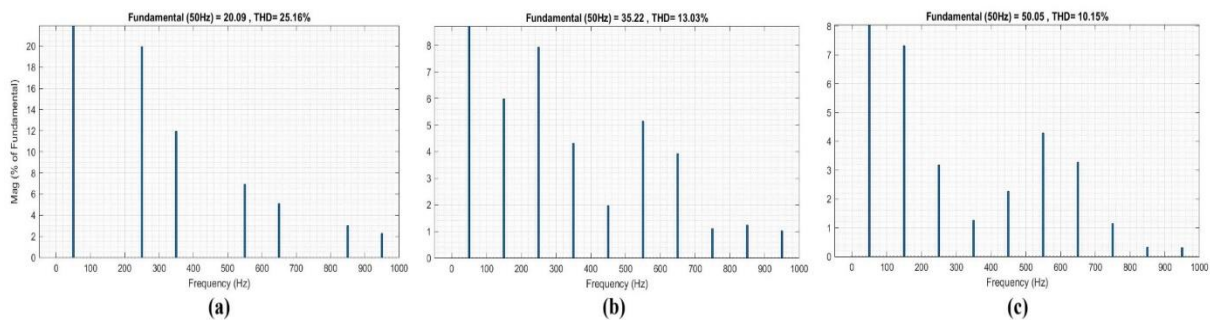


Figure IV. 6 Spectres harmonique de la phase (b) avant compensation durant le scénario (1) : (a) durant la période 0 – 0.35s, (b) durant la période 0.35 – 0.7s et (c) durant la période 0.7 – 1s.

a) Validation de la méthode ADALINE directe (scénario 1)

Dans ce scénario, la compensation est réalisée à l'aide de la méthode ADALINE directe appliquée aux courants mesurés. Chaque phase est associée à un réseau de neurones ADALINE indépendant, permettant d'obtenir les courants de référence. La **Figure IV.7** illustre l'estimation du courant de la phase (b) par l'ADALINE. La convergence est pratiquement instantanée mais la fondamentale est extraite qu'après 0.12s.

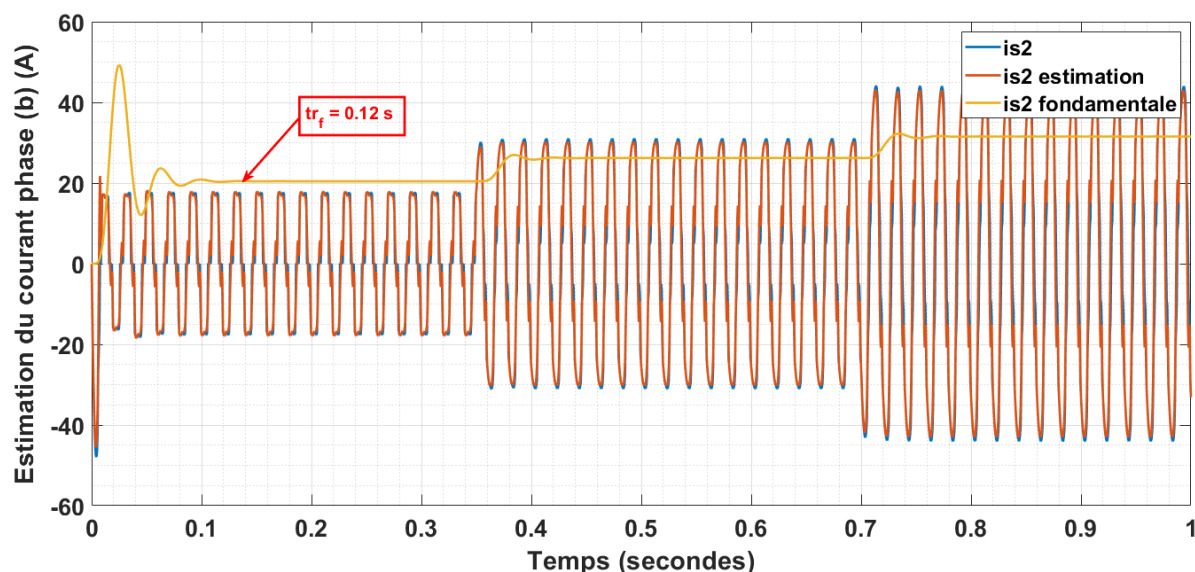


Figure IV. 7 Estimation de la composante fondamentale du courant de source de la phase (b) par DAM, scénario (1).

L'efficacité de la compensation est illustrée par la **Figure IV.8** : après une phase transitoire ($\sim 0,08$ s), les courants de source retrouvent une forme sinusoïdale, équilibrée avec un déphasage de 120° . Toutefois, l'ajout de charges entraîne de légères variations d'amplitude, indiquant une atténuation imparfaite de certaines harmoniques. L'analyse des déphasages (**Figure IV.9**) confirme une correction efficace, tandis que la réduction quasi totale du courant de neutre (**Figure IV.10**) témoigne d'une compensation réussie des composantes homopolaires. Concernant la stabilité du bus continu, la tension atteint un pic de 840 V avant de se stabiliser autour de 800 V après $\sim 0,15$ s (**Figure IV.11**). Cependant, un dépassement de 7 V par rapport à la référence persiste. L'évolution des puissances active et réactive montre une suppression totale de la puissance réactive et un facteur de puissance proche de l'unité 0.98. La puissance active, après un pic initial à 23 kW, atteint rapidement un régime stable. Cependant, l'introduction de charges monophasées provoque de légères fluctuations et l'augmentation de la puissance (**Figure IV.12**).

L'analyse du THD (**Tableau IV.5**) confirme une amélioration significative. En régime initial (0-0,35 s), le THD chute à $\sim 1,9$ % sur les trois phases, avec l'absence de l'harmonique de rang 3 et la réduction des harmoniques 5 et 7 à $< 0,4$ %. L'ajout de charges monophasées (0,35-0,7 s) entraîne une légère augmentation du THD ($\sim 2,24$ %), avec apparition de l'harmonique de rang 3 (1,43 %-1,51 %) dans les phases (a) et (c). En phase (b), cette harmonique passe de 5,98 % à 1,44 %, respectant la norme IEEE 519. Lorsque le déséquilibre s'accroît (0,7-1 s), l'efficacité de la compensation diminue progressivement : le THD atteint ~ 3 %, et l'harmonique de rang 3 augmente, bien que restant sous la limite de 4 %. L'analyse spectrale après compensation (**Figures IV.13-15**) met en évidence une tendance claire : plus le réseau est déséquilibré, plus la précision de l'identification harmonique diminue, soulignant les limites de la méthode ADALINE direct dans les cas de déséquilibre prononcé.

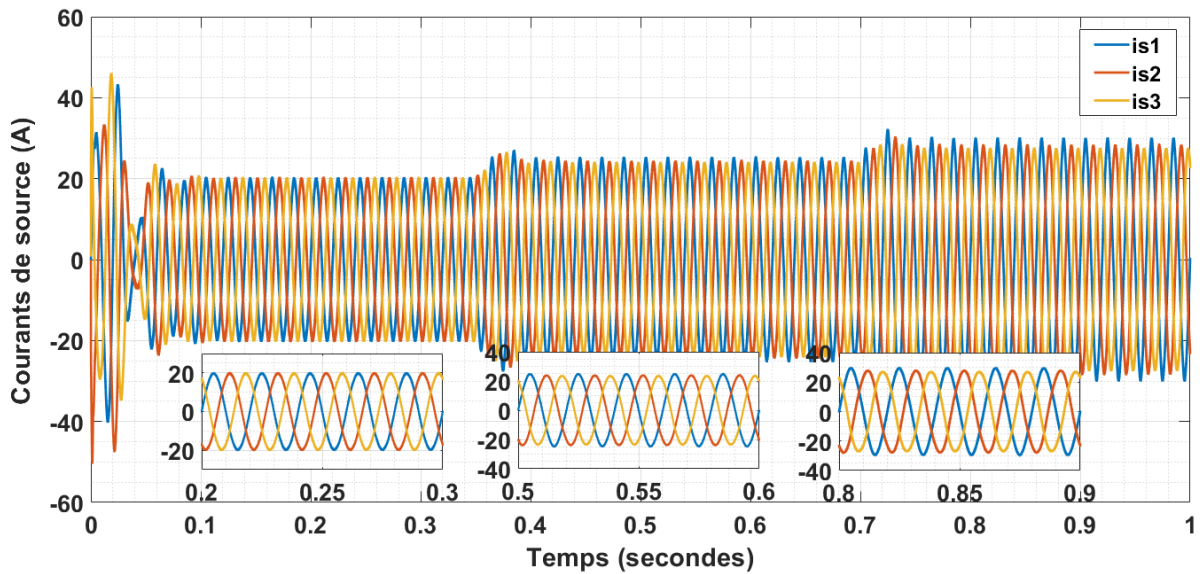


Figure IV. 8 Courants de source à base de DAM, scénario (1).

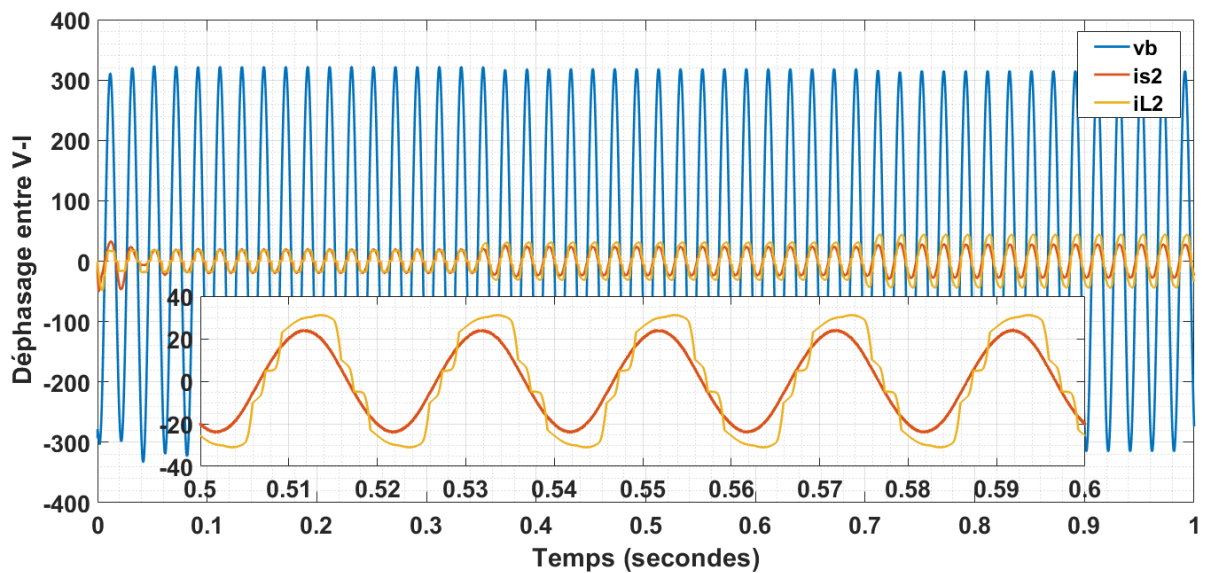


Figure IV. 9 Déphasage entre la tension et le courant de source à l'aide de la DAM, scénario (1).

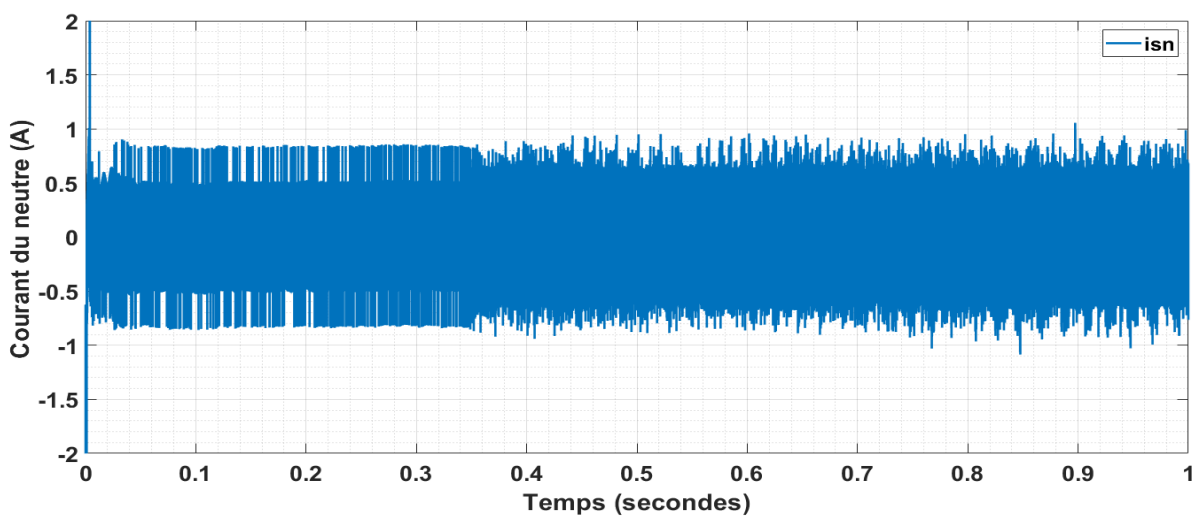


Figure IV. 10 Courant du neutre à l'aide de la DAM, scénario (1).

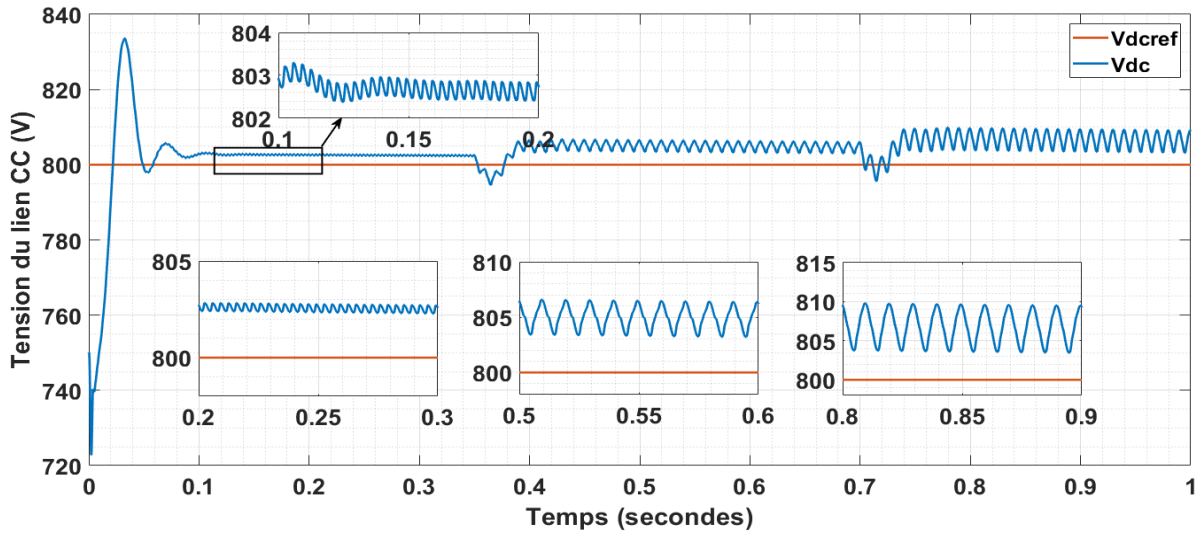


Figure IV. 11 Tension du bus continue à l'aide de DAM, scénario (1).

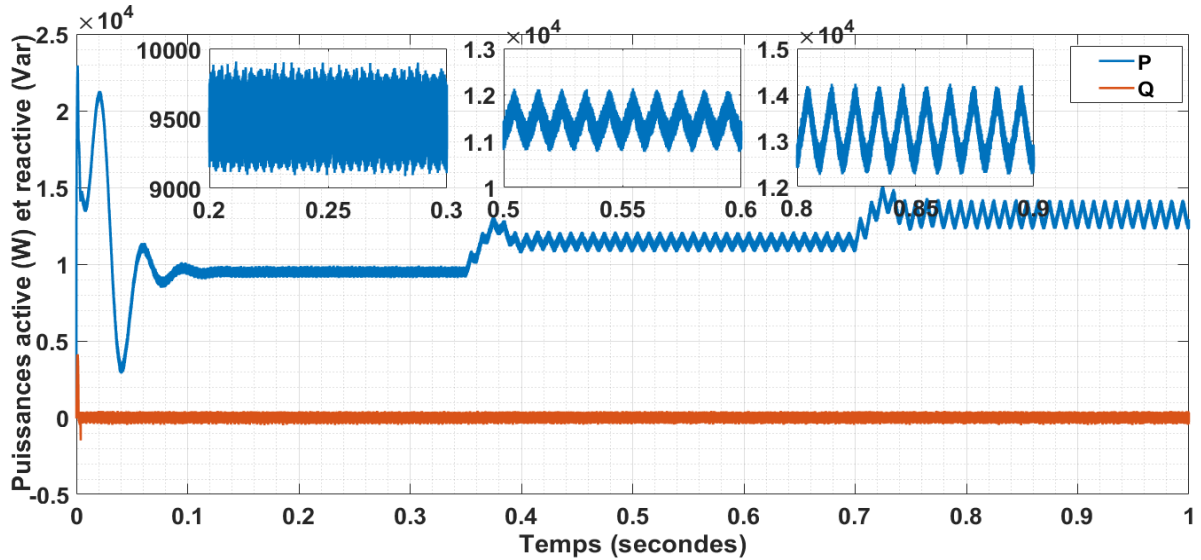


Figure IV. 12 Puissances active et réactive à l'aide de DAM, scénario (1).

Tableau IV. 5 Résultats du THDi obtenus par DAM, scénario (1).

	Normes	Phase (a)	Phase (b)	Phase (c)
Entre 0 et 0.35s				
THD (%)	<5	1.90	1.91	1.93
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	0.08	0.08	0.05
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.25	0.26	0.25
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.35	0.39	0.39
Entre 0.35 et 0.7s				
THD (%)	<5	2.24	2.20	2.21
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	1.51	1.44	1.43
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.21	0.22	0.04
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.24	0.22	0.29
Entre 0.7 et 1s				
THD (%)	<5	3.01	2.92	2.95
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	2.65	2.83	2.57
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.24	0.25	0.10
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.23	0.19	0.17

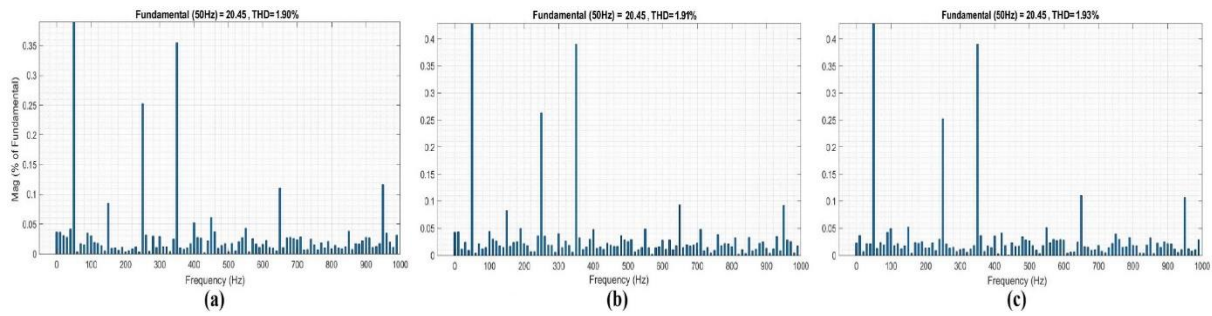


Figure IV. 13 Spectre harmonique du courant des trois phases après compensation à base de méthode ADALINE directe durant le scénario (1) à $t = 0.25s$.

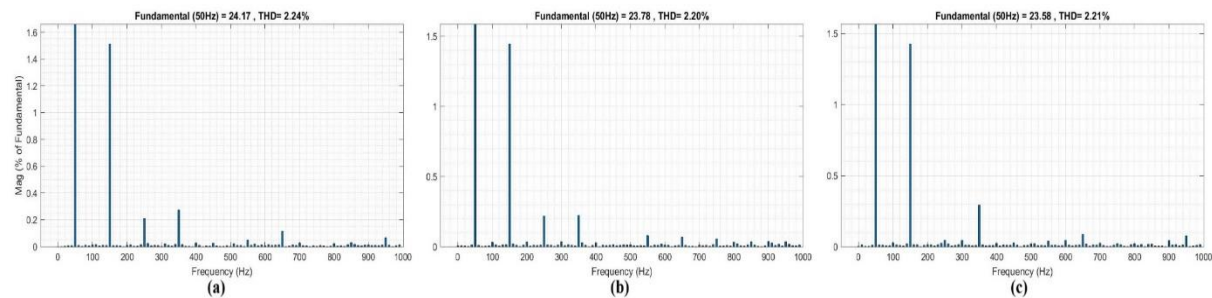


Figure IV. 14 Spectre harmonique du courant des trois phases après compensation à base de méthode ADALINE directe durant le scénario (1) à $t = 0.55s$.

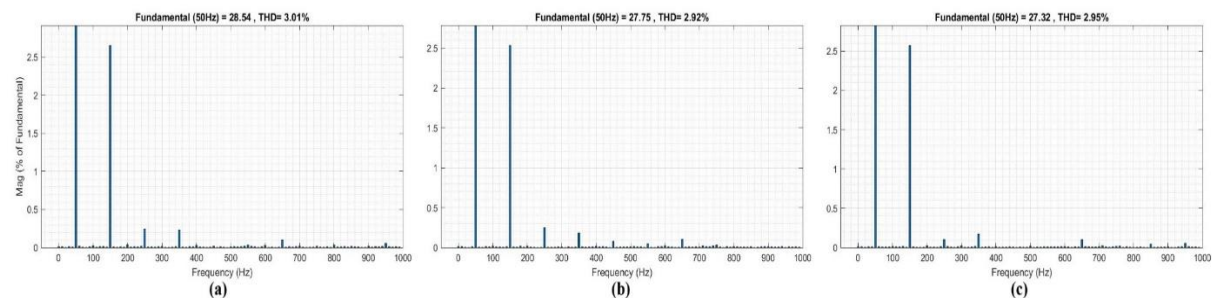


Figure IV. 15 Spectre harmonique du courant des trois phases après compensation à base de méthode ADALINE directe durant le scénario (1) à $t = 0.85s$.

b) Validation de la méthode des courants actifs neuronale (scénario 1)

L’NACM repose sur une approche innovante d’identification des perturbations électriques, privilégiant le traitement des puissances instantanées. Contrairement à la théorie classique p-q, elle optimise la compensation via un unique réseau de neurones ADALINE, garantissant rapidité et précision. L’estimation de la puissance active instantanée (**Figure IV.16**) illustre l’efficacité de cette approche dans l’analyse dynamique du réseau. L’extraction de la composante fondamentale et la stabilisation du signal estimé ont été atteintes en 0,06 s.

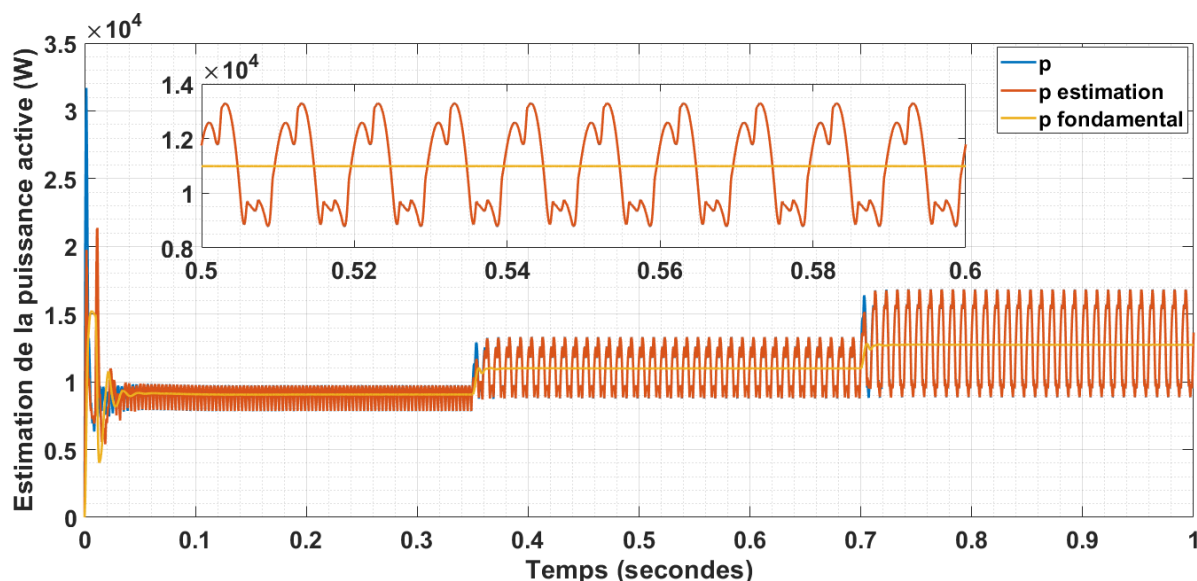


Figure IV. 16 Estimation de la puissance active par NACM, scénario (1).

Après compensation, les courants de source retrouvent un profil sinusoïdal équilibré (**Figure IV.17**), avec un maintien rigoureux du déphasage de 120° entre phases. La transition vers le régime permanent est fluide, assurant une interaction optimale entre la source et les charges (**Figure IV.18**). Le courant de neutre est quasi nul (**Figure IV.19**), traduisant un équilibrage efficace. Le bus continu affiche un temps de stabilisation ($\sim 0,17$ s) malgré les fluctuations dynamiques (**Figure IV.20**). La tension d'alimentation du VSI reste proche de la référence de 800 V, avec de légères variations lors de l'ajout de charges, sans compromettre la stabilité globale. Le régulateur du bus maintient une réponse efficace face aux variations de charge. Sur le plan énergétique, la suppression totale de la puissance réactive permet d'atteindre un facteur de puissance unitaire. La puissance active se stabilise rapidement à 9.5 kW, bien que de légères oscillations apparaissent suivies d'augmentation de la puissance lors de l'introduction de nouvelles charges (**Figure IV.21**). Cette adaptation progressive confirme la robustesse de la régulation.

L'analyse du THD (**Tableau IV.6**) met en évidence une nette amélioration. Entre 0 et 0,35 s, il atteint 1,85 % (phase a), 1,90 % (phase b) et 1,86 % (phase c). Les harmoniques de rang supérieur restent inférieurs à 0,5 %. Entre 0,35 et 0,7 s, le THD reste pratiquement le même, tandis qu'une apparition modérée de l'harmonique de rang 3 est notée. La phase (b), initialement la plus impactée, son harmonique de rang 3 chute de 5,98 % à 1,22. Entre 0,7 et 1 s, le THD augmente légèrement mais reste conforme aux normes IEEE 519 (< 5 %), avec 2,57 % (phase a), 2,53 % (phase b) et 2,57 % (phase c). Les harmoniques de haut rang sont quasi éliminés ($< 0,3$ %), tandis que l'harmonique de rang 3 persiste à un niveau réduit ($< 2,5$ %). L'examen du spectre harmonique (**Figures IV.22 - 24**) confirme l'efficacité de l'ACM pour limiter les distorsions et stabiliser le bus continu.

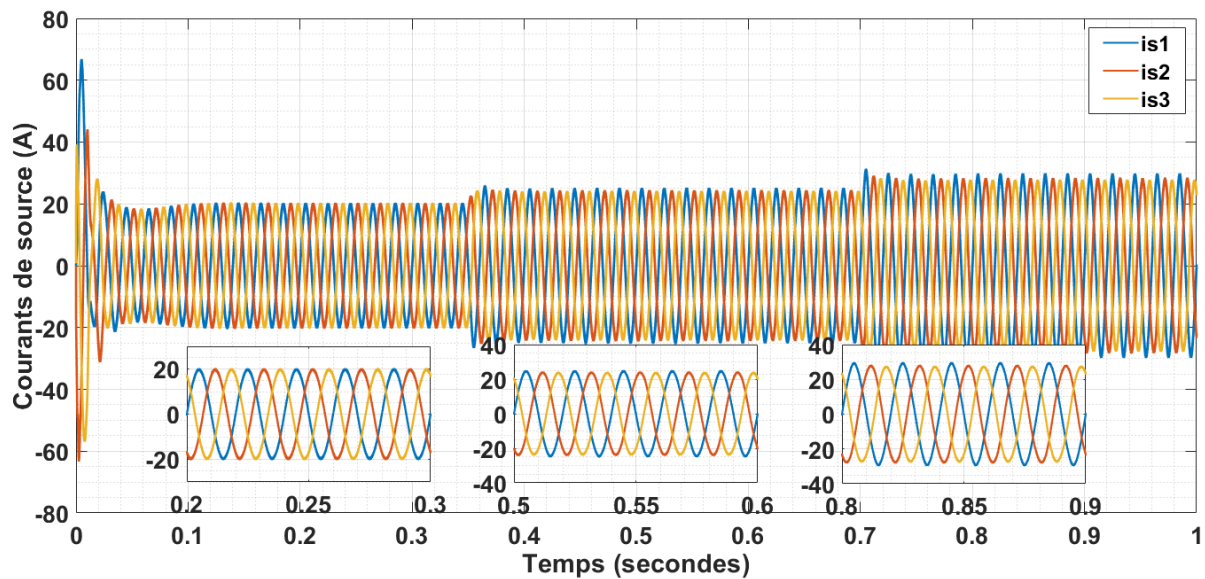


Figure IV. 17 Courants de source à base d'NACM, scénario (1).

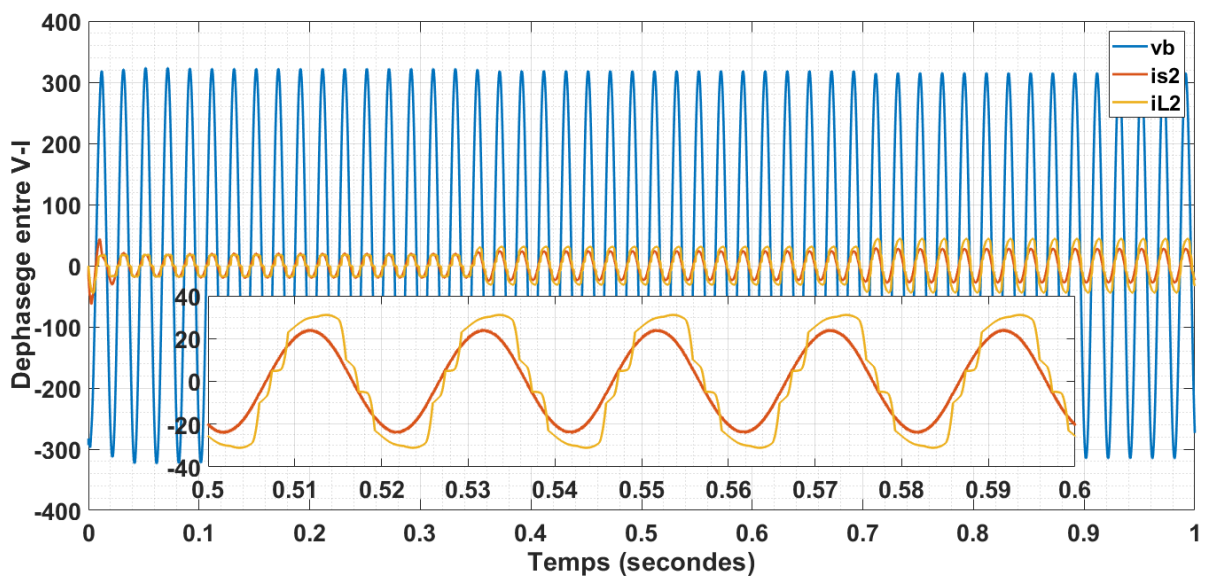


Figure IV. 18 Déphasage entre la tension et le courant de source à base d'NACM, scénario (1).

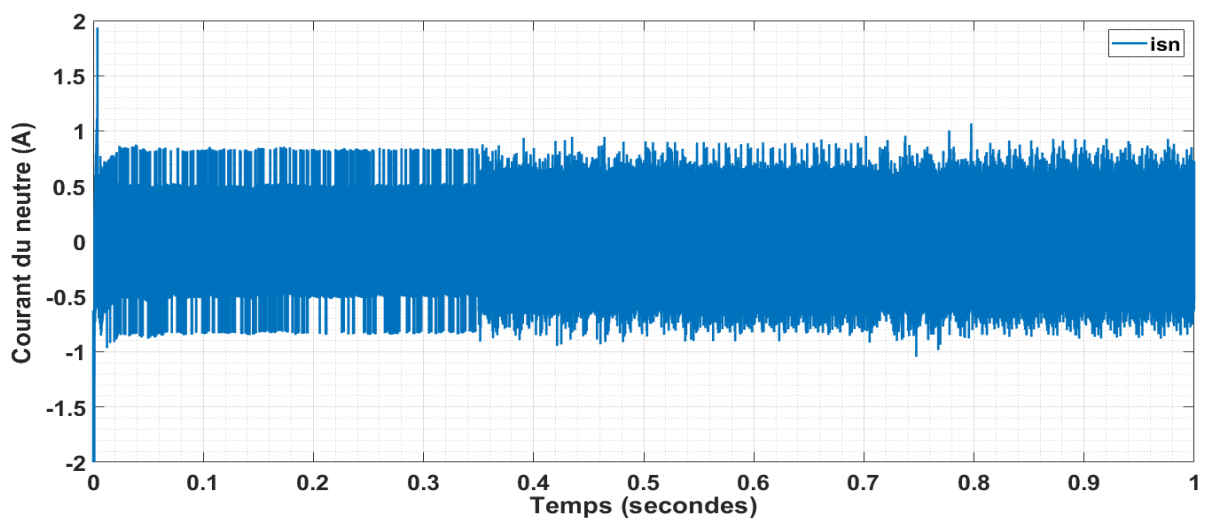


Figure IV. 19 Courant du neutre à base d'NACM, scénario (1).

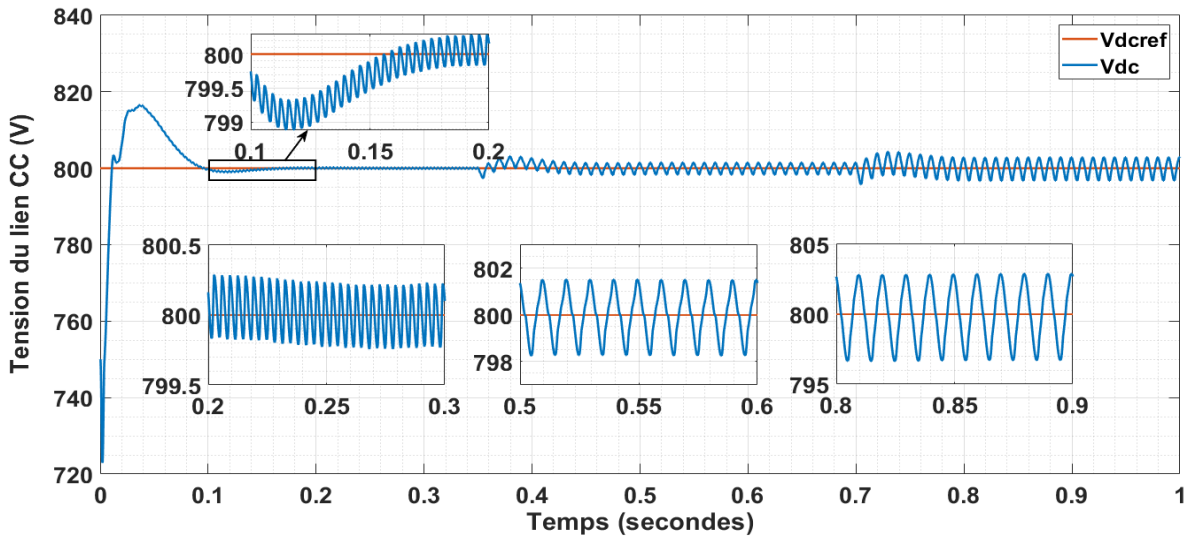


Figure IV. 20 Tension du bus continue à base d'NACM, scénario (1).

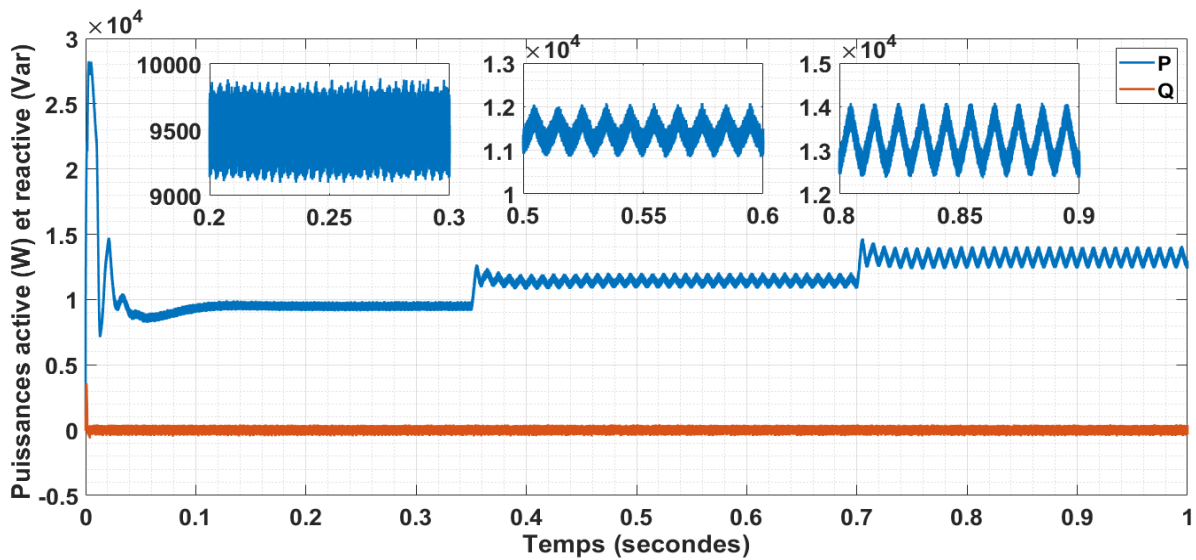


Figure IV. 21 Puissances active et réactive à base d'NACM, scénario (1).

Tableau IV. 6 Résultats du THDi obtenus par NACM, scénario (1).

	Normes	Phase (a)	Phase (b)	Phase (c)
Entre 0 et 0.35s				
THD (%)	<5	1.85	1.90	1.86
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	0.02	0.07	0.09
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.16	0.16	0.15
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.24	0.30	0.30
Entre 0.35 et 0.7s				
THD (%)	<5	2.04	2.04	2.03
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	1.21	1.22	1.14
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.14	0.19	0.02
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.20	0.20	0.18
Entre 0.7 et 1s				
THD (%)	<5	2.57	2.53	2.57
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	2.17	2.09	2.14
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.16	0.20	0.08
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.21	0.15	0.17

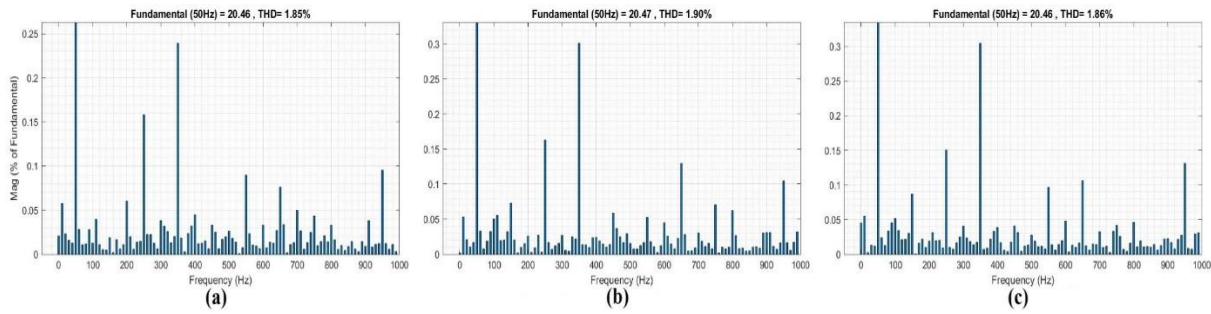


Figure IV. 22 Spectre harmonique du courant des trois phases après compensation à base de NACM durant le scénario (1) a $t = 0.25s$.

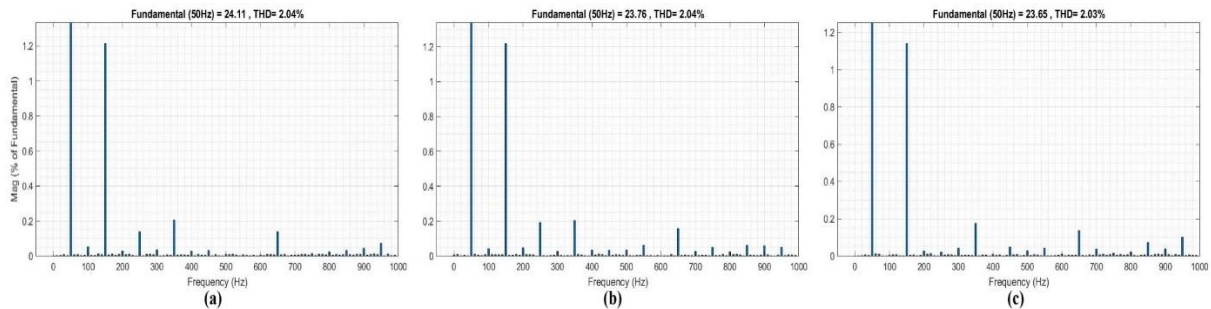


Figure IV. 23 Spectre harmonique du courant des trois phases après compensation à base de NACM durant le scénario (1) a $t = 0.55s$.

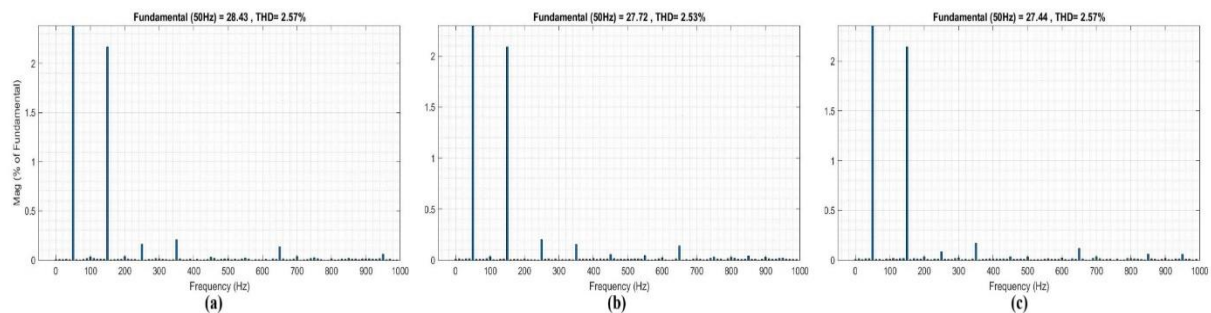


Figure IV. 24 Spectre harmonique du courant des trois phases après compensation à base de NACM durant le scénario (1) a $t = 0.85s$.

c) Validation de théorie p-q-r neuronale (scénario 1)

La méthode p-q-r neuronale, dérivée de la théorie p-q-r conventionnelle, améliore la compensation et la qualité de puissance grâce à une architecture plus complexe, bien que plus exigeante en calcul. Adaptée aux systèmes à quatre bras, elle mobilise jusqu'à trois réseaux de neurones ADALINE pour extraire les composantes fondamentales de la puissance active et réactive. Comme l'illustre la **Figure IV.25**, le modèle converge rapidement, avec une stabilisation du signal et une extraction fiable des composantes fondamentales atteintes en 0,05 s.

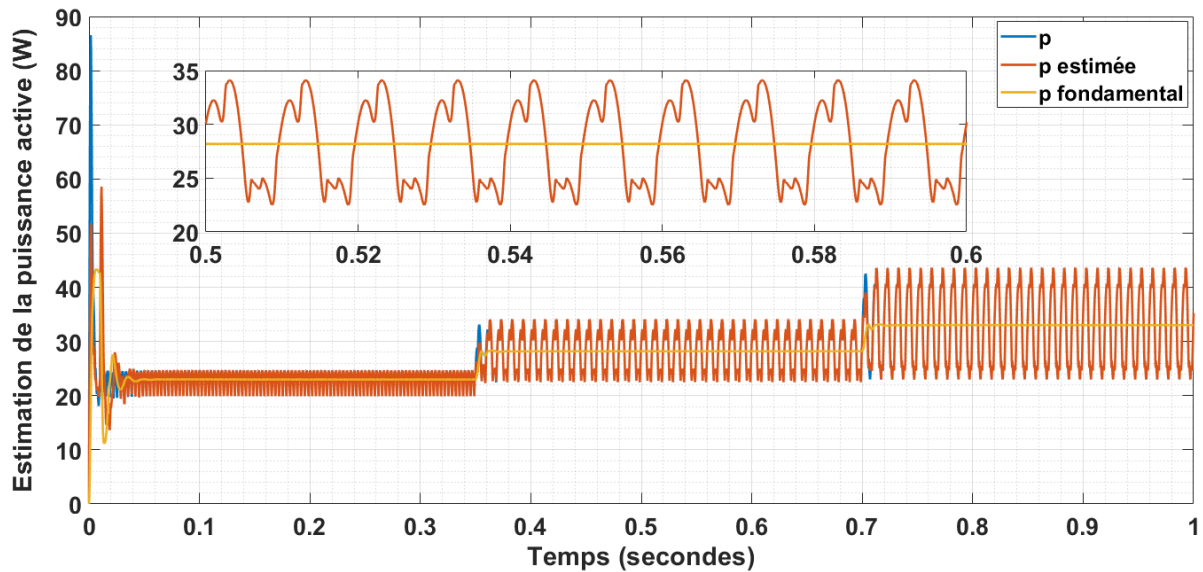


Figure IV. 25 Estimation de la puissance active par NPQR, scénario (1).

L'analyse des courants de source après compensation (**Figure IV.26**) révèle une élimination quasi totale des distorsions harmoniques et du déséquilibre, assurant des formes sinusoïdales équilibrées et un déphasage de 120° . L'annulation du déphasage entre le courant et la tension de la source de chaque phase (**Figure IV.27**) améliore considérablement le facteur de puissance du système. La suppression du courant de neutre (**Figure IV.28**) confirme une compensation harmonique efficace. Sur le plan de la régulation du bus continu, la **Figure IV.29** montre un très faible pic transitoire atteignant 807 V, suivi d'une stabilisation à la valeur de référence en ($\sim 0,2$ s) et une réponse rapide et stable aux variations dynamique du réseau. La compensation élimine totalement la puissance réactive, ramenant le facteur de puissance à l'unité et optimisant le rendement énergétique. La puissance active se stabilise à 9.5 kW en 0,13 s (**Figure IV.30**). Cependant, chaque déséquilibre brusque engendre des fluctuations temporaires, traduisant une adaptation continue du système et l'augmentation de la puissance.

L'efficacité de la compensation harmonique est démontrée dans le **Tableau IV.7**. Entre 0 et 0,35 s, le THD chute à 1,86 % phase (a), 1,85 % phase (b) et 1,87 % phase (c), avec une suppression totale des harmoniques de 5e et 7e ordre. Entre 0,35 et 0,7 s, le THD reste faible (1,91 % à 1,97 %), avec des harmoniques de 5e et 7e ordres inférieurs à 0,2 %. L'harmonique de 3e ordre, initialement à 5,98 % (phase b), est réduit à 1,00 %, avec de légères augmentations à 1,04 % (phase a) et 1,00 % (phase c). Entre 0,7 et 1 s, une légère dégradation du THD est observée (2,26 % - 2,28 %). Les harmoniques d'ordre supérieur restent négligeables, et l'harmonique de 3e ordre reste inférieur à 2 % (1,75 % à 1,81 % selon les phases). L'analyse spectrale (**Figures IV.31-33**) confirme ces performances.

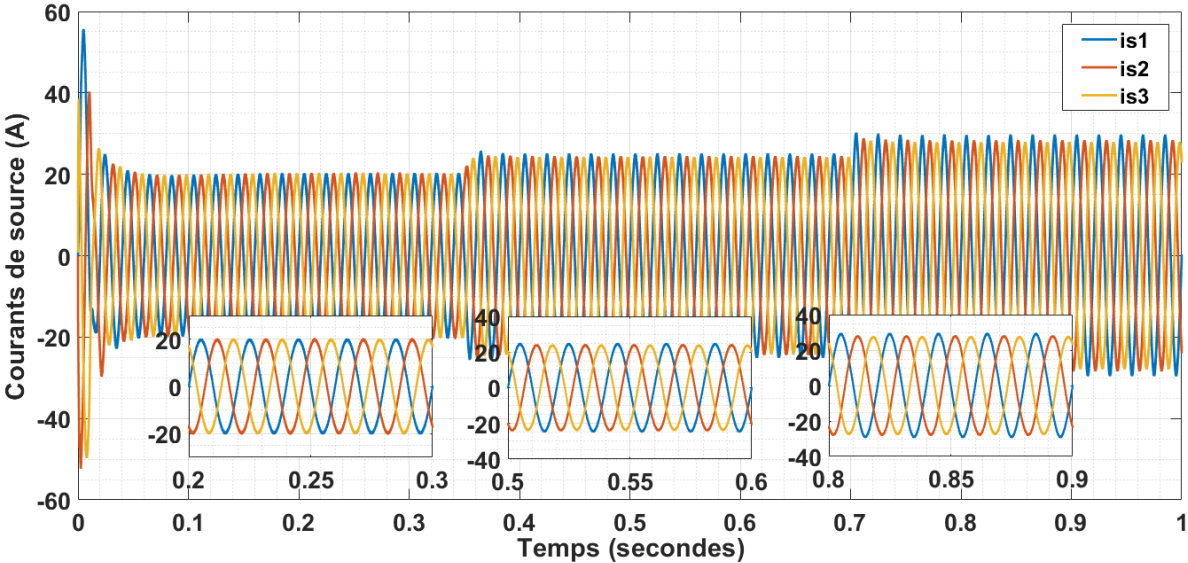


Figure IV. 26 Courants de source à base de NPQR, scénario (1).

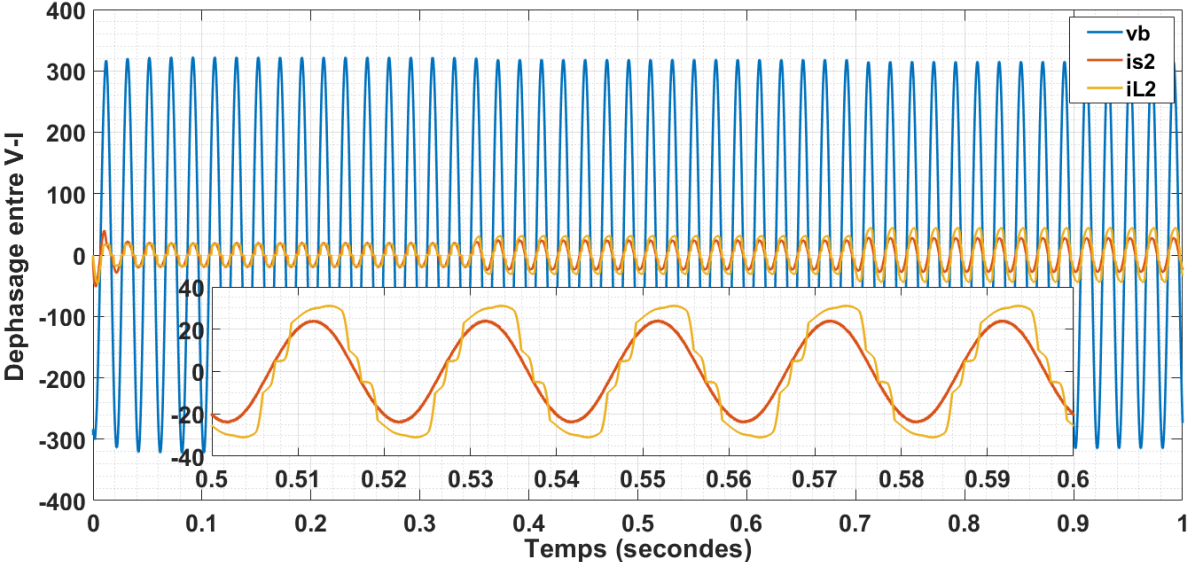


Figure IV. 27 Déphasage entre la tension et le courant de source à base de NPQR, scénario (1).

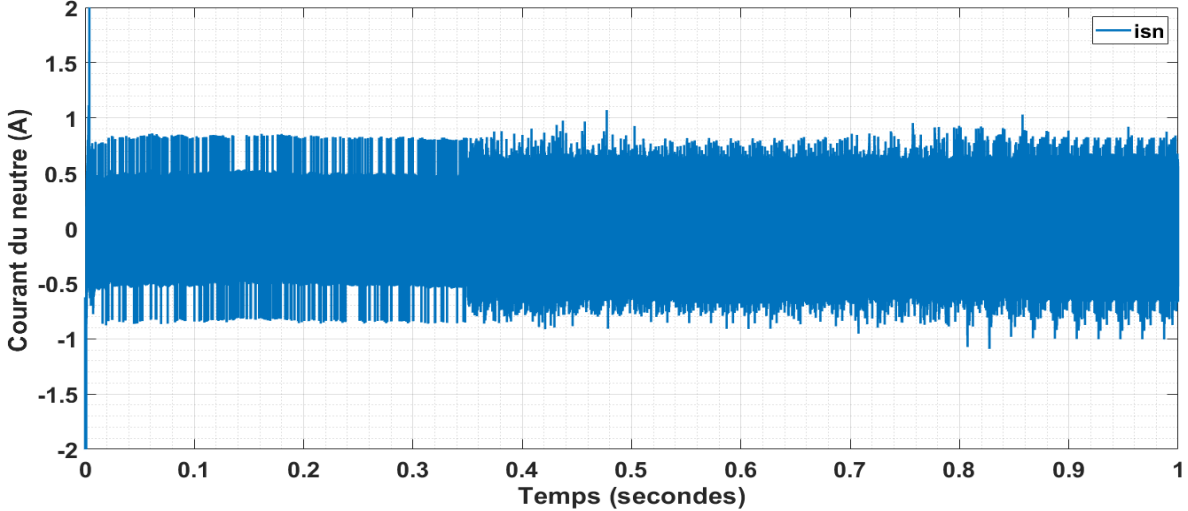


Figure IV. 28 Courant du neutre à base de NPQR, scénario (1).

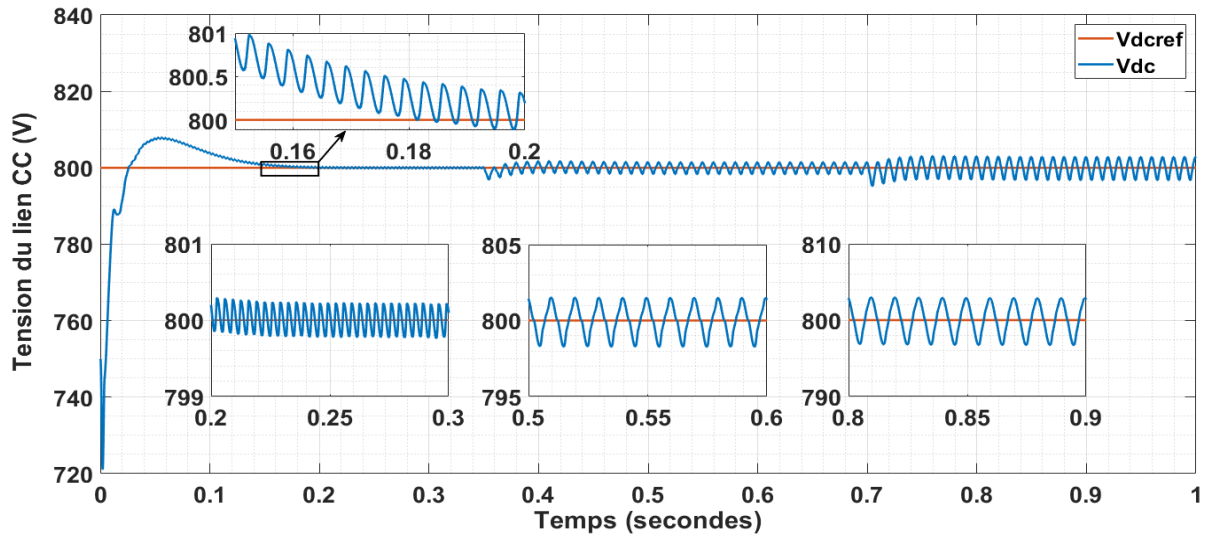


Figure IV. 29 Tension du bus continue à base de NPQR, scénario (1).

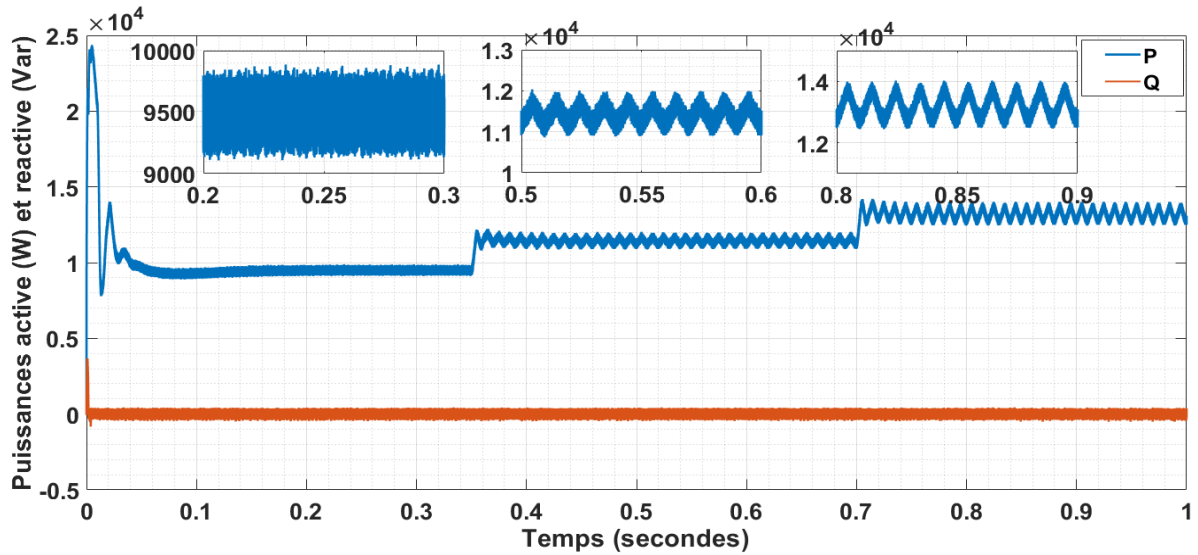


Figure IV. 30 Puissances active et réactive à base de NPQR, scénario (1).

Tableau IV. 7 Résultats du THDi obtenus par NPQR, scénario (1).

	Normes	Phase (a)	Phase (b)	Phase (c)
Entre 0 et 0.35s				
THD (%)	<5	1.86	1.85	1.87
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	0.10	0.05	0.08
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.13	0.14	0.11
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.26	0.28	0.26
Entre 0.35 et 0.7s				
THD (%)	<5	1.97	1.91	1.93
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	1.04	1.00	1.00
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.07	0.16	0.07
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.19	0.14	0.19
Entre 0.7 et 1s				
THD (%)	<5	2.26	2.28	2.27
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	1.81	1.76	1.75
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.12	0.18	0.10
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.18	0.10	0.16

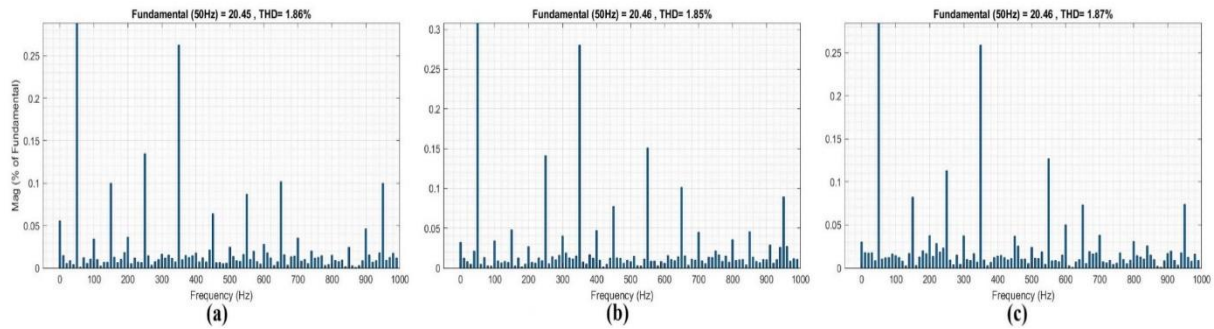


Figure IV. 31 Spectre harmonique du courant des trois phases après compensation à base de la NPQR durant le scénario (1) a $t = 0.25s$.

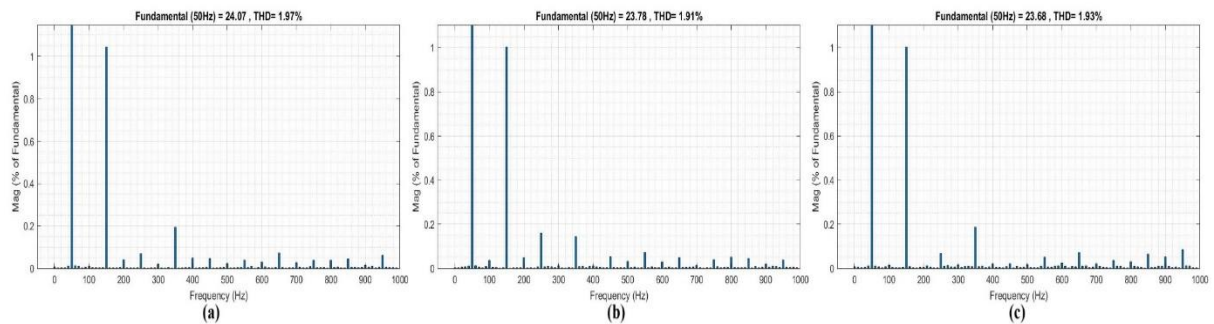


Figure IV. 32 Spectre harmonique du courant des trois phases après compensation à base de la NPQR durant le scénario (1) a $t = 0.55s$.

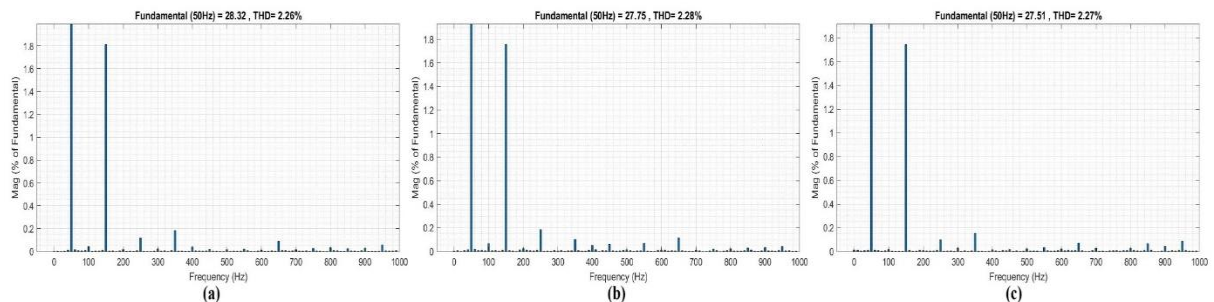


Figure IV. 33 Spectre harmonique du courant des trois phases après compensation à base de la NPQR durant le scénario (1) a $t = 0.85s$.

d) Validation de la méthode de détection synchrone neuronale (scénario 1)

L'application de la méthode de détection synchrone neuronale (SDM) révèle des performances remarquables [150], en particulier pour l'estimation précise de la puissance réelle et l'élimination efficace des distorsions harmoniques. Cette approche agit directement sur les grandeurs mesurées (tensions et courants) du réseau, sans passer par des transformations dans le repère biphasé, ce qui simplifie le traitement et réduit la complexité computationnelle. L'algorithme ADALINE permet une extraction rapide et précise de la composante fondamentale, atteinte en seulement 0,05 s comme illustré à la **Figure IV.34**.

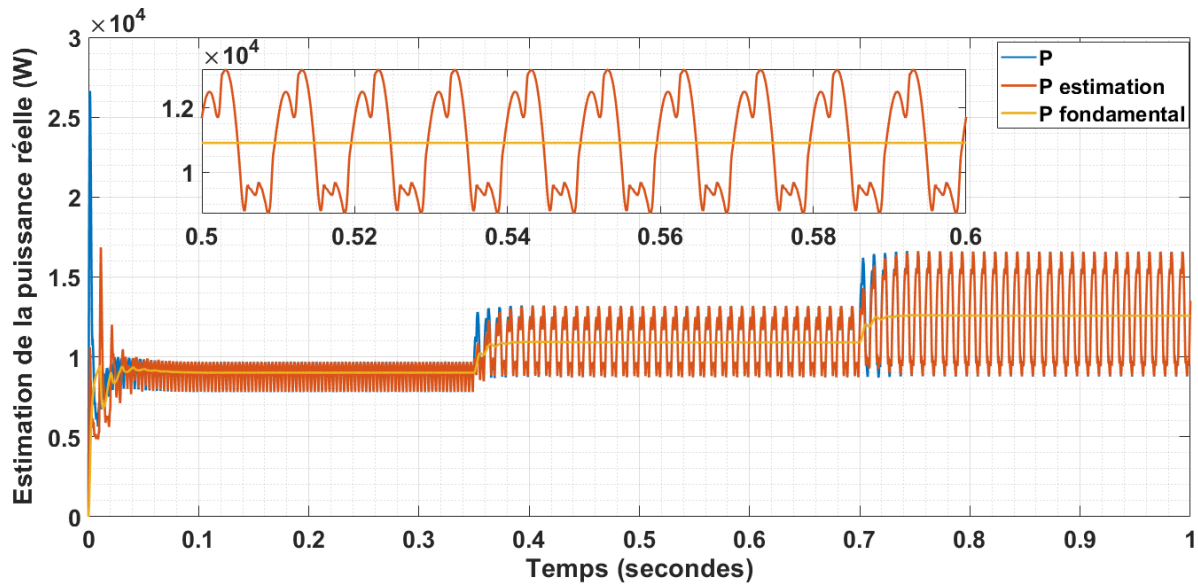


Figure IV. 34 Estimation de la puissance réelle par NSDM, scénario (1).

L'impact de la compensation est immédiatement visible : les courants de source retrouvent une forme sinusoïdale quasi parfaite (**Figure IV.35**), avec un déphasage de 120° et une symétrie maintenue. Le déphasage entre la tension et le courant de source de la même phase est maintenu nul (**Figure IV.36**) ce qui confirme l'efficacité de la méthode SDM. L'élimination du courant de neutre (**Figure IV.37**) atteste de la suppression efficace des composantes homopolaires, garantissant un bon équilibrage du système. La régulation du bus continu (**Figure IV.38**) se distingue par sa rapidité : après un pic transitoire qui attend presque 840 V, la tension se stabilise à sa valeur de référence en ($\sim 0,14$ s), surpassant les autres méthodes. Cette stabilité impacte directement la compensation harmonique et l'alimentation énergétique. La **Figure IV.39** montre que la puissance réactive est totalement supprimée, tandis que la puissance active atteint son régime permanent en 0,1 s, avec des fluctuations minimales même lors de variations de charge. La restauration du facteur de puissance à l'unité confirme l'efficacité de la SDM dans l'amélioration de la qualité de l'énergie.

L'évaluation quantitative (**Tableau IV.8**) montre une réduction marquée du taux de distorsion harmonique (THD). Dès les premières phases du scénario, il chute à 1,80 % (phase a), 1,89 % (phase b) et 1,87 % (phase c). L'harmonique de 3^e ordre est totalement supprimée en situation de symétrie, tandis que celles de 5^e et 7^e ordre sont réduites sous 0,3 %, démontrant l'efficacité du FAP. En présence de déséquilibres (0,35s à 0,7 s), la NSDM maintient ses performances, par une réduction notable du THD : 1,75 % (phase a), 1,79 % (phase b), 1,78 % (phase c). Les harmoniques impaires restent sous 0,3 %, et l'harmonique de 3^e ordre descend sous 1 %. Lorsqu'une seconde charge monophasée est rajoutée (0,7s à 1 s), la compensation demeure stable malgré l'accentuation du déséquilibre. Le THD reste maîtrisé à 1,84 % (phase a), 1,87 % (phase b) et 1,83 % (phase c). L'harmonique de 3^e ordre, bien que légèrement impactée, demeure sous 1,3 %, confirmant la robustesse de la SDM face aux variations de charge. L'évolution du spectre harmonique (**Figures IV.40-42**) met en lumière la précision avec laquelle cette méthode identifie et compense les distorsions, affirmant son efficacité et sa fiabilité pour améliorer la qualité de l'énergie électrique.

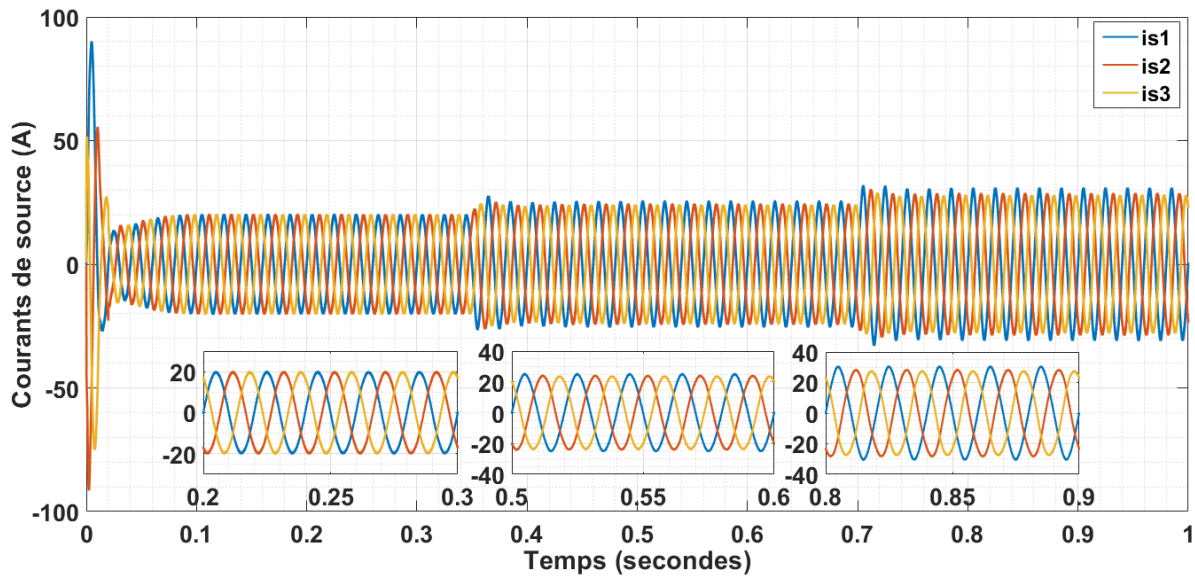


Figure IV. 35 Courants de de source à base de NSDM, scénario (1).

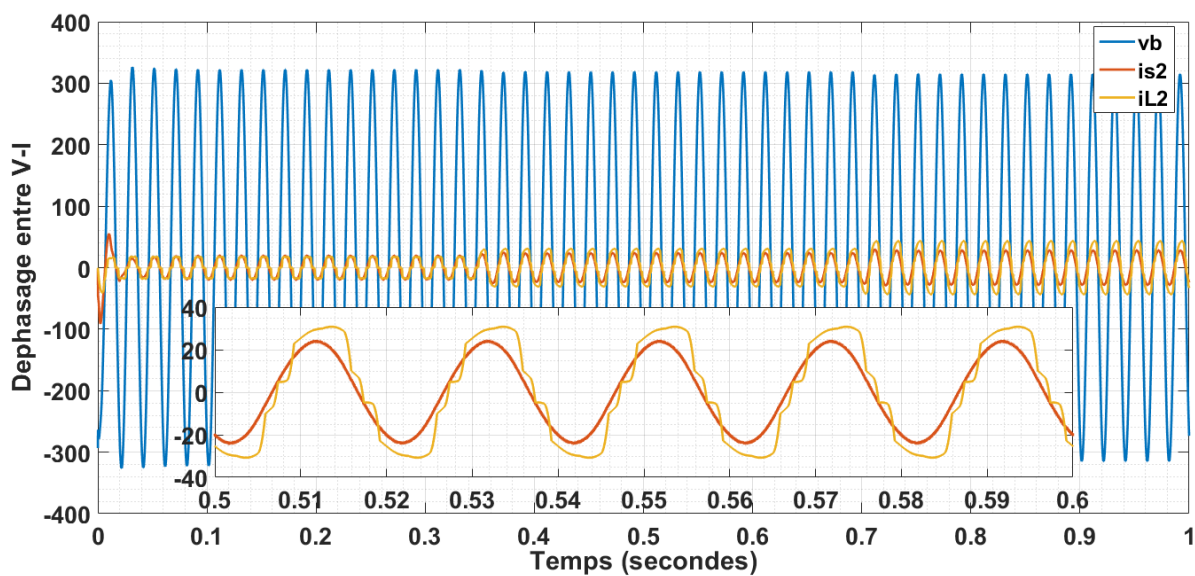


Figure IV. 36 Déphasage entre la tension et le courant de source à base de NSDM, scénario (1).

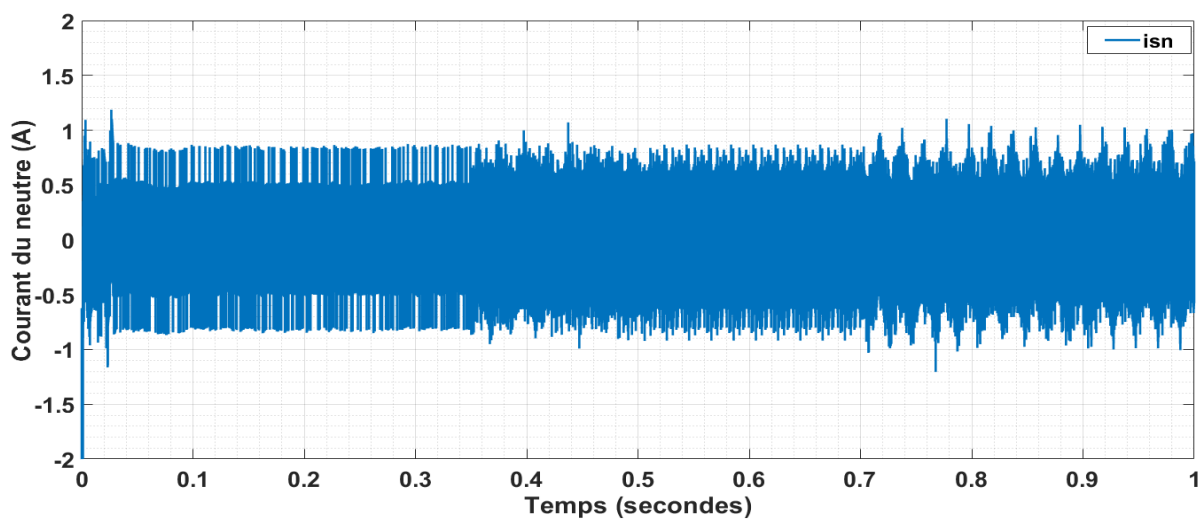


Figure IV. 37 Courant du neutre à base de NSDM, scénario (1).

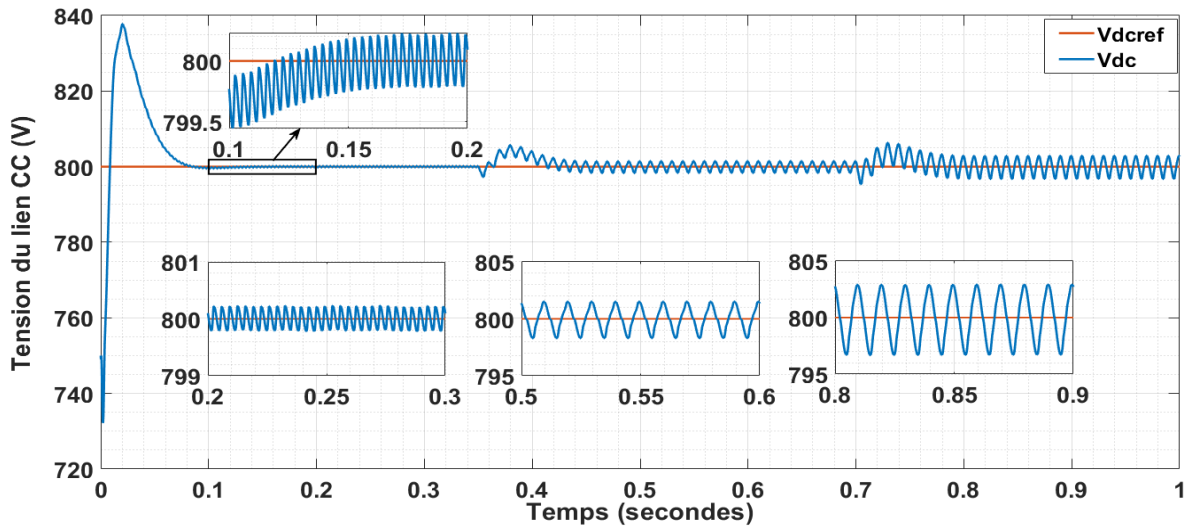


Figure IV. 38 Tension du bus continue à base de NSDM, scénario (1).

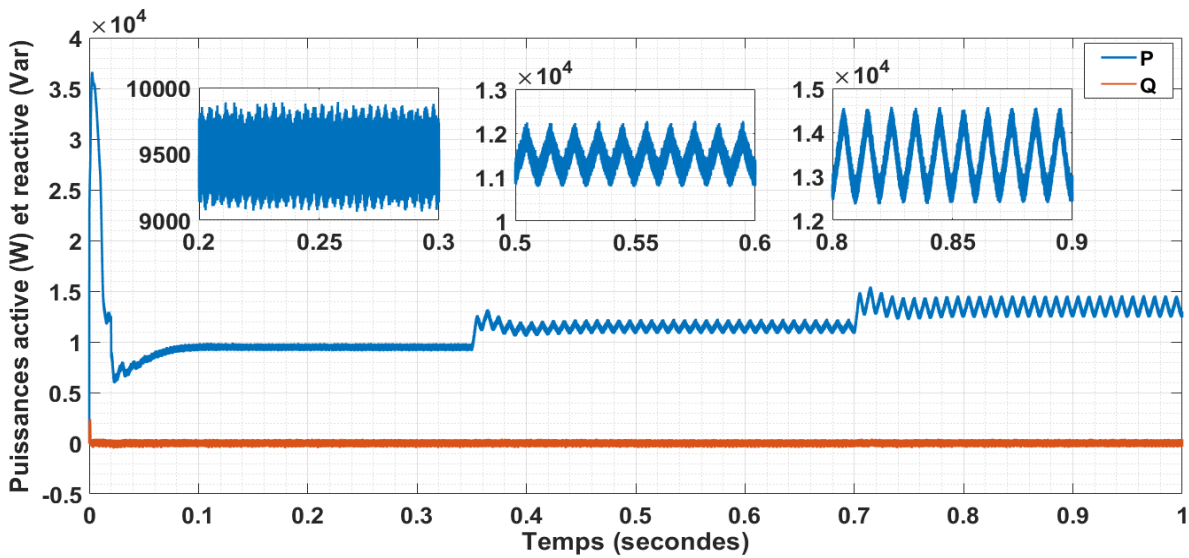


Figure IV. 39 Puissances active et réactive à base de NSDM, scénario (1).

Tableau IV. 8 Résultats du THDi obtenus par NSDM, scénario (1).

	Normes	Phase (a)	Phase (b)	Phase (c)
Entre 0 et 0.35s				
THD (%)	<5	1.80	1.89	1.87
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	0.05	0.07	0.09
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.12	0.14	0.08
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.22	0.25	0.24
Entre 0.35 et 0.7s				
THD (%)	<5	1.75	1.79	1.78
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	0.68	0.72	0.69
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.06	0.12	0.06
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.17	0.13	0.15
Entre 0.7 et 1s				
THD (%)	<5	1.84	1.87	1.83
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	1.22	1.22	1.18
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.06	0.12	0.08
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.12	0.09	0.12

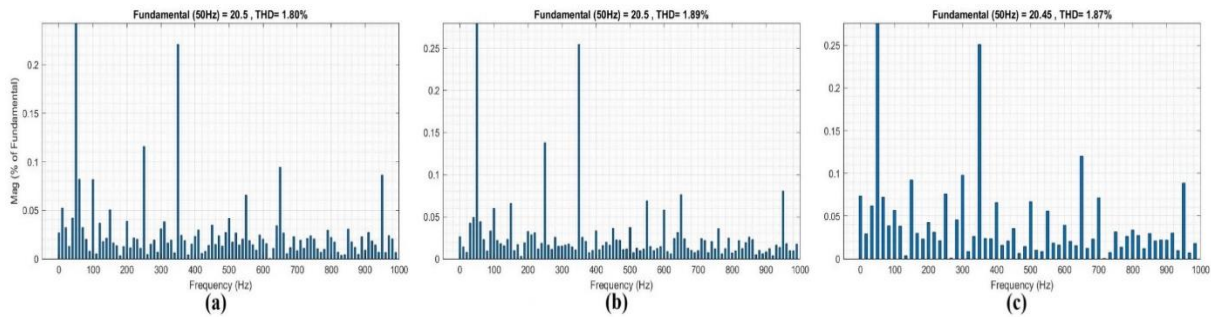


Figure IV. 40 Spectre harmonique du courant des trois phases après compensation à base de la NSDM durant le scénario (1) à $t = 0.25s$.

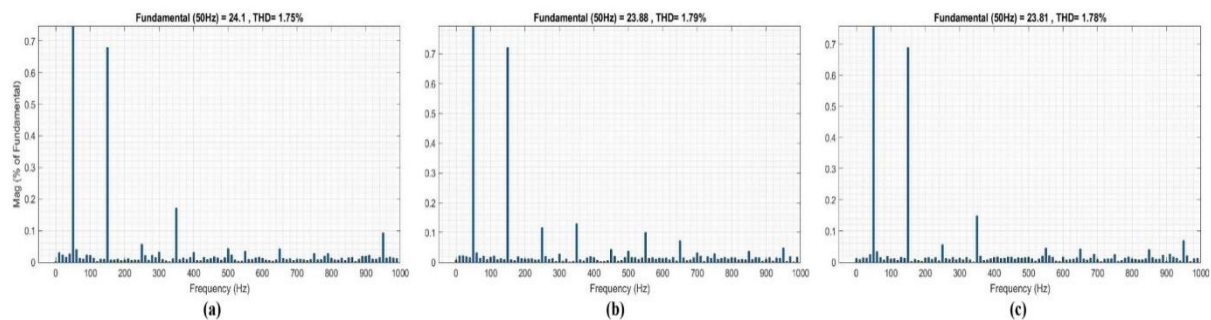


Figure IV. 41 Spectre harmonique du courant des trois phases après compensation à base de la NSDM durant le scénario (1) à $t = 0.55s$.

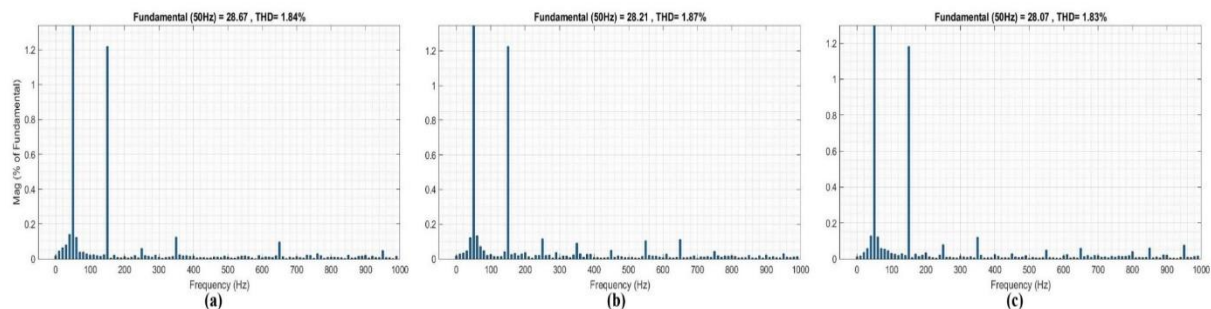


Figure IV. 42 Spectre harmonique du courant des trois phases après compensation à base de la NSDM durant le scénario (1) à $t = 0.85s$.

e) Comparaison des résultats du scénario (1)

Malgré les perturbations introduites, les quatre méthodes étudiées parviennent à garantir des courants de source globalement sinusoïdaux, équilibrés et en phase avec les tensions, que ce soit en conditions équilibrées ou déséquilibrées. De plus, malgré des fluctuations importantes du courant de neutre, atteignant 20 A à $t=0,35$ s puis 30 A à $t=0,7$ s, les méthodes proposées réussissent à compenser efficacement ce courant, démontrant une excellente capacité d'élimination du déséquilibre.

Cependant, bien que les performances soient globalement similaires en termes de qualité des courants, chaque méthode présente des spécificités notables concernant la régulation de la tension du bus continu, la compensation des puissances active et réactive, ainsi que la mitigation des harmoniques. Ces différences soulignent l'importance de choisir une méthode adaptée en fonction des objectifs de compensation et des contraintes du système.

Concernant la tension du bus continu, on observe qu'en régime transitoire, la méthode p-q-r neuronale présente le plus faible dépassement, atteignant seulement 807 V. En revanche, la méthode SDM neuronale affiche le dépassement le plus important, atteignant près de 840 V avant de se stabiliser à la valeur de référence de 800 V. Le temps de réponse pour atteindre la stabilité en régime permanent suit l'ordre décroissant suivant : la théorie p-q-r neuronale avec 0,2 s, suivie de la méthode des courants actifs neuronale 0,17 s, puis la méthode ADALINE directe 0,15 s, et méthode SDM neuronale qui attend la stabilité en seulement 0,14 s. En régime permanent, on observe une certaine similarité entre les méthodes, avec des signaux stables et des fluctuations faibles autour de la valeur de référence, même en présence de déséquilibre. La seule exception est la méthode ADALINE directe, qui ne parvient pas à se stabiliser exactement à la valeur de référence, mais à une valeur légèrement supérieure (voir **Figure IV.43**). Ces comportements ont également un impact sur la puissance active : bien que les quatre méthodes convergent vers une stabilité quasi identique autour des mêmes valeurs après 0,1 s, le régime transitoire présente des dépassements similaires à ceux observés sur la tension du lien CC, mais avec des amplitudes bien plus élevées, de l'ordre de plusieurs kilowatts (voir **Figure IV.44**). Quant à la puissance réactive elle est éliminée par toutes les méthodes permettant ainsi un facteur de puissance unitaire. Le **Tableau IV.9** présente un récapitulatif des résultats obtenus avant et après compensation par les différentes méthodes étudiées. Durant la période comprise entre 0 et 0,35 s, la charge est équilibrée et ne génère pas de composante homopolaire, ce qui explique pourquoi l'harmonique d'ordre 3 est nul avant et après compensation. Le taux de distorsion harmonique total (THD) est réduit de 25,16 % dans les trois phases, atteignant des valeurs comprises entre 1,80 % et 1,90 % selon la méthode utilisée. Les harmoniques de 5^e et 7^e ordre sont, quant à elles, complètement supprimées par toutes les méthodes.

À partir de 0,35 s, moment où la première charge déséquilibrée est introduite, on observe des différences plus marquées entre les méthodes :

- La méthode SDM neuronale présente les plus faibles taux harmoniques, avec un THD compris entre 1,75 % et 1,79 %, un taux d'harmonique 3 entre 0,68 % et 0,72 % à 0,55 s, puis un THD entre 1,83 % et 1,87 % et un taux d'harmonique 3 entre 1,18 % et 1,22 % à l'instant 0,85 s.
- La méthode ADALINE directe révèle des valeurs plus élevées, avec un THD entre 2,20 % et 2,24 % et un taux d'harmonique 3 entre 1,43 % et 1,51 % à 0,55 s, puis un THD entre 2,92 % et 3,01 % et un taux d'harmonique 3 entre 2,65 % et 2,95 % à 0,85 s.
- La méthode p-q-r neuronale offre une meilleure réduction du THD comparée à l'approche ACM neuronale, bien que leurs résultats restent proches.

Les harmoniques d'ordre 5 et 7 sont parfaitement compensés par toutes les méthodes.

Une observation importante issue de ces résultats est que, même si le déséquilibre est appliqué à une seule phase, la composante homopolaire apparaît et se répartit progressivement sur l'ensemble des phases après compensation, mais à des valeurs réduites. Cependant, plus le déséquilibre augmente, plus cette composante homopolaire devient significative. Seules les méthodes les plus robustes et précises parviennent à maintenir cette composante à des niveaux suffisamment bas.

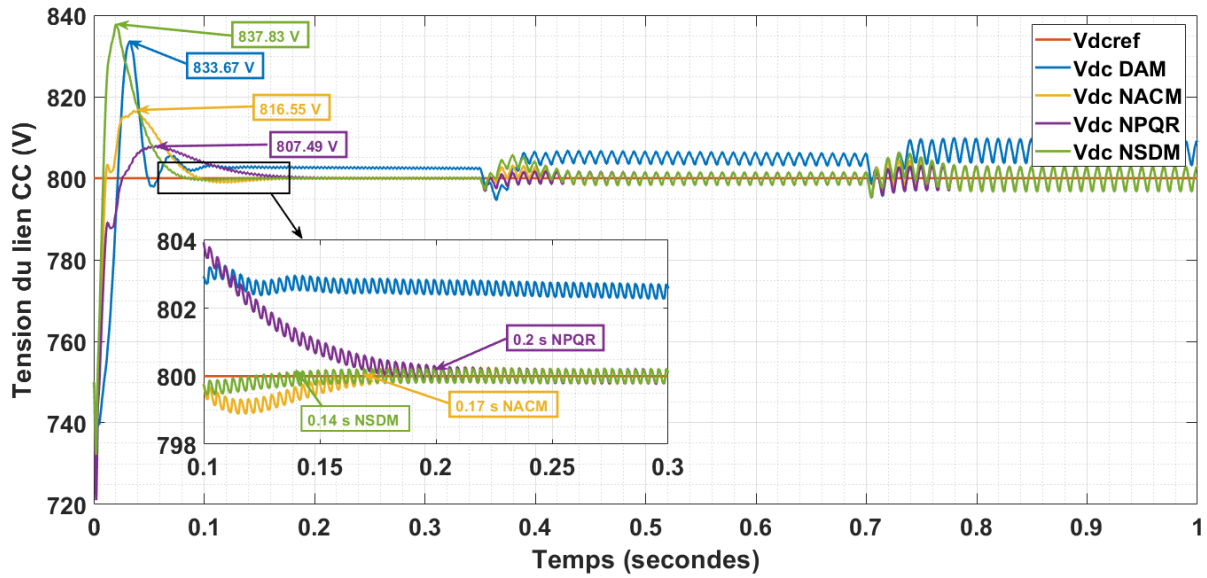


Figure IV. 43 Comparaison des résultats de la tension du bus continu des différentes méthodes, scénario (1).

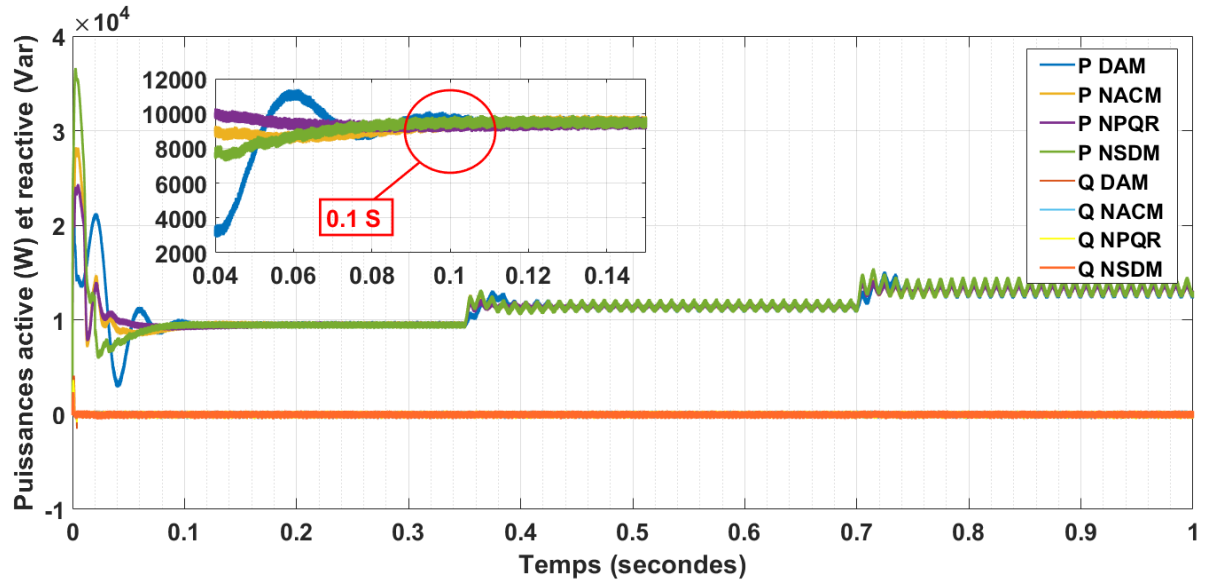


Figure IV. 44 Comparaison des puissances active et réactive des différentes méthodes, scénario (1).

Tableau IV. 9 Résultats du THDi pour les différentes méthodes de compensation, scénario (1).

		Phase (a)				Phase (b)				Phase (c)			
		THD	3 ^{ème}	5 ^{ème}	7 ^{ème}	THD	3 ^{ème}	5 ^{ème}	7 ^{ème}	THD	3 ^{ème}	5 ^{ème}	7 ^{ème}
Normes		<5	<4	<4	<4	<5	<4	<4	<4	<5	<4	<4	<4
Entre 0 – 0.35s	Avant comp.	25.16	0	19.94	11.92	25.16	0	19.94	11.92	25.16	0	19.94	11.92
	DAM	1.90	0.08	0.25	0.35	1.91	0.08	0.26	0.39	1.93	0.05	0.25	0.39
	NACM	1.85	0.02	0.16	0.24	1.90	0.07	0.16	0.30	1.86	0.09	0.15	0.30
	NPQR	1.86	0.10	0.13	0.26	1.85	0.05	0.14	0.28	1.87	0.08	0.11	0.26
	NSDM	1.80	0.05	0.12	0.22	1.89	0.07	0.14	0.25	1.87	0.09	0.08	0.24
Entre 0.35 – 0.7s	Avant comp.	25.16	0	19.94	11.92	13.03	5.98	7.93	4.31	25.16	0	19.94	11.92
	DAM	2.24	1.51	0.21	0.27	2.20	1.44	0.22	0.22	2.21	1.43	0.04	0.29
	NACM	2.04	1.21	0.14	0.20	1.04	1.22	0.19	0.20	2.03	1.14	0.02	0.18
	NPQR	1.97	1.04	0.07	0.19	1.91	1.00	0.16	0.14	1.93	1.00	0.07	0.19
	NSDM	1.75	0.68	0.06	0.17	1.79	0.72	0.12	0.13	1.78	0.69	0.06	0.15

Entre 0.7 – 1s	Avant comp.	25.16	0	19.94	11.92	10.15	7.32	3.18	1.26	25.16	0	19.94	11.92
	DAM	3.01	2.65	0.24	0.23	2.92	2.83	0.25	0.19	2.95	2.57	0.10	0.17
	NACM	2.57	2.17	0.16	0.21	2.53	2.09	0.20	0.15	2.57	2.14	0.08	0.17
	NPQR	2.26	1.81	0.12	0.18	2.28	1.76	0.18	0.10	2.27	1.75	0.10	0.16
	NSDM	1.84	1.22	0.06	0.12	1.87	1.22	0.12	0.09	1.83	1.18	0.08	0.12

Scénario (2) : Source idéale avec charges non linéaires monophasées fortement déséquilibrées

Ce scénario met en évidence un déséquilibre plus marqué que dans le scénario (1), affectant simultanément les trois phases du réseau. Contrairement au cas précédent, où l'asymétrie était principalement concentrée sur une seule phase, les charges monophasées non linéaires introduites ici sont réparties de manière inégale entre les phases, ce qui accentue les déséquilibres de courant et de tension. Le **Tableau IV.10** présente les paramètres détaillés des charges introduites dans ce scénario, incluant uniquement des charges monophasées non linéaires, choisies pour reproduire des conditions réalistes rencontrées notamment dans les réseaux résidentiels et tertiaire.

Tableau IV. 10 Paramètres des charges non linéaires pour scénario (2).

Configuration des charges du scenario (2)	Valeurs	ON a (s)
Charge non linéaire monophasée connectée à la phase (a)	$R_{21} = 27 \Omega$, $L_{21} = 85$ mH, Connecter en série.	0.00 (initiale)
Charge non linéaire monophasée connectée à la phase (b)	$R_{22} = 40 \Omega$, $L_{22} = 50$ mH, Connecter en série.	0.00 (initiale)
Charge non linéaire monophasée connectée à la phase (c)	$R_{23} = 83 \Omega$, $C_{21} = 1650$ mH, Connecter en parallèle.	0.00 (initiale)

La **Figure IV.45** illustre les courants de charge, fortement distordus en raison des charges monophasées connectées. Ces distorsions ne se limitent pas aux variations d'amplitude, elles modifient également le spectre fréquentiel, introduisant des harmoniques supplémentaires qui compromettent la stabilité du système.

Le courant de neutre (**Figure IV.46**) subit des fluctuations plus importantes que dans le scénario 1, atteignant 35 A, proche du maximum observé précédemment (40 A). Cette intensité accrue témoigne de la prédominance des composantes homopolaires, difficiles à compenser avec un FAP conventionnel. L'évolution des puissances active et réactive (**Figure IV.47**) révèle des fluctuations encore plus marquées que dans le Scénario 1. La puissance active devient plus instable sous l'effet des charges non linéaires, tandis que la puissance réactive atteint des niveaux critiques, se rapprochant de la puissance active. Cela entraîne une dégradation du facteur de puissance à 0,5353.

Le **Tableau IV.11** présente le THD et la répartition des harmoniques de rang 3, 5 et 7. Les résultats montrent une détérioration critique de la qualité du courant. L'harmonique de rang 3, indicateur clé des composantes homopolaires, atteint une amplitude bien supérieure à celle du Scénario 1, conséquence directe de l'asymétrie accrue. Les harmoniques de rang 5 et 7, liés aux composantes de séquence négative, restent également très présents. Leur effet varie selon la nature des charges : relativement tolérable en environnement inductif, il peut engendrer des instabilités sévères avec des charges capacitives. Enfin, la **Figure IV.48** illustre le spectre harmonique du réseau, détaillant la répartition des fréquences perturbatrices par phase. Comparé au Scénario 1, ce cas montre une aggravation significative des distorsions et déséquilibres, justifiant l'adoption de techniques avancées pour améliorer la stabilité et la qualité du courant.

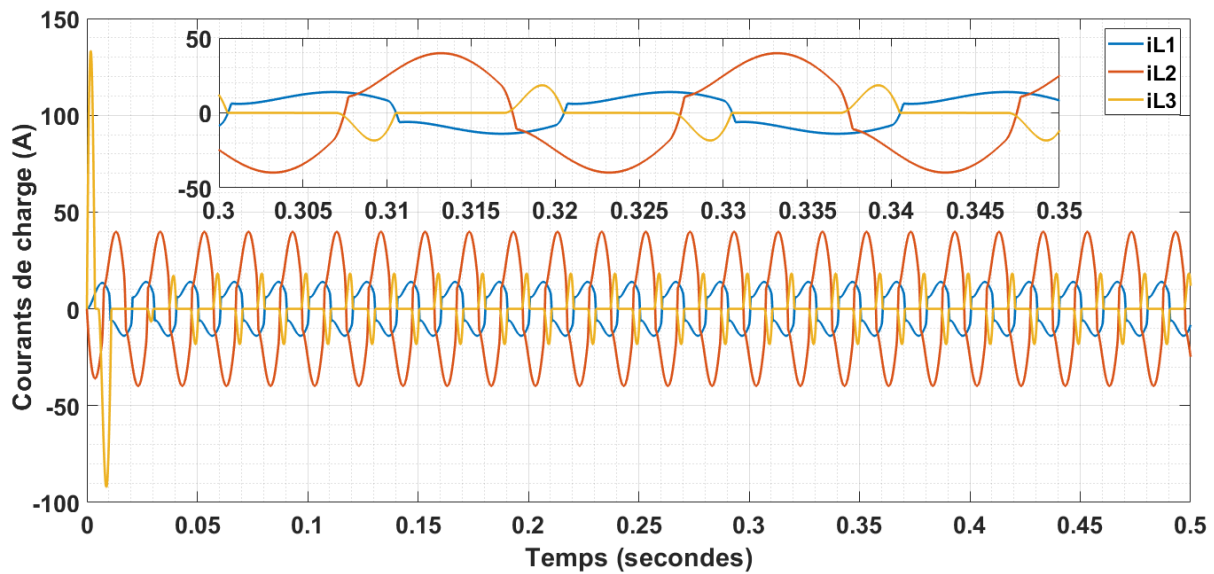


Figure IV. 45 Courants de charge avant compensation, scénario (2).

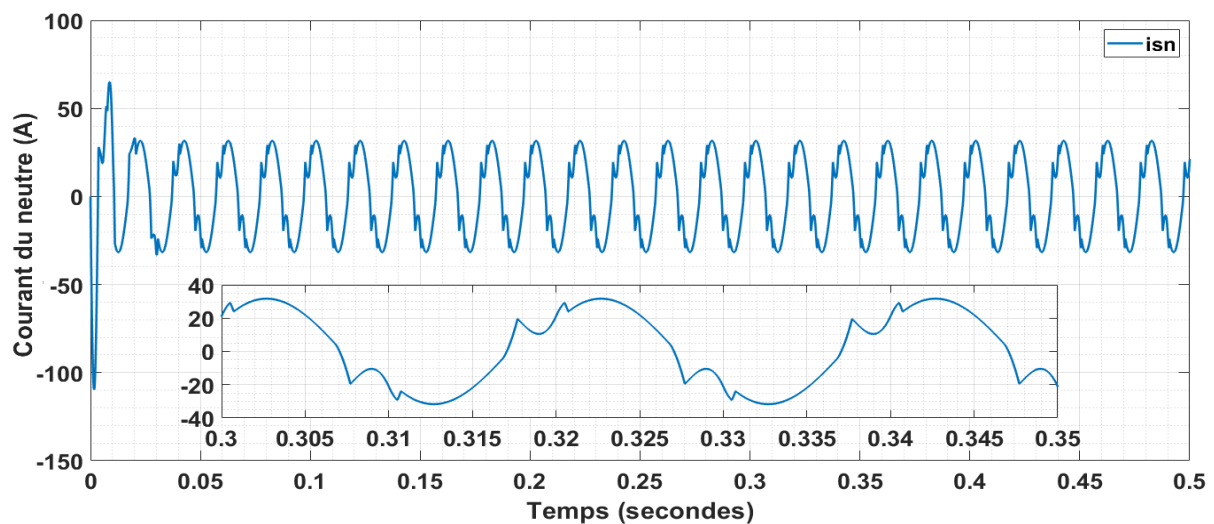


Figure IV. 46 Courant du neutre avant compensation, scénario (2).

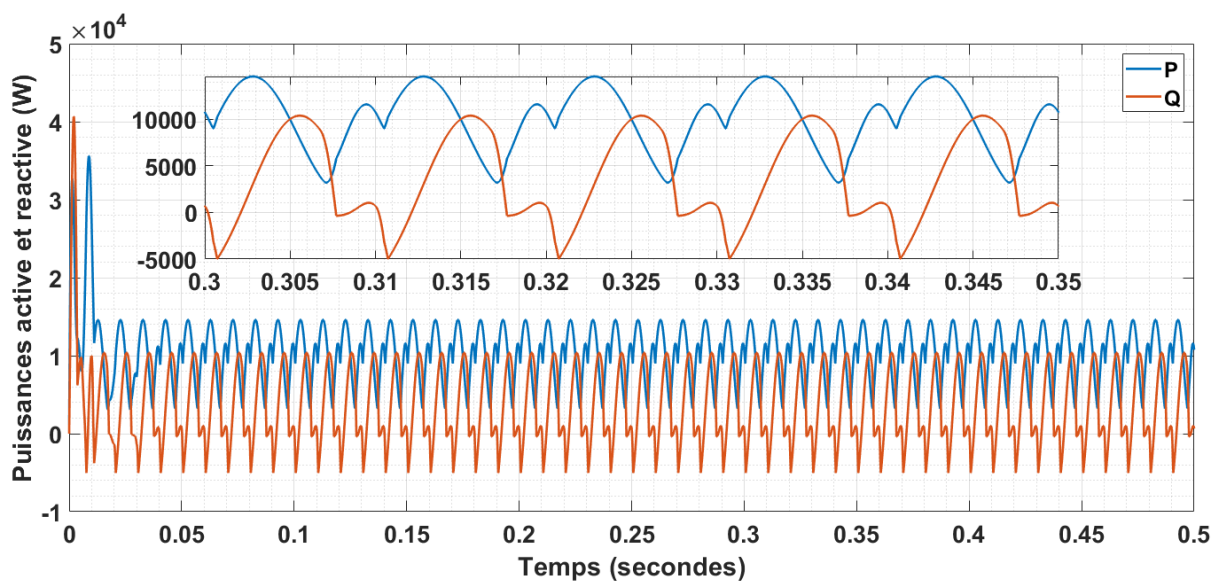


Figure IV. 47 Puissances active et réactive avant compensation, scénario (2).

Tableau IV. 11 Résultats du THDi avant compensation, scénario (2).

	Normes	Phase (a)	Phase (b)	Phase (c)
THD (%)	<5	23.75	16.53	103.27
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	17.43	12.80	82.24
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	10.75	7.59	54.15
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	7.55	5.01	26.62

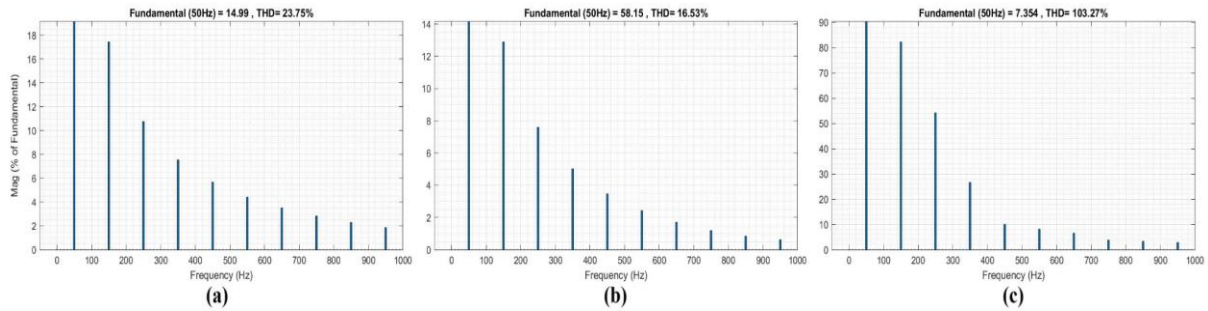


Figure IV. 48 Spectre harmonique des phases (a), (b) et (c) avant compensation durant le scénario (2).

a) Validation de la méthode ADALINE directe (scénario 2)

La **Figure IV.49** présente l'estimation du courant de source en phase (b) obtenue par la méthode ADALINE, confirmant la précision de l'identification des harmoniques. L'algorithme a permis une estimation quasi instantanée, avec une extraction de la composante fondamentale en 0,1 s.

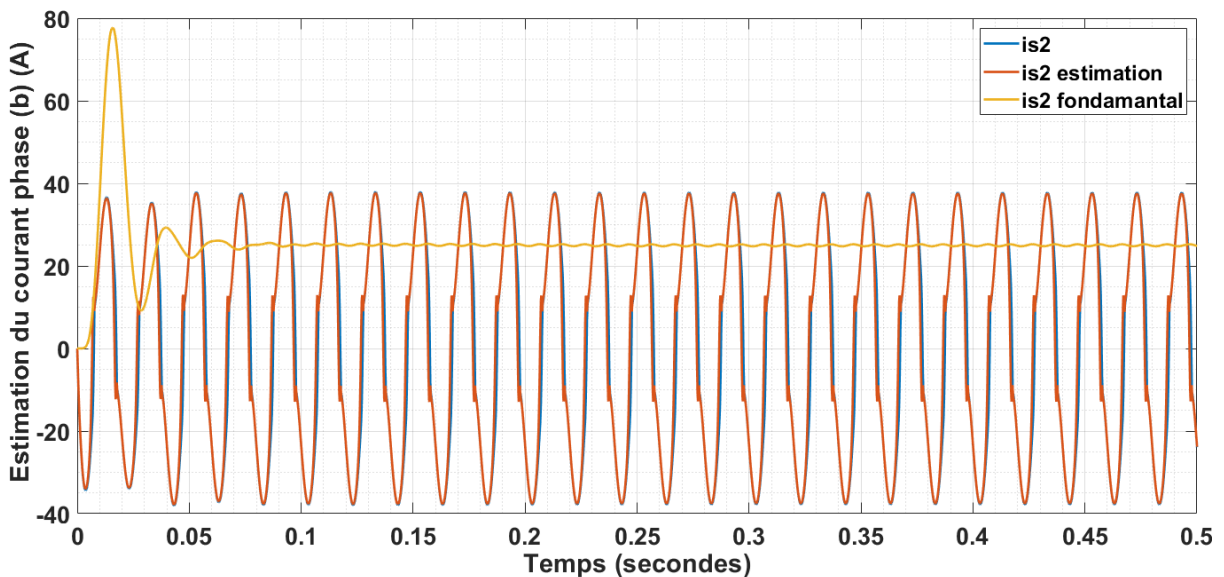


Figure IV. 49 Estimation de la composante fondamentale du courant de source de la phase (b) par DAM, scénario (2).

L'évolution des courants de source après compensation (**Figure IV.50**) montre un retour à une forme quasi parfaite, avec des courants sinusoïdaux bien équilibrés, on remarque également une réduction des courant par rapport au scénario (1) à 15 A. La synchronisation entre les courants et les tensions de la source (**Figure IV.51**) atteste d'une réduction efficace du déphasage, signe d'une bonne coordination entre les composants du système. La compensation du courant de neutre (**Figure IV.52**) est quasi totale, indiquant un équilibrage réussi des charges. Le système affiche un temps de réponse d'environ 0,3 s, avec une stabilisation efficace

du bus continu (**Figure IV.53**). Sur le plan énergétique, la puissance réactive est entièrement supprimée, rétablissant un facteur de puissance unitaire. La puissance active, quant à elle, atteint un régime stable en 0,2 s autour de 10 kW, bien que de légères oscillations subsistent (**Figure IV.54**), révélant une adaptation encore imparfaite face aux variations de charge.

L'analyse du taux de distorsion harmonique total (THD) après compensation (**Tableau IV.12**) montre une nette amélioration : 3,83 % pour la phase (a), 3,31 % pour la phase (b) et 3,88 % pour la phase (c). Les harmoniques d'ordre élevé sont réduits sous le seuil de 1 %, confirmant l'efficacité de la méthode ADALINE sur ces fréquences. Toutefois, l'harmonique de rang 3 reste partiellement atténué, avec des valeurs résiduelles de 3,32 % (phase a), 2,61 % (phase b) et 3,29 % (phase c). La **Figure IV.55** illustre de spectre harmonique de ces résultats.

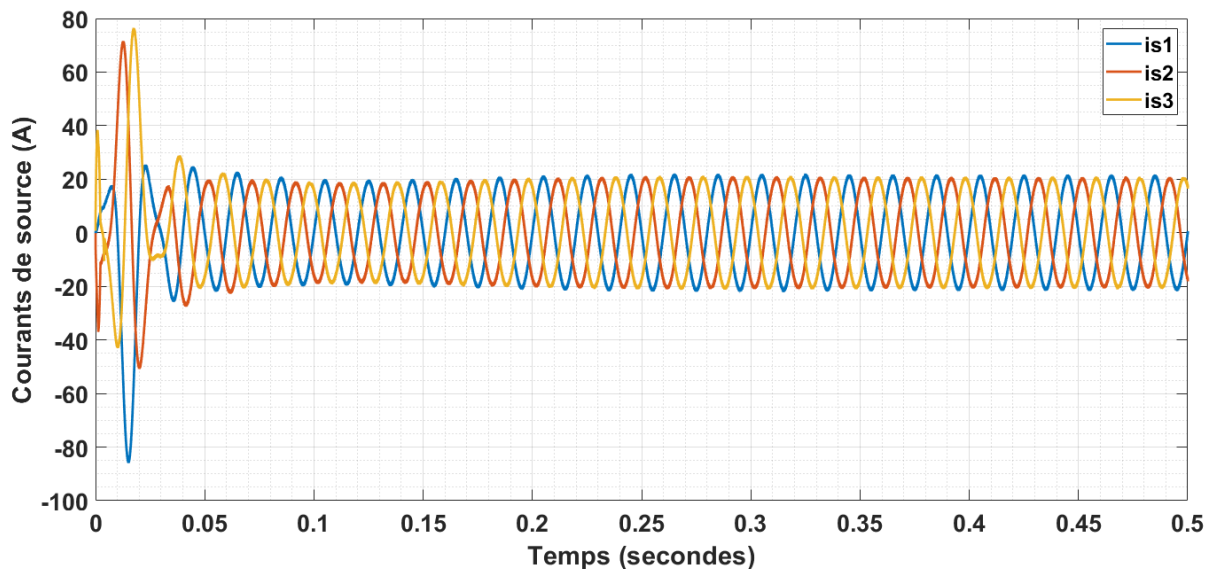


Figure IV. 50 Courants de de source à base de DAM, scénario (2).

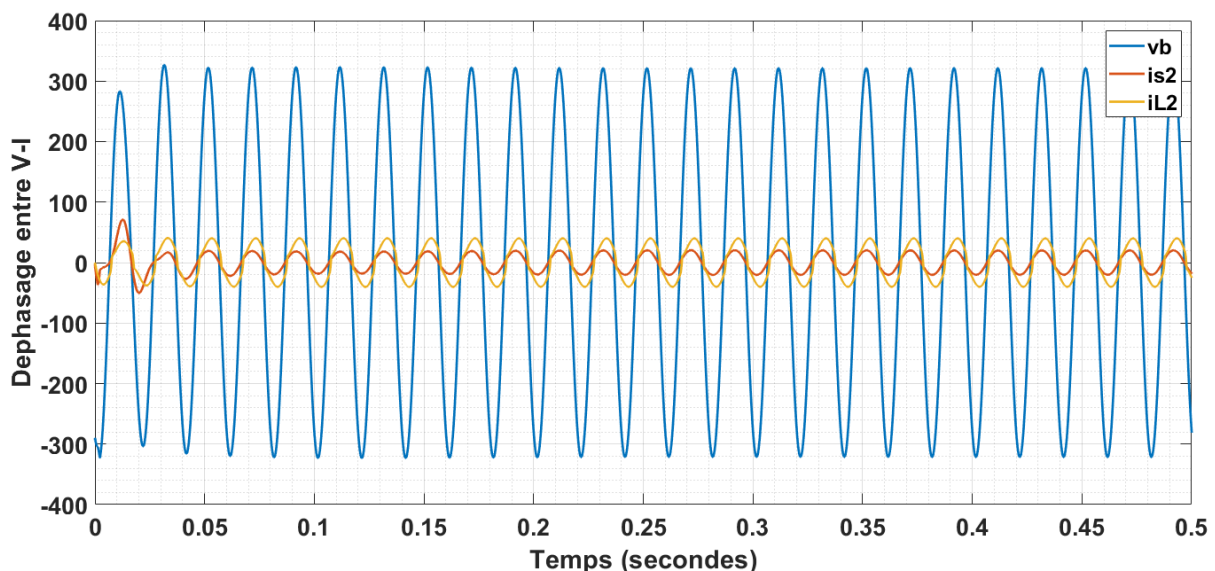


Figure IV. 51 Déphasage entre la tension et le courant de source à base de DAM, scénario (2).

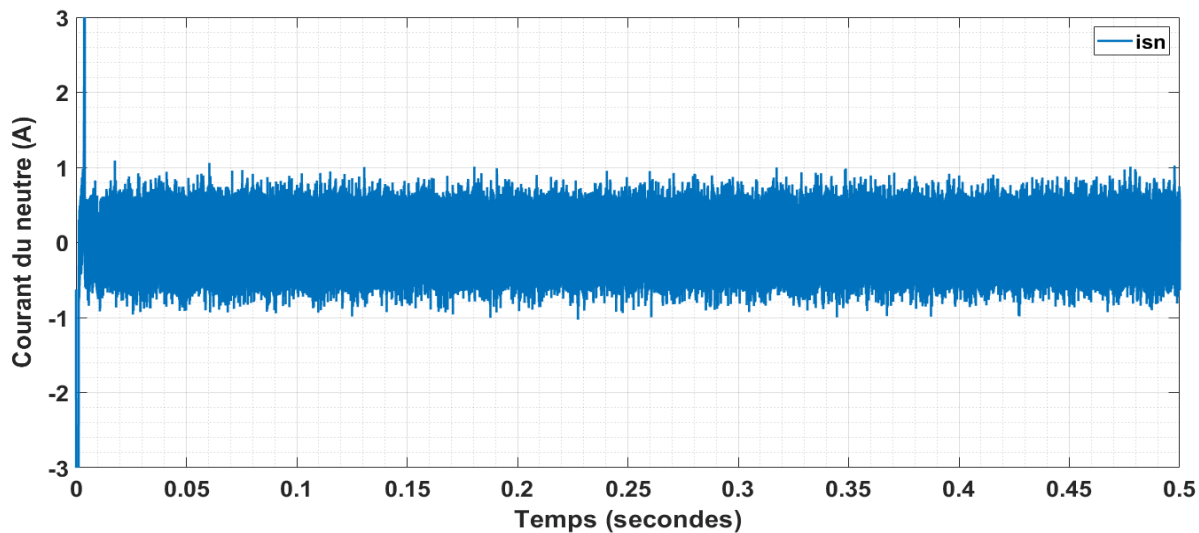


Figure IV. 52 Courant du neutre après compensation à base de DAM, scénario (2).

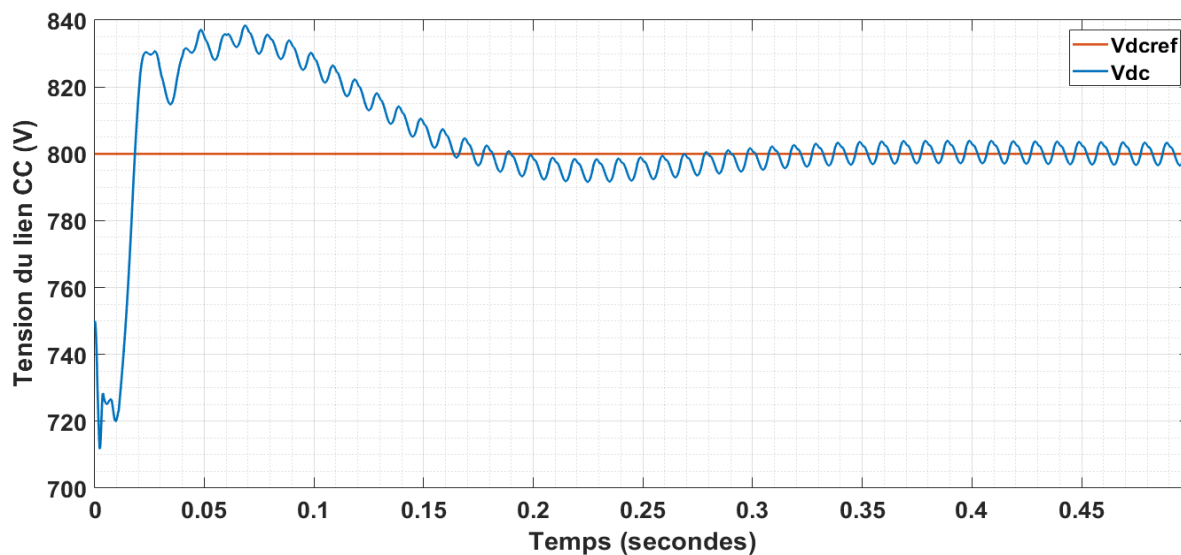


Figure IV. 53 Tension du bus continue à base de DAM, scénario (2).

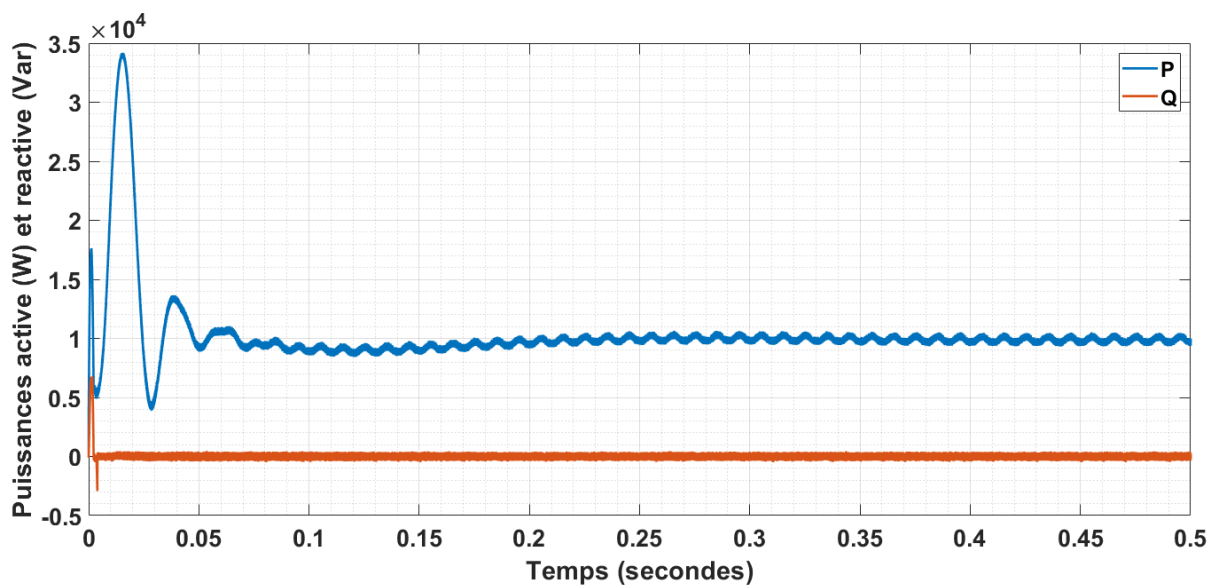


Figure IV. 54 Puissances active et réactive à base de DAM, scénario (2).

Tableau IV. 12 Résultats du THDi obtenus par DAM, scénario (2).

	Normes	Phase (a)	Phase (b)	Phase (c)
THD (%)	<5	3.83	3.31	3.88
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	3.32	2.61	3.29
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.37	0.61	0.72
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.24	0.36	0.25

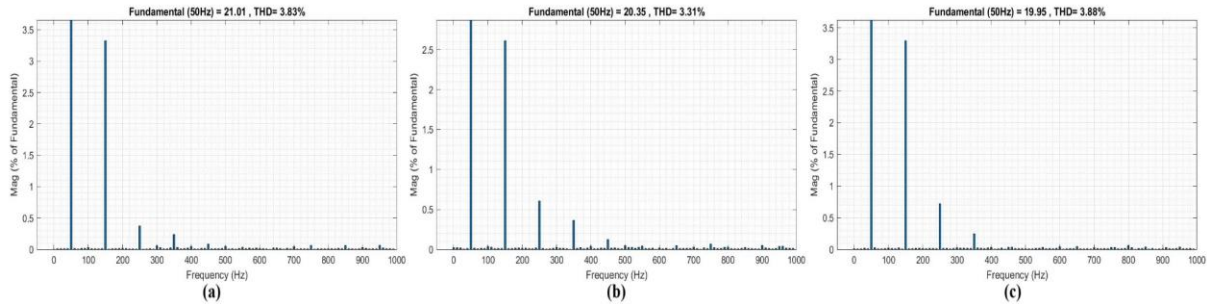


Figure IV. 55 Spectre harmonique des courants à base de DAM, scénario (2).

b) Validation de la méthode des courants actifs neuronale (scénario 2)

La **Figure IV.56** présente l'estimation de la puissance ainsi que de sa composante fondamentale réalisée par le modèle des courants actifs neuronal. L'estimation de la puissance active montre une convergence du modèle ADALINE en 0,06 s, avec une extraction efficace de la composante fondamentale malgré quelques fluctuations résiduelles.

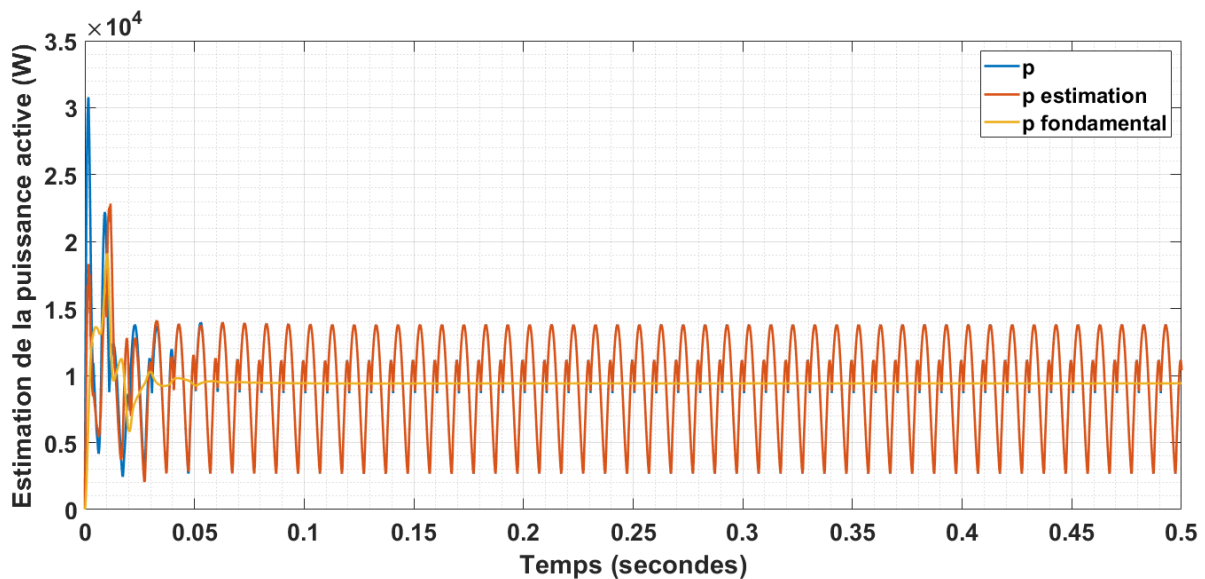


Figure IV. 56 Estimation de la puissance active par NACM, scénario (2).

Après compensation, les courants de source retrouvent une forme sinusoïdale équilibrée (**Figure IV.57**), avec un maintien rigoureux du déphasage à 120°. De légères variations d'amplitude subsistent. La synchronisation parfaite entre courants et tensions (**Figure IV.58**) atteste de l'élimination efficace des distorsions harmoniques, tandis que le courant de neutre est totalement compensé (**Figure IV.59**), assurant un équilibrage optimal. Le bus continu affiche une bonne stabilité avec une régulation précise autour de 800 V et un temps de réponse de 0,15 s (**Figure IV.60**). La suppression totale de la puissance réactive permet d'atteindre un facteur

de puissance unitaire, optimisant ainsi l'efficacité énergétique. La puissance active se stabilise rapidement à 10 kW en 0,1 s (**Figure IV.61**).

Le **Tableau IV.13** révèlent une réduction significative des distorsions harmoniques. Le THD est ramené à 2,99 % (phase a), 2,68 % (phase b) et 2,87 % (phase c), traduisant une amélioration de la qualité de l'énergie. Les harmoniques d'ordre 5 et 7 sont réduites sous 0.5 %, et les composantes haute fréquence deviennent quasi négligeables (**Figure IV.62**). L'atténuation marquée de l'harmonique de 3e ordre constitue l'avancée la plus significative, avec des valeurs inférieures à 3 % sur toutes les phases : 2,41 % (phase a), 1,98 % (phase b) et 2,21 % (phase c).

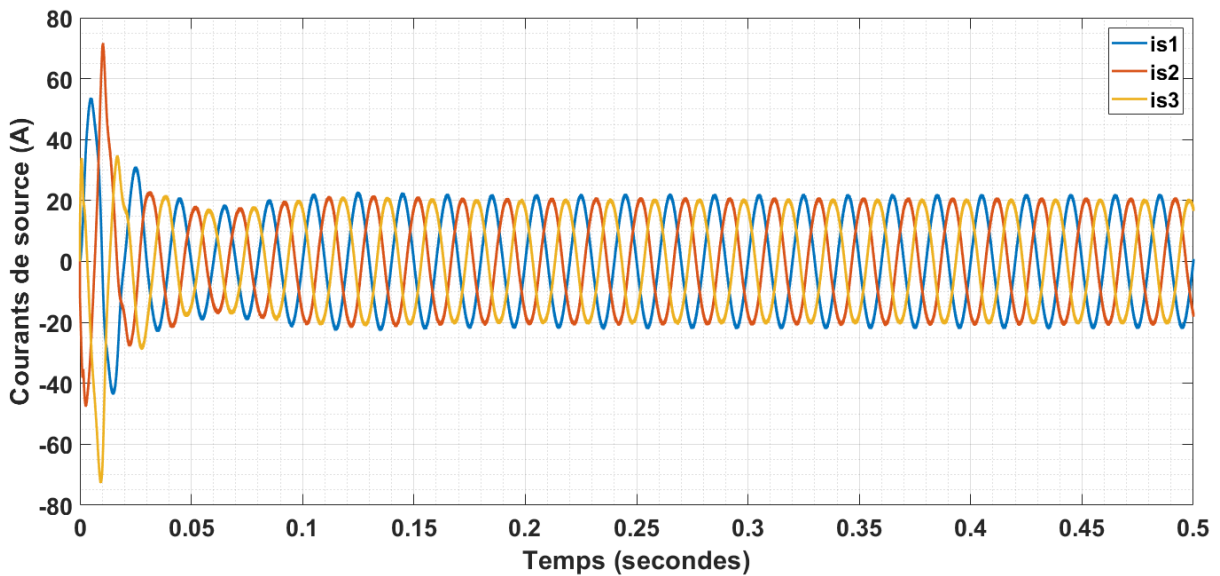


Figure IV. 57 Courants de source à base de NACM, scénario (2).

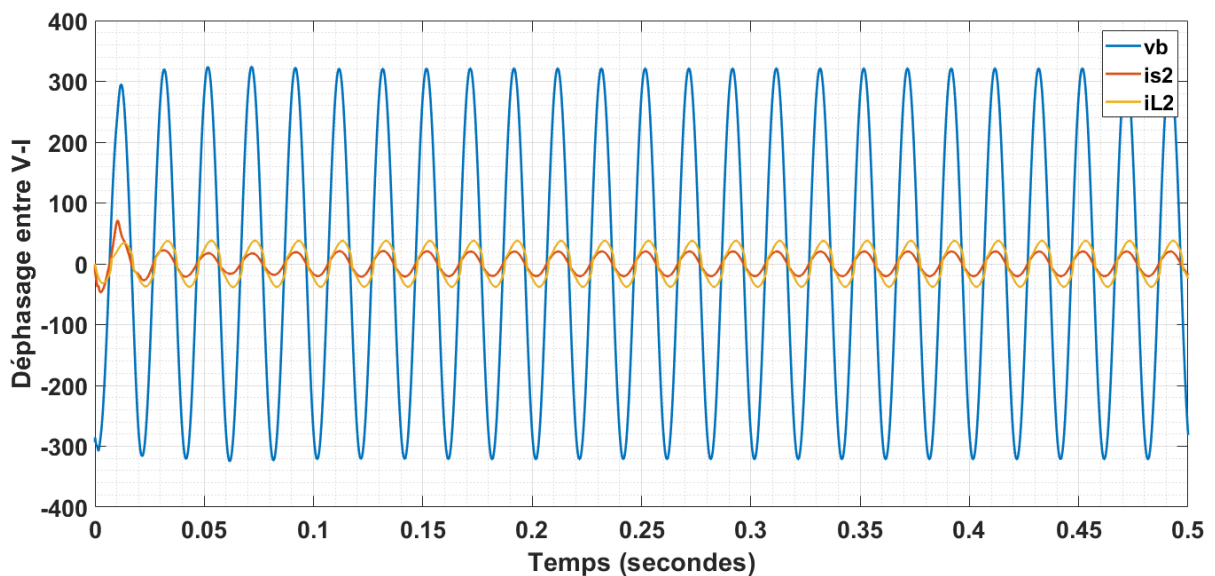


Figure IV. 58 Déphasage entre la tension et le courant à base de NACM, scénario (2).

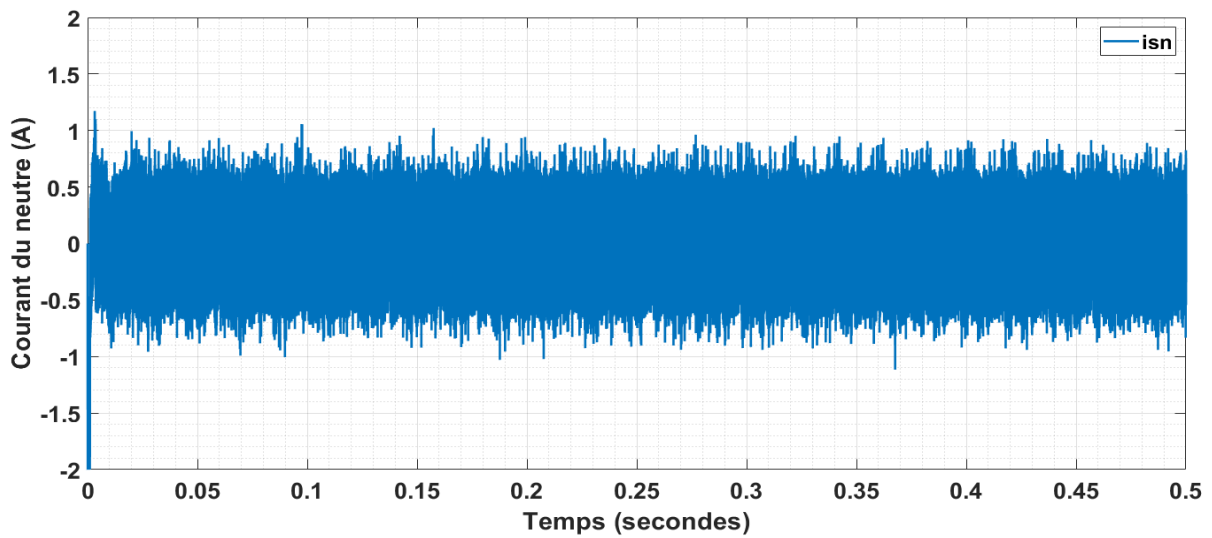


Figure IV. 59 Courant du neutre à base de NACM, scénario (2).

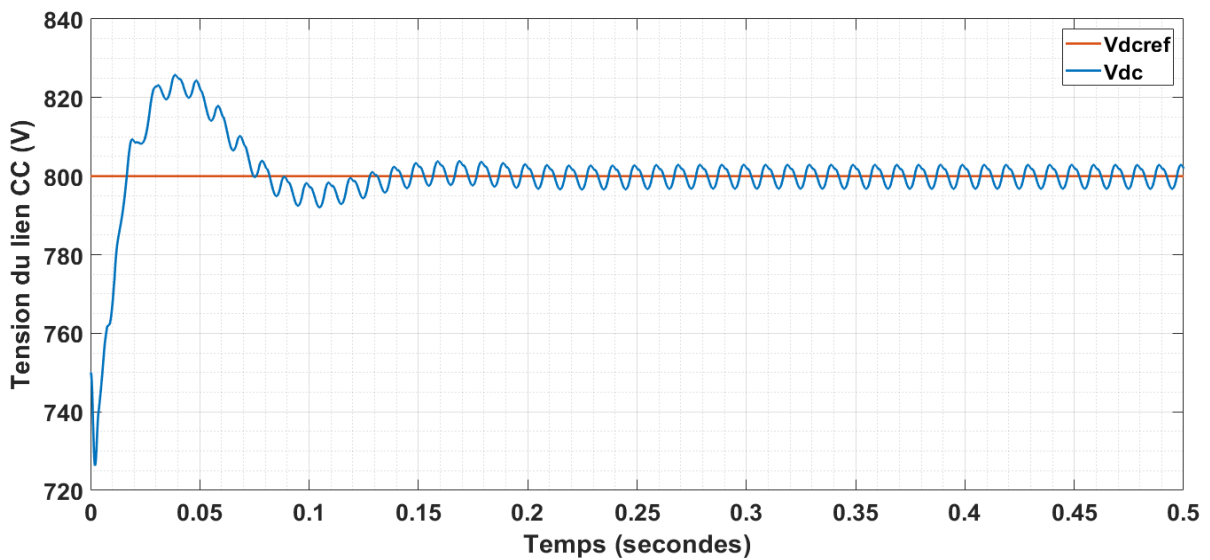


Figure IV. 60 Tension du bus continue à base de NACM, scénario (2).

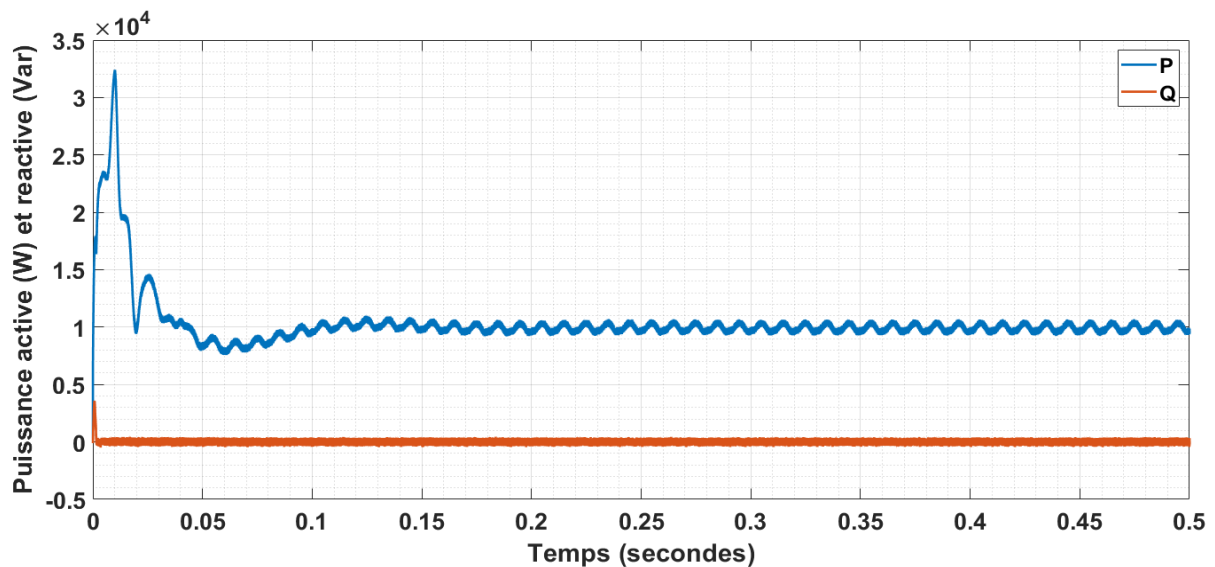


Figure IV. 61 Puissances active et réactive à base de NACM, scénario (2).

Tableau IV. 13 Résultats du THDi obtenus par NACM, scénario (2).

	Normes	Phase (a)	Phase (b)	Phase (c)
THD (%)	<5	2.99	2.68	2.87
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	2.41	1.98	2.21
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.25	0.41	0.47
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.18	0.21	0.16

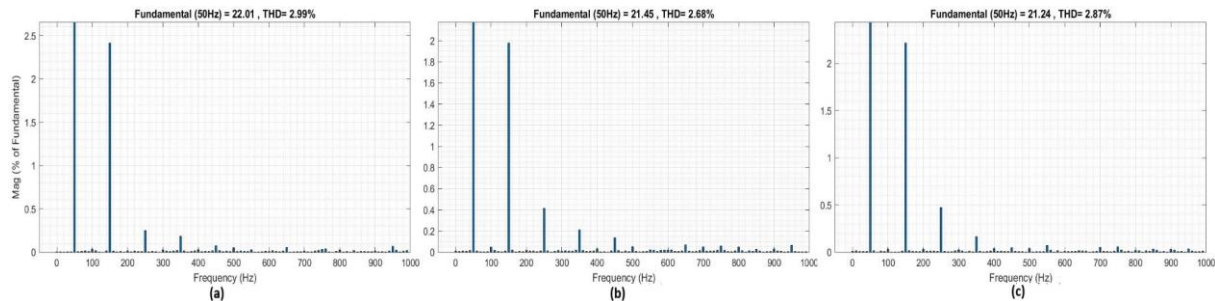


Figure IV. 62 Spectre harmonique des courants à base de NACM, scénario (2).

c) Validation de la théorie p-q-r neuronale (scénario 2)

La **Figure IV.63** montre l'estimation de la puissance active instantanée et l'extraction de sa composante fondamentale à l'aide de la méthode p-q-r neuronale intégrant un réseau ADALINE. Le modèle converge efficacement, avec une extraction réalisée en seulement 0,05 s.

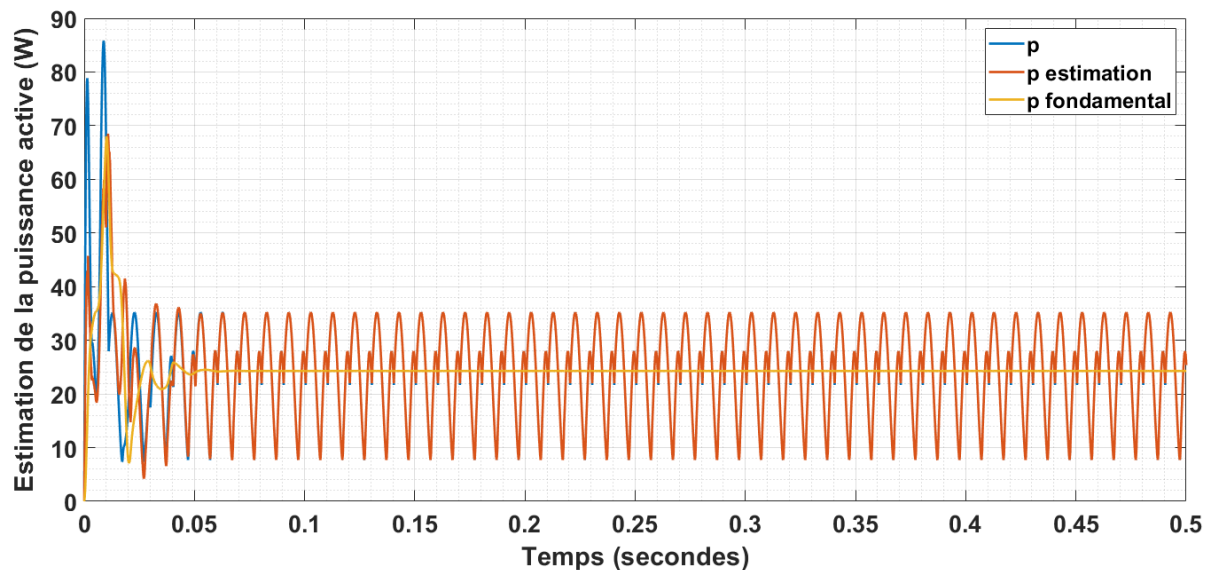


Figure IV. 63 Estimation de la puissance active par NPQR, scénario (2).

L'évolution des courants de source après compensation (**Figure IV.64**) montre une restitution quasi parfaite de la forme sinusoïdale, avec un équilibre des phases et un déphasage précis de 120° . La synchronisation avec la tension de la source (**Figure IV.65**) atteste d'une correction optimale des déséquilibres. La suppression complète du courant de neutre (**Figure IV.66**) confirme l'élimination des composantes homopolaires, assurant un équilibrage optimal du système. La régulation du bus continu (**Figure IV.67**) affiche une stabilité accrue, avec une tension atteignant son régime permanent en 0,14 s et des fluctuations minimales, traduisant une gestion énergétique optimisée. Cette stabilité garantit une alimentation fiable et constante. L'analyse de la puissance met en évidence une compensation totale de la puissance réactive et

un facteur de puissance unitaire. La puissance active, illustrée dans la **Figure IV.68**, se stabilise rapidement après la phase transitoire. Bien que de légères oscillations subsistent autour de 10 kW, elle reste continue, démontrant une bonne adaptation aux variations de charge.

Les performances de compensation (**Tableau IV.14**) souligne une bonne réduction du THD, inférieures à celles du scénario précédent. Le THD atteint 2.87 % (phase a), 2.67 % (phase b) et 2.82 % (phase c), avec une quasi-élimination des harmoniques de haut ordre (<1 %) et une harmonique d'ordre 3 atteignant 2.22 % en phase a, 1.84 % en phase b, 2.09 % en phase c, conforme aux exigences IEEE-519 (<4 %). La réduction obtenue représente une amélioration notable par rapport à l'état initial du réseau. L'analyse du spectre harmonique (**Figure IV.62**) confirme la capacité de la méthode à stabiliser la tension continue du VSI et la puissance active.

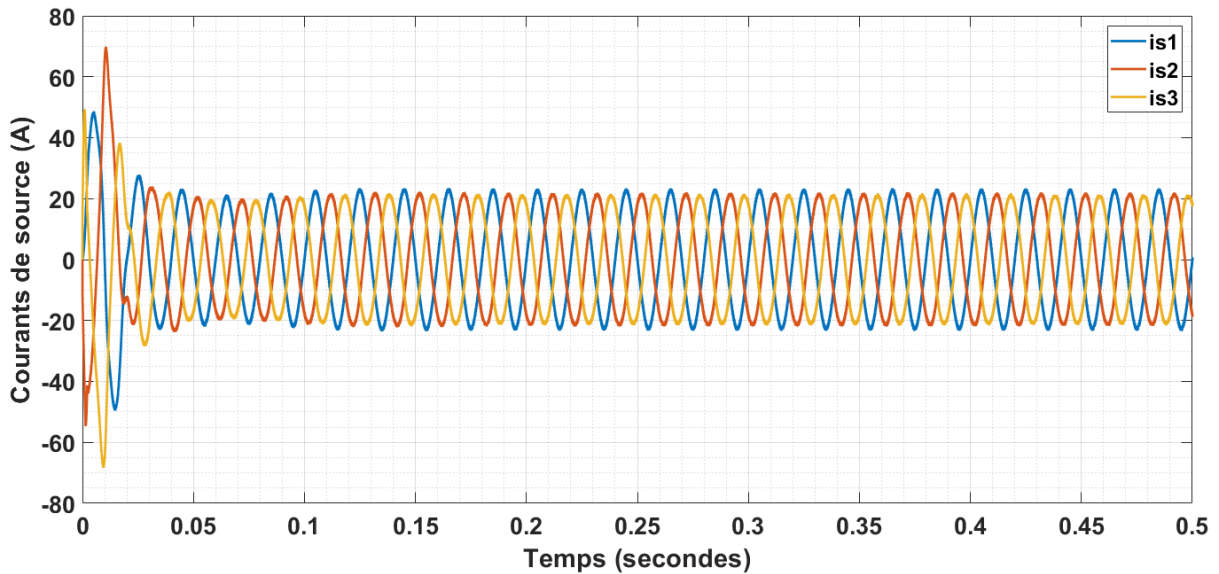


Figure IV. 64 Courants de source à base de NPQR, scénario (2).

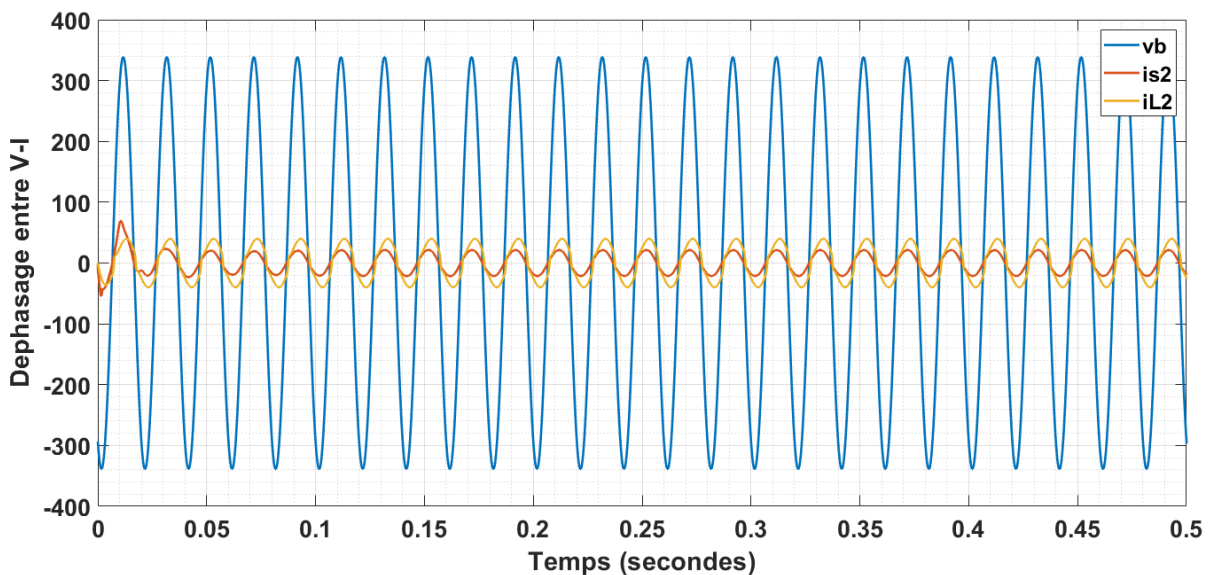


Figure IV. 65 Déphasage entre la tension et le courant de source à base de NPQR, scénario (2).

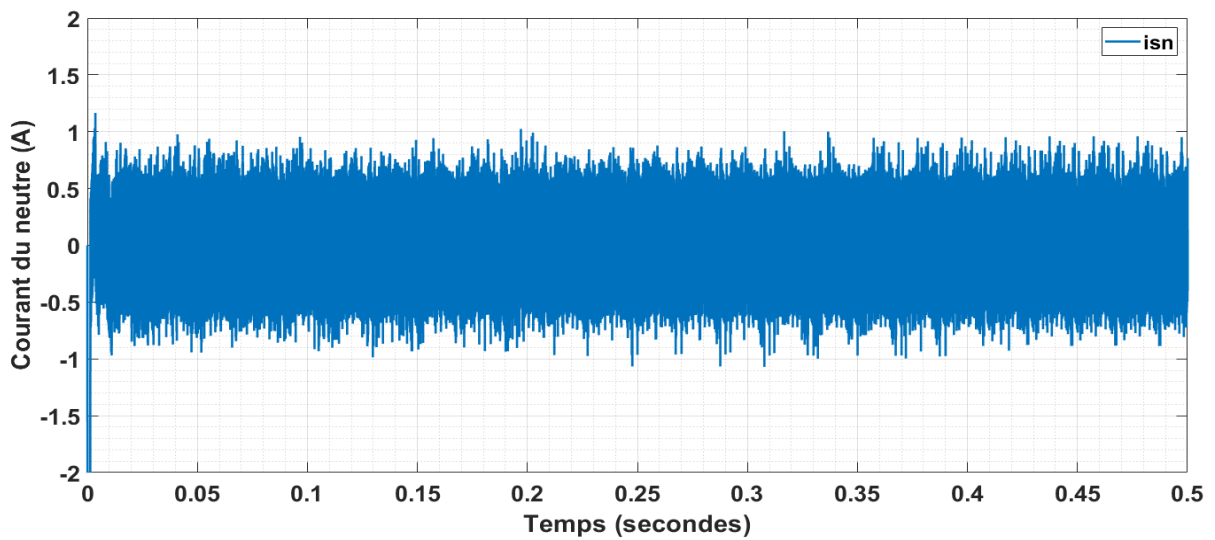


Figure IV. 66 Courant du neutre à base de NPQR, scénario (2).

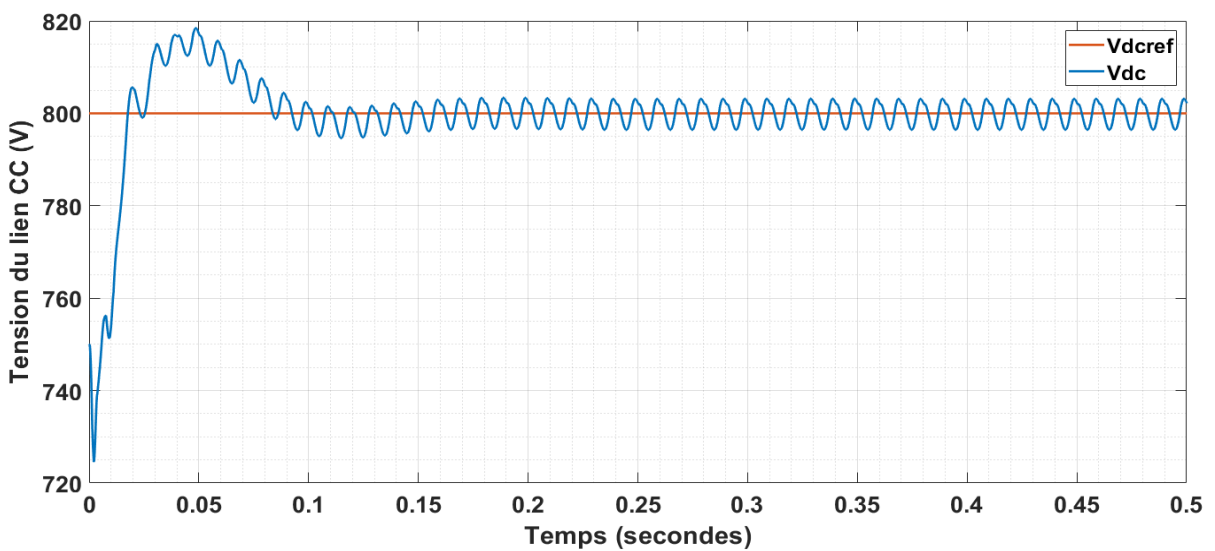


Figure IV. 67 Tension du bus continue à base de NPQR, scénario (2).

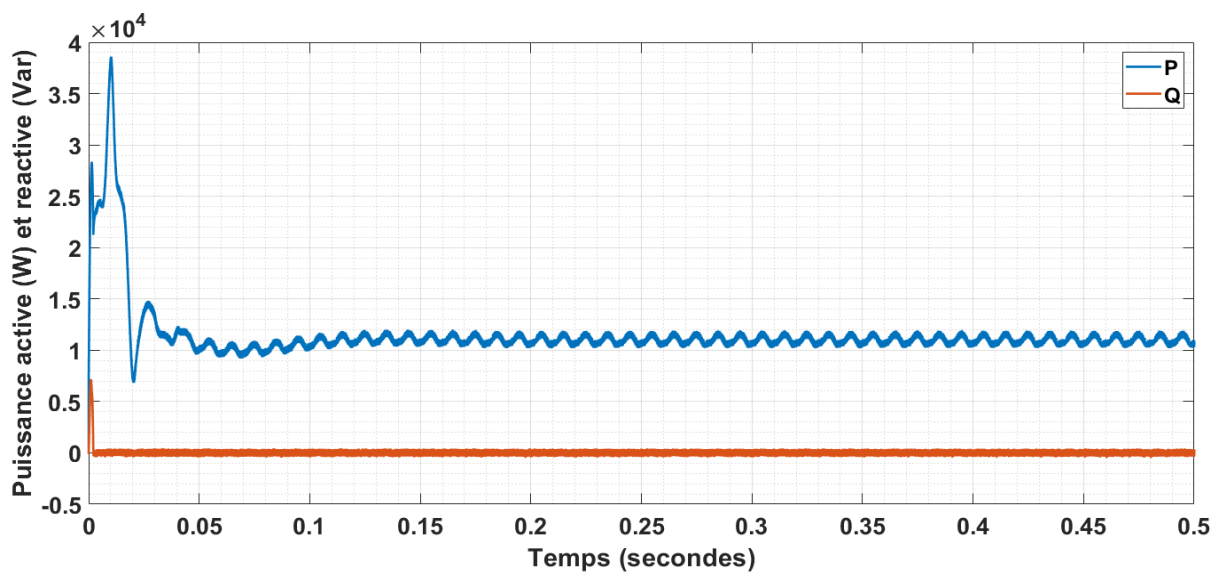


Figure IV. 68 Puissances active et réactive à base de NPQR, scénario (2).

Tableau IV. 14 Résultats du THDi obtenus par NPQR, scénario (2).

	Normes	Phase (a)	Phase (b)	Phase (c)
THD (%)	<5	2.87	2.67	2.82
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	2.22	1.84	2.09
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.21	0.37	0.47
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.21	0.27	0.16

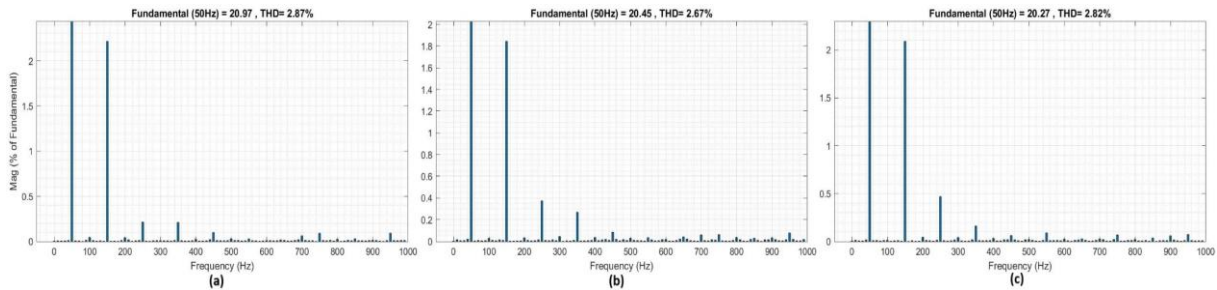


Figure IV. 69 Spectre harmonique des courants à base de NPQR, scénario (2).

d) Validation de la méthode de détection synchrone neuronale (scénario 2)

La **Figure IV.70** illustre l'estimation précise de la puissance réelle et l'extraction rapide de sa composante fondamentale par le réseau ADALINE, réalisées en seulement 0,05 s.

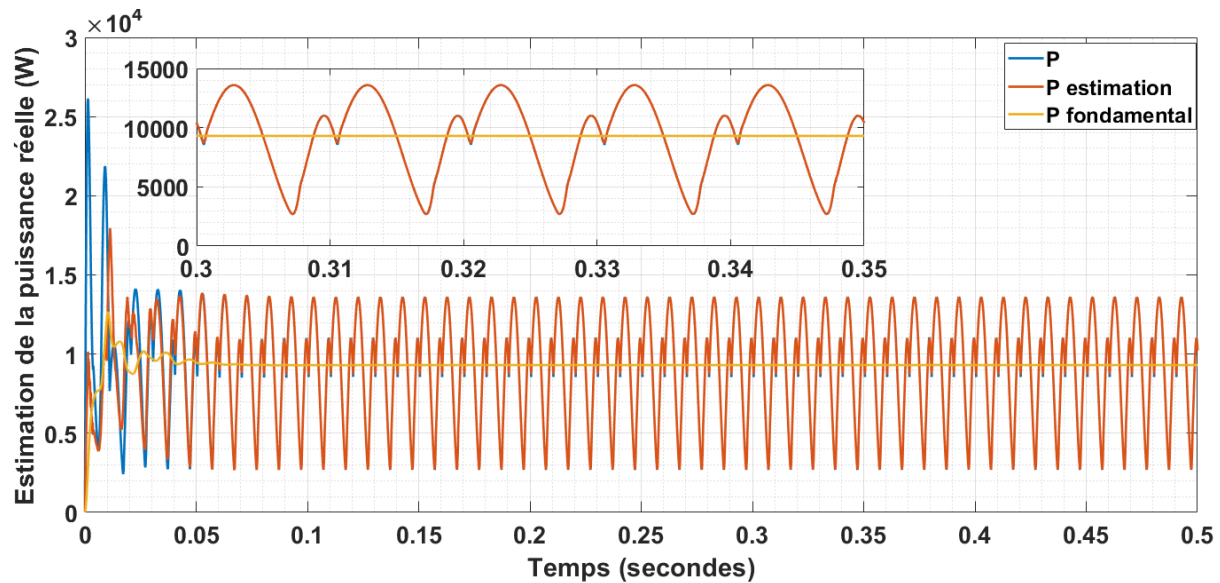


Figure IV. 70 Estimation de la puissance réelle par NSDM, scénario (2).

L'impact de la compensation est immédiat : les courants de source adoptent une forme sinusoïdale parfaite, équilibrée, avec un déphasage rigoureusement maintenu à 120° (**Figure IV.71**). L'annulation du déphasage entre les courants et les tensions de sources de la même phase (**Figure IV.72**) confirme la correction des déséquilibres et la suppression quasi totale des déphasages réactifs. La **Figure IV.73** atteste également de l'élimination complète du courant de neutre. La régulation du bus continu de l'onduleur, illustrée par la **Figure IV.74**, est rapide et efficace : la tension atteint sa valeur de référence en 0,07 s, puis demeure stable avec des fluctuations négligeables. Cette gestion optimisée du bus CC améliore le transfert d'énergie et limite les variations intempestives pouvant affecter la qualité d'alimentation. L'analyse des puissances révèle une suppression totale de la puissance réactive et un facteur de puissance restauré à l'unité, assurant une transmission énergétique optimisée avec moins de pertes. La

puissance active se stabilise à 10 kW après 0.1 s, avec des fluctuations insignifiantes (**Figure IV.75**), garantissant une alimentation fiable et homogène.

Les performances de la SDM se traduisent également par une réduction drastique des distorsions harmoniques, comme le montre le **Tableau IV.15**. Le THD atteint des valeurs particulièrement faibles : 2,64 % (phase a), 2,46 % (phase b) et 2,61 % (phase c). Les harmoniques d'ordre 5 et 7, ainsi que les composantes haute fréquence, sont quasiment éliminées, maintenant une qualité de signal optimale. L'une des avancées les plus notables concerne la réduction exceptionnelle de l'harmonique de 3e ordre, une composante structurelle difficile à supprimer. Grâce à la SDM neuronale, ses valeurs sont nettement abaissées : 1,93 % (phase a), 1,61 % (phase b) et 1,84 % (phase c), comme le confirme le spectre harmonique des courants (**Figure IV.76**).

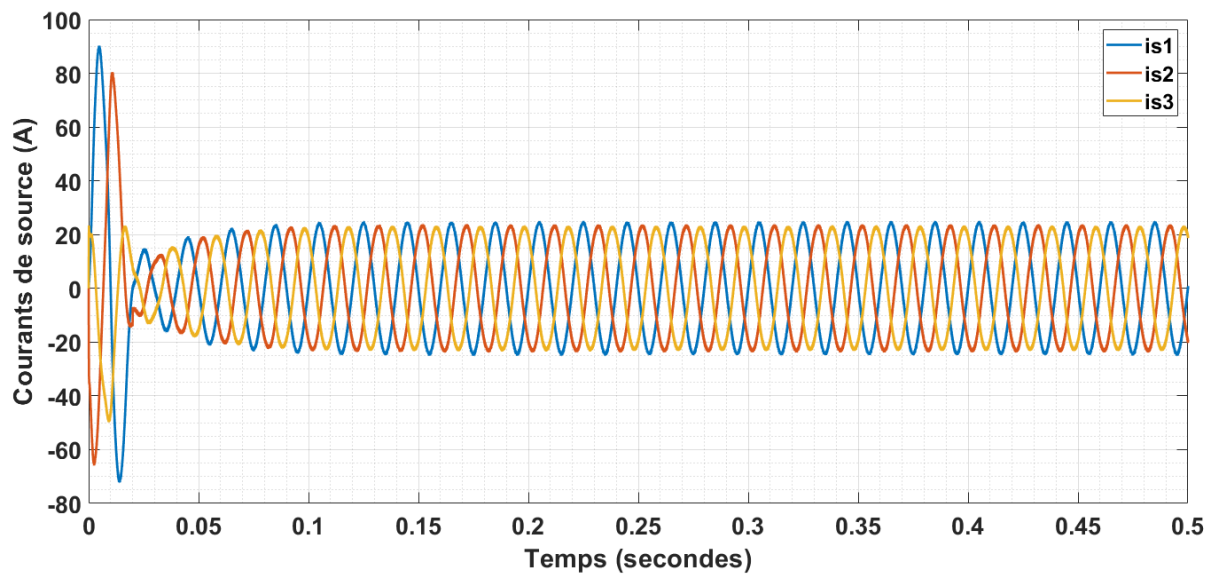


Figure IV. 71 Courants de source à base de NSDM, scénario (2).

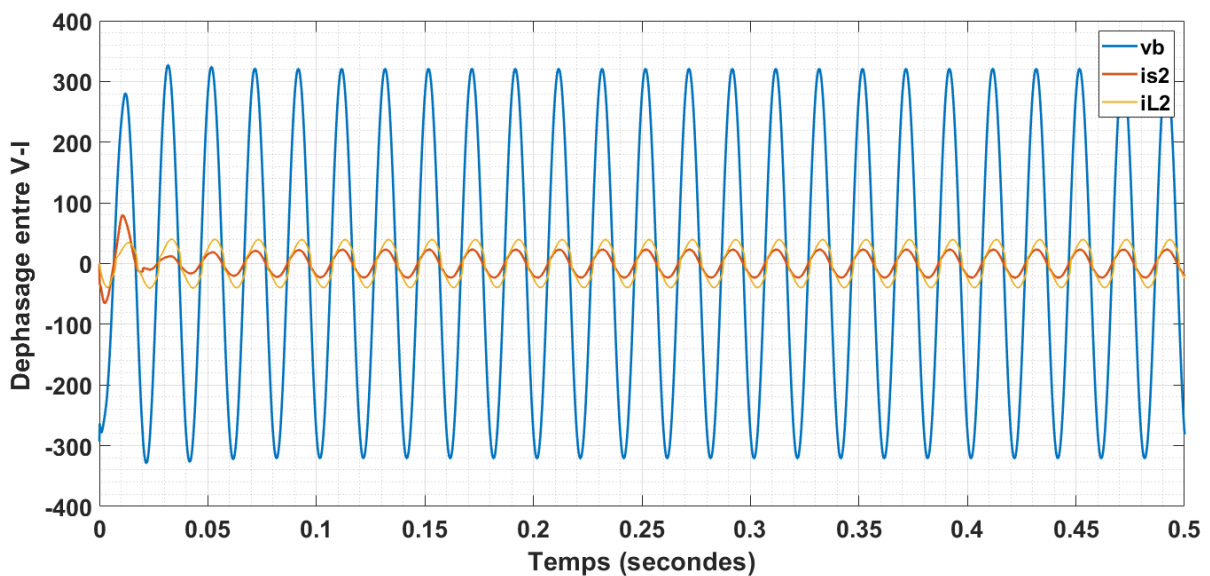


Figure IV. 72 Déphasage entre la tension et le courant de source à base de NSDM, scénario (2).

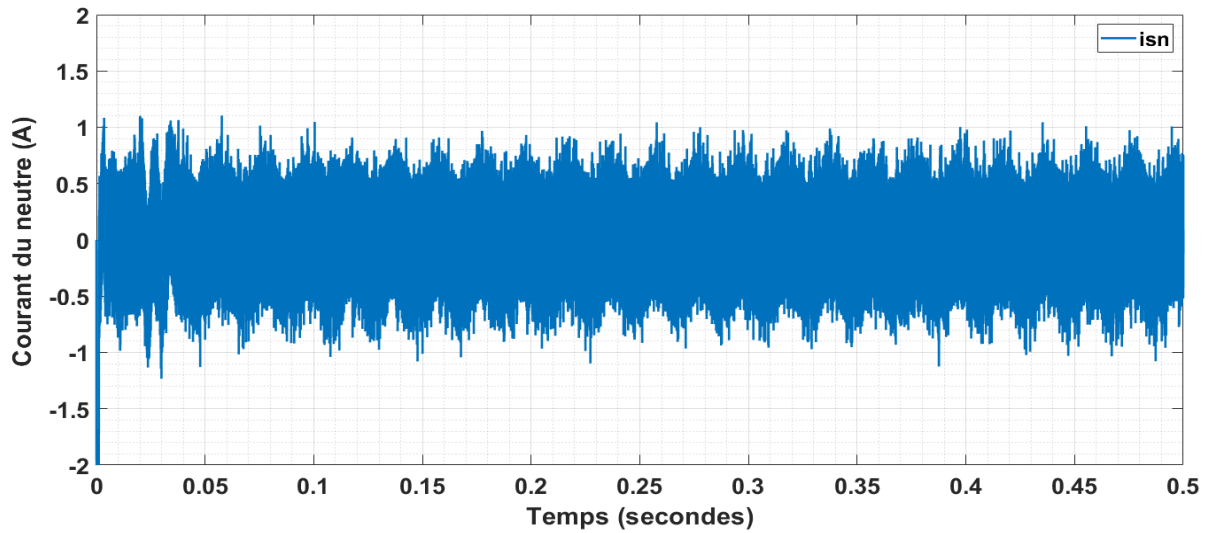


Figure IV. 73 Courant du neutre à base de NSDM, scénario (2).

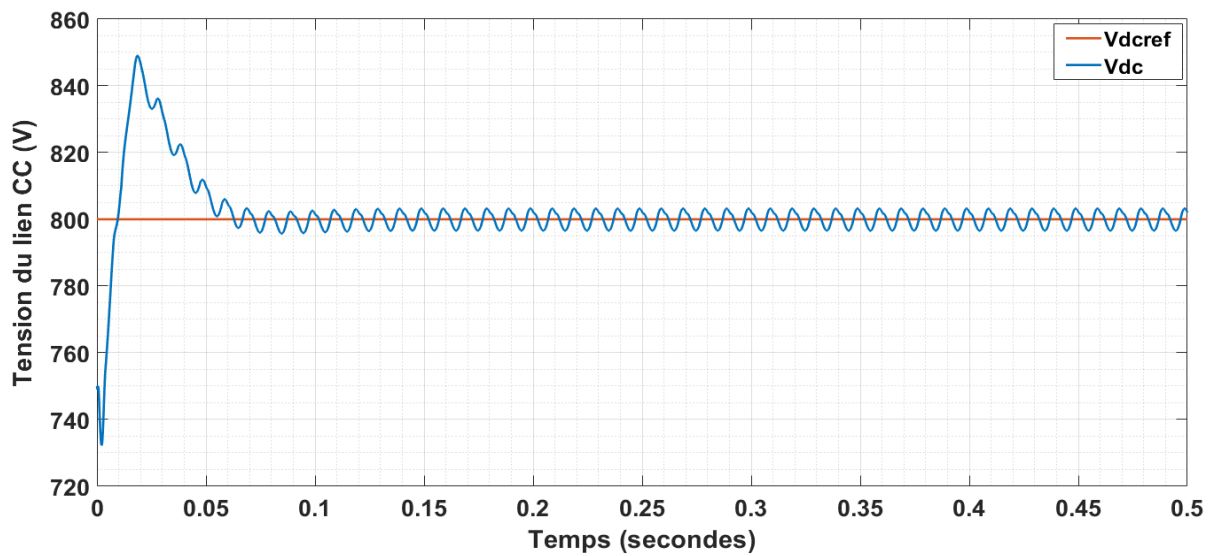


Figure IV. 74 Tension du bus continue à base de NSDM, scénario (2).

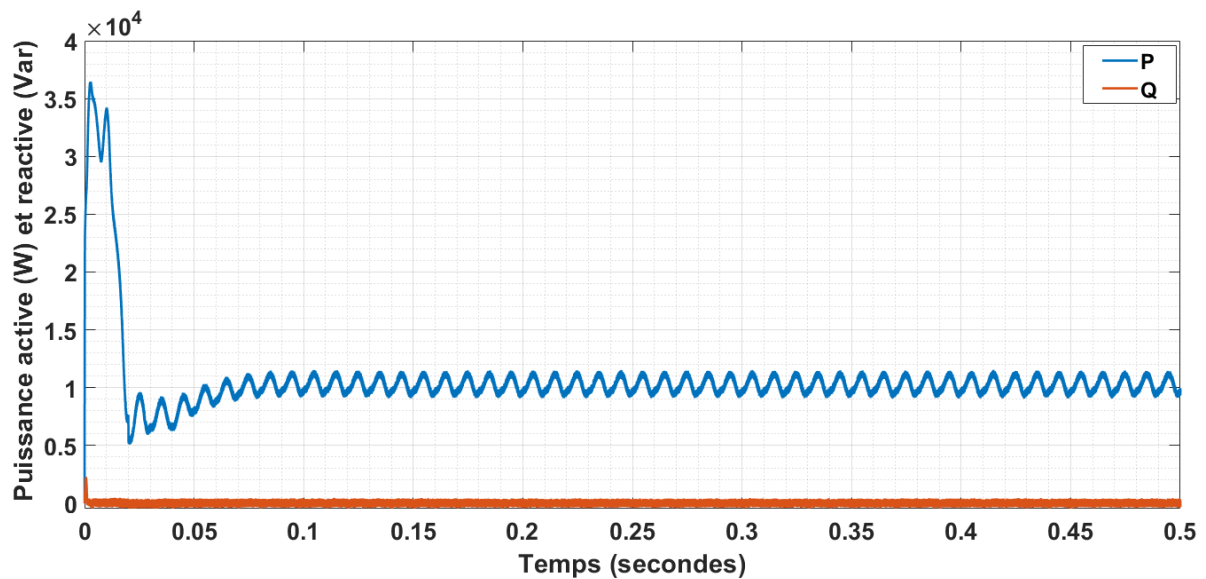
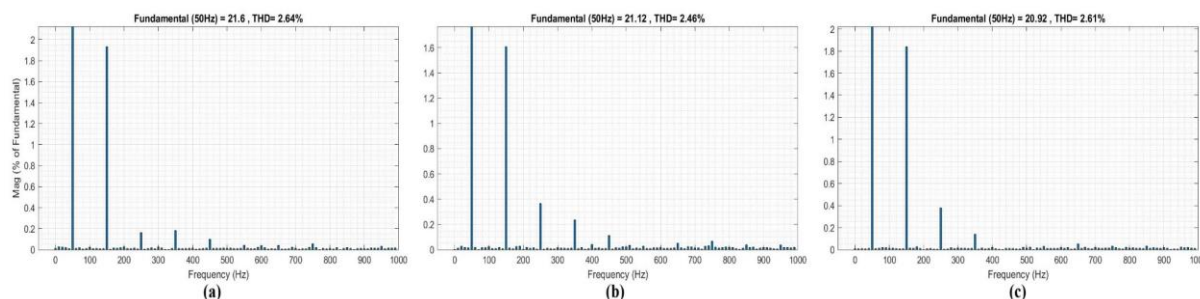


Figure IV. 75 Puissances active et réactive à base de NSDM, scénario (2).

Tableau IV. 15 Résultats du THDi obtenus par NSDM, scénario (2).

	Normes	Phase (a)	Phase (b)	Phase (c)
THD (%)	<5	2.64	2.46	2.61
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	1.93	1.61	1.84
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.16	0.37	0.38
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.18	0.23	0.14

**Figure IV. 76** Spectre harmonique du courant des trois phases après compensation à base de la NSDM durant le scénario (2).

e) Comparaison des résultats du scénario (2)

Ce scénario se distingue par une forte présence d'harmoniques, beaucoup plus marquée que dans le scénario 1, ainsi qu'une importante composante homopolaire. Cela entraîne une déformation significative des formes d'onde des courants, des fluctuations du courant de neutre atteignant 35 A, et de fortes oscillations des puissances échangées avec le réseau. Malgré ces perturbations, les méthodes étudiées parviennent à restaurer des courants de source globalement sinusoïdaux, équilibrés et en phase avec les tensions. De plus, le courant de neutre est réduit à zéro, ce qui témoigne d'un excellent équilibrage des phases et d'une compensation efficace.

Comme dans le scénario 1, les principales différences entre les méthodes concernent la régulation de la tension du bus continu, la compensation des puissances active et réactive, ainsi que la réduction des harmoniques. Ces différences rappellent l'importance de choisir une méthode adaptée en fonction des objectifs prioritaires de compensation et des contraintes spécifiques du système.

Concernant la tension du bus continu, on observe un comportement similaire à celui du scénario précédent, mais avec des dépassements légèrement accentués. En régime transitoire, la méthode SDM neuronale présente le dépassement le plus élevé (850 V), suivie de l'ADALINE directe (840 V), de l'ACM neuronale (825 V), et enfin de la théorie p-q-r neuronale (820 V), cette dernière témoignant d'une excellente stabilité parmi les approches basées sur les puissances instantanées. En termes de temps de réponse, la méthode SDM neuronale se démarque à nouveau comme la plus rapide, atteignant le régime permanent en 0,07 s, tandis que la méthode ADALINE direct est la plus lente, nécessitant 0,3 s. En régime permanent, toutes les méthodes présentent une bonne stabilité autour de la valeur de référence (voir **Figure IV.77**). Pour ce qui est de la compensation de la puissance réactive, elle est totalement assurée par l'ensemble des méthodes, permettant ainsi d'atteindre un facteur de puissance unitaire. Concernant la puissance active, bien que toutes affichent un dépassement d'environ 35 kW en régime transitoire, elles convergent ensuite vers une valeur stable d'environ 10 kW en régime permanent. Les temps de réponse varient néanmoins : la SDM neuronale est encore une fois la plus rapide (0,1 s), suivie de l'ACM neuronale et de la p-q-r neuronale (0,15 s), puis de l'ADALINE direct (0,25 s) (voir **Figure IV.78**).

Le **Tableau IV.16** présente un récapitulatif des résultats obtenus avant et après compensation par les différentes méthodes étudiées. Avant compensation, le taux de distorsion harmonique total (THD) atteint 23,75 % sur la phase (a), 16,53 % sur la phase (b), et grimpe jusqu'à 103,27 % sur la phase (c). L'harmonique d'ordre 3 affiche également des valeurs beaucoup plus élevées que dans le scénario 1, avec 17,43 % sur la phase (a), 12,80 % sur la phase (b) et 82,24 % sur la phase (c). Il en va de même pour les harmoniques impaires de rang 5 et 7, qui restent très significatives avant compensation. Après compensation, bien que toutes les méthodes fournissent des résultats conformes aux normes internationales en vigueur (norme IEEE-519, 2014), des différences notables apparaissent entre elles. La méthode la moins performante est la méthode ADALINE direct, qui présente un THD résiduel de 3,83 %, 3,31 % et 3,88 % respectivement sur les phases (a), (b) et (c). De plus, l'harmonique d'ordre 3 reste relativement élevé, atteignant presque la limite imposée de 4 %, avec des valeurs de 3,32 % sur la phase (a), 2,61 % sur la phase (b) et 3,29 % sur la phase (c). À l'opposé, la méthode la plus efficace est la SDM neuronale, qui affiche un THD inférieur à 2,7 %, avec 2,64 % sur la phase (a), 2,46 % sur la phase (b) et 2,61 % sur la phase (c). L'harmonique d'ordre 3 reste également bien maîtrisé, inférieur à 2 %, avec des valeurs de 1,93 %, 1,61 % et 1,84 % respectivement. Les performances des méthodes ACM neuronale et p-q-r neuronale sont quant à elles très proches, avec toutefois une légère supériorité de la p-q-r neuronale sur l'ensemble des indicateurs. Enfin, il convient de souligner que les harmoniques de 5^e et 7^e ordre sont parfaitement compensés par l'ensemble des méthodes proposées, démontrant leur efficacité pour l'élimination de ces composantes perturbatrices.

Dans ce scénario, on observe une présence particulièrement importante de l'harmonique d'ordre 3, qui dépasse largement les autres composantes harmoniques. Cette situation est notamment liée au type de charges connectées au réseau. Il a été observé qu'une charge capacitive génère des harmoniques bien plus importantes qu'une charge inductive. De manière générale, un réseau composé uniquement de charges monophasées, comme c'est souvent le cas dans les réseaux domestiques ou résidentiels, présente un pourcentage d'harmoniques plus élevé qu'un réseau industriel, tout en étant également plus sujet au déséquilibre des phases.

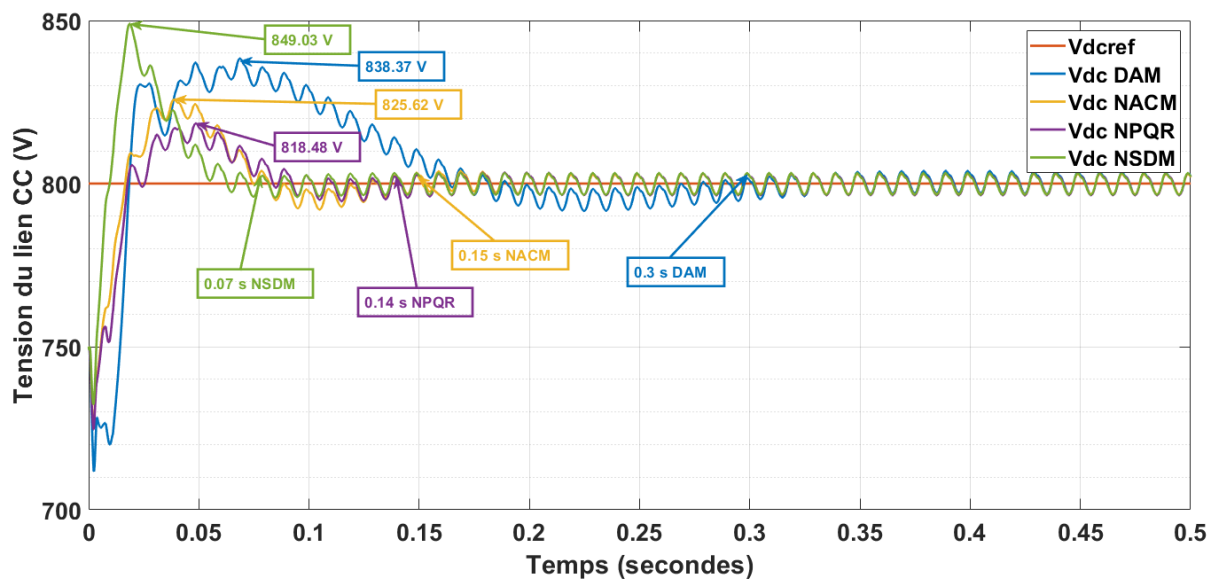


Figure IV. 77 Comparaison des résultats de la tension du bus continu des différentes méthodes durant le scénario (2).

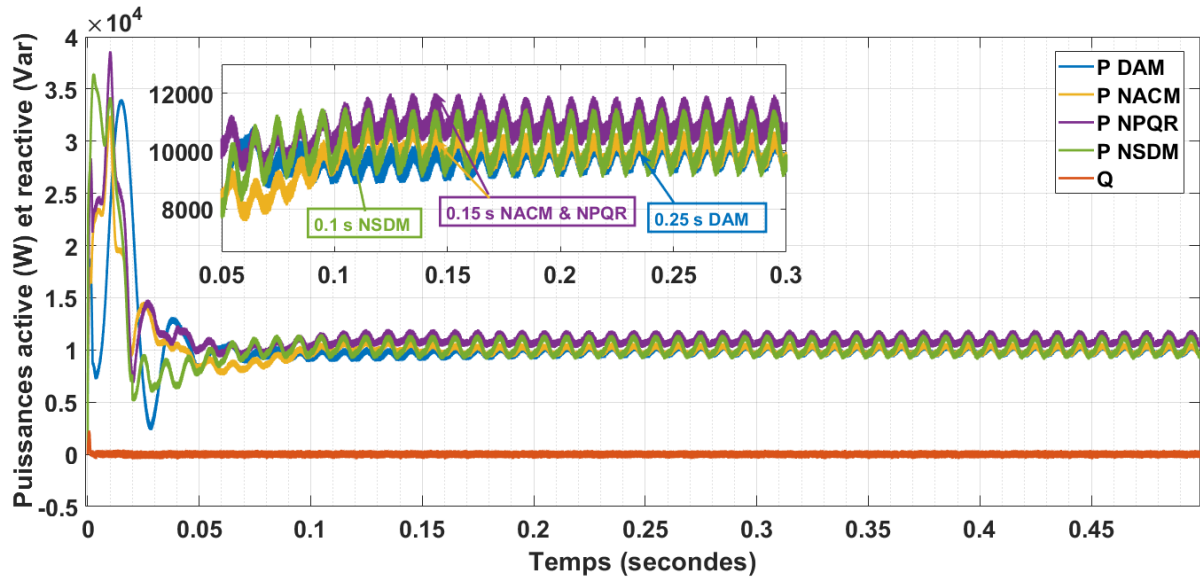


Figure IV. 78 Comparaison des puissances active et réactive des différentes méthodes durant le scénario (2).

Tableau IV. 16 Résultats du THDi pour les différentes méthodes de compensation, Scénario (2).

		normes	Avant compensation	Compensation			
				DAM	NACM	NPQR	NSDM
Phase (a)	THD (%)	<5	23.75	3.83	2.99	2.87	2.64
	3 ^{ème} (%)	<4	17.43	3.32	2.41	2.22	1.93
	5 ^{ème} (%)	<4	10.75	0.37	0.25	0.21	0.16
	7 ^{ème} (%)	<4	7.55	0.24	0.18	0.21	0.18
Phase (b)	THD (%)	<5	16.53	3.31	2.68	2.67	2.46
	3 ^{ème} (%)	<4	12.80	2.61	1.98	1.84	1.61
	5 ^{ème} (%)	<4	7.59	0.61	0.41	0.37	0.37
	7 ^{ème} (%)	<4	5.01	0.36	0.21	0.27	0.23
Phase (c)	THD (%)	<5	103.27	3.88	2.87	2.82	2.61
	3 ^{ème} (%)	<4	82.24	3.29	2.99	2.09	1.84
	5 ^{ème} (%)	<4	54.15	0.72	2.41	0.47	0.38
	7 ^{ème} (%)	<4	26.62	0.25	0.25	0.16	0.14

Scénario (3) : Déséquilibre simultané de tension et de courant

Dans ce scénario, les mêmes charges que celles utilisées dans le scénario 2 sont conservées, mais un déséquilibre d'amplitude est introduit au niveau des tensions de la source afin de différencier les conditions entre les phases. Plus précisément, la tension de la phase 1 est maintenue à sa valeur nominale, soit 325 V (valeur crête correspondant à 230 V RMS en phase-neutre), tandis que les phases 2 et 3 subissent respectivement des chutes de tension de 80 % et 50 %, ramenant leurs tensions à 260 V et 162 V. La Figure IV.79 illustre le profil déséquilibré des tensions de la source.

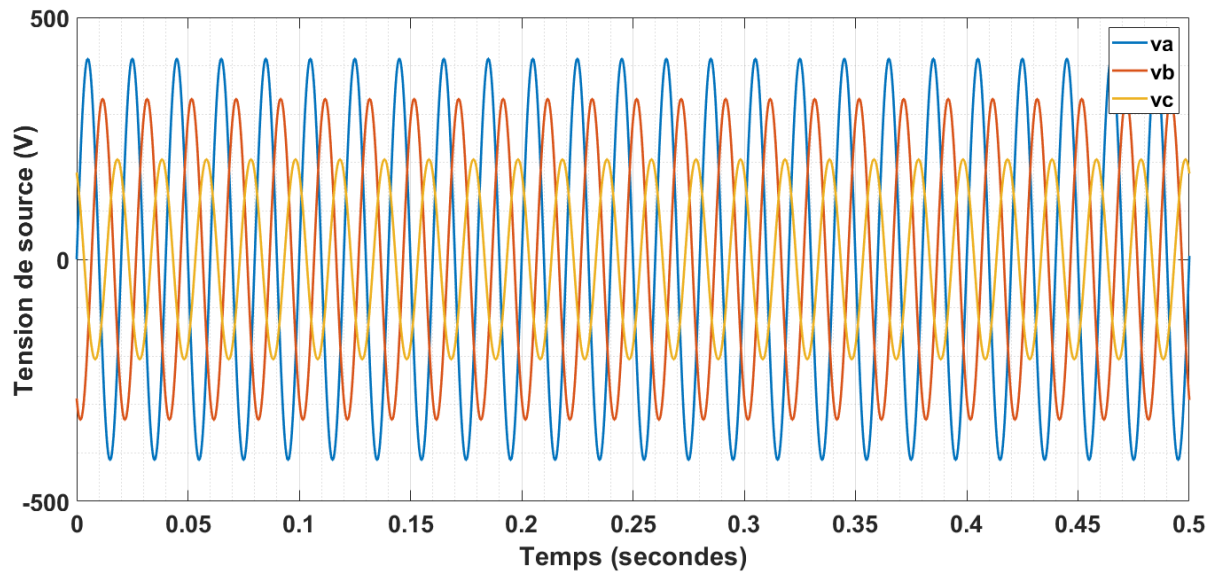


Figure IV. 79 Tension de source déséquilibré, scénario (3).

Lors de l'analyse des résultats avant compensation, on remarque que le taux de distorsion harmonique total (THD) obtenu est comparable à celui observé dans le scénario 2, et cela malgré le déséquilibre marqué des amplitudes des tensions de la source. On constate ainsi une influence faible, voire quasi nulle, du déséquilibre de tension sur le THD des courants. Ce constat met en évidence que la principale origine des distorsions réside dans les charges non linéaires elles-mêmes, et non dans les déséquilibres de tension.

En revanche, lors de la phase de compensation, ce déséquilibre réduit l'efficacité globale des méthodes de compensation, rendant le processus plus complexe, comme nous le verrons dans la suite de cette analyse. Dans ce contexte, l'utilisation de l'algorithme ADALINE-PLL devient essentielle pour estimer correctement la phase directe et les composantes directes des tensions nécessaires à une compensation efficace.

a) Validation de la méthode ADALINE directe (scénario 3)

La **Figure IV.80** montre l'estimation du courant source de la phase (b) et de sa composante fondamentale avant compensation, réalisée par la méthode ADALINE directe. L'estimation est instantanée, et l'extraction de la composante fondamentale est finalisée en 0,1 s.

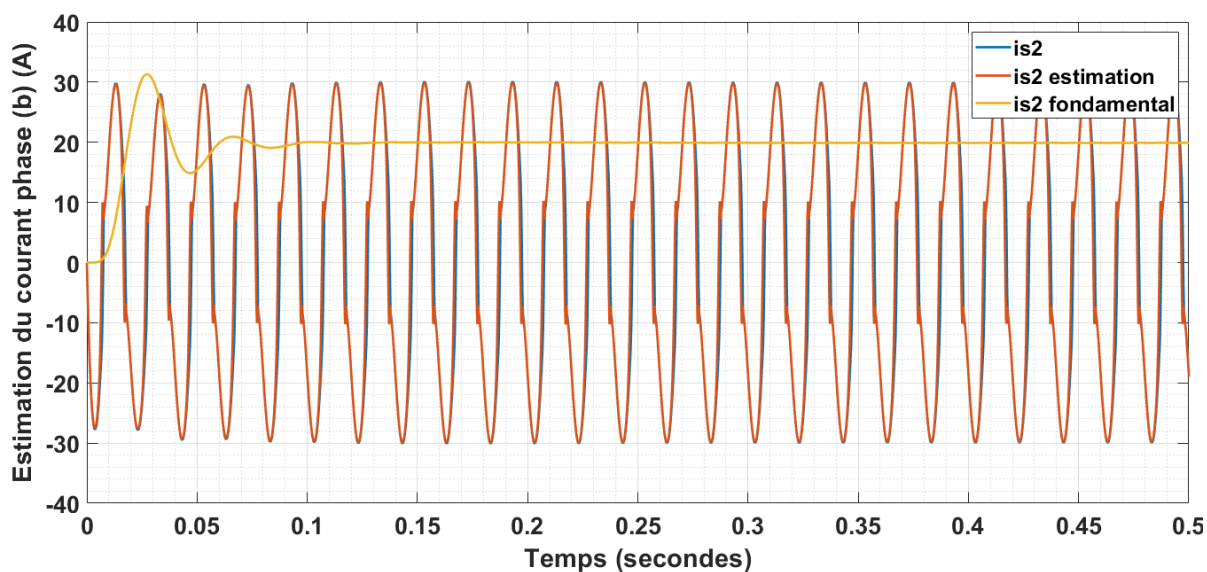


Figure IV. 80 Estimation de la composante fondamentale du courant de source de la phase (b) par DAM, scénario (3).

Cette méthode intègre une boucle à verrouillage de phase (PLL) indispensable pour générer la phase directe nécessaire à la création du vecteur d'entrée du réseau de neurone ADALINE.

L'évolution des courants de source après compensation (**Figure IV.81**) met en évidence des courants parfaitement sinusoïdaux, bien équilibrés et déphasés de 120° , conformément aux attentes pour un système triphasé équilibré. La synchronisation entre les courants et les tensions de la source (**Figure IV.82**) montre une réduction notable du déphasage : on observe à la fois la tension réelle de la phase et sa composante directe, cette dernière étant maintenue à une valeur unitaire. La compensation du courant de neutre (**Figure IV.83**) est quasiment totale, avec un courant proche de zéro, ce qui traduit un excellent équilibrage des charges.

Le système présente un temps de réponse d'environ 0,28 s, assurant une stabilisation efficace du bus continu (**Figure IV.84**). Sur le plan énergétique, deux analyses ont été menées : l'une sous tension réelle déséquilibrée, l'autre sous tension directe équilibrée calculée via la PLL neuronale. Dans le premier cas (**Figure IV.85**), les fluctuations de puissance ne sont pas totalement compensées : la puissance active oscille entre 7507 W et 12 kW, tandis que la puissance réactive varie entre ± 2 kVar et le facteur de puissance est de 0.9873. En revanche, dans le second cas (**Figure IV.86**), la puissance réactive est entièrement éliminée, rétablissant ainsi un facteur de puissance unitaire. La puissance active atteint un régime stable en 0,3 s, se stabilisant autour de 10 W, avec une atténuation notable du dépassement pendant la phase transitoire.

L'analyse du THD après compensation (**Tableau IV.17**) révèle une nette amélioration : 2,80 % pour la phase (a), 2,83 % pour la phase (b) et 2,74 % pour la phase (c). Les harmoniques d'ordre supérieur sont réduits à zéro, confirmant l'efficacité de la méthode pour ces fréquences. De plus, l'harmonique de rang 3 est significativement réduit, avec des valeurs résiduelles de 2,23 % (phase a), 2,18 % (phase b) et 2,09 % (phase c), respectant ainsi les exigences de la norme IEEE-519 (< 4 %). L'examen du spectre harmonique (**Figure IV.87**) confirme que la compensation réduit efficacement la majorité des distorsions, garantissant ainsi une meilleure qualité du signal et une performance globale optimisée du système.

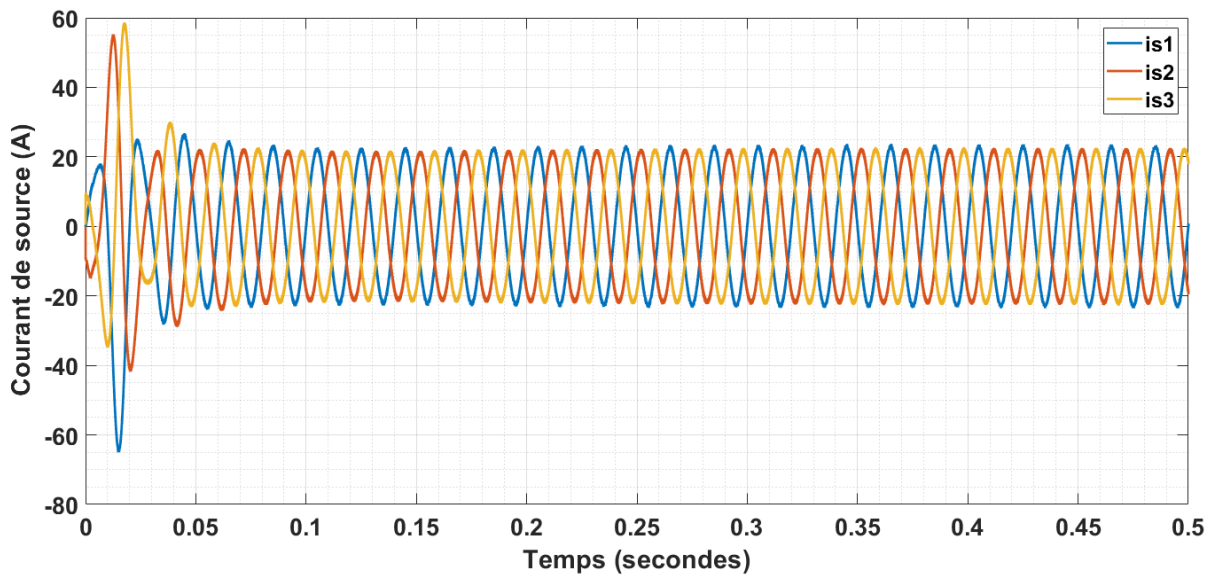


Figure IV. 81 Courants de de source à base de DAM, scénario (3).

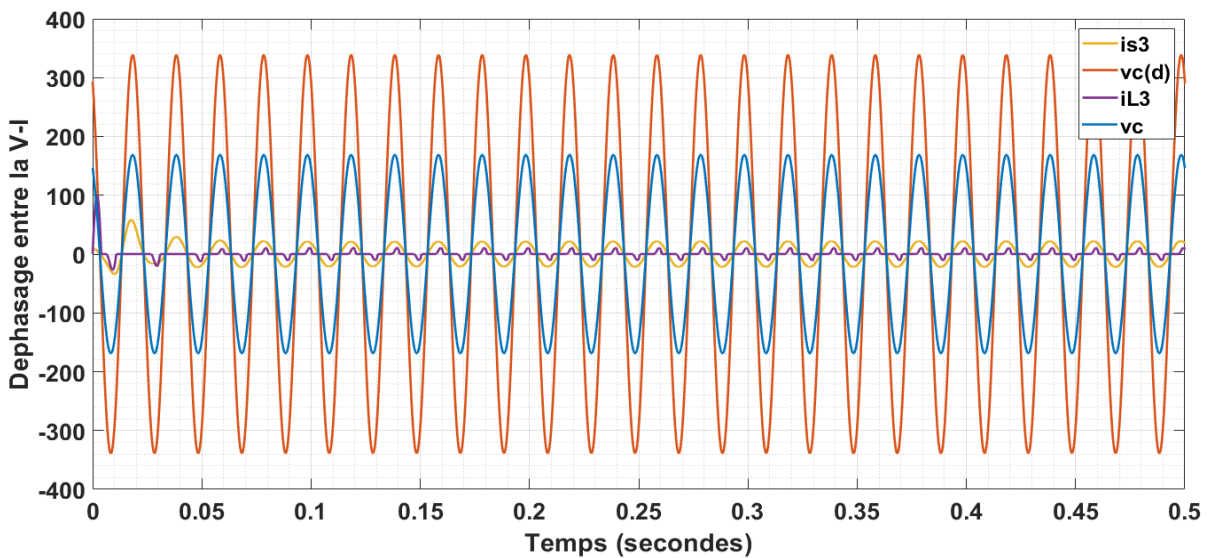


Figure IV. 82 Déphasage entre les tensions et les courants de source à base de DAM, scénario (3).

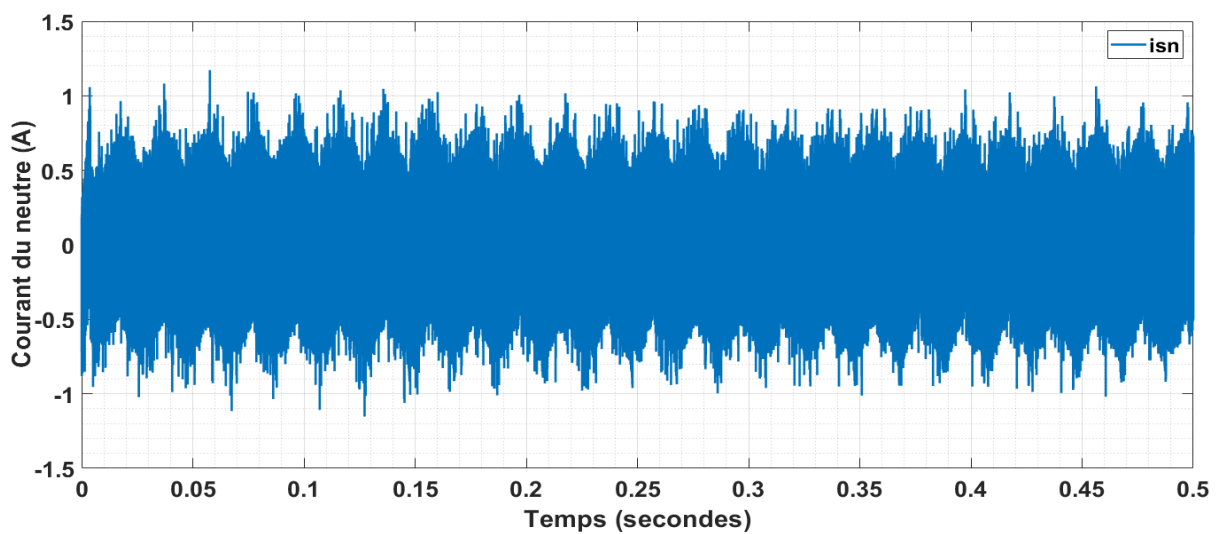


Figure IV. 83 Courant du neutre à base de DAM, scénario (3).

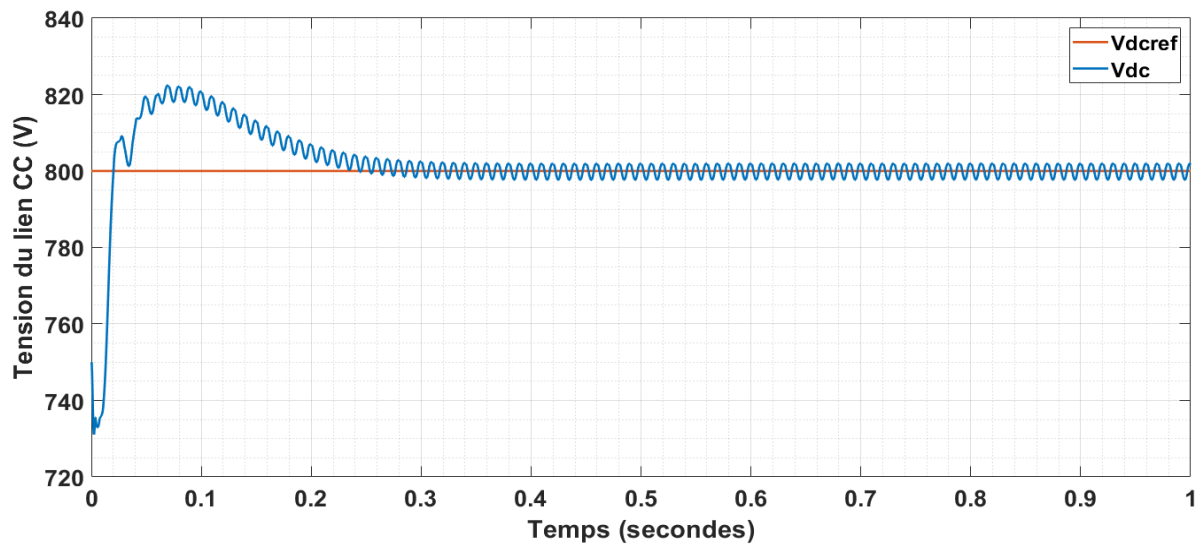


Figure IV. 84 Tension du bus continue à base de DAM, scénario (3).

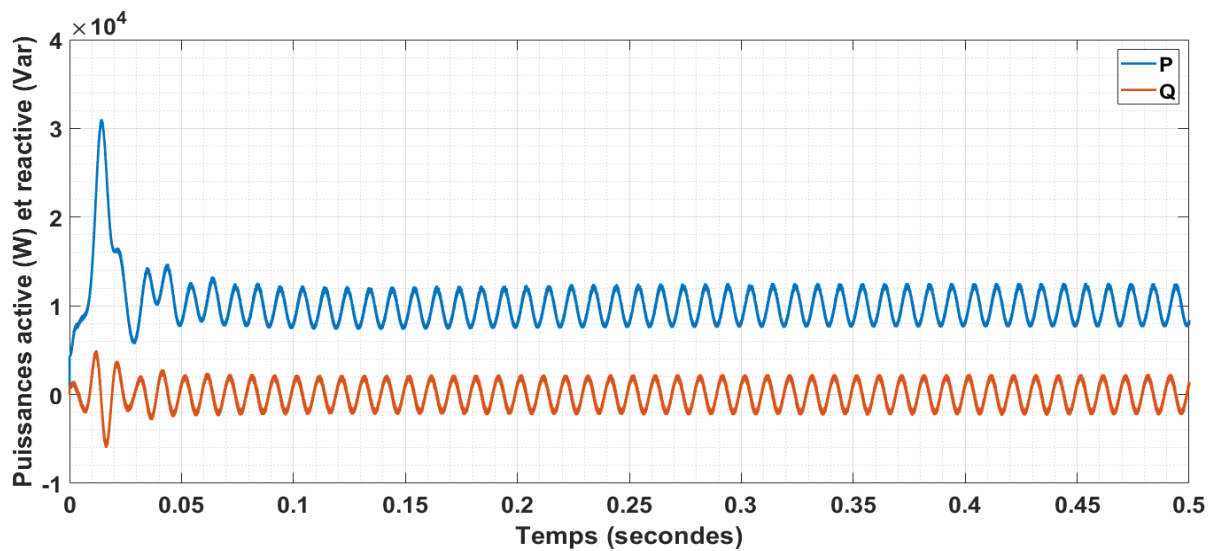


Figure IV. 85 Puissances active et réactive (tensions réelles) à base de DAM, scénario (3).

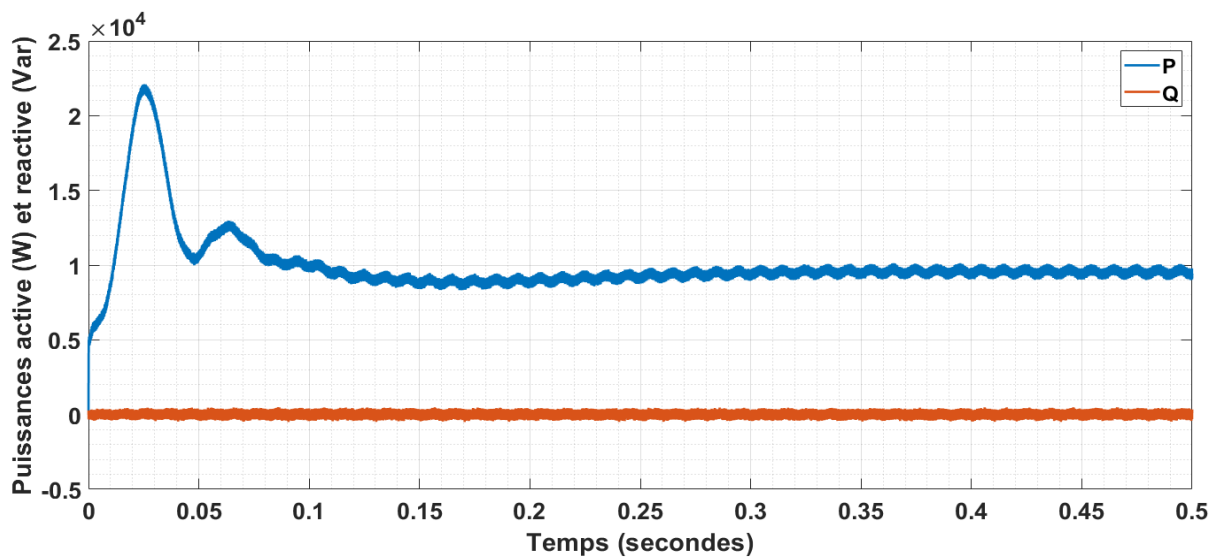


Figure IV. 86 Puissances active et réactive (tensions directes) à base de DAM, scénario (3).

Tableau IV. 17 Résultats du THDi obtenus par méthode ADALINE directe, scenario (3).

	Normes	Phase (a)	Phase (b)	Phase (c)
THD (%)	<5	2.80	2.83	2.74
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	2.23	2.18	2.09
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.12	0.26	0.25
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.11	0.20	0.03

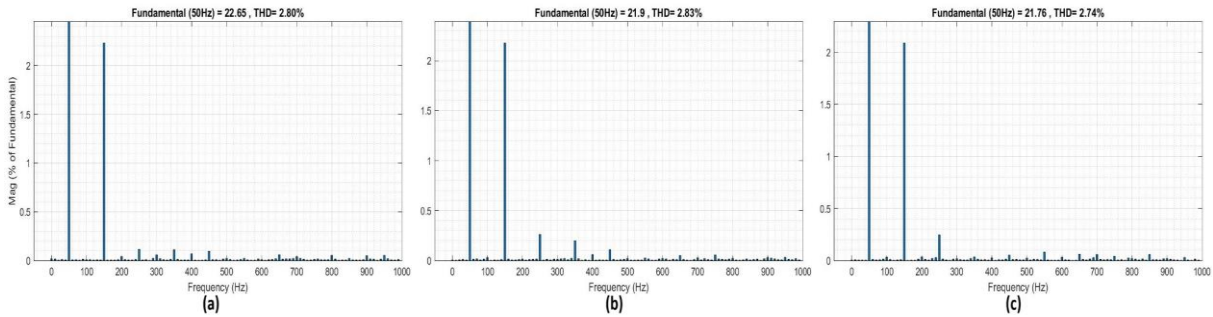


Figure IV. 87 Le spectre harmonique des courants à base de DAM, scenario (3).

b) Validation de la méthode des courants actifs neuronale (scénario 3)

La **Figure IV.88** illustre l'estimation de la puissance active par l'algorithme ADALINE, ainsi que l'extraction de sa composante fondamentale. L'estimation est réalisée en 0,06 s, tandis que l'extraction de la composante fondamentale est achevée en 0,08 s.

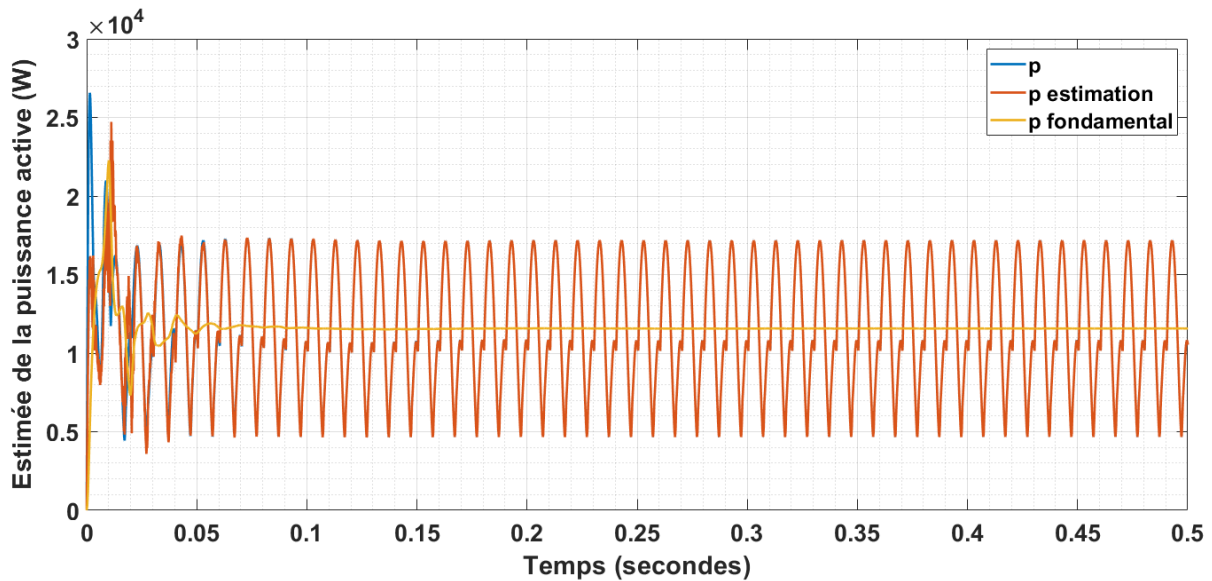


Figure IV. 88 Estimation de la puissance active par NACM, scénario (3).

Dans cette méthode, il est toujours recommandé d'intégrer une PLL afin de fonctionner en régime de tensions directes, ce qui est bien le cas dans l'analyse présentée. Cependant, il est intéressant d'observer le comportement du système en situation de déséquilibre de tension mais sans l'utilisation de la PLL.

La **Figure IV.89** illustre les courants observés dans ce scénario. On remarque que, malgré la compensation, les courants sont certes différents de ceux obtenus avant compensation, mais ils demeurent néanmoins distordus et déséquilibrés. Cela témoigne de l'influence des

perturbations de tension sur la qualité de la compensation, soulignant que l'absence de PLL dégrade significativement les performances du système.

De même, le courant de neutre (**Figure IV.90**), bien qu'inférieur à celui observé avant compensation, conserve une amplitude d'environ 19 A, accompagnée de fortes oscillations, ce qui indique la présence persistante de composantes homopolaires.

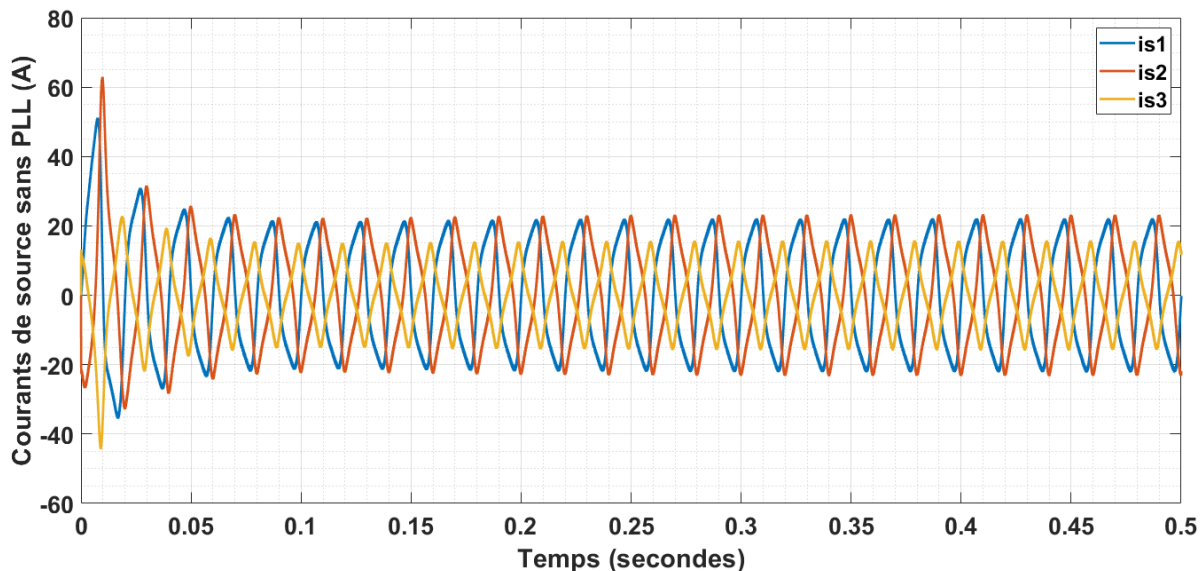


Figure IV. 89 Courant de source à base de NACM sans PLL, scénario (3).

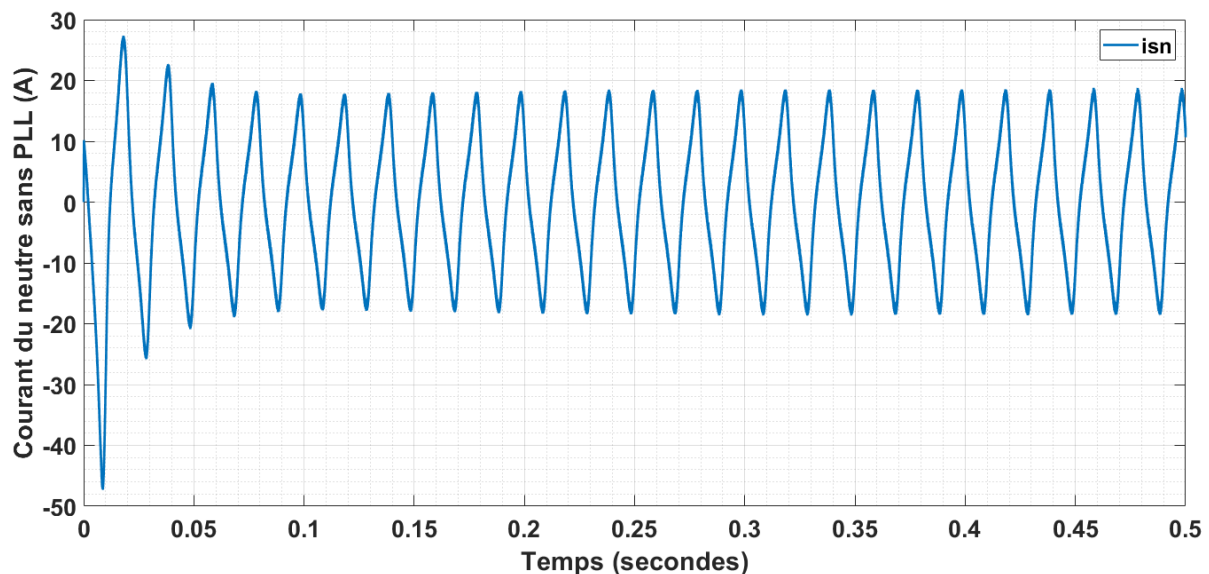


Figure IV. 90 Courant du neutre à base de NACM sans PLL, scénario (3).

Après introduction de la PLL, tout comme dans le scénario (2), les courants de source deviennent sinusoïdaux, équilibrés et en phase (**Figure IV.91**). De plus, ils restent parfaitement synchronisés avec la tension, qu'elle soit réelle ou directe (**Figure IV.92**). Le courant de neutre est totalement compensé (**Figure IV.93**), garantissant un équilibrage optimal des charges. Le bus continu montre, quant à lui, une amélioration notable de la stabilité par rapport au scénario (2), bien que le temps de réponse reste similaire, à environ 0,16 s (**Figure IV.94**), assurant ainsi une maîtrise efficace des fluctuations dynamiques.

L'état des puissances active et réactive dépend directement de la tension introduite. Dans le cas de la tension réelle (**Figure IV.95**), les perturbations sur les puissances active et réactive ne sont pas totalement compensées : on observe encore des fluctuations résiduelles significatives, la puissance active oscillant entre 8000 et 13 kW, tandis que la puissance réactive varie autour de ± 2351 Var et le facteur de puissance est de 0.9895. En revanche, avec la tension directe obtenue via la PLL (**Figure IV.96**), la puissance réactive est complètement éliminée, et la puissance active est considérablement réduite et devient bien plus stable, se maintenant autour de 10 kW.

Le **Tableau IV.18** met également en évidence une nette amélioration de la compensation par rapport au scénario (2). Le taux de distorsion harmonique total (THD) est réduit à 2,57 % pour la phase (a), 2,51 % pour la phase (b) et 2,47 % pour la phase (c), avec une quasi-élimination des harmoniques d'ordre élevé (< 1 %) et un abaissement de l'harmonique d'ordre 3 à 1,99 % en phase (a), 1,83 % en phase (b) et 1,77 % en phase (c). Ces résultats respectent les exigences de la norme IEEE-519 (< 4 %) et représentent une amélioration significative par rapport à l'état initial du réseau. La **Figure IV.97** présente le spectre harmonique correspondant à ces résultats, confirmant les performances du système en matière de réduction des distorsions.

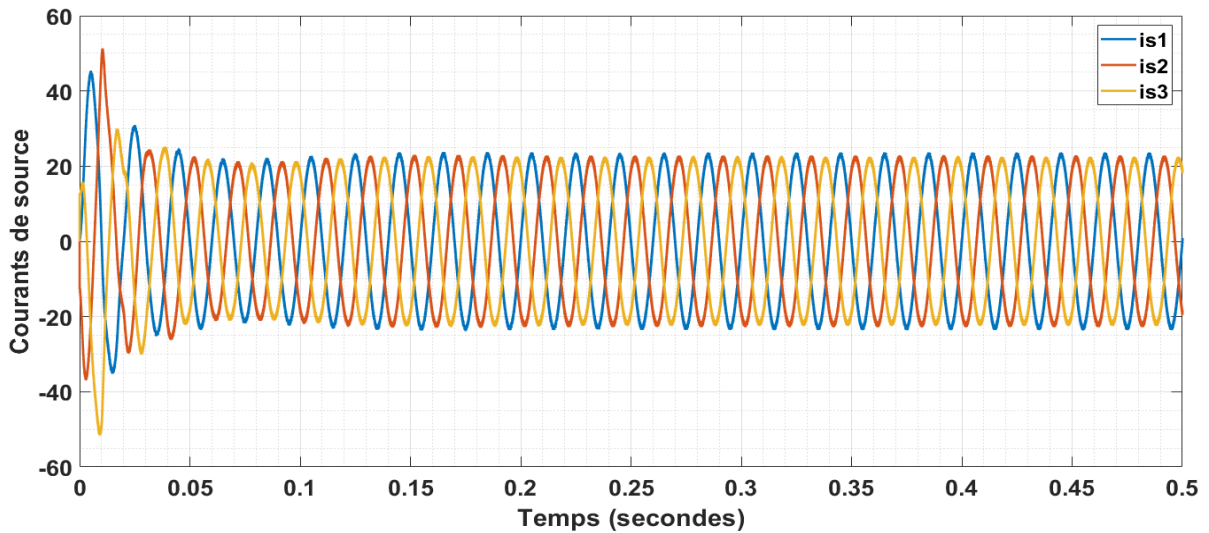


Figure IV. 91 Courants de de source à base de NACM, scénario (3).

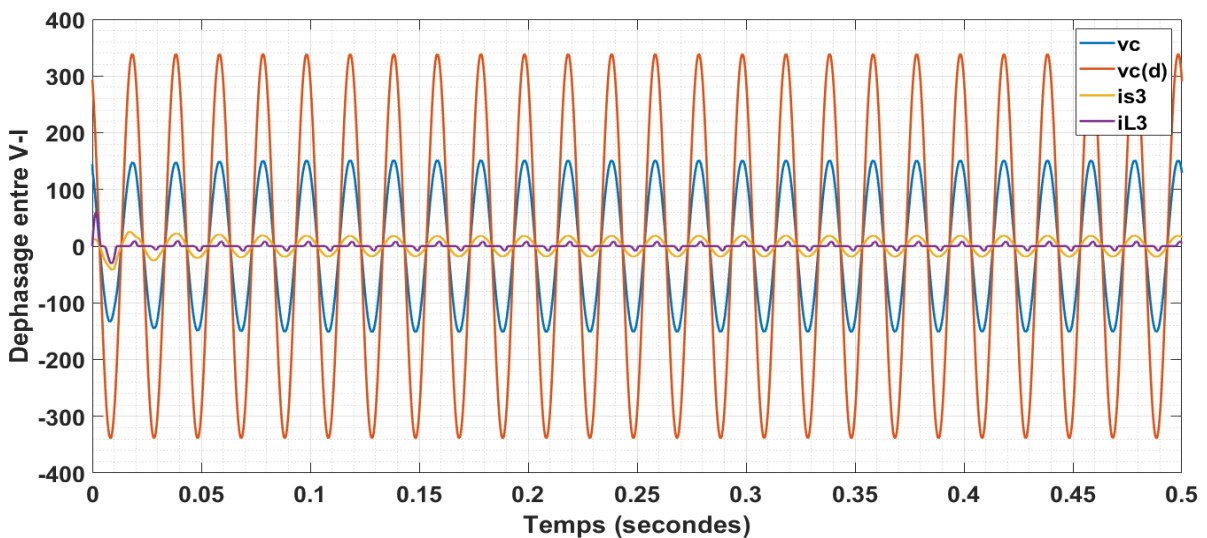


Figure IV. 92 Déphasage entre la tension et le courant de source à base de NACM, scénario (3).

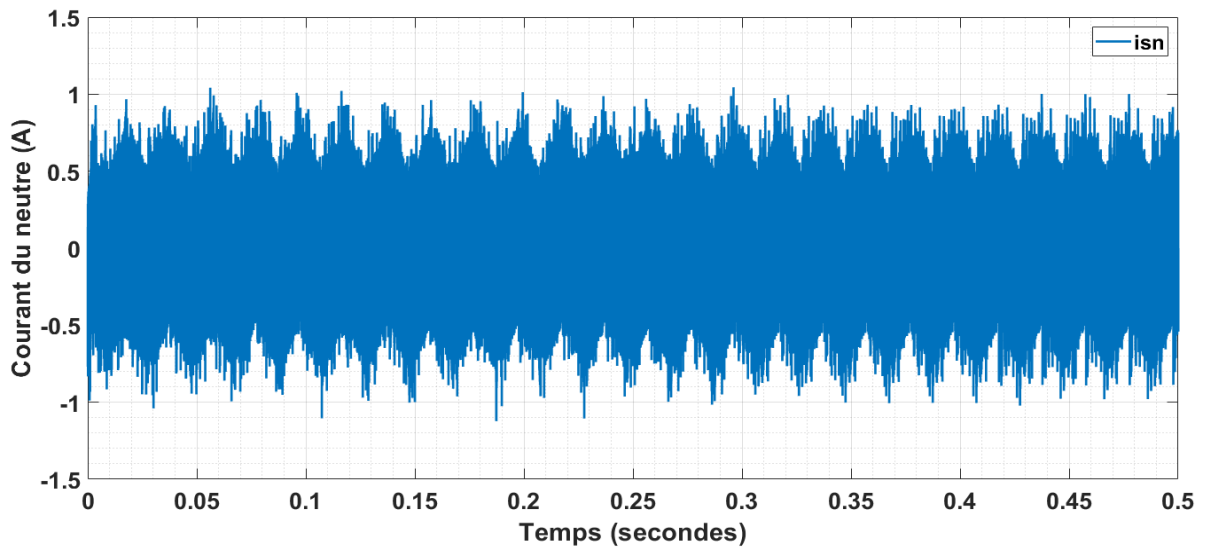


Figure IV. 93 Courant du neutre à base de NACM, scénario (3).

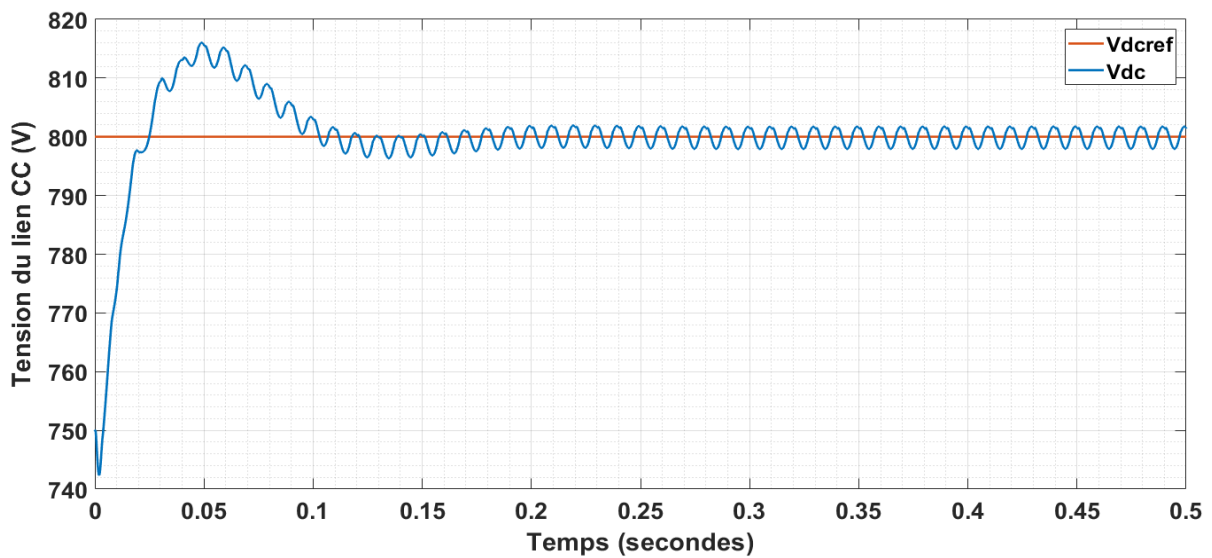


Figure IV. 94 Tension du bus continue à base de NACM, scénario (3).

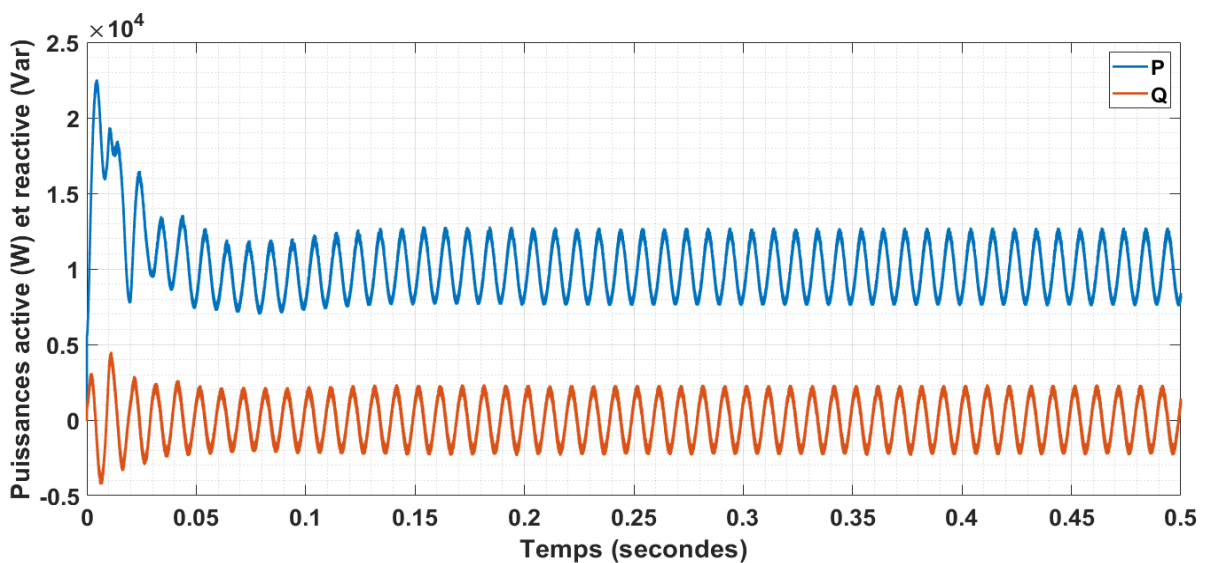


Figure IV. 95 Puissances active et réactive (tensions réelles) à base de NACM, scénario (3).

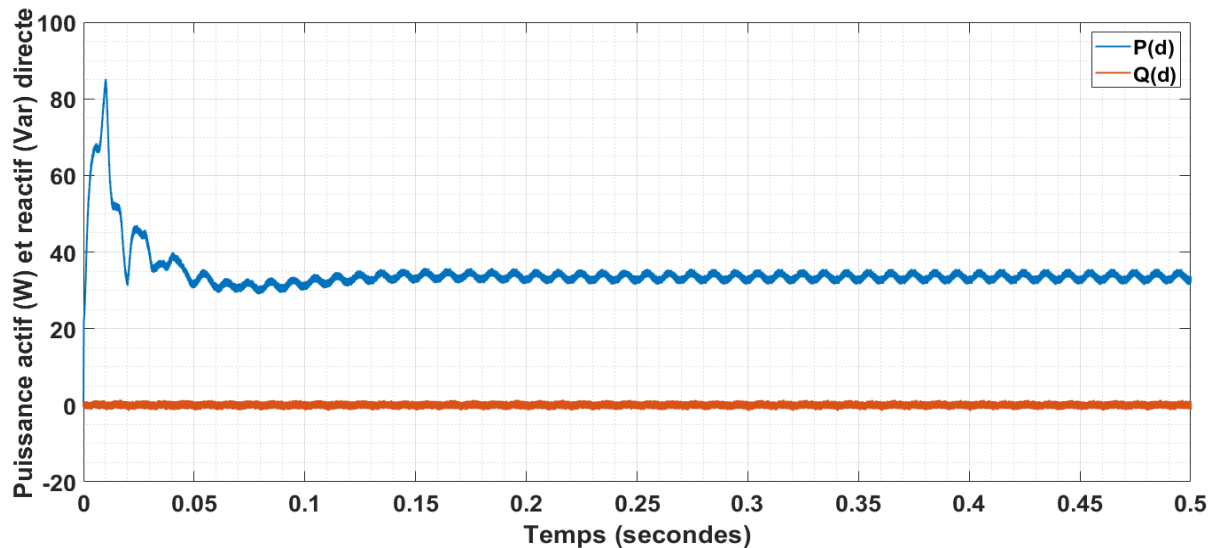


Figure IV. 96 Puissances active et réactive (tensions directes) à base de NACM, scénario (3).

Tableau IV. 18 Résultats du THDi obtenus par NACM, scénario (3).

	Normes	Phase (a)	Phase (b)	Phase (c)
THD (%)	<5	2.57	2.51	2.47
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	1.99	1.83	1.77
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.22	0.24	0.28
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.15	0.24	0.08

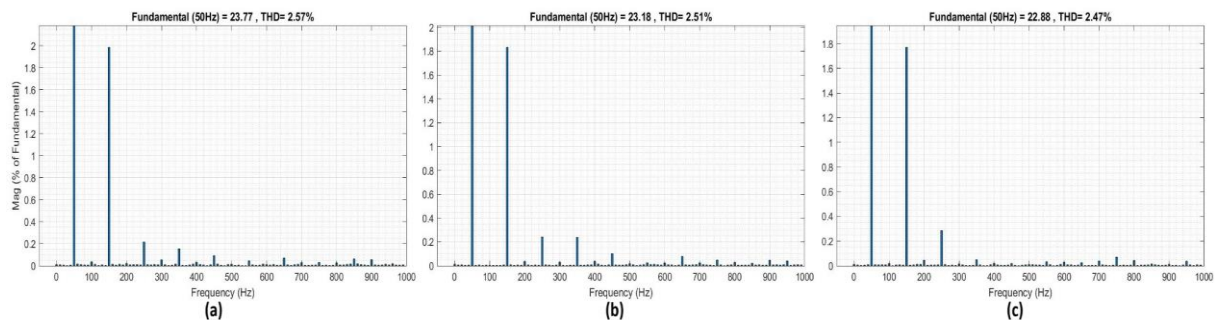


Figure IV. 97 Le spectre harmonique des courants à base de NACM, scénario (3).

c) Validation de la théorie p-q-r neuronale (scénario 3)

La Figure IV.98 présente l'estimation de la puissance active instantanée réalisée par l'algorithme ADALINE, ainsi que l'extraction de sa composante fondamentale. L'estimation est obtenue en 0,05 s et l'extraction de la composante fondamentale est achevée en 0,065 s.

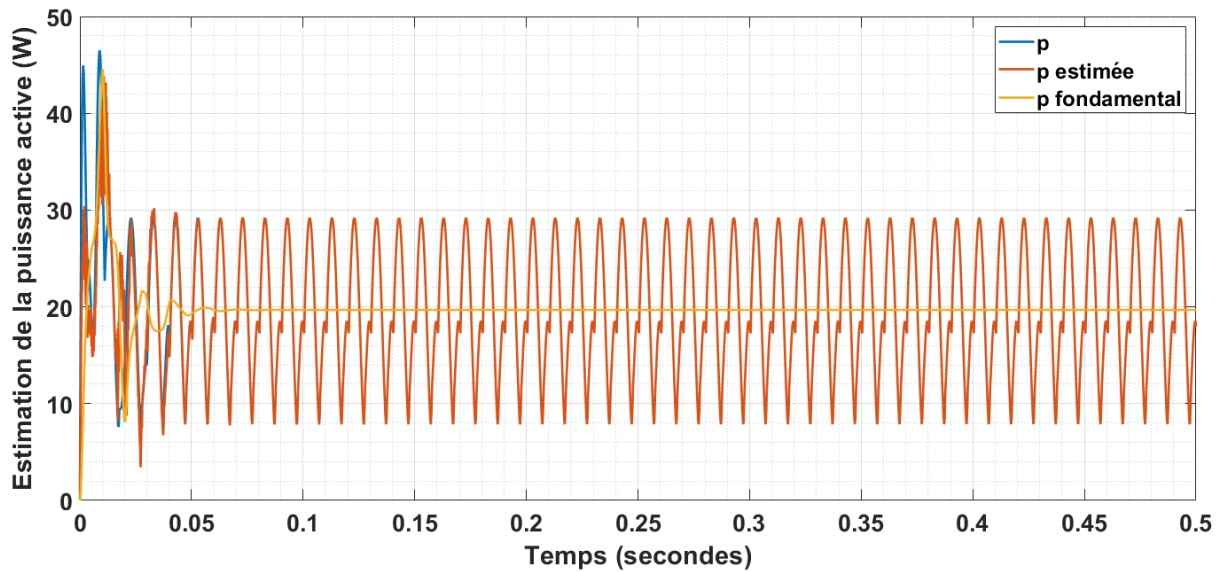


Figure IV. 98 Estimation de la puissance active par NPQR, scénario (3).

Tout comme la méthode ACM neuronale, cette méthode nécessite l'utilisation de tensions directes, et donc l'intégration d'une PLL. La **Figure IV.99** présente les courants de source après compensation, mais dans des conditions de tensions déséquilibrées et sans l'utilisation de la PLL. On observe que, même si la compensation a globalement été réalisée, des déséquilibres persistent au niveau des courants. Cela montre que l'absence de PLL limite l'efficacité de la compensation, notamment en ce qui concerne l'équilibrage des phases. Il en est de même pour le courant du neutre (**Figure IV.100**), qui n'est pas totalement compensé : bien qu'il soit réduit à environ 5 A, il présente encore des oscillations notables, témoignant de la présence résiduelle de composantes homopolaires.

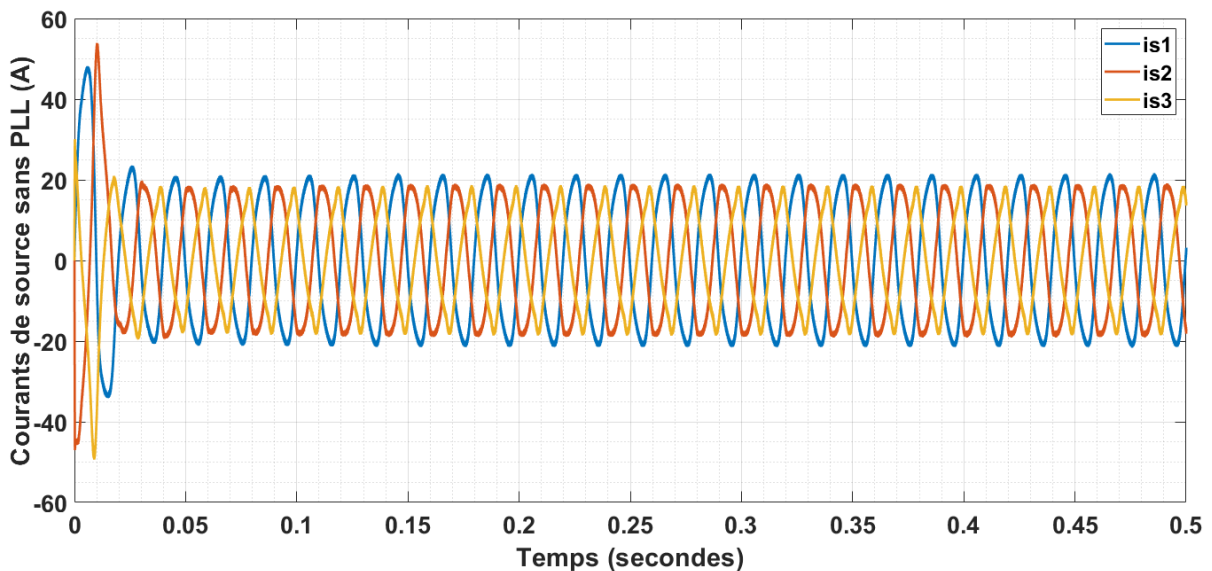


Figure IV. 99 Courant de source à base de NPQR sans PLL, scénario (3).

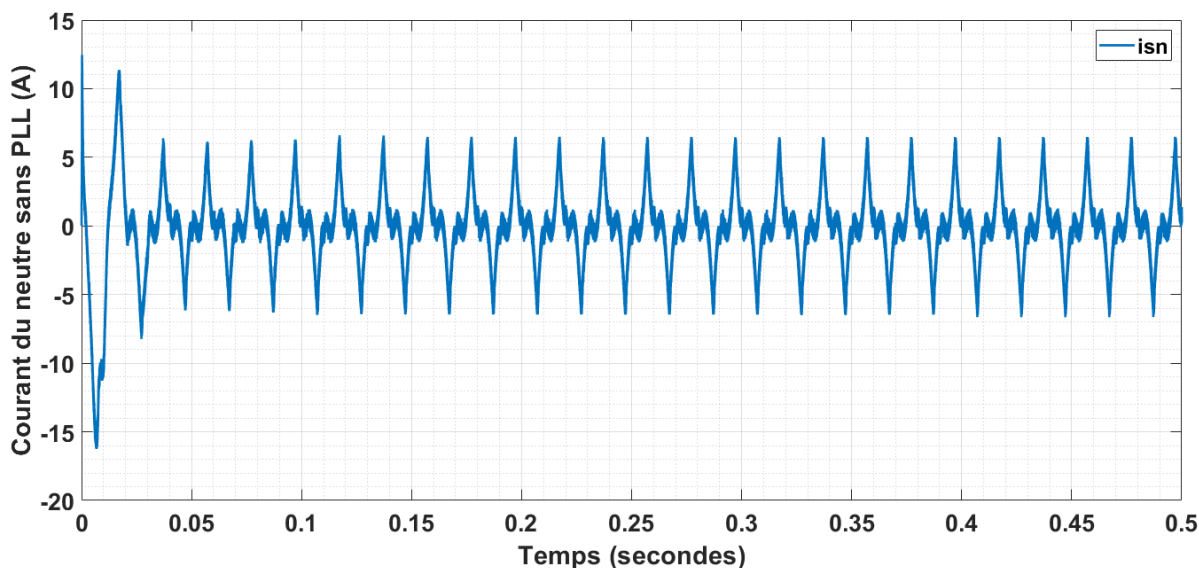


Figure IV. 100 Courant du neutre à base de NPQR sans PLL, scénario (3).

Après introduction de la PLL. La **Figure IV.101** présente les courants de source après compensation : on observe qu'en dépit d'une tension déséquilibrée, les courants retrouvent une forme parfaitement sinusoïdale et équilibrée, déphasés de 120° les uns par rapport aux autres. La **Figure IV.102** illustre le déphasage entre la tension de source, le courant de source et le courant de charge pour la phase (c), où la tension est réduite de 50 %. On remarque que, bien que le courant de charge soit déformé en raison de la nature non linéaire et capacitive de la charge, le courant de source, quant à lui, reste parfaitement en phase avec la tension, ce qui témoigne de l'efficacité du système de compensation. La **Figure IV.103** montre le courant circulant dans le neutre, qui, après compensation, est parfaitement réduit à $\pm 1,5$ A.

La **Figure IV.104** présente la tension du bus continu, où l'on observe une très bonne atténuation du dépassement en régime transitoire, avec un dépassement pratiquement nul et un temps de réponse relativement rapide, de l'ordre de 0,1 s. Enfin, les **Figures IV.105 et IV.106** exposent les puissances active et réactive à la source, respectivement avec les composantes réelles et les composantes directes. On constate qu'avec la tension réelle, la puissance réactive, bien qu'atténuée par rapport à la situation de référence, reste présente, oscillant autour de ± 1480 Var, le facteur de puissance est de 0.989. De même, la puissance active fluctue entre 5700 W et 9649 W, avec des variations notables, contrairement aux valeurs issues des composantes directes où la puissance réactive est totalement compensée et la puissance active reste stable, quasiment constante à environ 10 kW.

Les résultats de la compensation sont résumés dans le **Tableau IV.19**. Le taux de distorsion harmonique total (THD) a été réduit à 2,24 %, 2,32 % et 2,21 % pour les phases (a), (b) et (c) respectivement. De plus, les harmoniques d'ordre 5 et 7 ont été totalement compensés, avec des valeurs inférieures à 0,2 %, tandis que l'harmonique de 3^e ordre a été abaissé à 1,44 %, 1,45 % et 1,32 % selon les phases. Ces résultats sont confirmés par le spectre harmonique des trois phases, présenté dans la **Figure IV.107**, qui témoigne de la performance du système en matière de réduction des distorsions.

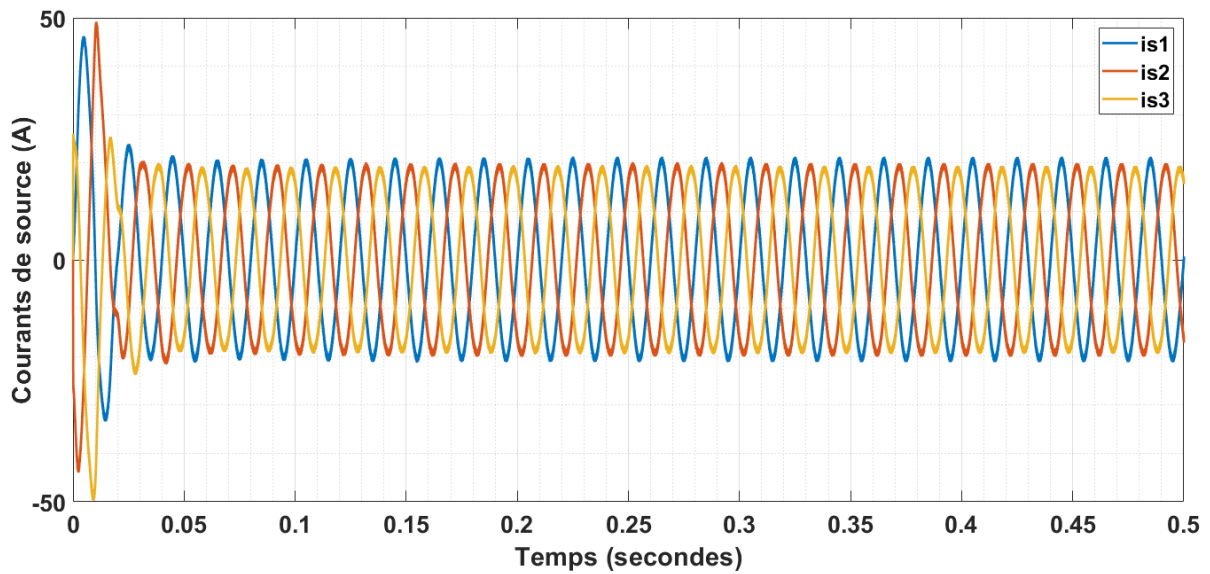


Figure IV. 101 Courants de de source à base de NPQR, scénario (3).

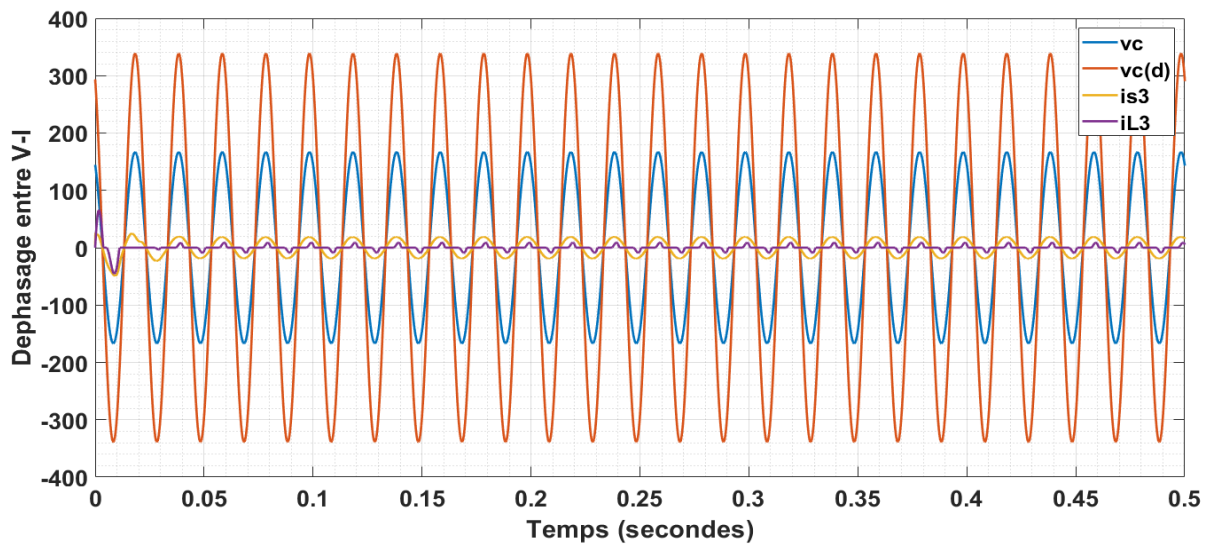


Figure IV. 102 Déphasage entre la tension et le courant de source à base de NPQR, scénario (3).

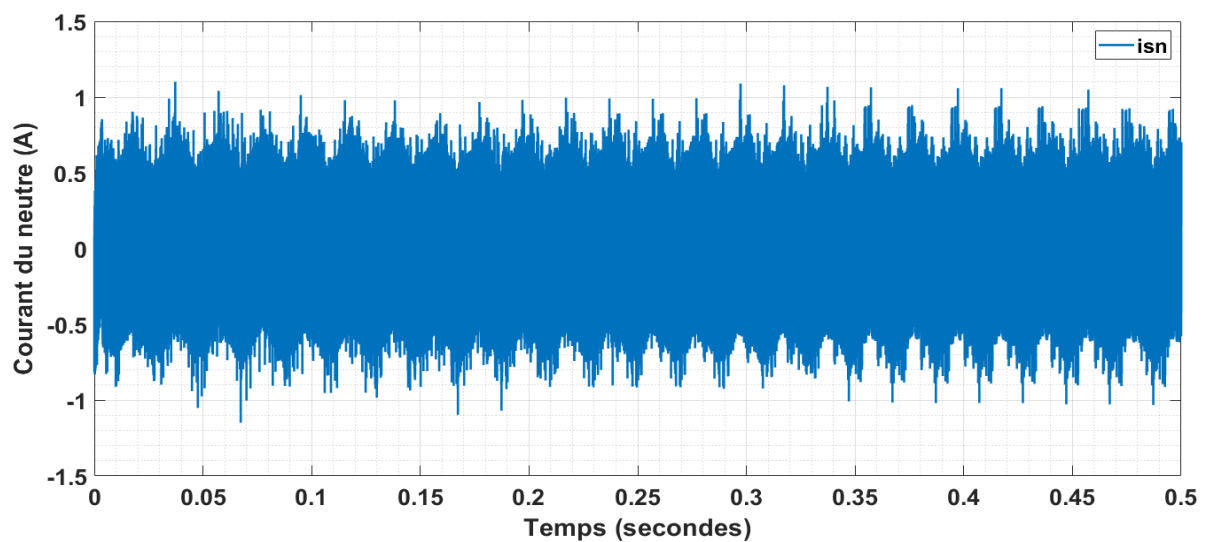


Figure IV. 103 Courant du neutre à base de NPQR, scénario (3).

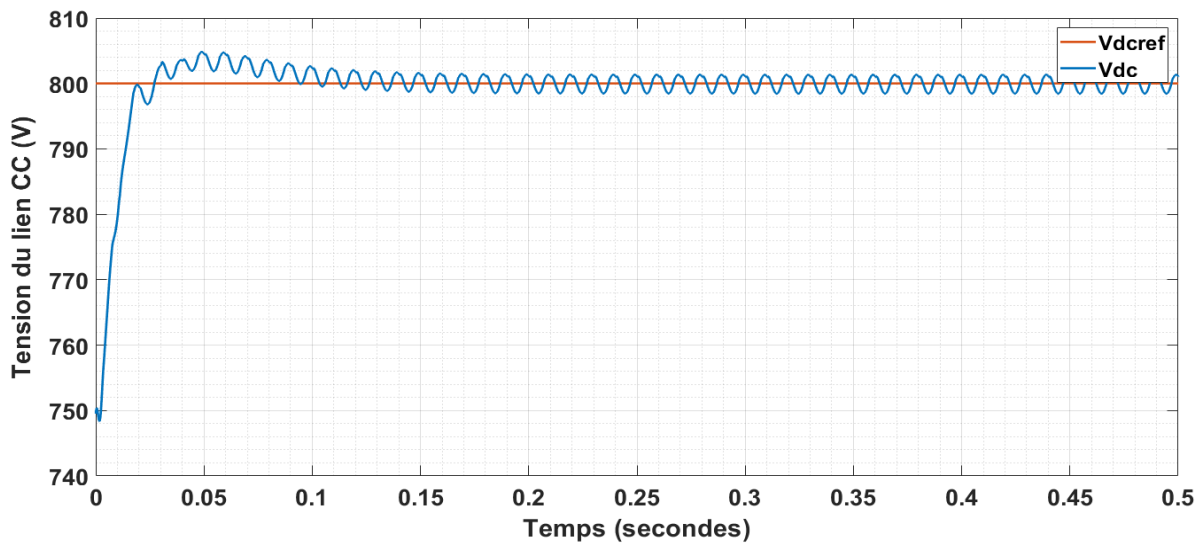


Figure IV. 104 Tension du bus continue à base de NPQR, scénario (3).

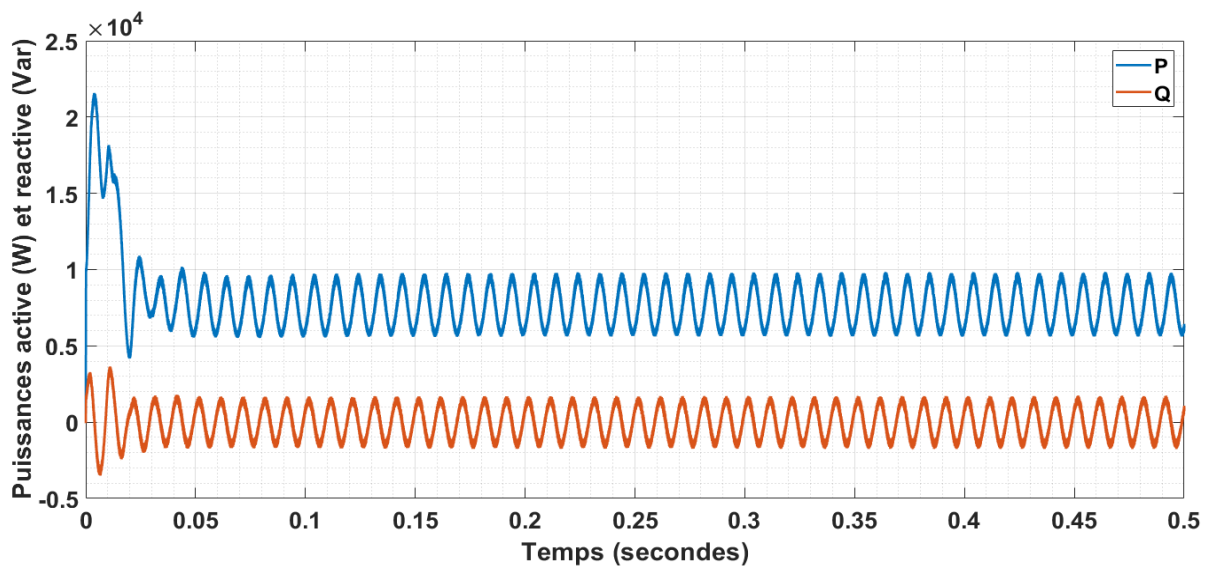


Figure IV. 105 Puissances active et réactive (tensions réelles) à base de NPQR, scénario (3).

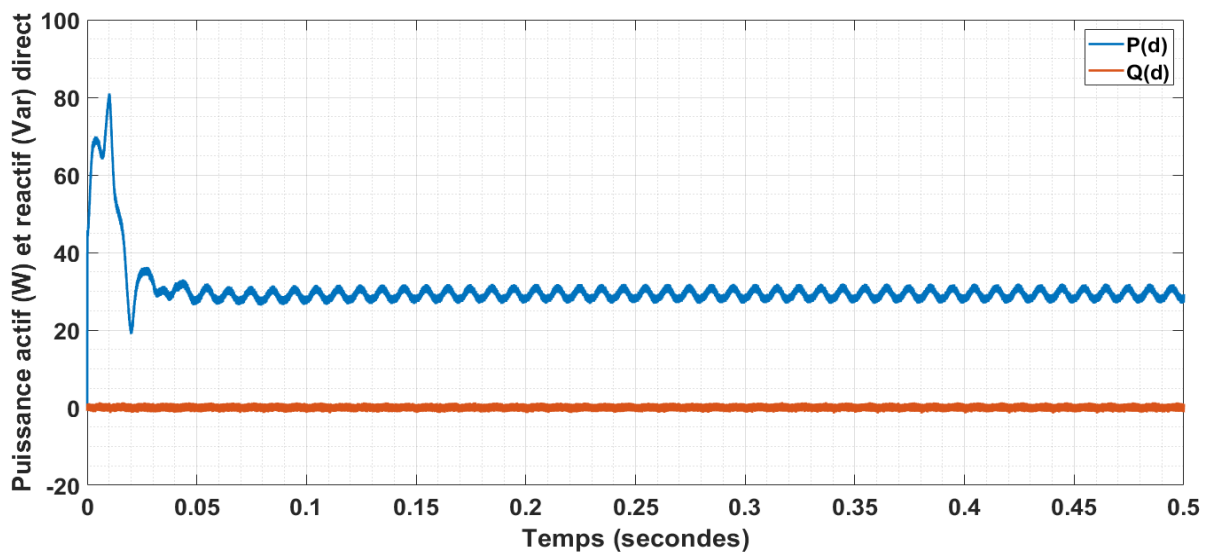


Figure IV. 106 Puissances active et réactive (tensions directe) à base de NPQR, scénario (3).

Tableau IV. 19 Résultats du THDi obtenus par NPQR, scénario (3).

	Normes	Phase (a)	Phase (b)	Phase (c)
THD (%)	<5	2.24	2.32	2.21
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	1.44	1.45	1.32
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.14	0.13	0.15
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.12	0.17	0.05

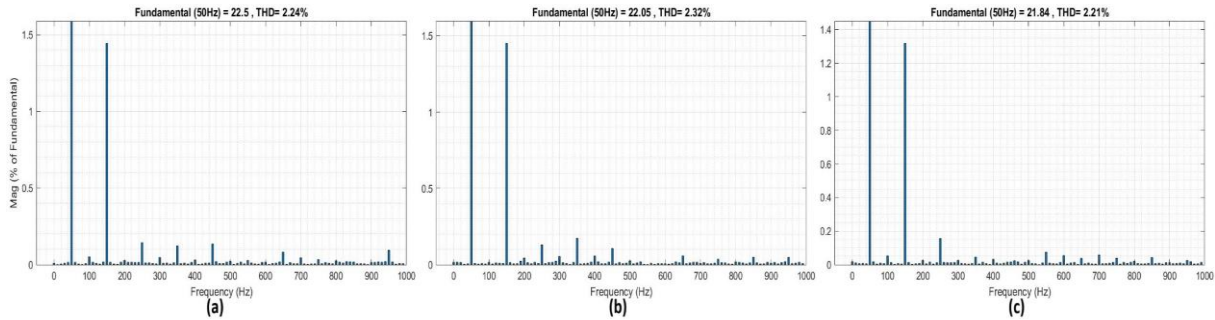


Figure IV. 107 Le spectre harmonique des courants de source à base de NPQR, scénario (3).

d) Validation de la détection synchrone neuronale (scénario 3)

Étant donné que la NSDM est parfaitement capable de fonctionner même en présence de tensions de source déséquilibrées, exceptionnellement, nous présentons ici deux cas d'étude : le premier sans l'utilisation de PLL, et le second en intégrant cette dernière, afin de comparer les performances et de mieux comprendre l'impact de la PLL sur le comportement global du système.

➤ **Cas (1)**

Dans ce cas, les tensions déséquilibrées sont directement injectées dans le bloc d'identification des courants de référence. La **Figure IV.108** montre l'estimation de la puissance par l'algorithme ADALINE, ainsi que l'extraction de sa composante fondamentale. Les deux convergent en 0,05 s, démontrant une réponse rapide et stable.

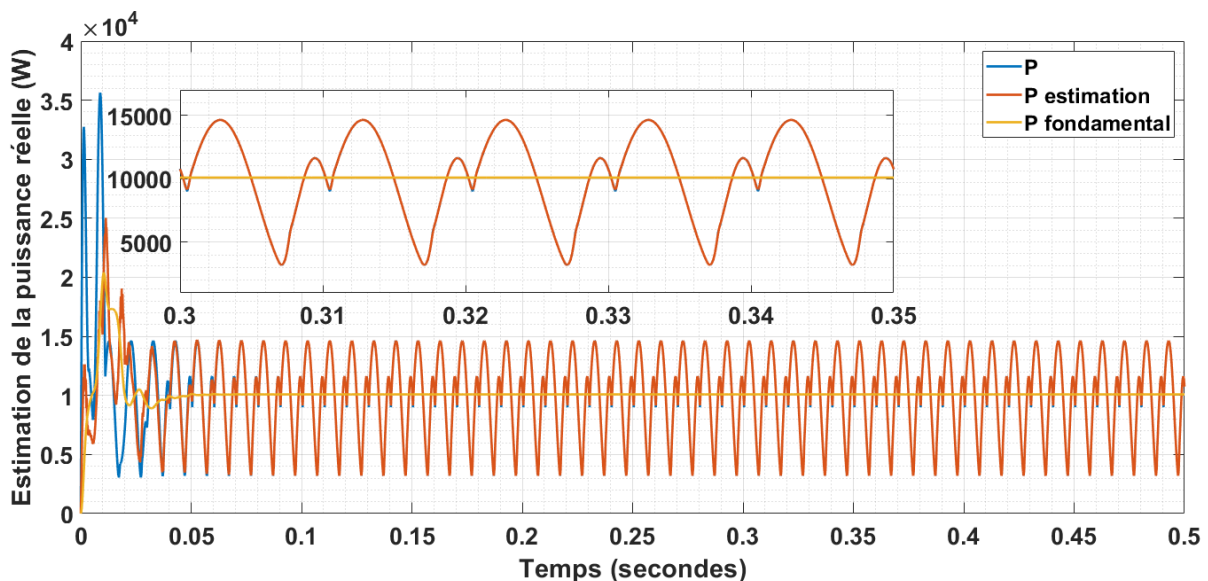


Figure IV. 108 Estimation de la puissance réelle par NSDM durant le scénario (3) cas 1.

La **Figure IV.109** présente les courants de source après compensation : malgré une tension déséquilibrée, ces courants retrouvent une forme parfaitement sinusoïdale et équilibrée, déphasés de 120° les uns par rapport aux autres. La **Figure IV.110** illustre le déphasage entre la tension de source, le courant de source et le courant de charge dans la phase (c), où la tension est réduite de 50 %. On observe que, bien que le courant de charge soit déformé en raison de la nature non linéaire et capacitive de la charge, le courant de source reste parfaitement en phase avec la tension. La **Figure IV.111** montre le courant dans le neutre, qui est parfaitement compensé. La **Figure IV.112** présente la tension du bus continu : malgré un temps de réponse relativement rapide (environ 0,1s), on observe une augmentation du dépassement en régime transitoire, atteignant près de 860 V. Enfin, la **Figure IV.113** expose les puissances active et réactive à la source. On constate que, bien que la puissance réactive soit significativement réduite, elle n'est pas totalement compensée, oscillant encore autour de ± 2056 VAR. Par conséquent, le facteur de puissance n'atteint pas l'unité mais s'en approche, avec une valeur mesurée de 0,9885. Quant à la puissance active, comme pour la tension du bus CC, le régime transitoire présente une augmentation du dépassement par rapport au scénario 2, avant de se stabiliser à une valeur d'environ 10 kW, mais avec des oscillations encore assez marquées. Les résultats de compensation sont résumés dans le **Tableau IV.20** Le taux de distorsion harmonique total (THD) a été réduit à 2,64 %, 2,52 % et 2,53 % respectivement pour les phases (a), (b) et (c), des résultats très proches de ceux obtenus dans le scénario 2. De plus, les harmoniques d'ordre 5 et 7 ont été totalement compensés, avec des valeurs inférieures à 0,5 %, tandis que l'harmonique de 3^e ordre a été réduite à 2,10 %, 1,89 % et 1,88 % pour les phases concernées. Ces résultats sont corroborés par le spectre harmonique des trois phases, présenté dans la **Figure IV.114**, qui confirme la performance du système en matière de réduction des distorsions.

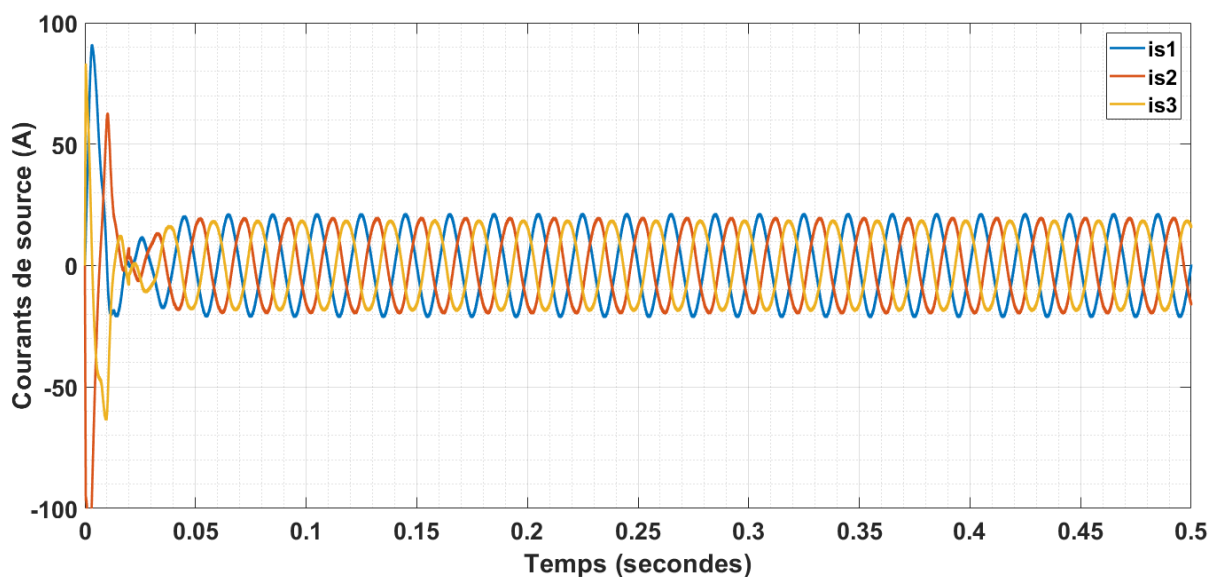


Figure IV. 109 Courants de de source à base de NSDM durant le scénario (3) cas 1.

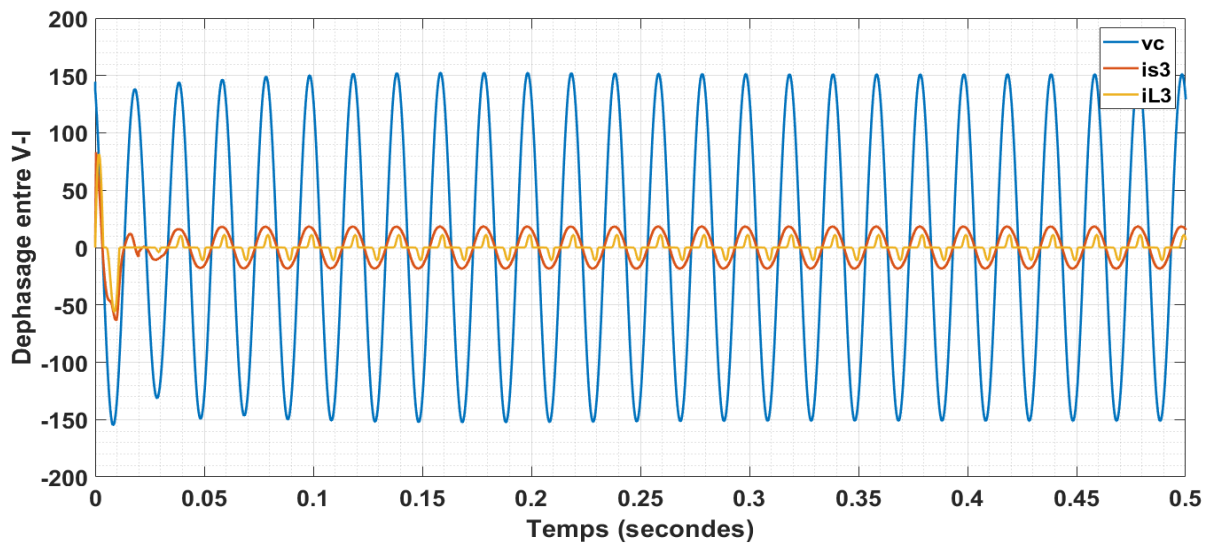


Figure IV. 110 Déphasage entre la tension et le courant de source à base de NSDM durant le scénario (3) cas 1.

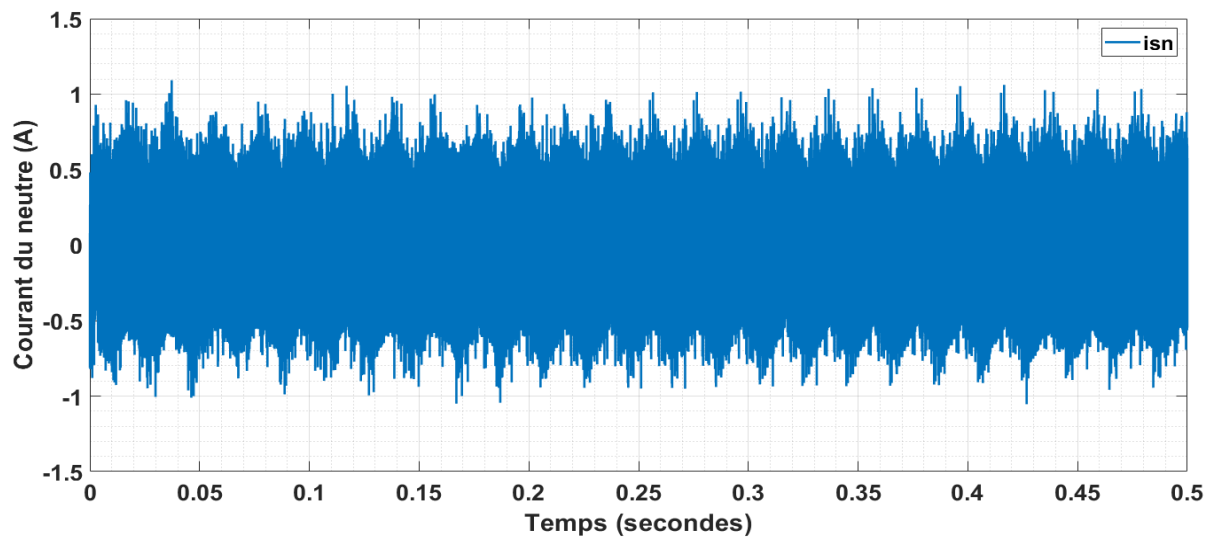


Figure IV. 111 Courant du neutre à base de NSDM durant le scénario (3) cas 1.

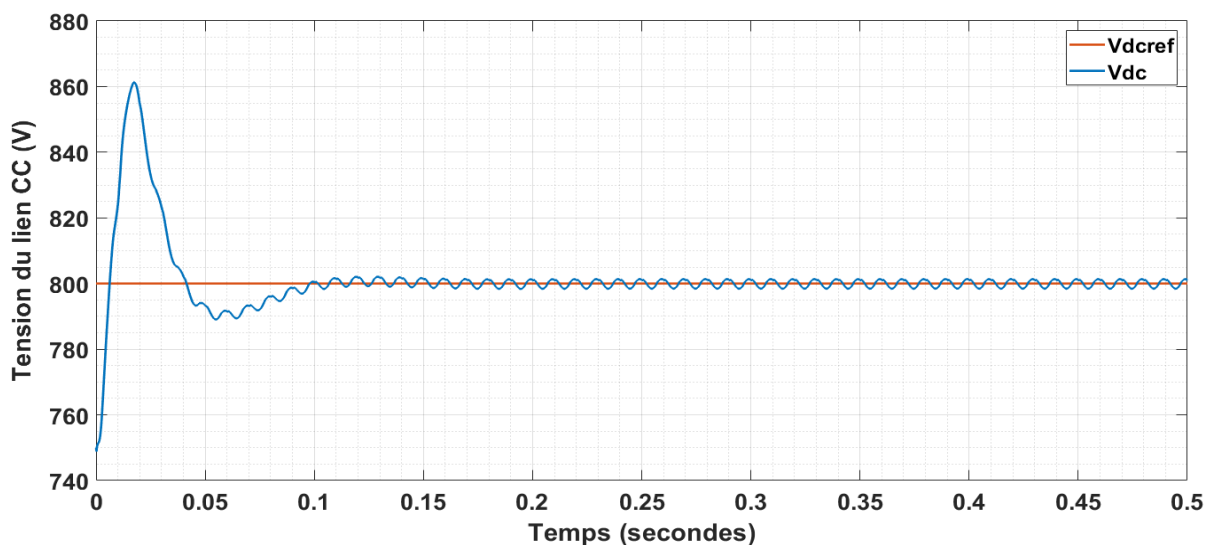


Figure IV. 112 Tension du bus continue à base de NSDM durant le scénario (3) cas 1.

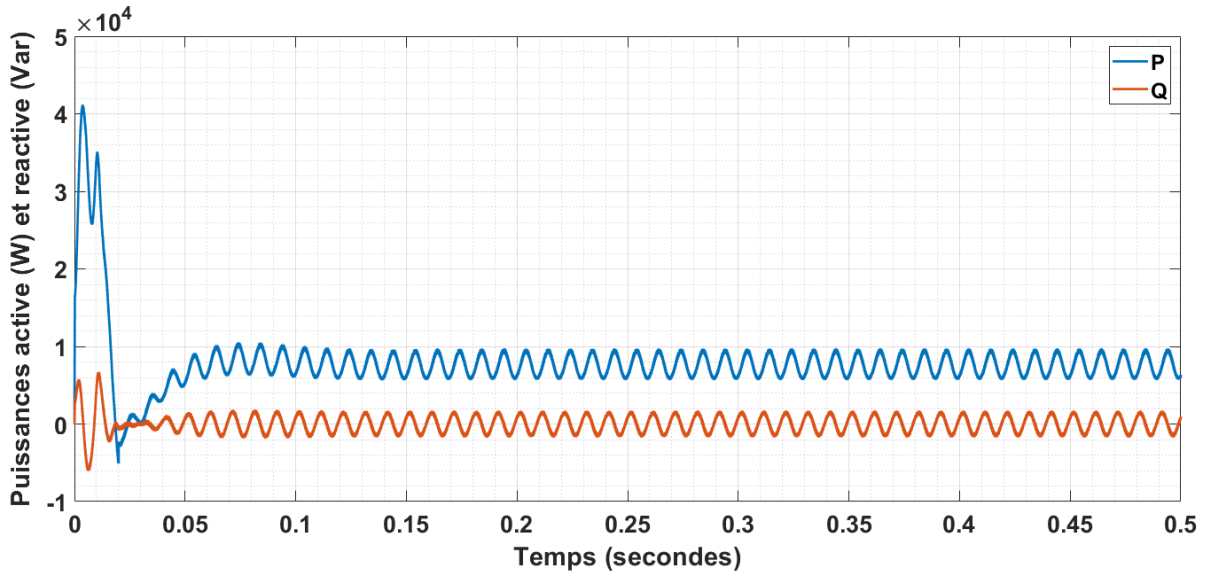


Figure IV. 113 Puissances active et réactive à base de NSDM durant le scénario (3) cas 1.

Tableau IV. 20 Résultats à base de la NSDM durant le scénario (3) cas 1.

	Normes	Phase (a)	Phase (b)	Phase (c)
THD (%)	<5	2.64	2.52	2.53
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	2.10	1.89	1.88
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.23	0.22	0.31
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.12	0.21	0.03

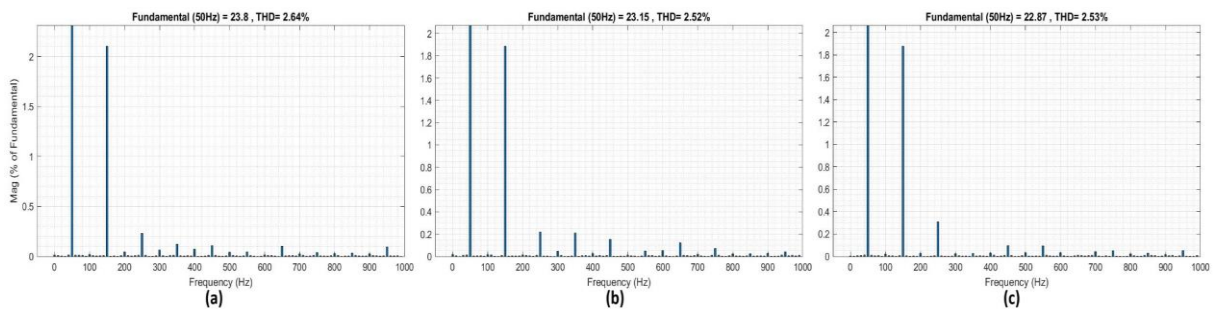


Figure IV. 114 Le spectre harmonique du courant des trois phases après compensation à base de la NSDM durant le scénario (3) cas 1.

➤ Cas (2)

Dans ce second cas, une boucle à verrouillage de phase (PLL) est intégrée. Les tensions appliquées à la méthode d'identification sont les composantes fondamentales directes extraites par la PLL neuronale. La Figure IV.115 illustre l'estimation de la puissance ainsi que l'extraction de sa composante fondamentale. La convergence est atteinte après seulement 0,05 s, confirmant la rapidité et la précision de l'approche.

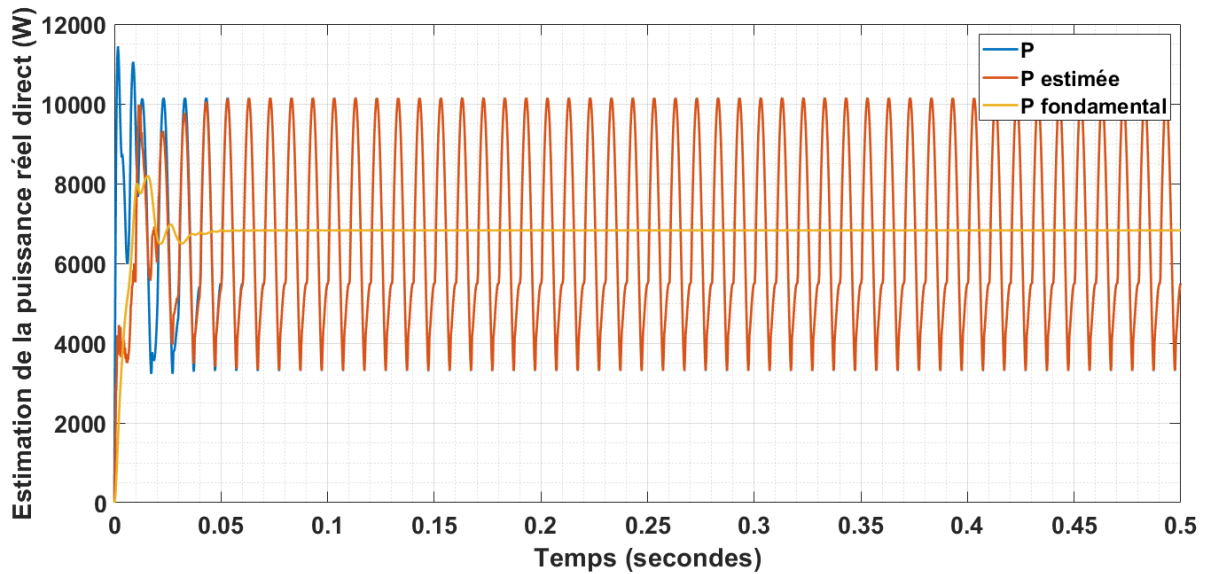


Figure IV. 115 Estimation de la puissance réelle par NSDM durant le scénario (3) cas 2.

La **Figure IV.116** présente les courants de source après compensation : ceux-ci retrouvent une forme parfaitement sinusoïdale et équilibrée, avec un déphasage de 120° entre les phases. La **Figure IV.117** confirme également que les courants sont en parfaite phase avec les tensions, traduisant l'efficacité accrue du système. La **Figure IV.118** montre le courant dans le neutre, qui est complètement annulé, démontrant une compensation optimale des déséquilibres. La **Figure IV.119** met en évidence la tension du bus continu qui, contrairement au cas (1), présente une amélioration significative en régime transitoire, avec une réduction notable du dépassement : celui-ci atteint cette fois seulement 825 V avant de converger vers la valeur de référence de 800 V après environ 0,08 s. Enfin, les **Figures IV.120** et **IV.121** exposent respectivement les puissances active et réactive à la source, avec les tensions réelles puis les tensions directes. Lorsqu'on utilise les tensions réelles, la compensation reste partielle : les fluctuations sont atténuées sans toutefois être totalement éliminées, et le facteur de puissance atteint 0,9906. En revanche, avec les tensions fondamentales extraites par la PLL neuronale, la compensation devient optimale. La puissance réactive est totalement supprimée, le facteur de puissance atteint l'unité, et la puissance active présente une réponse transitoire plus maîtrisée ainsi qu'une meilleure stabilité en régime permanent, marquant ainsi une nette amélioration des performances globales du système.

Les résultats de compensation sont présentés dans le **Tableau IV.21**. On observe une amélioration du taux de distorsion harmonique total (THD), avec des valeurs réduites à 2,04 %, 2,05 % et 1,98 % respectivement pour les phases (a), (b) et (c). Les harmoniques de 3^e ordre sont également maintenus en dessous de 1.5 %, tandis que les harmoniques d'ordre 5 et 7 sont quasiment nuls. Ces résultats sont corroborés par le spectre harmonique des trois phases, présenté dans la **Figure IV.122**, confirmant la performance améliorée du système dans ce scénario.

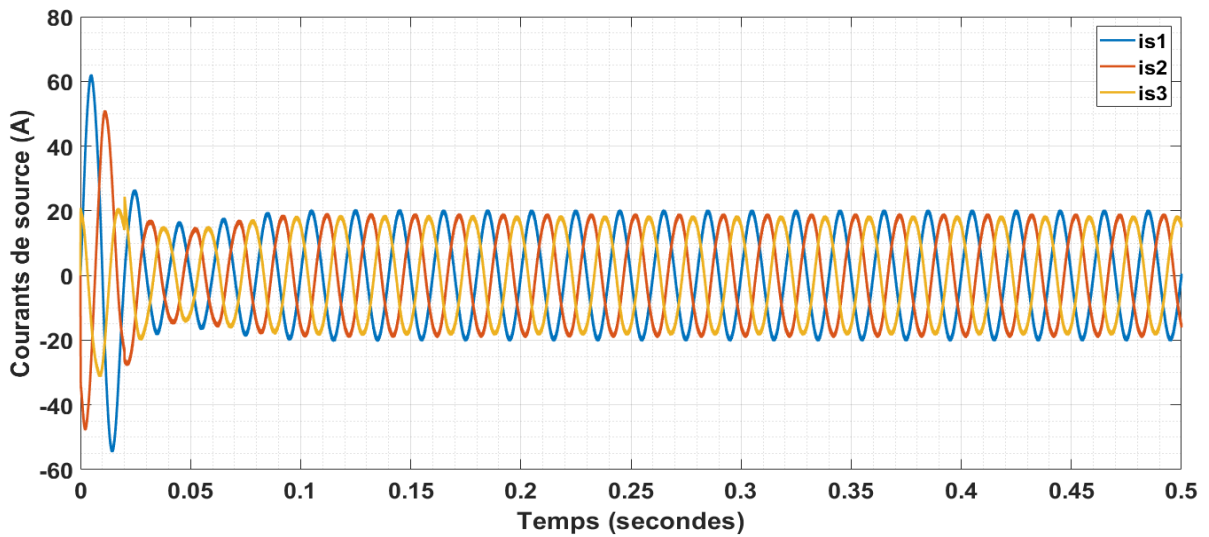


Figure IV. 116 Courants de de source à base de NSDM durant le scénario (3) cas 2.

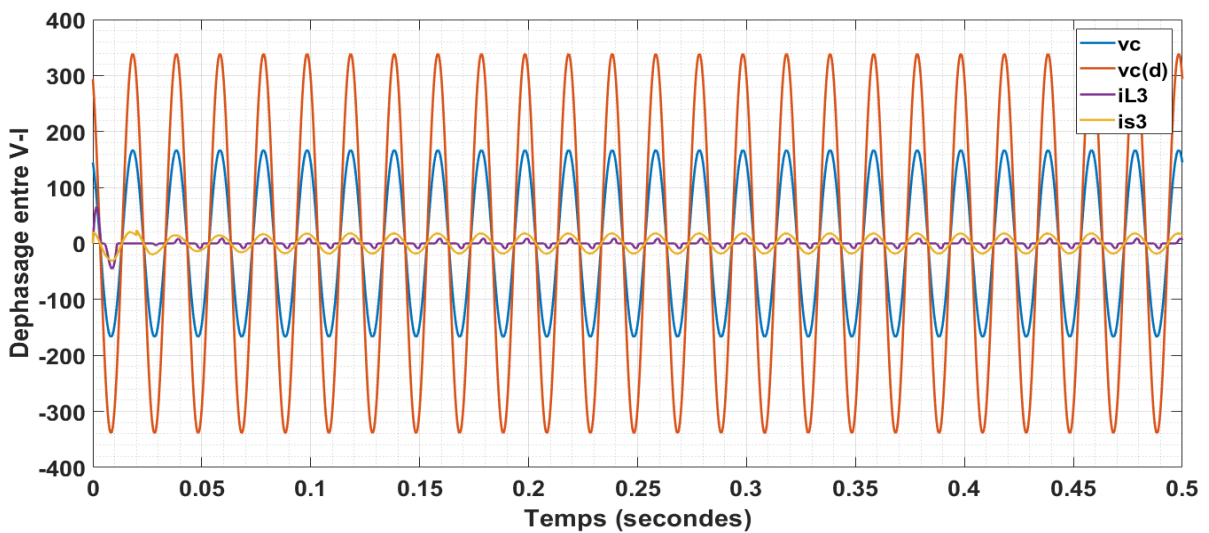


Figure IV. 117 Déphasage entre la tension et le courant de source à base de NSDM durant le scénario (3) cas 2.

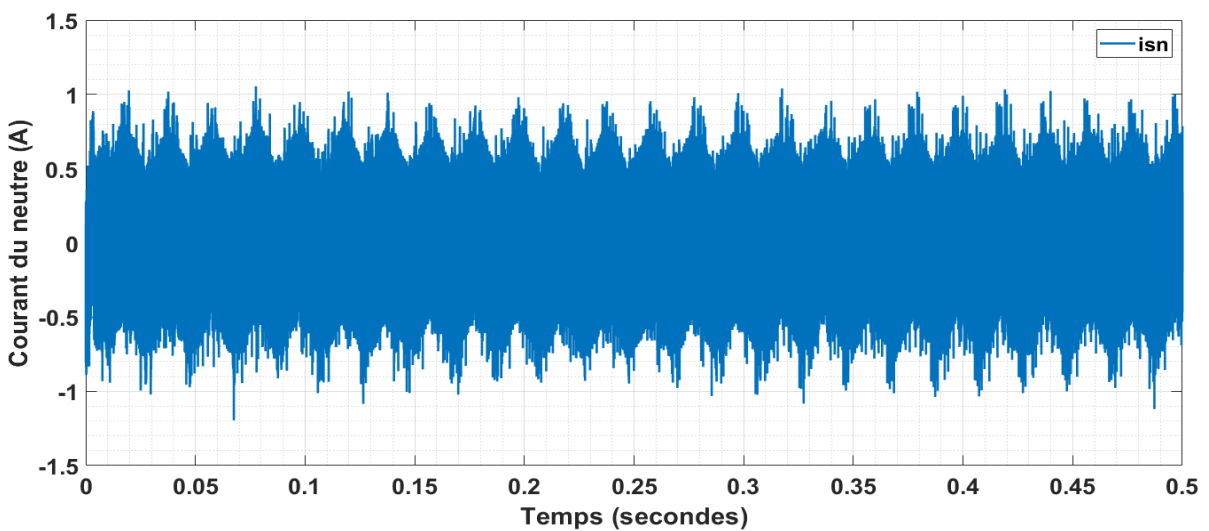


Figure IV. 118 Courant du neutre à base de NSDM durant le scénario (3) cas 2.

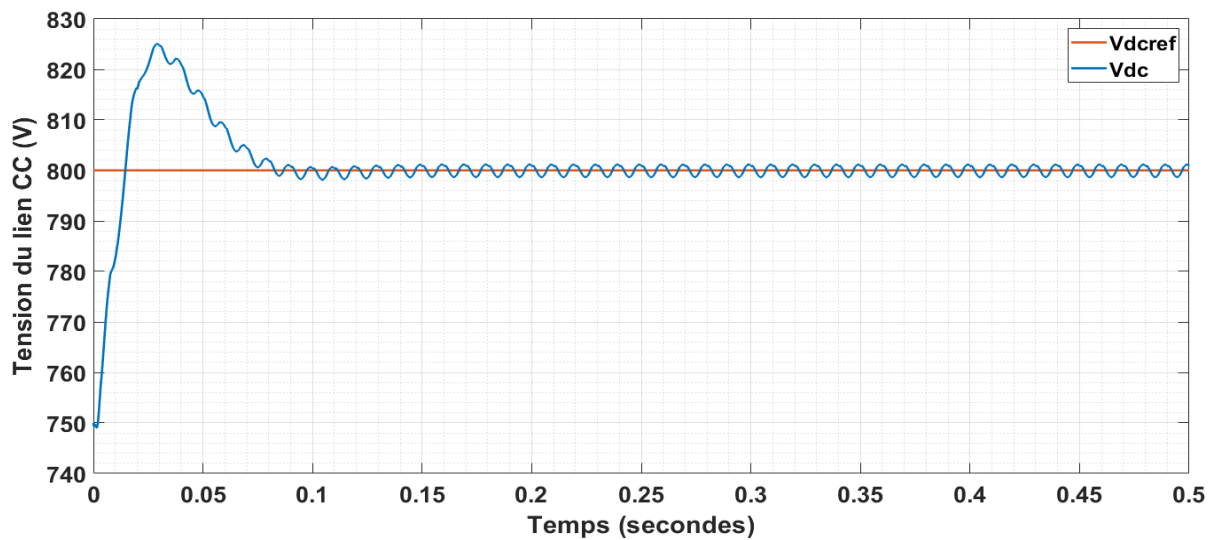


Figure IV. 119 Courant du neutre à base de NSDM durant le scénario (3) cas 2.

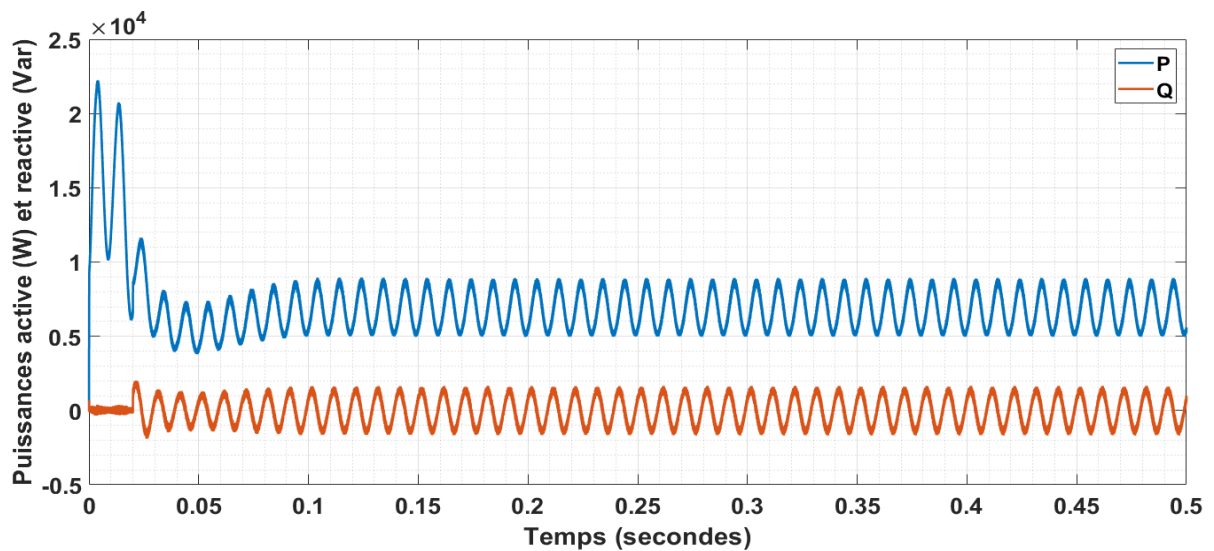


Figure IV. 120 Puissances active et réactive (tensions réelles) à base de NSDM, scénario (3) cas 2.

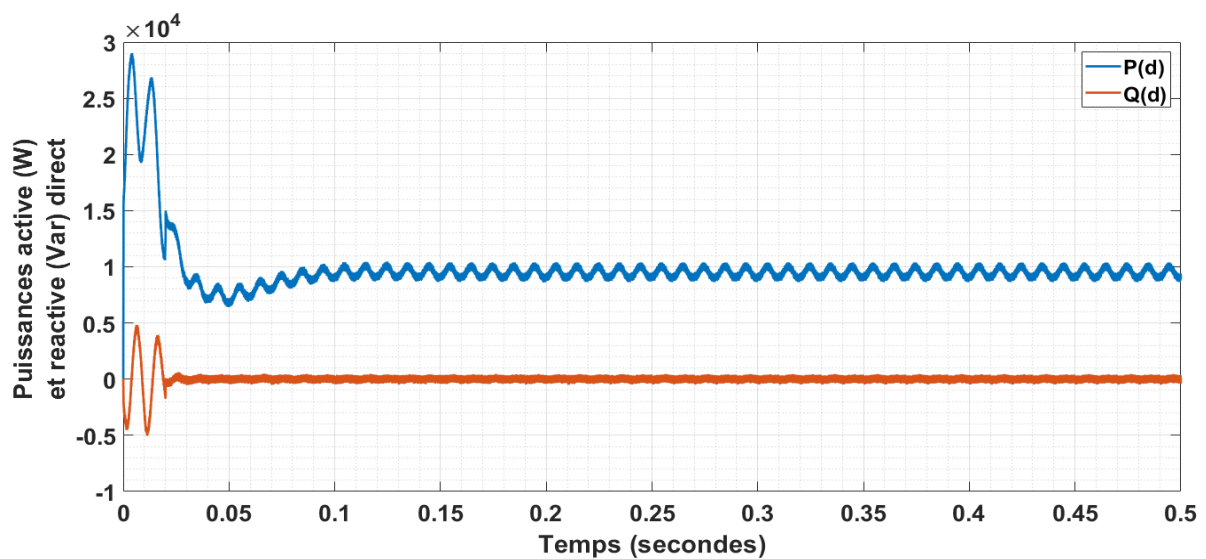
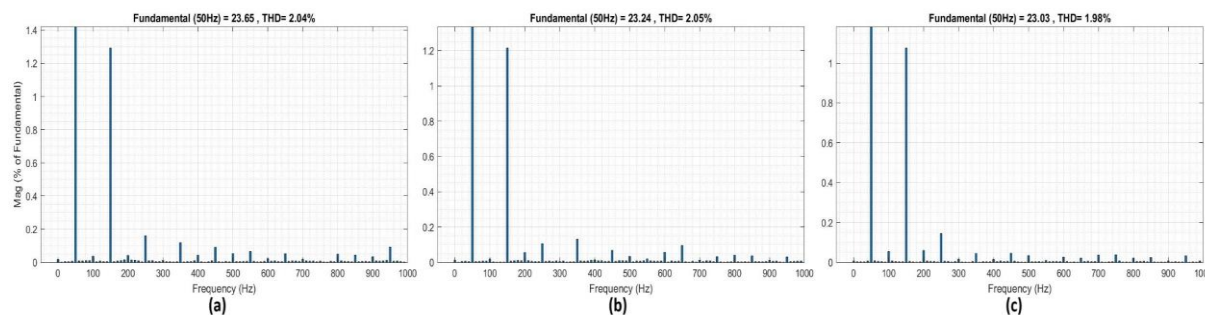


Figure IV. 121 Puissances active et réactive (tensions directes) à base de NSDM, scénario (3) cas 2.

Tableau IV. 21 Résultats du THDi obtenus par NSDM durant le scénario (3) cas 2.

	Normes	Phase (a)	Phase (b)	Phase (c)
THD (%)	<5	2.04	2.05	1.98
Harmonique d'ordre 3 (%)	<4	1.29	1.21	1.08
Harmonique d'ordre 5 (%)	<4	0.16	0.11	0.14
Harmonique d'ordre 7 (%)	<4	0.12	0.13	0.04

**Figure IV. 122** Le spectre harmonique du courant des trois phases après compensation à base de NSDM durant le scénario (3) cas 2.

e) Comparaison des résultats du scénario (3)

Ce scénario se distingue du scénario 2 par le fait que les mêmes charges sont connectées, mais cette fois avec des tensions de source déséquilibrées en amplitude. On observe tout d'abord que ce déséquilibre n'a pas une grande influence sur les harmoniques de courant.

En revanche, en l'absence de PLL, la compensation des courants harmoniques et du courant neutre par le FAP se dégrade, voire devient inexistante. Ce problème est particulièrement observé avec les méthodes ACM neuronale et p-q-r neuronale. Cependant, il convient de souligner la robustesse de la théorie p-q-r neuronale : même si les résultats présentent des distorsions et des déséquilibres, avec un courant neutre qui n'est pas totalement compensé, ils restent nettement meilleurs que ceux obtenus avec la méthode des courants actifs neuronaux. D'autre part, ce scénario met en évidence la capacité de la méthode de détection synchrone, qui parvient à fonctionner correctement en condition de déséquilibre, sans recourir à une PLL. Toutefois, l'intégration de la PLL neuronale apporte un avantage supplémentaire : en plus d'assurer l'extraction de la phase fondamentale et des tensions directes, elle améliore significativement la qualité de la compensation. On constate en effet une nette amélioration des résultats pour les quatre méthodes étudiées en présence de la PLL neuronale, notamment en termes de qualité de l'énergie (stabilisation de la tension du bus continu, meilleure régulation des puissances active et réactive), ainsi qu'en termes de réduction du THD.

Concernant la tension du bus continu, des différences apparaissent entre les méthodes. En régime transitoire, c'est toujours la méthode SDM neuronale qui présente le dépassement maximal, que ce soit sans ou avec PLL, avec respectivement 860 V et 825 V. Cependant, elle offre aussi le temps de réponse le plus rapide : 0,1 s sans PLL et 0,08 s avec PLL. À l'inverse, la méthode affichant le dépassement le plus faible est la théorie p-q-r neuronale, qui reste proche de 805 V et atteint le régime permanent en seulement 0,1 s. Enfin, la méthode présentant le temps de stabilisation le plus long est la méthode ADALINE directe, qui atteint la stabilité en 0,28 s (**Figure IV.123**). Hormis la SDM neuronale sans PLL, toutes les méthodes étudiées parviennent à compenser totalement la puissance réactive et à assurer un facteur de puissance

unitaire. La puissance active se stabilise autour de 10 kW, avec des temps de réponse avoisinant 0,1 s, sauf pour la méthode p-q-r neuronale qui se stabilise plus rapidement, en moins de 0,06 s et la méthode ADALINE direct qui se stabilise a 0.3 s (**Figure IV.124**).

Le **Tableau IV.22** présente un récapitulatif des résultats de THD obtenus par les différentes méthodes étudiées. Comme pour les autres scénarios, c'est la méthode de détection synchrone neuronale proposée qui offre les meilleurs résultats, suivie de la théorie p-q-r neuronale. Plus précisément, le THD obtenu avec la SDM neuronale atteint 2,04 % sur la phase a, 2,05 % sur la phase b et 1,98 % sur la phase c, avec une réduction notable de l'harmonique d'ordre 3 à respectivement 1,29 %, 1,21 % et 1,08 %. La méthode p-q-r neuronale présente quant à elle un THD de 2,24 % sur la phase a, 2,32 % sur la phase b et 2,21 % sur la phase c, accompagnée d'une harmonique de rang 3 réduite à 1,44 %, 1,45 % et 1,32 %. Les méthodes ACM neuronale et ADALINE directe se positionnent derrière, avec des performances légèrement inférieures, mais qui restent néanmoins conformes aux exigences des normes internationales IEEE-519.

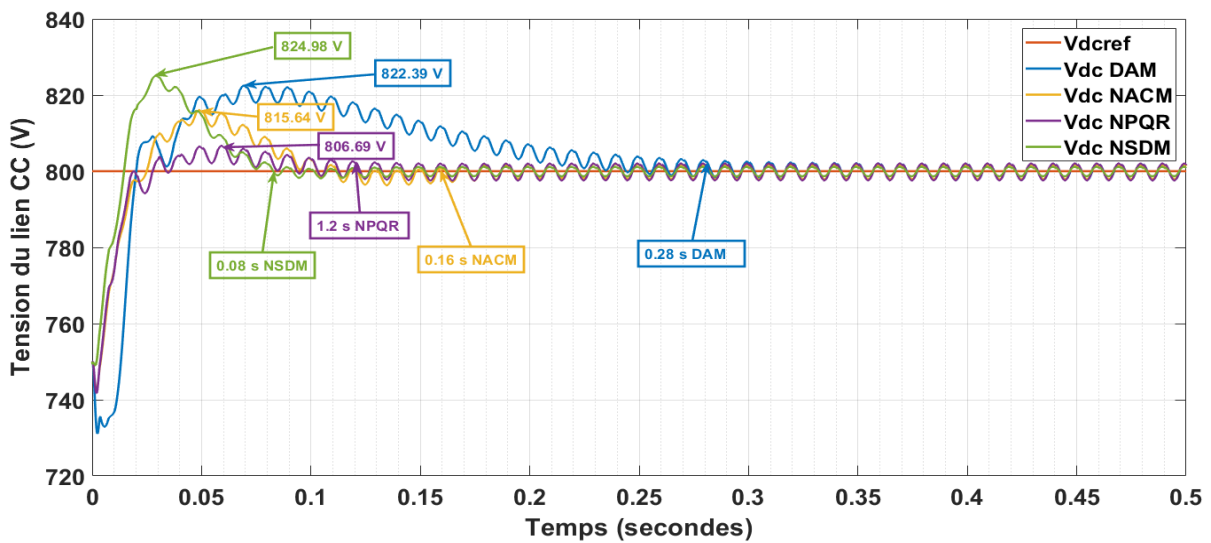


Figure IV. 123 Comparaison des résultats de la tension du bus continu des différentes méthodes durant le scénario (3).

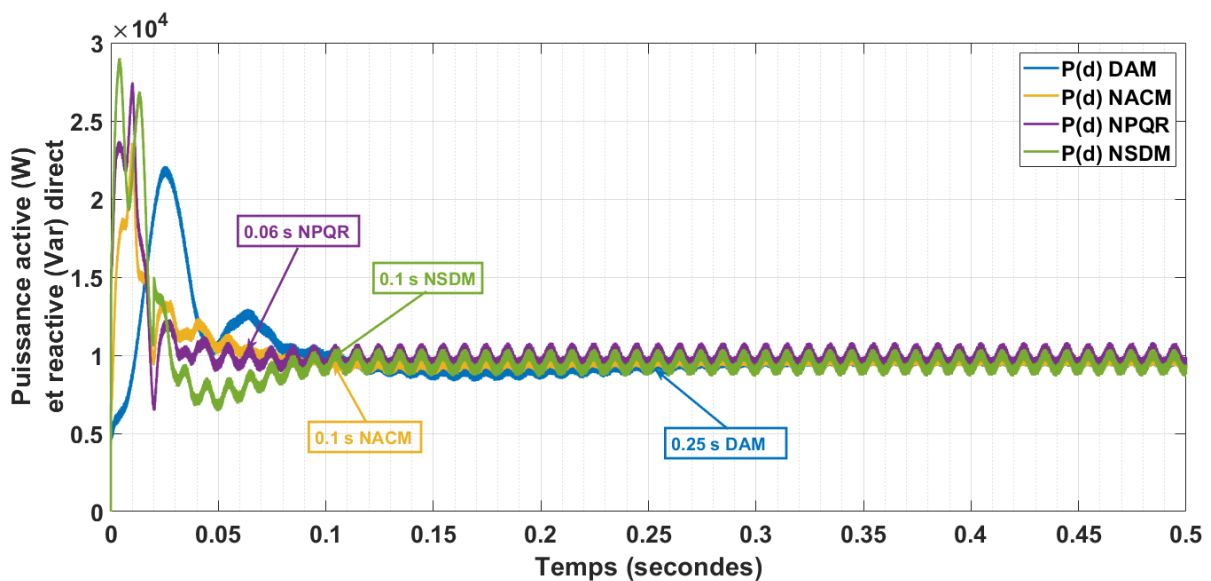


Figure IV. 124 Comparaison des puissances active et réactive des différent méthodes durant le scénario (3).

Tableau IV. 22 Résultats du THDi pour les différentes méthodes de compensation (avec PLL), scénario (3).

		Normes	Avant compensation	Compensation			
				DAM	NACM	NPQR	NSDM
Phase (a)	THD (%)	<5	23.75	2.80	2.57	2.24	2.04
	3 ^{ème} (%)	<4	17.43	2.23	1.99	1.44	1.29
	5 ^{ème} (%)	<4	10.75	0.12	0.22	0.14	0.16
	7 ^{ème} (%)	<4	7.55	0.11	0.15	0.12	0.12
Phase (b)	THD (%)	<5	16.53	2.83	2.51	2.32	2.05
	3 ^{ème} (%)	<4	12.80	2.18	1.83	1.45	1.21
	5 ^{ème} (%)	<4	7.59	0.26	0.24	0.13	0.11
	7 ^{ème} (%)	<4	5.01	0.20	0.24	0.17	0.13
Phase (c)	THD (%)	<5	103.27	2.74	2.47	2.21	1.98
	3 ^{ème} (%)	<4	82.24	2.09	1.77	1.32	1.08
	5 ^{ème} (%)	<4	54.15	0.25	0.28	0.15	0.14
	7 ^{ème} (%)	<4	26.62	0.03	0.28	0.05	0.04

IV.4. Conclusion

Les simulations réalisées ont permis de valider l'efficacité des différentes méthodes neuronales d'identification appliquées aux FAP à quatre bras, dans des conditions variées et représentatives des réseaux triphasés réels. Bien qu'on observe des différences notables entre les méthodes, notamment en termes de régulation de la tension du bus continu, de compensation des puissances et de réduction des harmoniques, elles ont toutes démontré une remarquable capacité à rétablir des courants sinusoïdaux, équilibrés et synchronisés, même en présence de perturbations sévères. La méthode SDM neuronale proposée se distingue particulièrement par sa rapidité et son efficacité, tandis que la théorie p-q-r neuronale, bien que légèrement moins performante, se démarque par sa robustesse et sa stabilité. Par ailleurs, l'intégration d'une PLL est obligatoire dans les scénarios de déséquilibre.

Dans le cas de déséquilibre de tensions, la puissance active fournie par la source avant compensation n'est pas constante et elle est fluctuante. Après compensation, cette puissance reste toujours fluctuante et comporte deux parties, continue et alternative (due aux déséquilibres de tensions de sources) bien que les courants de source soient devenus sinusoïdaux équilibrés. Pour résoudre ce problème, on doit balancer à la structure de filtre universel en combinant le FAP avec un FAS afin de compenser le déséquilibre des tensions,

Dans l'ensemble, ces résultats confirment la robustesse et la pertinence des stratégies développées pour améliorer la qualité de l'énergie au sein des réseaux électriques.

Conclusion générale et perspectives

Dans ce travail de recherche, nous avons pu démontrer la pertinence et l'efficacité de l'application des réseaux de neurones, en particulier des méthodes d'identification harmonique basées sur l'ADALINE, de la théorie p-q-r neuronale et de la méthode de détection synchrone neuronale, pour l'identification et le contrôle des filtres actifs parallèles (FAP) à quatre bras destinés à la compensation des perturbations dans les réseaux électriques à quatre fils. La recherche s'est articulée autour de quatre chapitres complémentaires, qui ont permis de dresser un panorama approfondi des enjeux, des approches méthodologiques et des performances obtenues.

Nous avons tout d'abord posé les bases de l'étude en présentant un état de l'art détaillé sur l'utilisation des réseaux ADALINE dans le domaine des FAP. Ce travail a mis en lumière le potentiel de ces approches neuronales pour dépasser les limitations des méthodes classiques d'identification et de commande, notamment dans des environnements caractérisés par des perturbations dynamiques et des conditions de fonctionnement fluctuantes. L'étude bibliographique a ainsi permis de dégager les grandes tendances de la recherche actuelle et de justifier les choix méthodologiques adoptés dans le cadre de cette thèse.

Par la suite, nous avons analysé les principales perturbations affectant les réseaux électriques, en insistant particulièrement sur les perturbations d'harmoniques, de déséquilibre et leurs impacts sur la qualité de l'énergie. L'origine de ces perturbations, leurs conséquences techniques et économiques ainsi que les normes internationales encadrant leur limitation ont été soigneusement décrites. Dans ce même cadre, nous avons présenté le filtre actif parallèle comme solution de référence pour la compensation des perturbations, en détaillant les architectures à quatre bras, les composants principaux et le principe de fonctionnement. Cette étape a constitué un socle indispensable pour préparer l'implémentation et la mise en œuvre des algorithmes d'identification et de commande développés ultérieurement.

Dans l'étape suivante on a proposé une PLL neuronale qui est une très bonne alternative qui permet d'améliorer la précision et la robustesse de la PLL classique. Ensuite nous avons détaillé les méthodes d'identification dédiées au FAP à quatre bras, en particulier celles développées et améliorées dans le cadre de ce travail de thèse. Parmi ces approches neuronales originales, on distingue notamment la méthode de détection synchrone neuronale (NSDM), et la p-q-r neuronale (NPQR). Ces méthodes ont été spécifiquement conçues pour répondre aux différents objectifs de la compensation (compensation des harmoniques, du courant du neutre et de la puissance réactive), en offrant à la fois précision, robustesse et rapidité de traitement. Le chapitre a également abordé les stratégies de commande associées aux FAP, permettant d'exploiter de manière optimale les informations fournies par les estimateurs neuronaux pour améliorer les performances globales du système.

Enfin, la dernière étape a consisté en une validation rigoureuse des solutions proposées à travers des simulations réalisées sous MATLAB/Simulink. Cette phase a permis de comparer les méthodes neuronales conventionnelles, telles qu'ADALINE directe et la méthode des courants actifs neuronaux, aux méthodes adaptatives développées au cours de ce travail de recherche, notamment la théorie p-q-r neuronale et la méthode de détection synchrone neuronale optimisée grâce au neurone linéaire adaptatif (ADALINE). Les différentes approches ont été testées dans divers scénarios représentatifs des conditions réelles, incluant des réseaux triphasés à quatre fils soumis à des charges non linéaires, déséquilibrées et variables, ainsi qu'à des sources perturbées.

L'analyse des résultats a montré que, malgré le fait que l'ensemble des méthodes testées permette d'obtenir des courants de source globalement sinusoïdaux, équilibrés et en phase avec les tensions, et d'atteindre des performances satisfaisantes en termes de qualité de l'énergie (avec un taux de distorsion harmonique total – THD – conforme à la norme IEEE 519), chaque méthode présente des particularités notables selon les indicateurs considérés. Les méthodes proposées dans ce travail se démarquent nettement par leurs performances supérieures, en particulier la NSDM, qui a démontré une efficacité remarquable. La théorie p-q-r neuronale se distingue par un faible dépassement, une stabilité remarquable face aux perturbations transitoires, une excellente qualité énergétique et une certaine robustesse, permettant une compensation efficace même en présence de perturbations, bien qu'elle reste parfois sensible à certaines conditions extrêmes. En revanche, malgré une efficacité légèrement inférieure en régime transitoire, la méthode SDM neuronale parvient à négliger les perturbations de source et à fonctionner correctement, offrant ainsi une compensation quasi parfaite et une réduction harmonique optimale, surpassant toutes les autres méthodes étudiées, et ce, avec des temps de réponse rapides, quelles que soient les conditions du réseau à quatre fils. Enfin, l'intégration de la boucle à verrouillage de phase neuronale (PLL neuronale) est essentielle en présence de déséquilibres de source afin d'assurer une compensation des harmoniques. Pour une compensation de la puissance réactive et le maintien d'une puissance active constante, un filtre universel qui combine le FAP à un FAS dans le cas de tensions de sources déséquilibrées est la solution optimale qui permet de renforcer la robustesse et la performance de l'ensemble des méthodes intelligentes proposées.

Cette recherche a permis de mettre en lumière l'importance cruciale du choix de la méthode d'identification en fonction des objectifs de compensation visés et des contraintes spécifiques du réseau. Elle a également souligné le rôle clé des approches à base d'ADALINE dans l'optimisation de la compensation des FAP à quatre bras pour les réseaux avec neutre. Les contributions scientifiques issues de ce travail ouvrent des perspectives intéressantes, tant pour l'amélioration des performances des FAP que pour leur adaptation à des réseaux intelligents (smart grids), où la flexibilité, la réactivité et l'efficacité énergétique deviendront des critères de plus en plus déterminants.

Pour les perspectives futures, plusieurs axes de recherche sont envisagés afin de prolonger et de compléter ce travail. Tout d'abord, il serait pertinent de tester l'efficacité des méthodes proposées dans des conditions de sources fortement distordues, un aspect qui n'a pas été abordé dans cette étude mais qui représente une étape importante pour confirmer la robustesse des algorithmes développés dans des environnements encore plus exigeants.

Ensuite, nous prévoyons de réaliser l'implémentation en temps réel des méthodes proposées, en passant d'abord par des essais sur banc de simulation de type HIL (Hardware-in-the-Loop), qui permettront de valider le comportement des algorithmes dans des conditions proches de l'environnement réel. À terme, l'objectif sera de porter cette implémentation sur une plateforme dSPACE 1104, afin de confirmer les performances des méthodes en conditions réelles et d'évaluer leur faisabilité industrielle.

Ces développements futurs permettront non seulement de consolider les résultats obtenus mais également de rapprocher les solutions proposées d'une application pratique à grande échelle, notamment pour les réseaux intelligents et les systèmes de distribution modernes, où les exigences en termes de flexibilité, de rapidité et de qualité de l'énergie sont de plus en plus élevées.

Références bibliographiques

- [1] M. Abdelkader, K. Belalia, T. Lantri, H. Boulouiha, and A. Ahmed, 'A four-line active shunt filter to enhance the power quality in a microgrid', *International Journal of Renewable Energy Development*, vol. 12, Mar. 2023, doi: 10.14710/ijred.2023.50270.
- [2] X. Shi, H. Ming, S. Shakkottai, L. Xie, and J. Yao, 'Nonintrusive load monitoring in residential households with low-resolution data', *Applied Energy*, vol. 252, p. 113283, Oct. 2019, doi: 10.1016/j.apenergy.2019.05.086.
- [3] E.-E. E. Portal and E. Csanyi, 'The study of harmonics and LV energy compensation | EEP', EEP - Electrical Engineering Portal. Accessed: July 03, 2025. [Online]. Available: <https://electrical-engineering-portal.com/harmonics-energy-compensation>
- [4] Z. Hu, Y. Han, A. S. Zalhaf, S. Zhou, E. Zhao, and P. Yang, 'Harmonic Sources Modeling and Characterization in Modern Power Systems: A Comprehensive Overview', *Electric Power Systems Research*, vol. 218, p. 109234, May 2023, doi: 10.1016/j.epsr.2023.109234.
- [5] T. Wymann and P. Jorg, 'Power loss ride-through in a variable speed drive system', in *2014 Petroleum and Chemical Industry Conference Europe*, Amsterdam, Netherlands: IEEE, June 2014, pp. 1–9. doi: 10.1109/PCICEurope.2014.6900057.
- [6] E. Ugwuagbo, A. Balogun, B. Ray, A. Anwar, and C. Ugwuishiwu, 'Total Harmonics Distortion Prediction at the Point of Common Coupling of industrial load with the grid using Artificial Neural Network', *Energy and AI*, vol. 14, p. 100281, Oct. 2023, doi: 10.1016/j.egyai.2023.100281.
- [7] N. Dey and A. K. Chakraborty, 'Neutral Current and Neutral Voltage in Three Phase Four Wire Distribution System of a Technical Institution', *IJCA*, vol. 72, no. 3, pp. 1–7, June 2013, doi: 10.5120/12471-8864.
- [8] F. Rojas *et al.*, 'An Overview of Four-Leg Converters: Topologies, Modulations, Control and Applications', *IEEE Access*, vol. 10, pp. 61277–61325, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3180746.
- [9] T. Penthia, A. K. Panda, and M. Mangaraj, 'Experimental Validation of ADALINE Least Mean Square Algorithm in a Three-Phase Four-Wire DSTATCOM to Enhance Power Quality', *Electric Power Components and Systems*, vol. 48, no. 8, pp. 769–780, May 2020, doi: 10.1080/15325008.2020.1821833.
- [10] S. Bhattacharyya and S. Cobbe, 'Consequences of Poor Power Quality – An Overview', in *Power Quality*, A. Eberhard, Ed., InTech, 2011. doi: 10.5772/13787.
- [11] H. G. Beleiu, I. N. Beleiu, S. G. Pavel, and C. P. Darab, 'Management of Power Quality Issues from an Economic Point of View', *Sustainability*, vol. 10, no. 7, p. 2326, July 2018, doi: 10.3390/su10072326.
- [12] L. F. A. Maciel, J. L. M. Morales, D. C. Gaona, and J. G. M. Pimentel, 'A Study of a Three-Phase Four-Wire Shunt Active Power Filter for Harmonics Mitigation', in *2018 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, Ixtapa, Mexico: IEEE, Nov. 2018, pp. 1–6. doi: 10.1109/ROPEC.2018.8661416.
- [13] H. Akagi, H. Fujita, and K. Wada, 'A Shunt Active Filter Based on Voltage Detection for Harmonic Termination of a Radial Power Distribution Line', *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*, 1998.
- [14] H. Akagi, 'Active Harmonic Filters', *Proc. IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, Dec. 2005, doi: 10.1109/JPROC.2005.859603.
- [15] Donghua Chen and Shaojun Xie, 'Review of the control strategies applied to active power filters', in *2004 IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies. Proceedings*, Hong Kong, China: IEEE, 2004, pp. 666–670. doi: 10.1109/DRPT.2004.1338067.

- [16] R. Martinek, J. Rzigky, R. Jaros, P. Bilik, and M. Ladrova, ‘Least Mean Squares and Recursive Least Squares Algorithms for Total Harmonic Distortion Reduction Using Shunt Active Power Filter Control’, *Energies*, vol. 12, no. 8, p. 1545, Apr. 2019, doi: 10.3390/en12081545.
- [17] A. O. Montes and G. Ramos, ‘Instantaneous p-q theory for harmonic compensation via shunt active power filter’, in *2013 Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)*, Bogota DC, Colombia: IEEE, July 2013, pp. 1–4. doi: 10.1109/PEPQA.2013.6614940.
- [18] P. S. Sanjan, N. G. Yamini, and N. Gowtham, ‘Performance Comparison of Single-Phase SAPF Using PQ Theory and SRF Theory’, in *2020 International Conference for Emerging Technology (INCET)*, June 2020, pp. 1–6. doi: 10.1109/INCET49848.2020.9154126.
- [19] B. Urmila, D. Gupta, and S. K. Chauhan, ‘Investigations on Mitigation of Harmonics by Fast Fourier Transform Controlled Shunt Active Power Filter’, 2017.
- [20] W. Li, B. Rahmani, and G. Liu, ‘A Wavelet-Based Shunt Active Power Filter to Integrate a Photovoltaic System to Power Grid’, in *2016 Sixth International Conference on Instrumentation & Measurement, Computer, Communication and Control (IMCCC)*, July 2016, pp. 482–485. doi: 10.1109/IMCCC.2016.127.
- [21] B. Widrow and M. Bilello, ‘Adaptive inverse control’, in *Proceedings of 8th IEEE International Symposium on Intelligent Control*, Chicago, IL, USA: IEEE, 1993, pp. 1–6. doi: 10.1109/ISIC.1993.397732.
- [22] Heng Deng, R. Oruganti, and D. Srinivasan, ‘A neural network-based adaptive controller of single-phase inverters for critical applications’, in *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003.*, Singapore: IEEE, 2003, pp. 915–920. doi: 10.1109/PEDS.2003.1283090.
- [23] M. A. A. Mohd Zainuri, A. C. Soh, M. A. M. Radzi, N. A. Rahim, and N. F. A. Abdul Rahman, ‘Single Phase Shunt Active Power Filter with Simplified ADALINE Neural Network’, in *3rd IET International Conference on Clean Energy and Technology (CEAT) 2014*, Kuching, Malaysia: Institution of Engineering and Technology, 2014, p. 42 (6 .)-42 (6 .). doi: 10.1049/cp.2014.1489.
- [24] M. Mohd Zainuri, M. Mohd Radzi, A. Che Soh, N. Mariun, N. Abd Rahim, and S. Hajighorbani, ‘Fundamental Active Current Adaptive Linear Neural Networks for Photovoltaic Shunt Active Power Filters’, *Energies*, vol. 9, no. 6, p. 397, May 2016, doi: 10.3390/en9060397.
- [25] D. O. Abdeslam, ‘Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension’, phdthesis, Université de Haute Alsace - Mulhouse, 2005. Accessed: Apr. 30, 2025. [Online]. Available: <https://theses.hal.science/tel-00422996>
- [26] N. K. Nguyen, P. Wira, D. Flieller, D. Ould Abdeslam, and J. Merckle, ‘Harmonics Identification with Artificial Neural Networks: Application to Active Power Filtering’, *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, vol. 12, no. 5, Aug. 2011, doi: 10.2202/1553-779X.2783.
- [27] A. Panda Kumar and M. Mangaraj, ‘DSTATCOM employing hybrid neural network control technique for power quality improvement’, *IET Power Electronics*, vol. 10, no. 4, pp. 480–489, Mar. 2017, doi: 10.1049/iet-pel.2016.0556.
- [28] L. Merabet, S. Saad, D. O. Abdeslam, and J. Merckle, ‘Direct neural method for harmonic currents estimation using adaptive linear element’, *Electric Power Systems Research*, vol. 152, pp. 61–70, Nov. 2017, doi: 10.1016/j.epsr.2017.06.018.
- [29] P. Garanayak, G. Panda, and P. K. Ray, ‘Power system harmonic parameters estimation using ADALINE-VLLMS algorithm’, in *2015 International Conference on Energy*,

- Power and Environment: Towards Sustainable Growth (ICEPE)*, Shillong, India: IEEE, June 2015, pp. 1–6. doi: 10.1109/EPETSG.2015.7510132.
- [30] P. Garanayak and G. Panda, ‘Harmonic Elimination and Reactive Power Compensation with a Novel Control Algorithm based Active Power Filter’, *Journal of Power Electronics*, vol. 15, no. 6, pp. 1619–1627, Nov. 2015, doi: 10.6113/JPE.2015.15.6.1619.
- [31] P. Garanayak, G. Panda, and P. K. Ray, ‘Harmonic estimation using RLS algorithm and elimination with improved current control technique based SAPF in a distribution network’, *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 73, pp. 209–217, Dec. 2015, doi: 10.1016/j.ijepes.2015.04.023.
- [32] P. Garanayak and G. Panda, ‘Fast and accurate measurement of harmonic parameters employing hybrid adaptive linear neural network and filtered-x least mean square algorithm’, *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 10, no. 2, pp. 421–436, Feb. 2016, doi: 10.1049/iet-gtd.2015.0684.
- [33] P. Garanayak and G. Panda, ‘An adaptive linear neural network with least mean M-estimate weight updating rule employed for harmonics identification and power quality monitoring’, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 40, no. 6, pp. 1936–1949, Apr. 2018, doi: 10.1177/0142331217695402.
- [34] M. A. A. Mohd Zainuri *et al.*, ‘Photovoltaic Integrated Shunt Active Power Filter with Simpler ADALINE Algorithm for Current Harmonic Extraction’, *Energies*, vol. 11, no. 5, p. 1152, May 2018, doi: 10.3390/en11051152.
- [35] S. R. Das, Prakash. K. Ray, and A. Mohanty, ‘Improvement of Power Quality using Advanced Artificial Neural Network Algorithm’, in *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, Chennai, India: IEEE, Dec. 2018, pp. 1–6. doi: 10.1109/PEDES.2018.8707591.
- [36] P. Garanayak, G. Panda, and S. Mishra, ‘Harmonic elimination using SW based HSAPF system and evaluation of compensation effect employing ADALINE-DFFRLS algorithm’, *EPE Journal*, vol. 29, no. 2, pp. 64–81, Apr. 2019, doi: 10.1080/09398368.2018.1483118.
- [37] Y. Triki, A. Bechouche, H. Seddiki, and D. O. Abdeslam, ‘ADALINE Based MPPT With Indirect Control Mode for Photovoltaic Systems’, in *2019 IEEE 28th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Vancouver, BC, Canada: IEEE, June 2019, pp. 2183–2188. doi: 10.1109/ISIE.2019.8781337.
- [38] M. Mangaraj and A. K. Panda, ‘Modelling and simulation of KHLMS algorithm-based DSTATCOM’, *IET Power Electronics*, vol. 12, no. 9, pp. 2304–2311, Aug. 2019, doi: 10.1049/iet-pel.2018.5625.
- [39] A. Azzam-Jai and M. Ouassaid, ‘Adaptive Adaline Neural PQ Strategy-Based Multipurpose PV Interfaced Shunt Active Power Filter’, in *2019 8th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, Marrakesh, Morocco: IEEE, Oct. 2019, pp. 71–76. doi: 10.1109/ICSC47195.2019.8950643.
- [40] Y. Hoon, M. A. Mohd Radzi, and A. S. Al-Ogaili, ‘Adaptive Linear Neural Network Approach for Three-Phase Four-Wire Active Power Filtering under Non-Ideal Grid and Unbalanced Load Scenarios’, *Applied Sciences*, vol. 9, no. 24, p. 5304, Dec. 2019, doi: 10.3390/app9245304.
- [41] P. Garanayak, R. T. Naayagi, and G. Panda, ‘A High-Speed Master-Slave ADALINE for Accurate Power System Harmonic and Inter-Harmonic Estimation’, *IEEE Access*, vol. 8, pp. 51918–51932, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2980115.
- [42] S. Ranjan Das *et al.*, ‘Advanced wavelet transform based shunt hybrid active filter in PV integrated power distribution system for power quality enhancement’, *IET Energy Systems Integration*, vol. 2, no. 4, pp. 331–343, Dec. 2020, doi: 10.1049/iet-esi.2020.0015.

- [43] S. R. Das, P. K. Ray, A. K. Mishra, and A. Mohanty, ‘Performance of PV integrated multilevel inverter for PQ enhancement’, *International Journal of Electronics*, vol. 108, no. 6, pp. 945–982, June 2021, doi: 10.1080/00207217.2020.1818848.
- [44] M. Tali, A. Essadki, and T. Nasservv, ‘Grid Voltage Estimation Based on an Adaptive Linear Neural Network for PV-Active Power Filter Control Strategy’, *JESA*, vol. 54, no. 3, pp. 403–410, June 2021, doi: 10.18280/jesa.540303.
- [45] A. Tamer, L. Zellouma, M. T. Benchouia, and A. 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*, vol. 96, p. 107471, Dec. 2021, doi: 10.1016/j.compeleceng.2021.107471.
- [46] Y. Asadi, M. Eskandari, M. Mansouri, S. Chaharmahali, M. H. Moradi, and M. S. Tahriri, ‘Adaptive Neural Network for a Stabilizing Shunt Active Power Filter in Distorted Weak Grids’, *Applied Sciences*, vol. 12, no. 16, p. 8060, Aug. 2022, doi: 10.3390/app12168060.
- [47] A. V. Sant, ‘Shunt active power filtering with reference current generation based on dual second order generalized integrator and LMS algorithm’, *Energy Reports*, vol. 8, pp. 886–893, Nov. 2022, doi: 10.1016/j.egyr.2022.08.099.
- [48] S. Mishra *et al.*, ‘Implementation of an ADALINE-Based Adaptive Control Strategy for an LCLC-PV-DSTATCOM in Distribution System for Power Quality Improvement’, *Energies*, vol. 16, no. 1, p. 323, Dec. 2022, doi: 10.3390/en16010323.
- [49] A. A. Jai and M. Ouassaid, ‘Machine Learning-Based Adaline Neural PQ Strategy for a Photovoltaic Integrated Shunt Active Power Filter’, *IEEE Access*, vol. 11, pp. 56593–56618, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2023.3281488.
- [50] A. Kumar and P. Kumar, ‘Efficient controller of DSTATCOM based on combination of Adaline and SOGI-FLL for power quality improvement’, *Int J Syst Assur Eng Manag*, vol. 14, no. 4, pp. 1543–1566, Aug. 2023, doi: 10.1007/s13198-023-01965-6.
- [51] A. Govind, K. Jayaswal, V. K. Tayal, and P. Kumar, ‘Simulation and real time implementation of shunt active power filter for power quality enhancement using adaptive neural network topology’, *Electric Power Systems Research*, vol. 228, p. 110042, Mar. 2024, doi: 10.1016/j.epsr.2023.110042.
- [52] A. Azzam Jai and M. Ouassaid, ‘Three novel machine learning-based adaptive controllers for a photovoltaic shunt active power filter performance enhancement’, *Scientific African*, vol. 24, p. e02171, June 2024, doi: 10.1016/j.sciaf.2024.e02171.
- [53] N. F. A. Rahman, M. A. A. M. Zainuri, N. M. S. Hannon, M. N. Hidayat, R. Baharom, and W. N. W. A. Munim, ‘Enhancing power quality: An Adaline algorithm for direct resonance current extraction in shunt active power filter’, *IJPEDS*, vol. 15, no. 4, p. 2470, Dec. 2024, doi: 10.11591/ijpeds.v15.i4.pp2470-2479.
- [54] M. Alam and M. Gain, ‘Power Quality Problems and Solutions: An Overview’, vol. 3, no. 10, 2012.
- [55] D. D. Sabin and M. H. J. Bollen, ‘Overview of IEEE Std 1564-2014 Guide for Voltage Sag Indices’, in *2014 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, Bucharest, Romania: IEEE, May 2014, pp. 497–501. doi: 10.1109/ICHQP.2014.6842753.
- [56] D. Johnson, D. Johnson, K. Hassan, D. Johnson, and K. Hassan, ‘Issues of Power Quality in Electrical Systems’, *International Journal of Energy and Power Engineering*, Jan. 2016, doi: 10.11648/j.ijepe.20160504.12.
- [57] KHELIL CHERFI Mohamed, ‘Commande d’un system photovoltaïque alimentant un filtre actif de puissance connecté au réseau’, 2023.
- [58] Z. Hu, Y. Han, A. S. Zalhaf, S. Zhou, E. Zhao, and P. Yang, ‘Harmonic Sources Modeling and Characterization in Modern Power Systems: A Comprehensive

- Overview’, *Electric Power Systems Research*, vol. 218, p. 109234, May 2023, doi: 10.1016/j.epsr.2023.109234.
- [59] Z. Ali, M. Calasan, F. Jurado, and S. Abdel Aleem, ‘Complexities of Power Quality and Harmonic-Induced Overheating in Modern Power Grids Studies: Challenges and Solutions’, *IEEE Access*, vol. PP, pp. 1–1, Oct. 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3477729.
- [60] T. Hoevenaars, K. LeDoux, and M. Colosino, ‘Interpreting IEEE STD 519 and meeting its harmonic limits in VFD applications’, in *IEEE Industry Applications Society 50th Annual Petroleum and Chemical Industry Conference, 2003. Record of Conference Papers.*, Houston, TX, USA: IEEE, 2003, pp. 145–150. doi: 10.1109/PCICON.2003.1242609.
- [61] ‘IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems’, *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, pp. 1–29, June 2014, doi: 10.1109/IEEESTD.2014.6826459.
- [62] Z. Ali, M. Calasan, F. Jurado, and S. Abdel Aleem, ‘Complexities of Power Quality and Harmonic-Induced Overheating in Modern Power Grids Studies: Challenges and Solutions’, *IEEE Access*, vol. PP, pp. 1–1, Oct. 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3477729.
- [63] ‘Power quality and power factor solutions’. Accessed: Mar. 17, 2025. [Online]. Available: <https://www.se.com/ww/en/work/solutions/power-management/power-quality/>
- [64] B. Silva, M. Fortes, H. O. Henriques, D. Coelho Rodrigues de Souza, and riller ramos, ‘Power quality (PQ) analysis in a power feeder that supply different social class consumers’, *International Journal of Emerging Electric Power Systems*, vol. 21, Apr. 2020, doi: 10.1515/ijeeps-2019-0169.
- [65] J. Lokar, J. Dolenc, B. Blazic, and L. Herman, ‘Harmonic Resonance Identification and Mitigation in Power System Using Modal Analysis’, *Energies*, vol. 14, p. 4017, July 2021, doi: 10.3390/en14134017.
- [66] C. Masetti, *Revision of European Standard EN 50160 on power quality: Reasons and solutions*. 2010, p. 7. doi: 10.1109/ICHQP.2010.5625472.
- [67] V. Gelman, *Harmonics effect on rectifier current imbalance*. 2004, p. 793. doi: 10.1109/ICHQP.2004.1409453.
- [68] S. Rustemli, M. A. Satici, G. Şahin, and W. van Sark, ‘Investigation of harmonics analysis power system due to non-linear loads on the electrical energy quality results’, *Energy Reports*, vol. 10, pp. 4704–4732, Nov. 2023, doi: 10.1016/j.egyr.2023.11.034.
- [69] K. Zhou and V. Siadat, ‘Notes on Harmonic Analysis Part I: The Fourier Transform’, Aug. 28, 2017, *arXiv*: arXiv:1709.03377. doi: 10.48550/arXiv.1709.03377.
- [70] E. H. Mayoral *et al.*, ‘Fourier Analysis for Harmonic Signals in Electrical Power Systems’, in *Fourier Transforms - High-tech Application and Current Trends*, IntechOpen, 2017. doi: 10.5772/66733.
- [71] G. Levačić, A. Župan, and M. Curin, *An overview of harmonics in power transmission networks*. 2018, p. 6. doi: 10.23919/SMAGRIMET.2018.8369828.
- [72] Z. Laala, ‘Contribution à l’amélioration de la qualité d’énergie dans les systèmes électriques embarqué.’, 2024.
- [73] A. M. El-Bashbishi and A. A. El-Fergany, ‘Calculation Methods of Voltage Unbalance Factor’, in *2023 24th International Middle East Power System Conference (MEPCON)*, Dec. 2023, pp. 1–6. doi: 10.1109/MEPCON58725.2023.10462408.
- [74] A. García Trujillo, ‘Harmonics influence on power and energy measurements’, *International journal of physical sciences and engineering*, vol. 3, pp. 32–41, Mar. 2019, doi: 10.29332/ijpse.v3n1.254.

- [75] S. Elisabeta, P. Ion, B. Protea, and F. Piroi, ‘The power factor and the upper harmonics’, *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 1781, p. 012037, Feb. 2021, doi: 10.1088/1742-6596/1781/1/012037.
- [76] T. M. Blooming and D. J. Carnovale, *Application of IEEE STD 519-1992 Harmonic Limits*. 2006, p. 9. doi: 10.1109/PAPCON.2006.1673767.
- [77] ‘IEEE Standard for Harmonic Control in Electric Power Systems’, *IEEE Std 519-2022 (Revision of IEEE Std 519-2014)*, pp. 1–31, Aug. 2022, doi: 10.1109/IEEESTD.2022.9848440.
- [78] V. Javor, ‘New function for representing IEC 61000-4-2 standard electrostatic discharge current’, *Facta universitatis - series: Electronics and Energetics*, vol. 27, pp. 509–520, Jan. 2014, doi: 10.2298/FUEE1404509J.
- [79] J. Xiao, ‘(Invited) Overview of Cathode-Electrolyte Interphase (CEI) Consortium’, *Meet. Abstr.*, vol. MA2024-02, no. 2, pp. 218–218, Nov. 2024, doi: 10.1149/MA2024-022218mtgabs.
- [80] S. M. Halpin, *Comparison of IEEE and IEC harmonic standards*. 2005, p. 2216 Vol. 3. doi: 10.1109/PES.2005.1489688.
- [81] H. Sher and A. Eltamaly, ‘Harmonics reduction techniques - A survey’, *International Review on Modelling and Simulations*, vol. 4, pp. 3135–3147, Jan. 2011.
- [82] D. Fallows, S. Nuzzo, A. Costabeber, and M. Galea, ‘Harmonic reduction methods for electrical generation: a review’, *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 12, no. 13, pp. 3107–3113, 2018, doi: 10.1049/iet-gtd.2018.0008.
- [83] BACHAR Rahima, ‘Commande Prédictive Appliquée au Filtre Actif’, *Thèse de doctorat Université Mohamed Khider - Biskra*, 2019.
- [84] Tole SUTIKNO, *The Power Electronics Handbook: Principles and Applications*, IAES Press,. in Faculty of Industrial Technology. Yogyakarta, 2024. [Online]. Available: <http://eprints.uad.ac.id/id/eprint/63689>
- [85] Y. Hoon, M. A. Mohd Radzi, M. A. A. Mohd Zainuri, and M. A. M. Zawawi, ‘Shunt Active Power Filter: A Review on Phase Synchronization Control Techniques’, *Electronics*, vol. 8, no. 7, Art. no. 7, July 2019, doi: 10.3390/electronics8070791.
- [86] Muhammad H.Rashid, *Power Electronics Handbook: Devices, Circuits and Applications*, Fourth Edition. University of Florida/University of West Florida Joint Program and Computer Engineering University of West Florida Pensacola, Florida: Elsevier, 1990.
- [87] F.-G. Popescu, D. Pasulescu, and V. M. Pasulescu, *Modern Methods for Analysis and Reduction of Current and Voltage Harmonics*. 2020.
- [88] T. Adrikowski, D. Bula, and M. Pasko, ‘The selection of single-phase active power filter parameters’, in *2016 Progress in Applied Electrical Engineering (PAEE)*, Koscielisko-Zakopane: IEEE, June 2016, pp. 1–6. doi: 10.1109/PAEE.2016.7605129.
- [89] S. Dauda, A. Loko, and J. Abdullahi, ‘Performance Analysis of Three-Phase Shunt Active Power Filter for Harmonic Mitigation’, *Asian Journal of Research and Reviews in Physics*, vol. 6, pp. 7–24, Oct. 2022, doi: 10.9734/AJR2P/2022/v6i3118.
- [90] D. Buła, G. Jarek, J. Michalak, and M. Zygmanski, ‘Control Method of Four Wire Active Power Filter Based on Three-Phase Neutral Point Clamped T-Type Converter’, *Energies*, vol. 14, no. 24, p. 8427, Dec. 2021, doi: 10.3390/en14248427.
- [91] Y. Kwak, D. Heo, S.-P. Kim, S.-G. Song, S.-J. Park, and feel-soon Kang, ‘Reliability and Economic Efficiency Analysis of 4-Leg Inverter Compared with 3-Leg Inverters’, *Electronics*, vol. 10, p. 87, Jan. 2021, doi: 10.3390/electronics10010087.
- [92] Sana OTHMAN, ‘Modélisation et Commande à base d’une représentation par Réseau de Pétri d’un Filtre Actif Parallèle avec un Onduleur Multicellulaire Série’, Thèse de doctorat, Université de Gabès École Nationale d’Ingénieurs de Gabès de Tunisie et École

- Nationale Supérieure de l'Électronique et de ses Applications du CY Cergy Paris Université, 2021.
- [93] S. Valedsaravi, A. E. Aroudi, and L. M. Salamero, 'Control of a PV-fed Cascaded Half-Bridge Multilevel Inverter with Shunt Active Power Filter Capabilities', *IFAC-PapersOnLine*, vol. 55, no. 12, pp. 37–42, 2022, doi: 10.1016/j.ifacol.2022.07.285.
- [94] S. Chennai, 'Control Scheme Influence on the Performance of Shunt Active Power Filter based on Five-level NPC Inverter in Steady and Transient Conditions', *AJSS*, vol. 9, no. 1, pp. 1–7, Mar. 2024, doi: 10.51485/ajss.v9i1.199.
- [95] B. Kaka and A. Maji, 'Performance evaluation of shunt active power filter (SAPF) connected to three phase four wire distribution networks', in *2016 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Oct. 2016, pp. 1–9. doi: 10.1109/INTLEC.2016.7749109.
- [96] F. Hamoudi, 'Commande Robuste d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils', *Thesis*, 2008.
- [97] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, 1st edn. Wiley, 2007. doi: 10.1002/9781119307181.
- [98] C. Guo, Z. Xin, J. Han, L. Hu, and B. Lu, 'Review of the calculation of DC-link capacitor current', *Frontiers in Energy Research*, vol. 11, Aug. 2023, doi: 10.3389/fenrg.2023.1240755.
- [99] C. Fjellstedt, J. Forslund, and K. Thomas, 'Experimental Investigation of the Frequency Response of an LC-Filter and Power Transformer for Grid Connection', *Energies*, vol. 16, p. 5784, Aug. 2023, doi: 10.3390/en16155784.
- [100] N. Yu, J. Yang, S. Chen, and M. Ye, 'Design of LCL-Filter Based Three-level Active Power Filter', *TELKOMNIKA Indonesian Journal of Electrical Engineering*, vol. 12, July 2014, doi: 10.11591/telkomnika.v12i1.3441.
- [101] J. Dannehl, F. W. Fuchs, S. Hansen, and P. B. Thøgersen, 'Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters', *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 4, pp. 1509–1517, July 2010, doi: 10.1109/TIA.2010.2049974.
- [102] H. Akagi and H. Fujita, 'A new power line conditioner for harmonic compensation in power systems', *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 10, no. 3, pp. 1570–1575, July 1995, doi: 10.1109/61.400941.
- [103] M. Cespedes and Jian Sun, 'Impedance Modeling and Analysis of Grid-Connected Voltage-Source Converters', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1254–1261, Mar. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2262473.
- [104] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, 'Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier', in *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, Chicago, IL, USA: IEEE, 2001, pp. 299–307. doi: 10.1109/IAS.2001.955428.
- [105] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, 1st edn. Wiley, 2011. doi: 10.1002/9780470667057.
- [106] J. Dannehl, C. Wessels, and F. W. Fuchs, 'Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 380–388, Feb. 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2008774.
- [107] D. Yang, X. Ruan, and H. Wu, 'Impedance Shaping of the Grid-Connected Inverter with LCL Filter to Improve Its Adaptability to the Weak Grid Condition', *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 5795–5805, Nov. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2014.2300235.
- [108] B. Widrow and M. Bilello, *Adaptive Inverse Control*, vol. 5. 1993, p. 6. doi: 10.1109/ISIC.1993.397732.

- [109] J. Pinto, A. Carvalho, A. Rocha, and A. Araújo, ‘Comparison of DSOGI-Based PLL for Phase Estimation in Three-Phase Weak Grids’, *Electricity*, vol. 2, no. 3, pp. 244–270, July 2021, doi: 10.3390/electricity2030015.
- [110] B. Rahima, G. Amar, B. M. Toufik, and C. Mohamed, ‘High-performance active power filter implementation based on predictive current control’, *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, vol. 10, no. 1, Art. no. 1, Mar. 2019, doi: 10.11591/ijpeds.v10.i1.pp277-287.
- [111] Y. Hoon and M. A. Mohd Radzi, ‘PLL-Less Three-Phase Four-Wire SAPF with STF-dq0 Technique for Harmonics Mitigation under Distorted Supply Voltage and Unbalanced Load Conditions’, *Energies*, vol. 11, no. 8, p. 2143, Aug. 2018, doi: 10.3390/en11082143.
- [112] L. Peng, Z. Fu, T. Xiao, Y. Qian, W. Zhao, and C. Zhang, ‘An Improved Dual Second-Order Generalized Integrator Phased-Locked Loop Strategy for an Inverter of Flexible High-Voltage Direct Current Transmission Systems under Nonideal Grid Conditions’, *Processes*, vol. 11, no. 9, p. 2634, Sept. 2023, doi: 10.3390/pr11092634.
- [113] F. L. Yousfi, D. Ould Abdeslam, T. Bouthiba, N.-K. Nguyen, and J. Merckle, ‘Adaline for Online Symmetrical Components and Phase-Angles Identification in Transmission Lines’, *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no. 3, pp. 1134–1143, July 2012, doi: 10.1109/TPWRD.2012.2196526.
- [114] Y. Han, ‘On Using ADALINE Algorithm for Harmonic Estimation and Phase-Synchronization for the Grid-Connected Converters in Smart Grid Applications’, in *Adaptive Filtering - Theories and Applications*, IntechOpen, 2013. doi: 10.5772/52547.
- [115] G. Zhang, G. Wang, D. Xu, and N. Zhao, ‘ADALINE-Network-Based PLL for Position Sensorless Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drives’, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1450–1460, Feb. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2424256.
- [116] P. K. Dash, D. P. Swain, A. Routray, and A. C. Liew, ‘An adaptive neural network approach for the estimation of power system frequency’, *Electric Power Systems Research*, vol. 41, no. 3, pp. 203–210, June 1997, doi: 10.1016/S0378-7796(96)01186-8.
- [117] M.-S. Karbasforooshan and M. Monfared, ‘An adaptive recursive discrete fourier transform technique for the reference current generation of single-phase shunt active power filters’, in *2016 7th Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*, Tehran, Iran: IEEE, Feb. 2016, pp. 253–259. doi: 10.1109/pedstc.2016.7556870.
- [118] A. Aghazadeh, I. Niazazari, N. Khodabakhshi, S. H. Hosseinian, and H. A. Abyaneh, ‘A new method of single-phase active power filter for AC electric railway system based on Hilbert transform’, in *2013 IEEE International Conference on Smart Energy Grid Engineering (SEGE)*, Oshawa, ON, Canada: IEEE, Aug. 2013, pp. 1–7. doi: 10.1109/sege.2013.6707928.
- [119] L. MuniaSelvan and P. Rathika, ‘Harmonic Analysis Using Wavelet Transform for Active Power Filter Applications’, in *2019 IEEE International Conference on Intelligent Techniques in Control, Optimization and Signal Processing (INCOS)*, Tamilnadu, India: IEEE, Apr. 2019, pp. 1–5. doi: 10.1109/incos45849.2019.8951337.
- [120] P. Dey and S. Mekhilef, ‘Synchronous reference frame based control technique for shunt hybrid active power filter under non-ideal voltage’, in *2014 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT ASIA)*, Kuala Lumpur, Malaysia: IEEE, May 2014, pp. 481–486. doi: 10.1109/ISGT-Asia.2014.6873839.

- [121] A. Rath and G. Srungavarapu, ‘An Advanced Shunt Active Power Filter (SAPF) for Non-ideal Grid Using Predictive DPC’, *IETE Technical Review*, vol. 40, no. 4, pp. 521–534, July 2023, doi: 10.1080/02564602.2022.2127946.
- [122] V. Parimala, S. C. Pandian, and D. Ganeshkumar, ‘An Efficient Particle Swarm Optimization Technique for 4-Leg Shunt Active Power Filter’, *CS*, vol. 07, no. 08, pp. 1546–1559, 2016, doi: 10.4236/cs.2016.78135.
- [123] M. A. A. Mohd Zainuri, A. C. Soh, M. A. M. Radzi, N. A. Rahim, and N. F. A. Abdul Rahman, ‘Single Phase Shunt Active Power Filter with Simplified ADALINE Neural Network’, in *3rd IET International Conference on Clean Energy and Technology (CEAT) 2014*, Kuching, Malaysia: Institution of Engineering and Technology, 2014, p. 42 (6 .)-42 (6 .). doi: 10.1049/cp.2014.1489.
- [124] F. Z. Peng, L. M. Tolbert, and Zhaoming Qian, ‘Definitions and compensation of non-active current in power systems’, in *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*, Cairns, Qld., Australia: IEEE, 2002, pp. 1779–1784. doi: 10.1109/PSEC.2002.1023068.
- [125] A. Mebarek, L. Merabet, C. Rahli, and M. T. Benchouia, ‘Active Current Method-Based Adaptive Linear Filter For Five-Level Neutral Point Clamped Shunt Active Power Filter’, in *2024 International Conference on Advances in Electrical and Communication Technologies (ICAECOT)*, Oct. 2024, pp. 1–6. doi: 10.1109/ICAECOT62402.2024.10828585.
- [126] Hyosung Kim and H. Akagi, ‘The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames’, in *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS’99 (Cat. No.99TH8475)*, Hong Kong: IEEE, 1999, pp. 422–427 vol.1. doi: 10.1109/PEDS.1999.794600.
- [127] T. D. Rachmildha, A. Llor, M. Fadel, P. A. Dahono, and Y. Haroen, ‘Hybrid direct power control using p-q-r power theory applied on 3-phase 4-wire active power filter’, in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Rhodes, Greece: IEEE, June 2008, pp. 1183–1189. doi: 10.1109/PESC.2008.4592090.
- [128] M. Elbar, I. Merzouk, M. M. Rezaoui, and N. Bessous, ‘Three-Dimensional Pulse Width Modulation Techniques for Three-Phase Four Leg Voltage Source Converters’, *AJSS*, vol. 5, no. 3, pp. 153–158, Sept. 2020, doi: 10.51485/ajss.v5i3.111.
- [129] F. G. Stremmer, *Introduction to communication systems*. Reading, Mass.: Addison-Wesley Pub. Co., 1982. Accessed: Apr. 22, 2025. [Online]. Available: <http://archive.org/details/introductiontoco0000stre>
- [130] M. D. Cox and A. Mirbod, ‘A New Static Var Compensator for an Arc Furnace’, *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 1, no. 3, pp. 110–119, Aug. 1986, doi: 10.1109/TPWRS.1986.4334963.
- [131] C. E. Lin, C. L. Chen, and C. L. Huang, ‘Calculating approach and implementation for active filters in unbalanced three-phase system using synchronous detection method’, in *and Automation Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation*, Nov. 1992, pp. 374–380 vol.1. doi: 10.1109/IECON.1992.254577.
- [132] G. W. Chang and W. C. Chen, ‘A New Reference Compensation Voltage Strategy for Series Active Power Filter Control’, *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 21, no. 3, pp. 1754–1756, July 2006, doi: 10.1109/TPWRD.2006.874549.
- [133] G. W. Chang and Tai-Chang Shee, ‘A comparative study of active power filter reference compensation approaches’, in *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Chicago, IL, USA: IEEE, 2002, pp. 1017–1021. doi: 10.1109/PESS.2002.1043556.
- [134] Young-Gook Jung, Woo-Yong Kim, Young-Cheol Lim, Seung-Hak Yang, and F. Harashima, ‘The algorithm of expanded current synchronous detection for active power

- filters considering three-phase unbalanced power system', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 5, pp. 1000–1006, Oct. 2003, doi: 10.1109/TIE.2003.817702.
- [135] Chin Lin Chen, Chen E. Lin, and C. L. Huang, 'An active filter for unbalanced three-phase system using synchronous detection method', in *Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist Conference - PESC'94*, Taipei, Taiwan: IEEE, 1994, pp. 1451–1455. doi: 10.1109/PESC.1994.373875.
- [136] C. L. Chen, C. E. Lin, and C. L. Huang, 'Reactive and harmonic current compensation for unbalanced three-phase systems using the synchronous detection method', *Electric Power Systems Research*, vol. 26, no. 3, pp. 163–170, Apr. 1993, doi: 10.1016/0378-7796(93)90009-4.
- [137] S. Ch and S. Kusam, 'Shunt active filter algorithms for a three phase system fed to adjustable speed drive', *International Journal of Engineering Science and Technology*, vol. 3, 2011.
- [138] D. Kucherenko and P. Safronov, 'A Comparison of Time Domain Harmonic Detection Methods for Compensating Currents of Shunt Active Power Filter', 2014.
- [139] T. Narongrit, P. Santiprapan, and S. Janpong, 'A Synchronous Detection with Fourier Analysis for Single-Phase Shunt Active Power Filters', in *2018 5th International Conference on Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS)*, Kitakyushu, Japan: IEEE, Apr. 2018, pp. 1–6. doi: 10.1109/EPECS.2018.8443528.
- [140] O. V. Nos and K. A. Shalygin, 'DC-bus voltage control strategy of active power filter', in *2013 14th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices*, Novosibirsk, Russia: IEEE, July 2013, pp. 345–348. doi: 10.1109/EDM.2013.6642011.
- [141] A. Imam, R. Kumar, and Y. Al-Turki, 'Modeling and Simulation of a PI Controlled Shunt Active Power Filter for Power Quality Enhancement Based on P-Q Theory', *Electronics*, vol. 9, p. 637, Apr. 2020, doi: 10.3390/electronics9040637.
- [142] K. Bayoude, M. Moutchou, and Y. Zahraoui, 'Robust PQ-Controlled 3-Phase SAPF-based PI Anti-windup and BPMVF', *IFAC-PapersOnLine*, vol. 58, no. 13, pp. 116–121, 2024, doi: 10.1016/j.ifacol.2024.07.469.
- [143] V. K. Sharma and L. Gidwani, 'A Fuzzy Controller Based SAPF for Power Quality Enhancement of Distribution System Integrated with Wind Energy Source', *Adv. sci. technol. eng. syst. j.*, vol. 5, no. 6, pp. 261–268, 2020, doi: 10.25046/aj050631.
- [144] S. Jarupula and N. R. Vutlapalli, 'Power Quality Improvement in Distribution System using ANN Based Shunt Active Power Filter', *International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)*, vol. 5, no. 4, Art. no. 4, Apr. 2015, doi: 10.11591/ijped.v5.i4.pp568-575.
- [145] S. Kül, S. A. Celtek, and İ. İSkender, 'METAHEURISTIC ALGORITHMS BASED APPROACHES FOR EFFICIENCY ANALYSIS OF THREE-PHASE DRY-TYPE TRANSFORMERS', *Konya Journal of Engineering Sciences*, vol. 9, no. 4, pp. 889–903, Dec. 2021, doi: 10.36306/konjes.946496.
- [146] Y. Alotaibi, 'A New Meta-Heuristics Data Clustering Algorithm Based on Tabu Search and Adaptive Search Memory', *Symmetry*, vol. 14, p. 623, Mar. 2022, doi: 10.3390/sym14030623.
- [147] Z. Chelli, R. Toufouti, A. Omeiri, and S. Saad, 'Hysteresis Control for Shunt Active Power Filter under Unbalanced Three-Phase Load Conditions', *Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 2015, no. 1, p. 391040, 2015, doi: 10.1155/2015/391040.
- [148] A. S. Abu Hasim, M. H. N. Talib, and Z. Ibrahim, 'Comparative study of different PWM control scheme for three-phase three -wire shunt active power filter', in *2012 IEEE International Power Engineering and Optimization Conference Melaka, Malaysia*, June 2012, pp. 119–123. doi: 10.1109/PEOCO.2012.6230846.

Références bibliographiques

- [149] A. R. Mebarek, L. Merabet, C. Rahli, and S. Saad, 'ADALINE-based synchronous detection for enhanced shunt APF performance', *IJECS*, vol. 37, no. 1, p. 35, Jan. 2025, doi: 10.11591/ijeecs.v37.i1.pp35-47.
- [150] A. Mebarek, L. Merabet, and S. Salah, 'ADALINE-based synchronous detection for enhanced shunt APF performance', *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 37, p. 35, Jan. 2025, doi: 10.11591/ijeecs.v37.i1.pp35-47.

Publications & communications

Publications scientifiques

A. R. Mebarek, L. Merabet, C. Rahli, and S. Saad, 'ADALINE-based synchronous detection for enhanced shunt APF performance', *IJEECS*, vol. 37, no. 1, p. 35, Jan. 2025, doi: 10.11591/ijeeecs.v37.i1.pp35-47.

Conférences internationales

A. R. Mebarek, L. Merabet, C. Rahli, and S. Saad, « A Novel Neural pq0 Theory For Four Leg Shunt Active Power Filter », in *2022 The 2nd International Conference on Engineering and Applied Natural Sciences on 15-18 October in 2022 at Konya/Turkey, ICEANS'2022*.

A. R. Mebarek, L. Merabet, C. Rahli, and S. Saad, « Shunt Active Power Filter Based Adaline Neural Network For Harmonic Mitigation Under Disturbed And Unbalanced Systems », *LATIN AMERICAN CONFERENCE ON NATURAL AND APPLIED SCIENCES held on October 4-6, 2022 / Villahermosa, Tabasco, Mexico, Universidad Autonoma de Guadalajara*.

A. R. Mebarek, C. Rahli, L. Merabet, S. Saad, and M. Ouada « Shunt Active Power Filter Based Adaline Neural Network For Harmonic Mitigation Under Disturbed And Unbalanced System », in *2022 The 1th International Conference On Advanced Renewable Energy Systems, ICARES'2022*.

A. R. Mebarek, L. Merabet, C. Rahli, and M. T. Benchouia, « Active Current Method-Based Adaptive Linear Filter For Five-Level Neutral Point Clamped Shunt Active Power Filter », in *2024 International Conference on Advances in Electrical and Communication Technologies (ICAECOT)*, Oct. 2024, pp. 1–6. doi: 10.1109/ICAECOT62402.2024.10828585.

A. R. Mebarek, L. Merabet, C. Rahli, and S. Saad, « Study of Robust Generalized PQ Theory Based On Artificial Neural Network For Unbalanced System », in *2024 The 6th International Conference On Electrical Engineering and Control Applications, ICEECA'2024*.

Conférences nationales

C. Rahli, A. R. Mebarek, M. Ouada, and S. Saad « Perturb and observe algorithm with temperature increase and stable irradiation in the solar panel », in *2023 the First National Conference on Industrial Engineering and Sustainable Development CIESD'23*.

A. Rehal and A. R. Mebarek, « An improved MPPT in PV systems using deep recurrent reinforcement learning », in *2024 La 3^{ème} Conférence Nationale sur le Contrôle et la Sécurité des Systèmes Industriels, CNCSSI'2024*.