

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

BADJI MOKHTAR - ANNABA UNIVERSITY

جامعة باجي مختار - عنابة

UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA



Année 2015

Faculté des Sciences de l'Ingéniorat
Département d'électrotechnique

THESE

*Présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat en sciences
Electrotechnique*

THEME

*Contribution à l'étude des stratégies d'identification
harmoniques et de commande basées sur les techniques
avancées pour les compensateurs actifs des réseaux électriques*

Option Réseaux Electriques

Présentée par : BOUKADOUM Aziz

Soutenue publiquement le : 15 / 04 / 2015

Devant le jury composé de :

Directeur de Thèse : BAHY Tahar Prof Université de Annaba

Devant le jury :

Président : DEBBACHE Nasr Eddine Prof Université de Annaba

Examineurs : BOUKTIR Tarek Prof Université de Sétif

FETHA Cherif Prof Université de Batna

LABAR Hocine Prof Université de Annaba

RAHMANI Lazhar Prof Université de Sétif

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

A ma mère et mon père

A ma femme et mon fils (Mohmed Abdelrahmane)

A mes sœurs et frères

A ma grande famille

A mes collègues

A mes étudiants

A ceux qui m'éprouvent une véritable amitié.

A Z I Z B O U K A D O U M

REMERCIEMENTS

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers le bon Dieu « Alah Azza wa Djella »

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance et ma gratitude à mon Directeur de thèse, Monsieur **BAHI Tahar**, Professeur à l'Université Badji Mokhtar Annaba, pour avoir dirigé le travail de cette thèse. Qu'il soit remercié pour ses qualités humaines et scientifiques. Je le remercie aussi pour ses encouragements incessants, ses précieux conseils et pour avoir su me prodiguer le savoir tout au long de la réalisation de cette thèse.

Je tiens à remercier Monsieur **DEBBACHE Nasr Eddine**, Professeur à l'université d'Annaba, d'avoir fait l'honneur de présider mon jury de soutenance.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur **BOUKTIR Tarek**, Professeur à l'université de Sétif, d'avoir accepté d'examiner mon travail de thèse et d'être membre de mon jury de soutenance.

Je tiens à remercier aussi, Monsieur **FETHA Cherif**, Professeur à l'université de Batna, de m'avoir fait l'honneur d'examiner mon travail et d'être membre de jury de ma thèse de doctorat.

J'exprime également ma profonde reconnaissance et mes sincères remerciements à Monsieur **LABAR Hocine**, Professeur à l'université de Annaba, d'avoir accepté d'examiner ce travail et à participer au jury de soutenance.

Mes remerciements s'adressent à Monsieur **RAHMANI Lazhar**, Professeur à l'université de Sétif, pour ses aides et de m'avoir donné l'opportunité de réaliser la partie expérimentale de ma thèse en m'accueillant au sein du laboratoire de l'électronique de puissance de l'université de Sétif. Qu'il soit remercié pour l'intérêt qu'il a manifesté, pour sa collaboration et d'avoir accepté de faire partie de mon jury de thèse.

Enfin, mes remerciement s'adressent à toute personne ayant, de près ou de loin, aidé à l'aboutissement de ce travail.

.
.

Références personnelles

A) Publications internationales

- **A. Boukadoum**, T. Bahi, S. Oudina, Y. Soufi, S. Lekhchine, « Fuzzy control adaptive of matrix converter for harmonic compensation caused by nonlinear loads», *Energy Procedia*, vol.18, pp: 715 – 723, 2012.
- **A. Boukadoum**, T. Bahi, A. Bouguerne, Y. Soufi, S. Oudina, « Hysteresis band current and fuzzy logic control for active power filter», 978-1-4673-5271-0/13/\$31.00 ©2013 IEEE explore, 2013.
- **A. Boukadoum**, T. Bahi, D. Dib, « Fuzzy logic control based matrix converter for improvement output current waveforms based wind turbine system », *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, Vol.3, No.3, 2013.
- **A. Boukadoum**, T. Bahi, D. Dib, « PWM with three intervals and fuzzy logic control technique for matrix converter fed Induction motor », *British Journal of Applied Science & Technology (BJAST)*, vol.4, No.2, pp: 423-439, 2013.
- **A. Boukadoum**, T. Bahi, « Fuzzy logic controlled shunt active power filter for harmonic compensation and power quality improvement », *Journal of Engineering Science and Technology Review*, vol.7, No.4, pp: 143-149, 2014.
- **A. Boukadoum**, T. Bahi, « Harmonic current suppression by shunt active power filter using fuzzy logic controller », *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, Vol.68, No.3, pp 651-656, 2014.

B) Communications Internationales

- **A. Boukadoum**, T. Bahi, «Voltage mode control of parallel active filter», *International Conference on Modeling and Simulation MS'07*, Algiers july, 02-04, USTHB 2007.
- **A. Boukadoum**, T. Bahi, «Modélisation et simulation de la compensation harmonique», *Journées Internationales de Physique des Matériaux et Ses Applications, JIPMA'07*, Novembre 25-27, université Annaba 2007, Algérie.
- **A. Boukadoum**, T. Bahi, «Une approche d'identification des courants harmoniques basée sur le principe du courant actif», *International Conference on Electrical Engineering CEE2008*, 27-29 October 2008, Batna, Algeria.
- **A. Boukadoum**, T. Bahi, «Hysteresis vector control for active filters», *The 2nd International Conference on Electrical Engineering Design and Technologies (ICEEDT'08)* Hammamet, Tunisia. 2008.

- **A. Boukadoum**, T. Bahi, A. Bouguerne, Y. Soufi, S. Oudina, « SVM technique for three phase matrix converter feeding induction motor », EWRES & ECRES The European Workshop & Conference on Renewable Energy Systems, Antalya, TURKEY, 17-28 Sep. 2012.
- **A. Boukadoum**, T. Bahi, A. Bouguerne, Y. Soufi, « Advanced control strategy of matrix converter feeding induction motor drives », International Conference on Electromechanical Engineering (ICEE'2012) Skikda, Algeria, 20-22 November 2012.
- **A. Boukadoum**, T. Bahi, A. Bouguerne, Y. Soufi, « Fuzzy logic application for matrix converter under disturbed input voltage », The 13th International conference on Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering – STA'2012, December 17-19, 2012 Hammamet, Tunisia.
- **A. Boukadoum**, T. Bahi, A. Bouguerne, Y. Soufi, « Analysis of three phase matrix converter fed inductive load for different output frequency », The 4th International Renewable Energy Congress (IREC) December 20 - 22, 2012, Sousse – Tunisia.
- **A. Boukadoum**, T. Bahi, A. Bouguerne, « Risques des perturbations électriques et leurs principe d'éliminations », 2^{ème} Conférence Internationale sur la Maintenance et la sécurité industrielle (CIMSI'2013), Skikda, Algeria, 28-29 October 2013.
- **A. Boukadoum**, T. Bahi, A. Bouguerne, Y. Soufi, « Logique floue pour la compensation des harmoniques d'un convertisseur AC/AC à structure matricielle appliqué aux énergies renouvelables », Conférence Internationale des Energies Renouvelables (CIER'13) Sousse, Tunisie, 2013.
- **A. Boukadoum**, T. Bahi, « Compensation harmonic based on fuzzy logic controller for shunt active power filter to improve power quality », The 2nd International Conference on Electrical Energy and Systems, October 28-30, 2014, Annaba, Algeria.

C) Communications Nationales

- **A. Boukadoum**, T. Bahi, « Stratégies de commande de filtre actif série », Journées Nationales sur les Signaux et Systèmes JSS'07, Novembre 14-15, Université Guelma, 2007.
- **A. Boukadoum**, T. Bahi, et Y. Soufi, « Application d'un régulateur PI adaptatif pour le réglage d'un filtre Actif parallèle et compensation harmoniques », Centre Universitaire de Souk-Ahras, 1^{ère} Conférence Nationale sur le l'électrotechnique (CNE'10), 23-24 Novembre, 2010.

Résumé

L'utilisation des équipements à charges non linéaire, absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment de la puissance réactive. Ces équipements contribuent considérablement à la détérioration de la qualité de l'énergie électrique. Alors, pour remédier à cette situation, les filtres actifs de puissance sont à ce jour, les solutions les plus adéquates pour la dépollution tant au niveau de la production que de la distribution. Les filtres actifs ne sont fiables que si les stratégies d'identification des perturbations sont efficaces et que la commande des filtres soit performante. Ces deux fonctions sont actuellement réalisées grâce à des techniques classiques. Cependant, selon la bibliographie des travaux de recherche effectués ces derniers temps révèlent d'une avancée considérable dans l'utilisation des techniques avancées dans diverses applications des compensateurs actifs. A cet effet le travail de recherche proposé dans cette thèse, vise à s'inspirer de ces travaux afin de contribuer dans l'amélioration des performances des compensateurs actifs des réseaux électriques.

Mots clés: Identification, Harmoniques, Filtres actifs, Commande, logique floue, Compensation, THD.

Abstract

The use of nonlinear loads such as power electronic equipment, absorb non-sinusoidal currents and consume reactive power. These equipments contribute significantly to the deterioration of the electrical energy quality. So, to remedy this situation, the active power filters are, nowadays, the most appropriate solution for compensation at both production and distribution of electrical energy. Active power filters are reliable only if the disturbance identification strategies are effective and the filters control systems are efficient. These two functions are currently performed by conventional techniques. However, according to the literature research carried out recently reveal a significant advance in the use of the advanced techniques in various applications concerning power active filters. For this purpose the proposed research aims to build on these works to contribute in improving the performance of active compensators of power grids.

Key words: Identification, Harmonics, active Filters, Control, Fuzzy logic, Compensation, THD.

ملخص

استخدام المعدات ذات الأحمال الغير الخطية ، تمتص تيارات غير جيبيية و تستهلك طاقة رد الفعل .هذه السلبيات تساهم بشكل كبير في تدهور نوعية الطاقة الكهربائية و لتصحيح هذا الوضع ، المرشحات النشطة هي حتى الآن الأكثر مناسبة للتخلص من اضطرابات التوافقيات على الإنتاج والتوزيع للطاقة الكهربائية. لا يمكن الاعتماد على المرشحات النشطة إلا إذا تم تحديد استراتيجيات فعالة وملائمة في نمط تحكمها مع معرفتها الجيدة للتوافقيات. باستعمال التقنيات التقليدية أصبح من الممكن تحقيق ذلك وفقا للبحوث التي أجريت مؤخرا كشفت تقدما كبيرا في استخدام تقنيات جديدة وذكية. الغرض من هذا العمل هو تطبيق هذه التقنيات على مختلف المرشحات قصد المساهمة في تحسين أداء الشبكات الكهربائية.

الكلمات المفتاحية : تعين, التوافقيات, المرشحات النشطة , تحكم, المنطق الغامض , تعويض , THD.

Notations et Symboles

FPB : filtre passe bas

FAS : Filtre Actif Série

FAP : Filtre Actif Parallèle

CMT : convertisseur matriciel triphasé

RL : charge inductive

MAS : Machine asynchrone

THD : Taux de Distorsion Harmonique

VOC : Contrôle à tension orientée

VFOC : Contrôle à flux virtuel orienté

DPC : Contrôle Direct de Puissance

DTC : Contrôle Direct de Couple

DPC-SVM : Contrôle Direct de Puissance avec modulation vectorielle

V_{dc} : Tension d'alimentations aux bornes du condensateur de l'onduleur du FAP

V_f : tension imposée par l'onduleur du FAP

I_{ch} : Courant de charge redressé

V_{ch} : Tension de charge redressée

FLC : Régulateur de la logique floue

PI : Régulateur proportionnel intégral

SRF : théorie du référentiel lié au synchronisme

PIRI : Puissance instantanée réelle et imaginaire

MLI : Modulation de largeur d'impulsion

v_{s1}, v_{s2}, v_{s3} : Tensions de source

i_{s1}, i_{s2}, i_{s3} : Courants de source

i_{c1}, i_{c2}, i_{c3} : Courants de charge

i*_{h1}, i*_{h2}, i*_{h3} : Courants harmoniques identifiés

i_{inj1}, i_{inj2}, i_{inj3} : Courants harmoniques injectés

P ; puissance active

Q ; puissance réactive

S ; puissance apparente

LISTE DES TABLEAUX		
Tab. 1.1	Conséquences des creux de tension	07
Tab. 1.2	Limites des composantes harmoniques en courant	20
Tab. 1.3	Limites des émissions de courants harmoniques	20
Tab. 1.4	Niveaux de compatibilité des harmoniques de tension (CEI-1000-2-2)	21
Tab. 1.5	Taux de distorsion (%) des tensions harmoniques acceptables (Norme CEI 61000-2-4)	21
Tab. 1.6	Taux des harmoniques en tension à imposer pour vérifier l'immunité des appareils	22
Tab. 1.7	Limites de distorsion de tension pour les fournisseurs	23
Tab. 1.8	Limites de distorsion de courant pour les systèmes généraux de distribution (120 V à 69 000 V)	23
Tab. 1.9	Récapitulatif des solutions de dépollution	36
Tab. 2.1	Désignation standard des ensembles flous	46
Tab. 2.2	Règles floues, contrôleur à deux entrées	52
Tab. 3.1	Tensions générées par l'onduleur de tension	61
Tab. 3.2	Règles d'inférences floues pour un FAP	77
Tab. 3.3	Paramètres de simulation	80
Tab. 3.4	Paramètres d'essai	89
Tab. 4.1	Paramètres du montage étudié	107
Tab. 4.2	Règles de commande	120
Tab. 4.3	Paramètres de simulation	121

LISTE DES FIGURES		
Fig. 1.1	Creux de tension	07
Fig. 1.2	Coupure brève de la tension	08
Fig. 1.3	Fluctuations de tension	09
Fig. 1.4	Bosses de tension	09
Fig. 1.5	Déséquilibrée en amplitude et en phase	11
Fig. 1.6	Variation de fréquence	12
Fig. 1.7	Fondamental et harmoniques	13
Fig. 1.8	Fondamental et inter-harmoniques	13
Fig. 1.9	Représentation spectrale des inter et infra harmoniques	14
Fig. 1.10	Sources d'harmoniques	14
Fig. 1.11	Diagramme de Fresnel des puissances	18
Fig. 1.12	Montage et Simulation d'une charge linéaire (charge RL)	25
Fig. 1.13	Montage et Simulation d'une charge non linéaire	27
Fig. 1.14	Branchement d'un filtre passif résonnant	29
Fig. 1.15	Filtre passif amortie (passe-haut)	30
Fig. 1.16	Montage d'un filtre actif parallèle	32
Fig. 1.17	Montage du filtre actif en série	33
Fig. 1.18	Combinaison parallèle -série actif (UPQC)	33
Fig. 1.19	Filtre actif série avec filtre passif parallèle	34
Fig. 1.20	Filtre actif série connecté en série avec filtre passif série	35
Fig. 1.21	Filtre actif parallèle avec filtre passif parallèle	35
Fig. 1.22	Schéma de principe d'un redresseur à MLI triphasé	37
Fig. 1.23	Différents types de redresseurs polyphasés	37
Fig. 1.24.	Schéma de principe d'un Convertisseur Matriciel triphasé	38
Fig. 2.1	Topologie d'un neurone formel	41
Fig. 2.2	Différentes formes des fonctionnes d'appartenances	43
Fig. 2.3	Opérateurs logiques	44
Fig. 2.4	Structure d'un régulateur flou	45
Fig. 2.5	Structure générale d'une commande floue	46
Fig. 2.6	Defuzzification par centre de gravité	47
Fig. 2.7	Defuzzification par moyenne de maximum	48
Fig. 2.8	Conception d'un contrôleur flou	48
Fig. 2.9	Régulateur flou à une seule entrée comparée avec régulateur PID	49
Fig. 2.10	Comparaison d'un régulateur flou à une seule entrée avec un régulateur PID	49
Fig. 2.11	Schéma bloc d'un régulateur flou à deux entrées appliqués à la commande du FAP	50
Fig. 2.12	Réponse à un échelon du régulateur flou à deux entrées	50
Fig. 2.13	Principe de commande du filtre actif par un régulateur flou	51
Fig. 2.14	Fonctions d'appartenances	53
Fig. 2.15	Courant de source avant compensation	53
Fig. 2.16	Analyse d'harmoniques du courant de source avant compensation	54

Fig. 2.17	Courant de source après compensation	54
Fig. 2.18	Analyse d'harmoniques du courant de source avant compensation	55
Fig. 2.19	Superpositions des courants harmoniques identifié et injecté	55
Fig. 2.20	Tension continue avec un changement à sa référence à l'instant $t=0.1s$	55
Fig. 3.1	Principe de branchement d'un filtre actif parallèle	58
Fig. 3.2	Structure générale d'un FAP à structure tension	59
Fig. 3.3	Onduleur de tension à trois bras employé comme FAP	60
Fig. 3.4	Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur de tension d'un FAP	62
Fig. 3.5	Schéma du FPB pour la séparation des puissances	65
Fig. 3.6	Schéma fonctionnel d'identification des courants de références par la méthode PIRI	66
Fig. 3.7	Structure de la PLL	67
Fig. 3.8	Schéma synoptique simplifié de la PLL	69
Fig. 3.9	Résultats de simulation de la PLL pour le cas d'une source de tension triphasée équilibrée sans harmoniques	71
Fig. 3.10	Résultats de simulation de la PLL pour le cas d'une source de tension triphasée perturbée	72
Fig.3.11	Résultats de simulation de la P.L.L classique pour une source de tension triphasée alimentant une charge non-linéaire	73
Fig. 3.12	Schéma fonctionnel de la régulation de vdc avec le régulateur PI	74
Fig. 3.13	Schéma fonctionnel de la régulation de Vdc avec le régulateur P	76
Fig. 3.14	Schéma fonctionnel de régulation flou	76
Fig. 3.15	Fonction d'appartenance des variables d'entrées	77
Fig. 3.16	Schéma fonctionnel de régulation flou sous MATLAB/Simulink	77
Fig. 3.17	Boucle de la régulation des courants du FAP	78
Fig. 3.18	Schéma simplifié de la boucle de régulation des courants du FAP	78
Fig. 3.19	Principe du contrôle par hystérésis à bande fixe	79
Fig. 3.20	Principe du contrôle par hystérésis à bande fixe sous MATLAB/Simulink	79
Fig. 3.21	Principe de contrôle des courants par MLI	80
Fig. 3.22	Source de tension d'alimentation triphasée	81
Fig. 3.32	Courant de charge avant compensation	81
Fig. 3.24	Spectre harmonique du courant de charge avant compensation	81
Fig. 3.25	Source de tension	82
Fig. 3.26	Courant de source avant compensation	82
Fig. 3.27	Courant de source après compensation	83
Fig. 3.28	Superposition des courants harmoniques identifiés et injectés	83
Fig. 3.29	Régulation de la tension continue du FAP à l'aide d'un régulateur PI	83
Fig. 3.30	Superposition de la tension et du courant de la source	84
Fig. 3.31	Evolution des puissances actives et réactives sans et avec compensation	84
Fig. 3.32	Facteur de puissance sans et avec un FAP	84
Fig. 3.33	Source de tension	85
Fig. 3.34	Courant de source sans compensation	85
Fig. 3.35	Courant de source avec compensation à base d'un régulateur flou	85
Fig. 3.36	Superposition des courants harmoniques identifiés et injectés à base d'un régulateur flou	86
Fig. 3.37	Régulation de la tension continue du FAP à l'aide d'un régulateur flou	86

Fig. 3.38	Superposition de la tension et du courant de source	86
Fig. 3.39	Evolution des puissances actives et réactives sans et avec compensation	87
Fig. 3.40	Facteur de puissance sans et avec un FAP à base d'un régulateur flou	87
Fig. 3.41	Tension continue à base d'un régulateur PI classique et un régulateur flou	88
Fig. 3.42	. Banc d'essai expérimental	90
Fig. 3.43	Résultats d'essai expérimental	92
Fig. 4.1	Schéma de principe d'un redresseur à MLI	95
Fig. 4.2	Schéma représentative d'un redresseur à MLI de courant	95
Fig. 4.3	Topologie de base d'un redresseur à MLI de tension	96
Fig. 4.4	Schéma simplifié d'un redresseur à MLI de tension	97
Fig. 4.5	Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI	99
Fig. 4.6	Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans le repère de Park	101
Fig. 4.7	Principe de la commande MLI	102
Fig. 4.8	Principe de commande par hystérésis	103
Fig. 4.9	Principe de contrôle par la commande à hystérésis	104
Fig. 4.10	Schéma fonctionnel de calcul des courants de références	105
Fig. 4.11	Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de la tension du bus continu	106
Fig. 4.12	Structure interne du régulateur PI	106
Fig. 4.13	Structure interne du régulateur flou	107
Fig. 4.14	Résultats de simulation du redresseur à MLI (commande à Hystérésis)	109
Fig. 4.15	Résultats de simulation du redresseur à MLI (commande à Hystérésis avec régulateur flou)	111
Fig. 4.16	Banc d'essai expérimental d'un redresseur à MLI	112
Fig. 4.17	Résulta d'essai expérimental	113
Fig. 4.18	Schéma de principe du Convertisseur Matriciel	114
Fig. 4.19	Convertisseur matriciel alimente une charge RL	115
Fig. 4.20	Calcul les séquences de commande du CM	119
Fig. 4.21	Séquence de commande de MLI des trois phases du CM	119
Fig. 4.22	Schéma de principe du contrôle à base d'un régulateur flou	119
Fig. 4.23	Fonctions d'appartenances des entrées et de sortie	121
Fig. 4.24	Résultats de simulations, source équilibrée non polluante	124
Fig. 4.25	Résultats de simulations, source perturbée (5ème et 7ème Harmoniques)	126
Fig. 4.26	Convertisseur matriciel alimente une charge non linéaire	127
Fig. 4.27	Résultats de simulations, charge non linéaire	129
Fig. 4.28	Association convertisseur matriciel machine asynchrone	131
Fig. 4.29	Grandeurs d'entrée du convertisseur, machine asynchrone	132
Fig. 4.30	Résultats de simulations des grandeurs statoriques	133
Fig. 4.31	Résultats de simulations des grandeurs rotoriques	134

TABLE DES MATIERES		
Résumé		II
Liste des symboles		IV
Liste des tableaux		V
Liste des figures		VI
Introduction générale		01
CHAPITRE I Etat de l'art : Perturbations des réseaux électriques et leurs principes de compensation		
1.1	Introduction	05
1.2	Qualité de l'énergie électrique	05
1.3	Origines des perturbations des réseaux électriques	06
1.3.1	Creux de tension	06
1.3.2	Coupure de tension	08
1.3.3	Fluctuations de tension	08
1.3.4	Bosse de tension (surtension) et surintensité	09
1.3.5	Déséquilibres du système triphasé en courant et en tension	10
1.3.6	Variation de la fréquence	11
1.3.7	Perturbations harmoniques	12
1.3.7.1	Harmoniques	12
1.3.7.2	Inter-harmoniques	13
1.3.7.3	Infra-harmoniques	13
1.3.7.4	Sources d'harmoniques	14
1.3.7.5	Conséquences des harmoniques	15
1.3.7.5.1	Effets instantanés des harmoniques	15
1.3.7.5.2	Effets à terme des harmoniques	15
1.3.7.6	Caractérisation des perturbations harmoniques	16
1.3.7.6.1.	Taux de Distorsion Harmonique (THD)	16
1.3.7.7	Normes et recommandation	18
1.3.7.7.1	Normes imposées aux harmoniques	19
1.3.7.7.1.1	Normes CEI 61000	19
1.3.7.7.1.2	les normes CEI-1000 dont le courant par phase est inférieur à 16A	19
1.3.7.7.1.3	La norme (CEI-1000-3-4) pour un courant par phase est de 16A- 75A	20
1.3.7.7.1.4	Les normes CEI-1000-2-2 et CEI-1000-2-4	20
1.3.7.7.1.5	La norme CEI 61000-4-13	22
1.3.7.7.1.6	La norme IEEE 519 -1992 Standard	22
1.4	Notions des charges	23
1.4.1	Charge linéaire	23
1.4.1. 1	Modèle de la charge linéaire	24
1.4.1.2	Simulation d'une charge RL linéaire	24
1.4.2	Charge non linéaire	26
1.4.2.1	Simulation d'une charge non linéaire (pont redresseur à diodes)	26
1.5	Solutions de dépollution des réseaux électriques	27
1.5.1	Solutions traditionnelles	28
1.5.1.1	Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique	28

1.5.1.2	Augmentation de la puissance de court circuit	28
1.5.1.3	Les transformateurs à couplage passif	29
1.5.1.4	Agir sur la structure de l'installation	29
1.5.1.5	Filtrages passifs	29
1.5.1.5.1	Filtres passifs résonnants	39
1.5.1.5.2	Filtres passifs amorti (Passe Haut)	30
1.5.1.5.3	Inconvénients du filtrage passif	30
1.5.2	Solutions modernes	31
1.5.2.1	Filtre actif parallèle	31
1.5.2.2	Filtre actif série	32
1.5.2.3	Combinaison parallèle série	33
1.5.2.4	Filtres hybrides	34
1.5.2.4.1	filtre actif série avec des filtres passifs parallèles	34
1.5.2.4.2	filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles	34
1.5.2.4.3	filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle	35
1.5.2.4.5	Comparative et choix du filtre parallèle	35
1.5.3	Autres solutions modernes de dépollution harmonique	36
1.5.3.1	Les redresseurs à MLI	36
1.5.3.2	Redresseurs polyphasés à 6, 12 et 24 pulses	37
1.5.3.3	Le convertisseur matriciel	38
1.6	Conclusion	38
CHAPITRE II Techniques avancées à base des filtres actifs		
2.1	Introduction	40
2.2	Techniques avancées artificielle appliquées à la commande	40
2.2.1	Algorithmes génétiques	40
2.2.2	Réseaux de neurones	41
2.2.3	Logique floue	42
2.2.3.1	Bases de la logique floue	42
2.2.3.1.1	Variable linguistique	42
2.2.3.1.2	Univers de discours	42
2.2.3.1.3	Ensemble flou	42
2.2.3.1.4	Fonction d'appartenances	43
2.2.3.1.4.1	Opérateurs de la logique floue	43
2.2.3.1.5	Règles d'inférence	44
2.2.3.2	Réglage par logique floue	45
2.2.3.2.1	Structure générale d'un régulateur flou	45
2.2.3.3	Conception d'un régulateur flou	48
2.2.3.4	Application du régulateur flou	48
2.2.3.4.1	Commande d'un filtre du 2 ^{ème} ordre	48
2.2.3.4.2	Commande d'un filtre du 1 ^{ème} ordre	50
2.2.3.4.3	Application du régulateur flou à la commande du filtre actif parallèle	50
2.2.3.4.3.1	Simulations et interprétations des résultats	54
2.3	Conclusion	56
CHAPITRE III Compensation harmoniques à l'aide d'un filtre actif parallèle		
3.1	Introduction	57
3.2	Filtre actif parallèle	58

3.3	Topologie du filtre actif parallèle	58
3.3.1	Eude de la partie puissance du FAP	59
3.3.1.1	Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux	60
3.3.1.2	Système de stockage d'énergie	62
3.3.1.3	Filtre passif de sortie	62
3.3.2	Partie contrôle-commande d'un FAP	63
3.3.2.1	Méthodes d'identification des courants de références	63
3.3.2.1.1	Méthode des puissances active et réactive instantanées (PIRI)	63
3.3.2.1.1.1	Filtre passe bas (FPB)	65
3.3.2.1.1.2	Boucles à verrouillage de phase (PLL)	67
3.3.2.1.1.2.1	Analyse du comportement de la PLL	69
3.3.2.1.1.2.1.1	Cas d'une source tension non perturbée (cas sein)	69
3.3.2.1.1.2.1.2	Cas d'une source tension perturbée	71
3.3.2.1.1.2.1.3	Cas d'alimentation d'une charge polluante	72
3.3.2.2	Régulation de la tension continue d'un FAP	74
3.3.2.2.1	Régulateur proportionnel-Intégral (PI)	74
3.3.2.2.2	Régulateur proportionnel (P)	75
3.3.2.2.3	Régulateur flou	76
3.3.2.3	Structure du régulateur de courant de sortie d'un FAP	77
3.3.2.4	Stratégies de commande du filtre actif parallèle	78
3.3.2.4.1	Commande à hystérésis	78
3.3.2.4.2	Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)	79
3.4	Résultats de la simulation sous MATLAB/ SIMULINK	80
3.4.1	Sans filtre actif parallèle	81
3.4.2	Avec un FAP doté d'un régulateur PI	82
3.4.3	Avec un FAP doté d'un régulateur Flou	85
3.4.4	Comparaison entre le régulateur PI et le régaleur flou	88
3.5	Description du Banc d'essai expérimental	88
3.5.1	Résultats expérimentaux	91
3.6	Conclusion	93
CHAPITRE IV Compensation des harmoniques		
4.1	Introduction	94
4.2	Redresseurs à MLI	94
4.3	Types de redresseurs à MLI	95
4.4	Avantages de l'utilisation d'un redresseur à MLI	96
4.5	Fonctionnement d'un redresseur MLI de tension	96
4.5.1	Modélisation d'un redresseur à MLI de tension	97
4.5.1.1	Représentation du redresseur à MLI dans le repère triphasé (a,b,c)	98
4.5.1.2	Représentation du redresseur à MLI dans le repère (α, β)	100
4.5.1.3	Représentation du redresseur MLI dans le repère (d, q)	100
4.6	Commande et régulation des courants absorbés d'un redresseur à MLI	101
4.6.1	Commande à MLI	101
4.6.2	Commande à Hystérésis	102
4.6.3	Estimation des courants de références	103
4.6.4	Régulation de la tension du bus continu d'un redresseur à MLI	104
4.6.4.1	Régulateur PI	105
4.6.4.2	Régulateur flou	106

4.7	Simulation d'un redresseur à MLI de tension	107
4.7.1.1	Résultats de simulation de la commande à hystérésis avec régulateur PI	107
4.7.1.1	Résultats de simulation de la commande à hystérésis avec régulateur flou	110
4.8	Résultats expérimentaux	112
4.9	Convertisseur matriciel	114
4.9.1	Modélisation et commande du convertisseur matriciel	114
4.9.1.1.1	Modélisation d'un convertisseur matriciel	115
4.9.1.2	Stratégies de commande du convertisseur matriciel	116
4.9.1.2.1	Commande du CM par MLI (Algorithme de Venturini et Alesina)	116
4.9.1.2.2	Contrôle du gain de tension "q" par logique floue	119
4.9.1.3	Simulations et interprétation des résultats	121
4.9.1.3.1	Convertisseur matriciel alimentant une charge linéaire (charge RL)	121
4.9.1.3.2	Convertisseur matriciel alimentant une charge non linéaire	126
4.9.1.3.3	Convertisseur matriciel alimentant une machine asynchrone	129
4.10	Conclusion	135
Conclusion générale		136
Bibliographie		137

INTRODUCTION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse est le fruit de recherche effectuée au département d'électrotechnique de l'Université Badji Mokhtar Annaba, Algérie.

Les développements croissants des secteurs industriels ainsi que de la population sont les causes principales pour lesquels la consommation de l'énergie électrique augmente considérablement. Alors, il est indispensable aux fournisseurs de l'énergie électrique de satisfaire à leurs clients un besoin énergétique de qualité acceptable, du moment qu'une progression considérable en terme des convertisseurs d'électronique de puissance est recensée sur les réseaux électriques. Ces convertisseurs statiques sont considérés comme des charges non linéaires absorbent des courants non sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une source de tension sinusoïdale. Ils posent de sérieux problèmes aux distributeurs d'énergie électrique pour lesquels ils se comportent comme des générateurs de courants harmoniques polluants. En effet, les perturbations provoquées par ces convertisseurs sont bien connues, il s'agit d'une dégradation du facteur de puissance et d'une génération de courants alternatifs non sinusoïdaux riches en harmoniques [1]. Le passage des courants harmoniques à travers l'impédance du réseau provoquent des déformations de la tension d'alimentation et par conséquent perturbent d'autres équipements connectés au même point de raccordement [2]. La pollution due aux harmoniques a des effets néfastes, tel que la déformation de la tension d'alimentation, augmentation des pertes et réduction de la capacité de transport de l'énergie électrique.

Parmi les remèdes employés à la correction des inconvénients des harmoniques, la répartition équitables de la charge sur les trois phases afin d'éliminer les harmoniques paires et impaires multiples de trois. Une autre solution consiste à placer des batteries des condensateurs en parallèle avec le réseau pour relever le facteur de puissance [1]. Cette dernière à l'inconvénient que la puissance réactive fournie par les condensateurs est constante et qu'elle ne s'adapte pas à l'évolution de la charge. Par ailleurs, l'amélioration de la qualité du signal et la dépollution du réseau peut être effectuée en utilisant des filtres passifs à savoir le filtre résonant et le filtre amorti. L'efficacité de ces derniers est limitée en terme de compensation. De plus, ils forment avec l'impédance de la source, un circuit résonnant qui favorise l'amplification de tous les harmoniques ayant une fréquence voisine de celle de résonance.

Les progrès réalisés, sur les éléments à semi-conducteurs de puissance entièrement commandables ont conduit à la conception de nouvelles structures de compensation.

Les redresseurs polyphasés (Dodécaphasés) sont classés parmi les méthodes traditionnelles les plus efficaces en matière de restitution de la forme sinusoïdale du courant avec un taux de distorsion d'harmoniques très faible. Les redresseurs commandés par la modulation de largeur d'impulsion (MLI) et les convertisseurs directs AC-AC à topologie matricielle ont permis de contrôler le facteur de puissance et d'assurer une absorption sinusoïdale du courant en amont de ces convertisseurs.

Ces dernières années, plusieurs travaux sur la conception des convertisseurs ont été développés surtout sur la chaîne de conversion AC/DC/AC. En effet, des changements ont été apportés sur les ponts redresseurs traditionnels modifiant leur structure ou leur système de commande afin de réduire leur injection de courants harmoniques dans le réseau [3]. Une autre solution qui permet de remplacer les convertisseurs conventionnels AC/DC/AC par un convertisseur direct AC/AC plus compact, et qui permet de relier chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par un commutateur de puissance bidirectionnel sans l'intermédiaire d'un circuit continu, et nommé sous le nom d'un convertisseur matriciel, ce dernier est capable de contrôler le facteur de puissance et offre l'opportunité de fonctionner en quatre quadrants, en assurant une forme sinusoïdale des courants à l'entrée et à la sortie du convertisseur avec un stockage minimum de l'énergie [4].

Les filtres actifs de puissances sous leurs différentes structures à savoir le filtre actif parallèle, filtre actif série, filtre actif parallèle-série, et les filtres hybrides, répondent mieux aux contraintes industrielles, et s'adaptent à l'évolution de l'impédance du réseau et de la charge.

Le filtre actif parallèle est utilisé pour compenser les courants harmoniques, courants déséquilibrés ainsi que de la puissance réactive. Le filtre actif série peut compenser à la fois les tensions harmoniques et les creux de tension. La combinaison parallèle-série correspond à une solution universelle de compensation pour un ou plusieurs types de perturbations en courant et de tension que l'on observe sur le réseau [1]. La plupart de ces filtres utilisent un onduleur à deux niveaux à source de tension à élément de stockage capacitif, soit à source de courant à élément de stockage inductif.

Les configurations hybrides utilisent un ou plusieurs convertisseurs à source de tension associés à des filtres passifs. Du point de vue technico-économique, les filtres actifs hybrides sont plus attrayants en qualité de filtrage et plus particulièrement pour les applications de fortes puissances [5]. Cependant, les nouvelles réglementations internationales imposent aux consommateurs des normes aux harmoniques engendrées par leurs systèmes, tant en courant qu'en tension [6-8].

Les filtres actifs sont les solutions avancées de dépollution le plus adéquat tant au niveau de la production que de la distribution. Dans cette thèse, on présente une étude détaillée sur le concept de filtrage actif de puissance et son intérêt dans l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique influencée par l'utilisation des charges non-linéaires. Pour ce faire, on a réparti le manuscrit en quatre chapitres comme suit.

Le premier chapitre est consacré à la description des perturbations en courant et en tension qui peuvent affecter un réseau électrique. La distribution harmonique avec ses principales sources telles que les harmoniques de courants dus aux charges non linéaires, les conséquences et les normes inhérentes à ces perturbations seront analysées. On présente, également les solutions traditionnelles et modernes de dépollution. Par ailleurs, un rappel, sur les origines et les conséquences des perturbations est abordé. On y présente également des solutions de dépollutions traditionnelles et modernes.

Le deuxième chapitre aborde les techniques avancées à savoir les techniques génétiques, réseaux de neurones et plus particulièrement la logique floue. La conception du régulateur flou ainsi que leur principe de commande et de réglage appliquée au filtre actif parallèle sera présenté et validée par une simulation numérique.

Le troisième chapitre propose une solution moderne à base d'un filtre actif parallèle (FAP) afin de lutter contre la pollution harmonique provoquée par les redresseurs à diodes et limiter leur propagation dans le réseau. Dans ce contexte, une étude théorique détaillée est développée à propos de la structure du filtre actif parallèle (FAP) triphasé et de son principe de fonctionnement. En premier lieu, le principe de réglage de la tension du bus continu du FAP triphasé par un régulateur Proportionnel-Intégral (PI) classique et puis en deuxième lieu un régulateur flou sera présenté et discuté.

La nécessité d'adaptation d'un tel type de compensation des harmoniques, nous a mené à insérer un système à base de verrouillage de phase (PLL) pour une identification exacte des références de commande des filtres. Ensuite, les problèmes posés par la technique de commande par hystérésis classique sont discutés et ses effets sont illustrés par des résultats de simulation numérique. Les bonnes performances de cette technique sont vérifiées par simulation numérique et par aspect pratique à l'aide d'une implémentation numérique sur la carte dSPACE 1104 pour un banc d'essai expérimental du laboratoire d'électronique de puissance de l'université Sétif.

Le quatrième chapitre présente différentes structures du redresseur MLI. On s'intéresse au redresseur MLI de tension. L'étude présentée est consacrée, en premier lieu, à une analyse détaillée de son fonctionnement avec un réglage de la tension du bus continu effectué par régulateur PI classique, flou et avec un contrôle direct de courant à l'aide de la technique de

commande à hystérésis. Les principes de fonctionnement, le modèle mathématique, la commande et l'identification et compensation harmonique y sont expliqués. Les résultats de simulations obtenus sont validés expérimentalement à l'aide d'une implémentation numérique sur la carte dSPACE 1104 sur un banc d'essai au laboratoire de l'électronique de puissance de Université- Sétif. En outre, l'étude d'un convertisseur matriciel associé à des charges linéaires et non linéaires est présentée. Dans ce contexte, une étude théorique détaillée est développée à propos de la structure du convertisseur matriciel. La commande et le réglage par la logique floue de ce type de convertisseur est réalisé afin d'assurer une meilleure qualité d'énergie.

Finalement, une conclusion générale et les perspectives sont présentées.

CHAPITRE I

ETAT DE L'ART : PERTURBATIONS DES RESEAUX ELECTRIQUES ET LEURS PRINCIPES DE COMPENSATION

1.1 Introduction

L'énergie électrique est souvent fournie sous la forme des trois tensions triphasées. Cette énergie est produite par différentes centrales : nucléaire, thermique, hydraulique, sources d'énergies renouvelables, etc... Les réseaux de distribution assurent le transport de cette énergie aux récepteurs, et par conséquent aux consommations. La qualité de cette énergie caractérisée par les paramètres suivants [9]:

- fréquence de 50Hz ou 60Hz, selon le pays ;
- l'amplitude des trois tensions ;
- forme d'onde devant être la plus proche possible d'une sinusoïde ;
- la symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage.

La détérioration de l'une de ces paramètres engendre des perturbations au niveau des réseaux électriques et par conséquent le dysfonctionnement et la destruction des composants au niveau des utilisateurs et consommateurs d'énergie. À cet effet, il est indispensable de connaître l'origine des perturbations et de chercher des solutions adéquates pour les supprimer ou les atténuer.

Le présent chapitre présente, dans un premier temps, un état de l'art, sur les différentes perturbations affectant les réseaux électriques ainsi que leurs origines, et leurs conséquences. Le point est mis sur les différentes natures des charges électriques qui peuvent être rencontrées dans diverses installations, les différentes sources d'harmoniques et les normes imposées aux harmoniques. Et à la fin, les solutions classiques et modernes mises en œuvre pour dépolluer les réseaux électriques sont discutées.

1.2 Qualité de l'énergie électrique

La tension d'un réseau électrique constitue un système sinusoïdal triphasé et équilibré. La Société Nationale Algérienne d'Electricité et du Gaz (SONELGAZ), en sa qualité de

distribution d'énergie doit fournir à l'ensemble de ses clients et utilisateurs une énergie de qualité sous formes de trois tensions sinusoïdales équilibrées :

$$v_{i=a,b,c}(t) = \begin{cases} v_{an}(t) = v_{\max} \cos(\omega t) \\ v_{bn}(t) = v_{\max} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cn}(t) = v_{\max} \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.1)$$

La dégradation ou la détérioration, à la fois, de l'un ou de plusieurs paramètres, laisse supposer la présence d'une anomalie dans le réseau électrique.

généralement deux origines distinctes de perturbations :

- Perturbations du courant causées par le passage dans les réseaux électriques, des courants perturbateurs comme les courants harmoniques, déséquilibrés et réactifs.
- Perturbations de tension causées par la présence des tensions perturbatrices comme les tensions harmoniques, déséquilibrés et les creux de tension.

1.3 Origines des perturbations des réseaux électriques

Parmi les multiples perturbations qui affecte les réseaux électriques, on peut citez, dysfonctionnement des générateurs et des lignes, perturbations atmosphériques lors du transport, charges défaillantes et la prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques [10]: redresseurs, onduleurs, gradateurs et variateurs de vitesse. Les défauts les plus courants sont:

1.3.1 Creux de tension

Un creux de tension est défini comme une diminution brusque de l'amplitude de la tension de 10% à 90% de la tension nominale pendant un temps allant de 10 millisecondes à quelques secondes, caractérisée par sa profondeur et sa durée. Les creux de tension sont dus aux courts circuits survenant dans le réseau général ou dans les installations de la clientèle, le démarrage des machines à forte puissance, la saturation des transformateurs,...etc [1,11]. En fonction de la localisation du court circuit et du fonctionnement des organes de protection (les défauts sont normalement éliminés en 0.1 à 0.2s en HT, et 0.2 s à quelques secondes en MT). Les court circuits sont des événements aléatoires : ils peuvent résulter de phénomènes atmosphériques (foudre, givre, tempête...), de défaillances ou d'accidents des appareils électriques. Les creux de tension peuvent êtres monophasés, biphasés ou triphasés. Il y a deux types de phénomènes qui sont à l'origine des creux de tension :

- Le fonctionnement d'appareils à charge fluctuante ou la mise en service d'appareils appelant un courant élevé au démarrage (moteurs, transformateurs,...etc.) ;
- Les phénomènes aléatoires comme la foudre, les courts circuits accidentels sur les réseaux de distribution ou les défauts dans les réseaux internes des clients (défaut d'isolation, blessure de câble, projection de branches sur les lignes aériennes,...). la figure 1.1. montre un exemple d'un creux de tension triphasé entre 0.1 à 0.2 s.

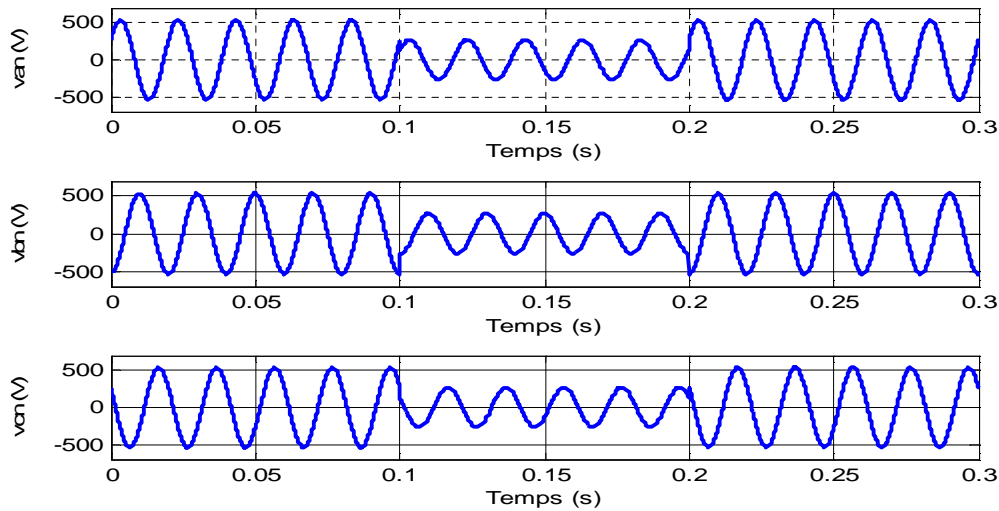


Fig. 1.1 Creux de tension

Les conséquences d'un creux de tension peuvent être extrêmement coûteuses, le temps de redémarrage se chiffrant en heures ou voire en jours, pertes de données informatiques dégâts aux produits voire aux équipements de production, etc...

Le tableau 1.1 résume les conséquences néfastes causées par les creux de tension sur quelques matériels industriels et les principaux éléments sensibles [11].

Types d'appareils	Conséquences néfastes
Eclairage	Moins de luminosité, extinction et réallumage (lampes à arc)
Systèmes à base EP	Arrêt du dispositif
Dispositifs de protection	Ouverture des contacteurs
Moteurs asynchrones	Ralentissements, décrochage, surintensité au retour de la tension
Moteurs synchrones	Perte de synchronisme, décrochage et arrêt du moteur
Variateurs de vitesse pour un MCC	<ul style="list-style-type: none"> • En mode onduleur : destruction des protections • En mode redresseur : ralentissement de la machine
Variateurs de vitesse pour un MAS	Ralentissement, décrochage, surintensité au retour de la tension, destruction éventuelle de matériel au niveau du convertisseur

Tab. 1.1. Conséquences des creux de tension [1,11]

1.3.2 Coupure de tension

Une coupure de tension est une diminution brutale de la tension à une valeur supérieure à 90% jusqu'à 100% de la tension nominale. Elle peut être considérée comme une interruption de courte durée ou une disparition complète de la tension d'alimentation durant une période inférieure 10ms à 1mn [9]. Elle est, également, la conséquence d'appel de puissances importantes lors de la mise en service de certaines charges du réseau. On distingue des coupures longues ($> 3mn$) : problème de continuité (ou de fiabilité) de la tension et des coupures brèves ($< 3mn$) : problème de qualité de la tension.

Ce phénomène transitoire (la coupure de tension) est rangé dans la même catégorie que les creux de tension [12]. La figure 1.2, illustre un exemple d'une coupure de tension à partir de l'instant 0.1s à 0.2s.

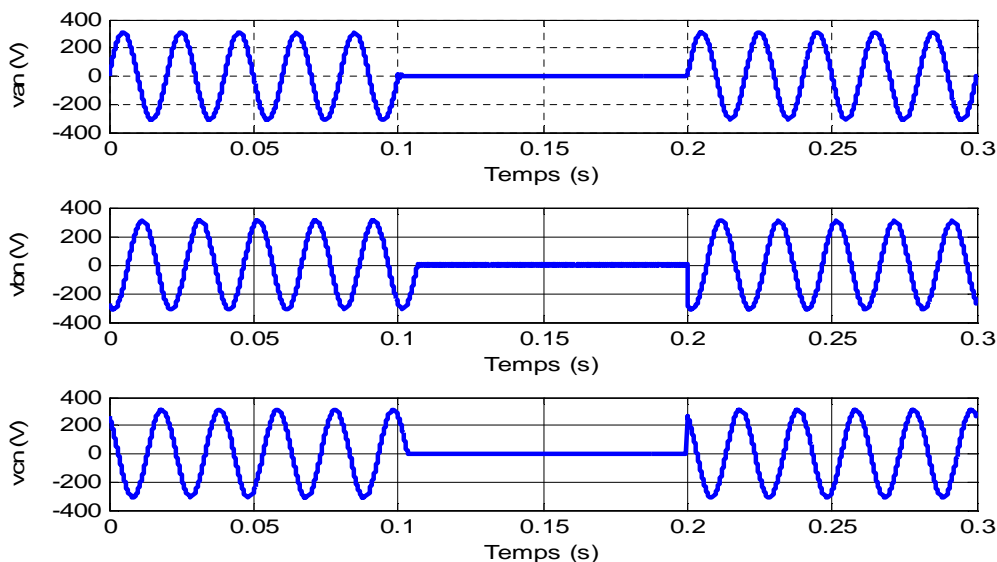


Fig. 1.2 Coupure brève de la tension

1.3.3 Fluctuations de tension

La mise en fonctionnement, l'arrêt des appareils électriques et le fonctionnement de certaines charges à puissance variable provoquent des variations rapide périodique ou aléatoires de la tension telles que les soudeuses, fours à arc, éoliennes,...etc. En général, ces variations ne dépassent pas les $\pm 10\%$ de la tension nominale donc, elles ne sont pas à risque [9]. La figure 1.4 montre un exemple d'une fluctuation de tension.

Les fluctuations de tension peuvent provoquer un papillotement de l'éclairage (Flicker), gênant pour la clientèle, même si les variations individuelles ne dépassent pas quelques 10%. Les autres applications de l'électricité ne sont normalement pas affectées par ces phénomènes, tant que l'amplitude des variations reste inférieure à 10% [12].

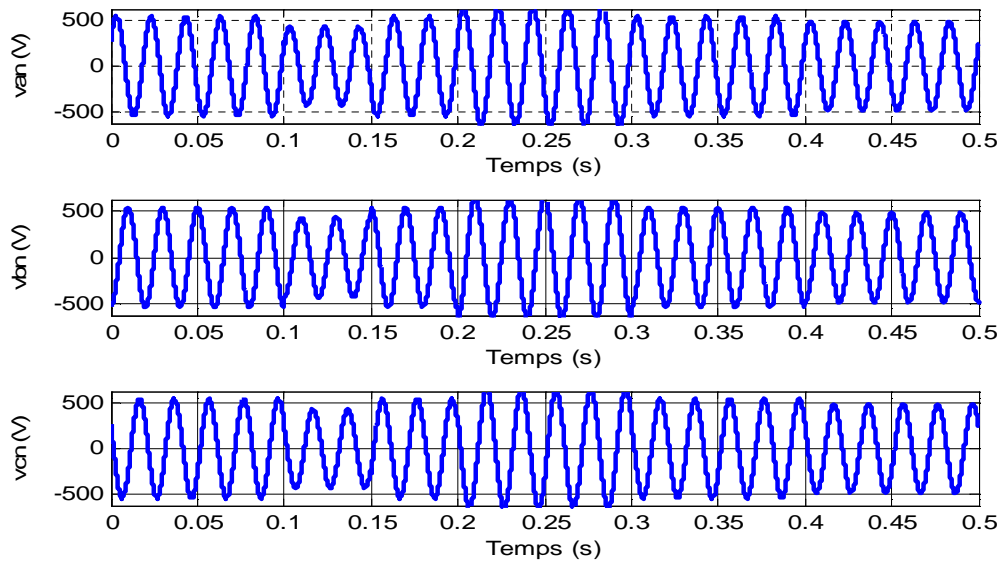


Fig. 1.3. Fluctuations de tension

1.3.4 Bosse de tension (surtension) et surintensité

C'est une augmentation de l'amplitude de la tension de 1,1 en per unit à 1,8 per unit (pu). La figure 1.4 présente un exemple d'une bosse de tension entre l'instant 0.1s et 0.2s. Elle peut causer l'échauffement et la destruction des composants. En cas de court-circuit [13], des surtensions peuvent également être provoquées par des phénomènes d'origine atmosphérique (foudre), par des déclenchements de charges importantes. Ce type de surtensions se caractérise généralement par une durée très brève et s'assimile le plus souvent à des transitoires.

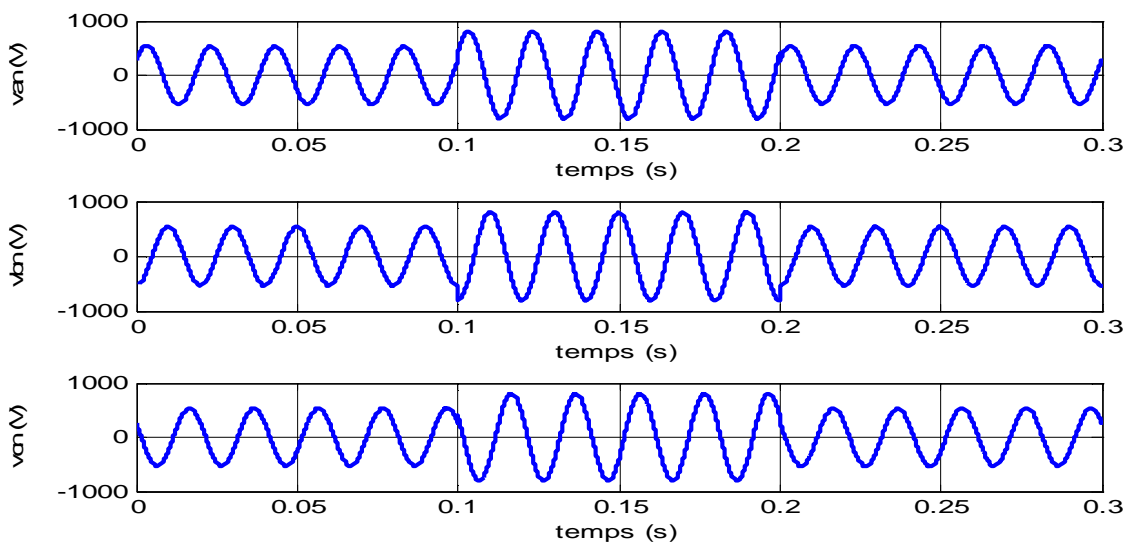


Fig. 1.4 Bosses de tension

1.3.5 Déséquilibres du système triphasé en courant et en tension

Le déséquilibre du système triphasé s'observe lorsque les trois tensions ne sont pas identiques en amplitude et/ou ne sont pas décalées d'un angle de 120° l'une par rapport aux autres, [14]. Un récepteur triphasé électrique qui n'est pas équilibré et qu'en alimente par un réseau triphasé équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation de courants non équilibrés dans les impédances du réseau. On parlera de déséquilibres du système triphasé en tension [2]. Un déséquilibre peut avoir comme conséquences un échauffement intoléré des machines asynchrones, l'existence de couple inverse et conduisent à dégradation prématurée des machines. Dans ce cas, la composante fondamentale est quantifiée selon les composantes symétriques de Fortescue, par ailleurs, ce degré de déséquilibre inverse et un degré de déséquilibre homopolaire sont définies comme suit :

- le degré de déséquilibre inverse Δu_i est le rapport entre la composante inverse du fondamentale de la tension et sa composante directe :

$$\Delta u_i = \frac{|u_{1i}|}{|u_{1d}|} \quad (1.2)$$

- Le degré de déséquilibre homopolaire Δu_o est le rapport entre la composante homopolaire du fondamentale de la tension et sa composante directe :

$$\Delta u_o = \frac{|u_{1o}|}{|u_{1d}|} \quad (1.3)$$

La conséquence des composantes inverses sur les machines tournantes est la création d'un champ tournant en sens inverse du sens de rotation normal provoque un couple de freinage parasite et des pertes supplémentaires qui provoquent un échauffement de la machine. Concernant, l'effet du déséquilibre homopolaire, il consiste au risque d'échauffement du conducteur neutre dans un réseau BT qui lorsque le conducteur est d'un diamètre trop faible, peut provoquer une rupture du conducteur ou un incendie. Pour les dispositifs triphasés d'électronique de puissance, principalement les ponts redresseurs, le fonctionnement en présence de déséquilibre entraîne l'apparition de composantes harmoniques non caractéristiques, notamment des harmoniques de rang multiple de 3. L'existence des courants harmoniques génère une antirésonance lors du filtrage de l'harmonique de rang 5. Outre les effets classiques des harmoniques, ces fréquences non caractéristiques peuvent conduire, dans certains cas, au blocage de la commande. Les deux figures (1.5. a, b) représente respectivement, un exemple de déséquilibres de courants et de tensions d'un système triphasé.

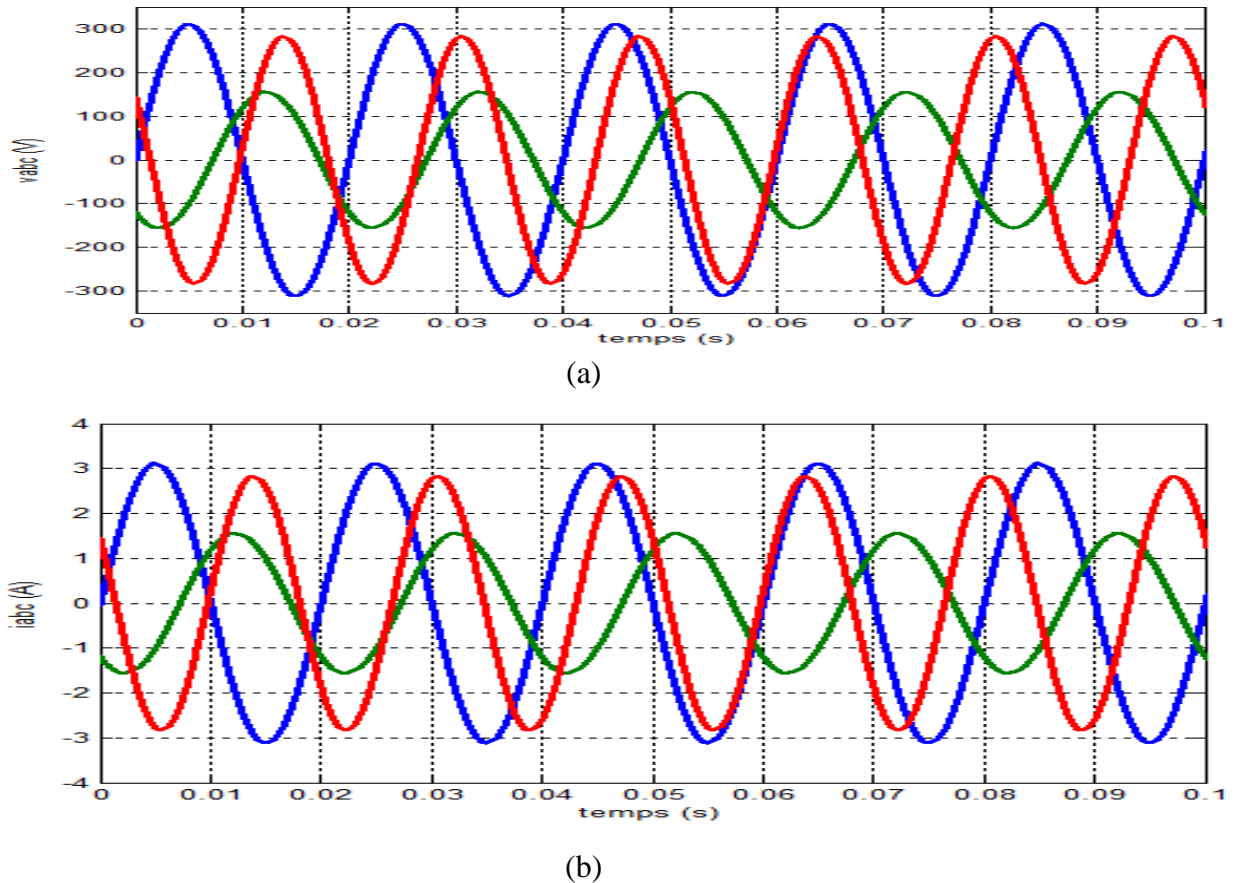


Fig. 1.5 Déséquilibrée en amplitude et en phase

Un déséquilibre de tension est caractérisé par le taux exprimé par le rapport des amplitudes des tensions inverse et directe :

$$\tau_v = \frac{V_i}{V_d} \quad (1.4)$$

V_i : tension inverse ;

V_d : tension directe.

Dans les réseaux BT, MT, la norme **EN50160** et les normes **CEM EN 61000** fixent le taux admissible du déséquilibre à 2 % pendant 95% d'une semaine sur les valeurs efficaces moyennées sur 10 minutes, et jusqu'à 3% dans certaines régions [15].

1.3.6 Variation de la fréquence

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source thermique autonome au niveau des réseaux de distribution ou de transport. La variation de la fréquence est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles, comme dans le cas de certains défauts

graves sur le réseau [16]. Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle $50 \text{ Hz} \pm 1\%$. La figure I.6 montre un exemple sur la variation de fréquence d'un réseau électrique.

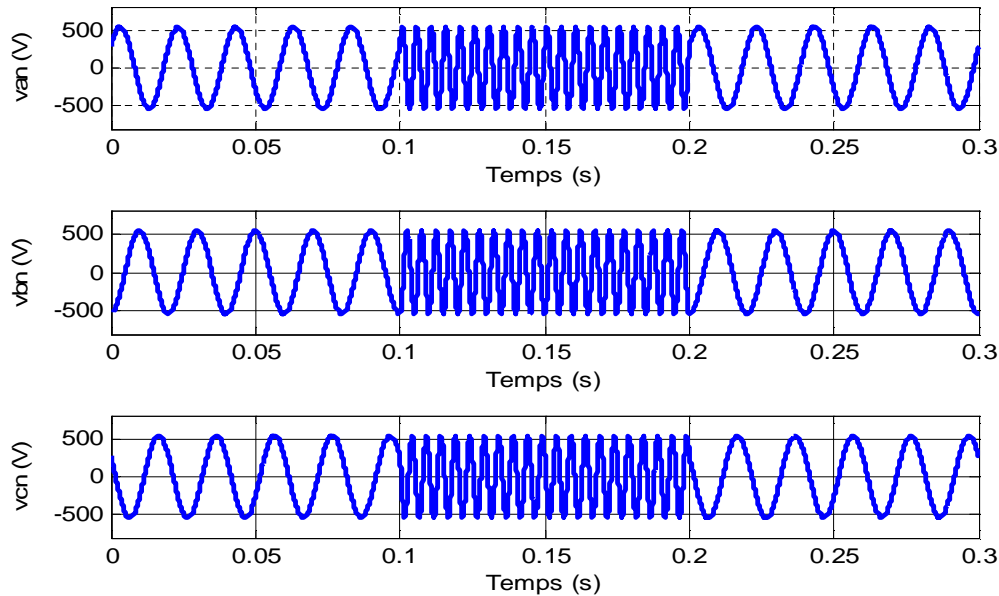


Fig. 1.6 Variation de fréquence

1.3.7 Perturbations harmoniques

L'utilisation croissante des équipements électriques à base des convertisseurs statiques (redresseurs, hacheurs, gradateurs, onduleurs, variateurs de vitesse....etc.) a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et par conséquent, pollue les consommateurs alimentés par le même réseau électrique [17, 18].

1.3.7.1 Harmoniques

Sont défini comme étant une superposition sur l'onde fondamentale à 50 Hz, ayant une fréquence multiple entiers de l'onde fondamentale. La figure.1.7 montre un exemple des harmoniques d'ordre impair superposé sur l'onde fondamentale. Les principales sources d'harmoniques sont : les charges non linéaires, et les dispositifs contenant des éléments qui

commutent (les convertisseurs statiques, fours à arc, inductances saturées, transformateurs, machines tournantes, etc...).

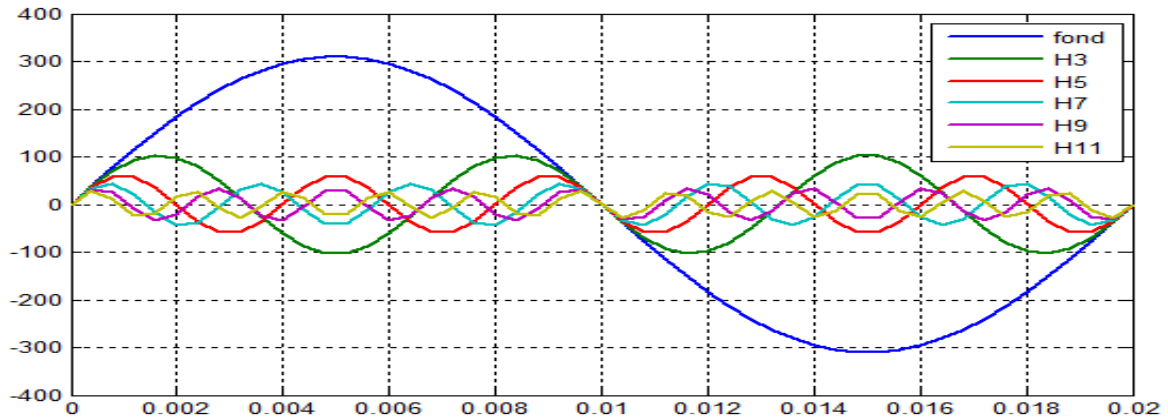


Fig.1.7 Fondamental et harmoniques

1.3.7.2 Inter-harmoniques

Ils se superposent à l'onde fondamentale mais ne sont pas des multiples entiers de la fréquence du réseau comme montre la figure.1.8. Leurs origines principales sont les convertisseurs de fréquence, les variateurs de vitesse et les équipements de contrôle et commande, etc...

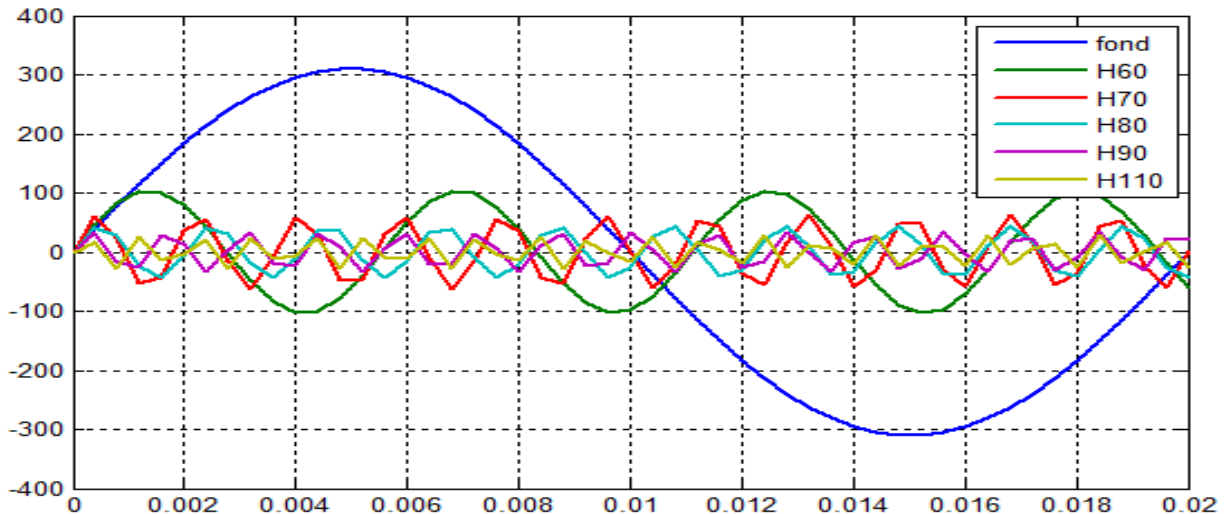


Fig. 1.8 Fondamental et inter-harmoniques

1.3.7.3 Infra-harmoniques

Les infra harmoniques sont des signaux de fréquence inférieure à celle du fondamentale. La figure.1.9 illustre un exemple d'analyse spectrale des harmoniques d'un signal périodique perturbé.

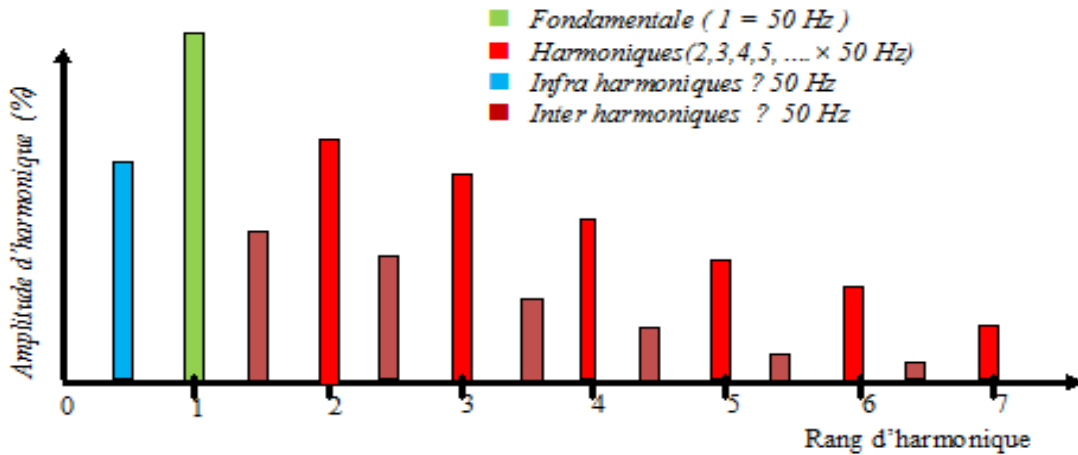


Fig. 1.9 Représentation spectrale des inters et infra harmoniques

1.3.7.4 Sources d'harmoniques

L'alimentation de charges non-linéaires génère des courants harmoniques, circulant dans le réseau (Figure.1.10). La tension harmonique est due à la circulation du courant harmonique dans les impédances des circuits d'alimentation (ensemble transformateur et réseau.). L'impédance inductive d'un conducteur augmente en fonction de la fréquence du courant qui le parcourt. A chaque courant harmonique de rang h correspond donc une impédance de circuit d'alimentation Z_h . Le courant harmonique de rang h va créer à travers l'impédance Z_h une tension harmonique U_h , Cette déformation sera d'autant plus conséquente que les impédances du réseau sont importantes, pour un courant harmonique donné, avec :

$$u_h = z_h \cdot i_h \quad (1.5)$$

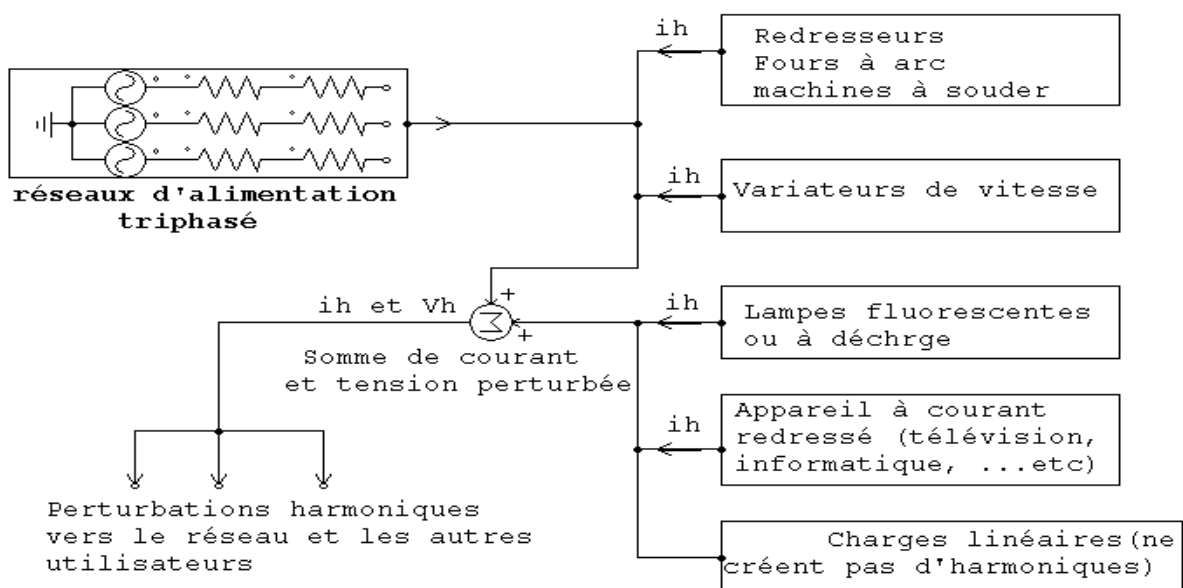


Fig. 1.10 Sources d'harmoniques [1]

1.3.7.5 Conséquences des harmoniques

Les courants harmoniques qui se propagent dans les réseaux électriques, déforment l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par les mêmes réseaux. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types [1].

- *les effets instantanés ;*
- *les effets à terme.*

1.3.7.5.1 Effets instantanés des harmoniques

Ils apparaissent immédiatement dans certains appareillages.

- *Défauts de fonctionnements de certains équipements électriques :* en présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés ;
- *Trouble fonctionnel des micro-ordinateurs :* les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs d'entraînement de disque ;
- *Les perturbations et la dépollution dans les systèmes électriques :* certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesures et des erreurs de lecture supplémentaires en présence des harmoniques ;
- *Vibrations et bruits :* les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques.

1.3.7.5.2 Effets à terme des harmoniques

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet le plus important est de nature thermique qui se traduit par un échauffement. Il conduit à une fatigue prématurée du matériel, des lignes et amènent à un déclassement des équipements.

- *Echauffement des câbles et des équipements:* ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années). Concernent, les câbles qui peuvent être, d'un sur échauffement du neutre et des éléments bobinés (transformateurs, moteurs, etc..).
- *Echauffement des condensateurs :* l'échauffement est causé par les pertes dues au phénomène d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont donc sensibles aux

surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.

- *Echauffements des pertes supplémentaires des machines et des transformateurs* : échauffements causés par les pertes dans les stators des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétisants) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor. Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courant de Foucault dans les circuits magnétiques.

1.3.7.6 Caractérisation des perturbations harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour caractériser la *distorsion* en régime déformé. Le *taux global de distorsion harmonique* (THD) et le *facteur de puissance* (F_p) sont les plus employés pour quantifier respectivement la perturbation harmonique et la consommation de puissance réactive [1, 9].

1.3.7.6.1 Taux de Distorsion Harmonique (THD)

Notre étude se limite au cas où la source est sinusoïdale et/ou le courant absorbé par la charge est entaché de composants harmoniques. Dans ces conditions, le taux global de distorsion harmonique (THD) est bien adapté pour quantifier le degré de pollution harmonique sur les réseaux électriques. Il s'évalue par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde déformée du courant. Il est donné par l'expression suivante :

$$THD \text{ (\%)} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n I_{ci}^2}}{I_{c1}} \quad (1.6)$$

Avec,

I_{c1} : la valeur efficace de la composante fondamentale du courant de charge et I_{ci} les valeurs exactes des différentes composantes harmoniques du courant de charge.

Par analogie, le taux global de distorsion harmoniques des tensions peut s'écrire :

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n U_{ci}^2}}{U_{c1}} \quad (1.7)$$

Le facteur de puissance est défini, dans le cas général, par le rapport entre la puissance active et la puissance apparente.

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} U_n \cdot I_n \cdot \cos(\Phi_n)}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_n^2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad \text{avec} \quad \Phi_n = \alpha_n - \beta_n \quad (1.8)$$

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties comme le montre l'équation suivante :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (1.9)$$

Avec,

Q : la puissance réactive associée au courant fondamental ;

D : la puissance déformante due aux harmoniques du courant.

Où,

$$P = 3 \cdot U \cdot I_{c1} \cdot \cos \Phi = F_{dis} \cdot \cos(\Phi) \quad (1.10)$$

Avec : F_{dis} : présente le facteur de distorsion. Il vaut « 1 » lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal, et , il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît.

Φ : représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension entre P et S .

Par ailleurs :

$$Q = 3 \cdot U \cdot I_{c1} \cdot \sin \Phi \quad (1.11)$$

et,

$$D = 3 \cdot U \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^{50} I_h^2} \quad (1.12)$$

Finalement :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \varphi_1 \cdot \cos Y = \cos \Phi \quad (1.13)$$

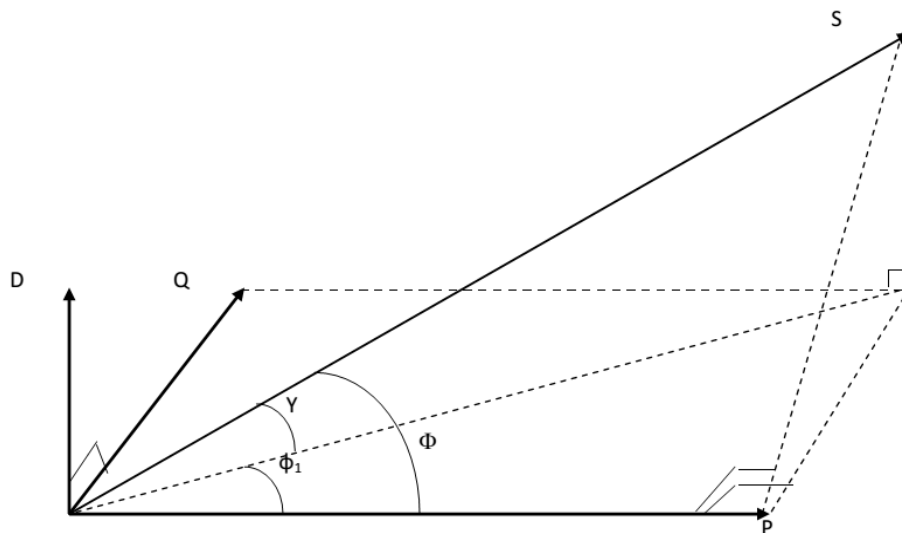


Fig. 1.11 Diagramme de Fresnel des puissances

Donc, on voit bien que les harmoniques affectent aussi le facteur de puissance.

1.3.7.7 Normes et recommandations

Afin d'assurer une bonne qualité d'énergie sans la présence des perturbations harmoniques dans le réseau électriques, des normes sont imposées aux fournisseurs et utilisateurs. Le taux de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance (F_p) sont également les deux grandeurs employées pour quantifier respectivement ces perturbations et la consommation de la puissance réactive. Rappelons que deux taux de distorsion harmonique sont distingués :

- le taux de distorsion harmonique en courant, noté THD_i ;
- le taux de distorsion harmonique en tension, noté THD_v .

À cet effet, les fournisseurs et les utilisateurs de l'énergie sont amenés à respecter des normes et des recommandations imposées qui définissent les règles relatives à la compatibilité électromagnétique (CEM) définies comme suit [8,16] :

- au niveau international par CEI (Commission Electrotechnique Internationale),
- au niveau européen par (CENELEC) (Comité Européen de Normalisation Electrotechnique),
- au niveau Français par :
 - l'UTE (Union Technique de l'Electricité) ;
 - le CEF (Comité Electrotechnique Français).
- au niveau nord Américain par l'IEEE 519-1992 standard.

1.3.7.7.1 Normes imposées aux harmoniques

Les principales normes en matière des pollutions harmoniques dans un réseau public à basse tension dont le courant par phase est inférieur à 16A sont [16] :

- au niveau international les normes CEI 61000 ;
- au niveau européen la NF EN 50160 ;
- au niveau Français la NF C15-100.

1.3.7.7.1.1 Normes CEI 61000

Au niveau international par (CEI), les normes CEI 61000 publiées dans le domaine de la compatibilité électromagnétique (CEM) sont divisées en six parties, et chaque partie est divisée en plusieurs sous-parties conformément à la structure suivante [16] :

- Partie 1 : généralités
- Partie 2 : environnement
- Partie 3 : limites
- Partie 4 : techniques d'essai et de mesure
- Partie 5 : guide d'installation et d'atténuation
- Partie 6 : normes génériques

Pour les réseaux électriques, les recommandations d'EDF (Electricité de France) pour les tensions sont :

- Pour un harmonique pair : $V_h / V_I \leq 0,6 \%$
- Pour un harmonique impair : $V_h / V_I \leq 1 \%$,
- Pour le taux de distorsion global de tension : $THD < 1,6 \%$.

les normes internationales les plus récentes concernant les courants et les tensions. Dans celle-ci il est possible d'extraire la partie concernant les niveaux de compatibilité, d'émission et d'immunité.

1.3.7.7.1.2 Les normes (CEI-61000) dont le courant par phase est inférieur à 16A

Les normes CEI-61000 définissent les niveaux des courants et des tensions harmoniques à respecter. Le tableau. 1.2 ci-dessous présente la norme CEI-61000-3-2 qui fixe la limitation des courants injectés dans un réseau public basse tension pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16A [16].

Harmoniques impairs		Harmoniques pairs	
Rang	Courant harmonique admissible maximal (A)	Rang	Courant harmonique admissible maximal (A)
<i>Rang</i>	I_h / I_1 (%)	<i>Rang</i>	I_h / i_1 (%)
3	2.30	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.30
9	0.40	8 à 40	$0.23 * 8/h$
11	0.33		
13	0.21		
15 à 39	$0.15 * 15/h$		

Tab. 1.2. Limites des composantes harmoniques en courant

1.3.7.7.1.3 La norme (CEI-61000-3-4) pour un courant par phase de 16A - 75A.

Cette norme spécifie les limites d'émissions de courants harmoniques des équipements individuels d'intensité assignée supérieure à 16A et jusqu'à 75A. Ces limites s'appliquent aux réseaux publics de tensions monophasées et triphasées nominales de. Comme le montre le tableau 1.3.

Rang	Courant harmonique en % du fondamental
Impaire	I_h / I_1 (%)
3	21.6
5	10.7
7	7.2
9	3.8
11	3.1
13	2.0
15	0.7
17	1.2
19	1.1
21	≤ 0.6
23	0.9
25	0.8
27	≤ 0.6
29	0.7
31	0.7
≥ 33	≤ 0.6
pair	≤ 0.6 ou $\leq 8/h$

Tab. 1.3 Limites des émissions de courants harmoniques

1.3.7.7.1.4 Les normes CEI-61000-2-2 et CEI-61000-2-4

La norme CEI-61000-2-2 fixe les limites de compatibilité pour les perturbations conduites basse fréquence et la transmission de signaux sur les réseaux publics d'alimentation basse

tension. Le tableau 1.4 présente les niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques sur les réseaux publics basse tension.

La norme CEI 61000-2-4 fixe les limites de compatibilité pour les réseaux industriels et non publics basse tension et moyenne tension, à l'exclusion des réseaux de navires, des avions, des plate formes offshore et des installations ferroviaires (Tableau.1.5).

Harmoniques impairs				Harmoniques pairs	
non multiple de 3		multiple de 3			
Rang	Vh/V1 (%)	Rang	Vh/V1 (%)	Rang	Vh /V1 (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.5	6	0.5
13	3	≥21	0.2	8	0.5
17	2			10	0.5
19, 23 et 25	1.5			≥12	0.2
> 25	0.2+0.5*25/h	En générale le THD global de tension ne dépassant pas 8 %.			

Tab. 1.4 Niveaux de compatibilité des harmoniques de tension (CEI-61000-2-2)

Rang harmonique	Classe 1	Classe 2	Classe 3
2	2	2	3
3	3	5	6
4	1	1	1.5
5	3	6	8
6	0.5	0.5	1
7	7	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
paire ≥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 multiple 3	0.2	0.2	1
23	1.5	1.5	3.5
25	1.5	1.5	3.5
impaire ≥ 21 non multiple 3	0.2+25/2h	0.2+25/2h	5* √(11/h)
THD	5%	8%	10%

Tableau 1.5 Taux de distorsion (%) des tensions harmoniques acceptables (Norme CEI 61000-2-4).

Les classes d'environnement électromagnétique du tableau 1.5 sont définies comme suit :

Classe 1 (les matériels et les systèmes sensibles) cette classe est s'applique seulement aux réseaux bas tensions protégées avec des niveaux de compatibilités plus bas que ceux des réseaux publics.

Classe 2 (les réseaux industriels), cette classe est s'applique aux réseaux internes et au point de livraison du distributeur. Les niveaux sont les mêmes que ceux des réseaux publics.

Classe 3 (les réseaux industriels perturbés), cette classe est s'applique seulement aux réseaux internes et les niveaux sont supérieurs à ceux de la classe 2.

1.3.7.7.1.5 La norme CEI 61000-4-13

Cette norme précise les essais d'immunité basse fréquence aux harmoniques et inter-harmoniques incluant les signaux transmis sur le réseau électrique. Le tableau 1.6 indique les taux des harmoniques en tension à utiliser pour vérifier l'immunité des appareils pour les matériels et systèmes sensibles (classe 1) et les réseaux industriels (classe 2) [16].

Rang harmonique	Matériels et systèmes sensibles (%)	Réseaux Industriels(%)
3	8	8
5	8	12
7	6.5	10
9	2.5	4
11	5	7
13	4.5	6
15	-	3
17	3	5
19	2	5
21	-	2
23	2	4
25	2	4
27	-	2
29	1.5	4
31	1.5	3

Tab. 1.6 Taux des harmoniques en tension à imposer pour vérifier l'immunité des appareils

1.3.7.7.1.6 La norme IEEE 519 -1992 Standard

L'IEEE définit les exigences et recommandations pratiques pour contrôler le taux de pollution harmonique présent sur les réseaux électriques. Elle spécifie les limites pour les courants harmoniques qu'un abonné ne doit pas dépasser au point de raccordement du fournisseur d'électricité. Il spécifie également des limites pour la distorsion de tension que doit garantir le fournisseur d'électricité [7].

Niveau de tension	Taux de distorsion individuel de tension (%)	Taux de distorsion global de tension (%)
< 69 kV	3.0	5.0
> 69.001 kV et < 161 kV	1.5	2.5
> 161.001 kV	1.0	1.5

Tab 1.7 Limites de distorsion de tension pour les fournisseurs [7]

Dans ce Standard, les limites sont données par rapport au quotient des courants de court-circuit (I_{sc}) au point de raccordement du réseau et du courant de charge fondamentale (I_{ch}). La norme IEEE 519-1992 recommande notamment une distorsion harmonique totale de tension inférieure à 5% pour les systèmes de moins de 69KV et une distorsion harmonique individuelle de tension inférieure à 3% [7].

Distorsion maximale du courant harmonique en pourcentage de I_{ch}						
Ordre harmonique individuel (harmoniques impairs)						
I_{sc}/I_{ch}	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	THD_i
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 <50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 < 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 < 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

I_{ch} : Demande maximale du courant de charge au point de raccordement du réseau (le fondamental).
 I_{sc} : Courant de court-circuit maximal au point de raccordement du réseau
 THD_i : Taux de distorsion global du courant en %
 h : ordre harmonique

Tab. 1.8 Limites de distorsion de courant pour les systèmes généraux de distribution (120 V à 69 000 V) [7]

1.4 Notions des charges

L'énergie électrique est distribuée sous forme de trois tensions sinusoïdales constituant le réseau triphasé équilibré. Selon leurs caractéristiques d'entrée, certaines charges peuvent perturber cette distribution.

1.4.1 Charge linéaire

Si l'on alimente une charge linéaire par une tension sinusoïdal, le courant circulant dans cette charge est lui aussi sinusoïdal (les convecteurs électriques ou encore les lampes à incandescences). Cependant, le courant peut être déphasé par rapport à la tension d'un angle φ

. Les relations entre les différentes grandeurs qui caractérisent l'évolution de cette charge sont les suivants:

$$u(t) = u_{eff} \cdot \sqrt{2} \sin(\omega t) \quad (1.14)$$

$$i(t) = i_{eff} \cdot \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi) \quad (1.15)$$

Où u_{eff} et i_{eff} sont respectivement la tension et le courant efficaces La puissance active fournie à la charge est :

$$P = u_{eff} \cdot i_{eff} \cos(\varphi) \quad (1.16)$$

La puissance apparente de la charge est :

$$S = u_{eff} \cdot i_{eff} \quad (1.17)$$

La puissance réactive fournie à la charge est :

$$Q = u_{eff} \cdot i_{eff} \sin(\varphi) \quad (1.18)$$

Le facteur de puissance de la charge est :

$$F = \frac{P}{S} = \cos(\varphi) \quad (1.19)$$

1.4.1. 1. Modèle de la charge linéaire

Les relations entre les tensions et les courants triphasés d'une charge linéaire (R-L) sont :

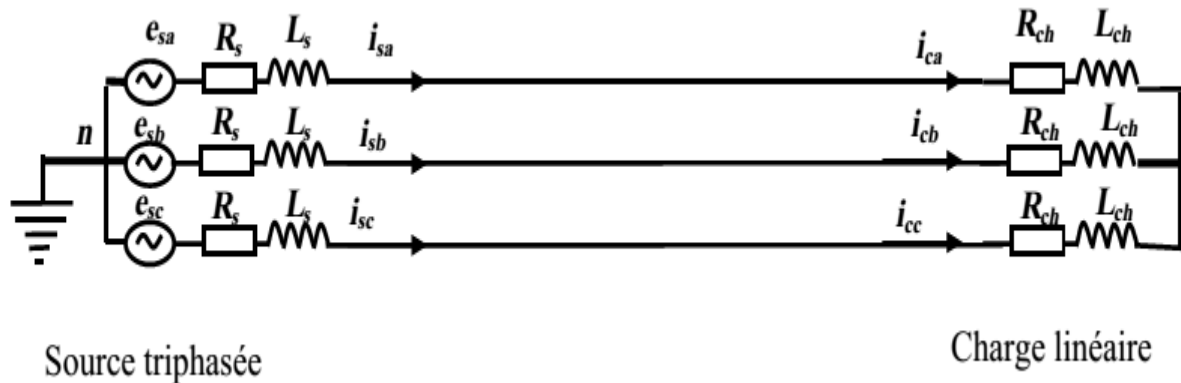
$$\begin{cases} V_a(t) = R \cdot i_a(t) + L \frac{d i_a(t)}{dt} \\ V_b(t) = R \cdot i_b(t) + L \frac{d i_b(t)}{dt} \\ V_c(t) = R \cdot i_c(t) + L \frac{d i_c(t)}{dt} \end{cases} \quad (1.20)$$

Et, on peut exprimer les courants d'entrée comme suit :

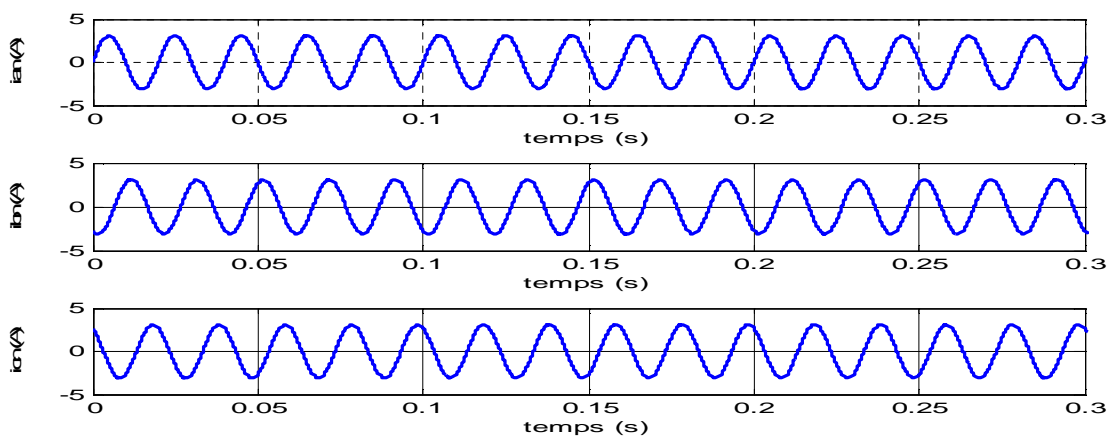
$$\begin{cases} i_a(t) = \frac{V_a(t)}{\sqrt{(L\omega_o)^2 + R^2}} \sin\left(\omega_o t - \tan^{-1}\left(\frac{R}{L}\right)\right) \\ i_b(t) = \frac{V_b(t)}{\sqrt{(L\omega_o)^2 + R^2}} \sin\left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} - \tan^{-1}\left(\frac{R}{L}\right)\right) \\ i_c(t) = \frac{V_c(t)}{\sqrt{(L\omega_o)^2 + R^2}} \sin\left(\omega_o t - \frac{4\pi}{3} - \tan^{-1}\left(\frac{R}{L}\right)\right) \end{cases} \quad (1.21)$$

1.4.1.2. Simulation d'une charge RL linéaire

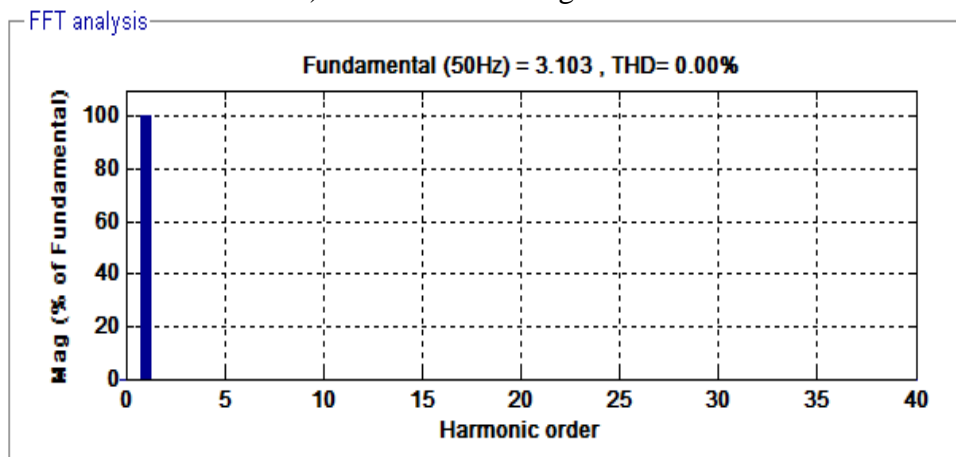
Il s'agit de considérer le cas d'une source triphasée alimentant une charge RL triphasée comme le montre la figure.1.12.



a) Model de la charge linéaire



b) Courants de charge RL



c) Analyse spectrale des courants de charge RL

Fig. 1.12 Montage et Simulation d'une charge linéaire (charge RL)

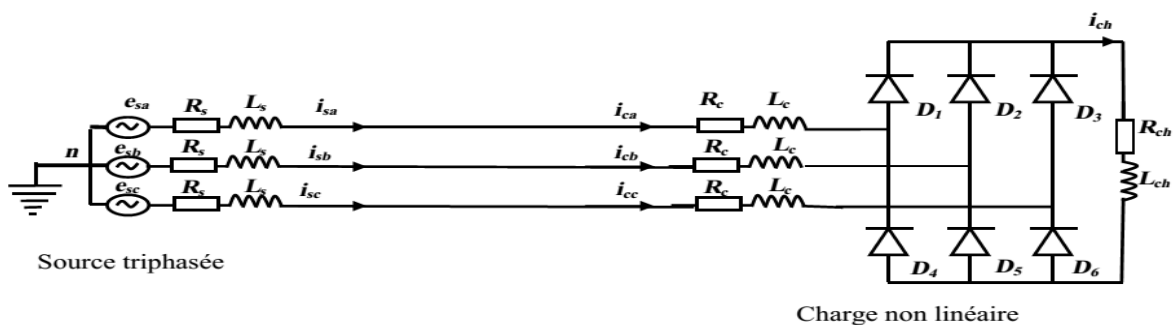
La figure 1.12 montre, les courants de charge et l'analyse fréquentielle pour une charge linéaire (charge RL) alimentée par une source triphasée sinusoïdale. Dans ce cas, on remarque qu'ils sont purement sinusoïdaux et la présence, seulement, de la raie de la fondamentale (50 Hz et de rang 1).

1.4.2 Charge non linéaire

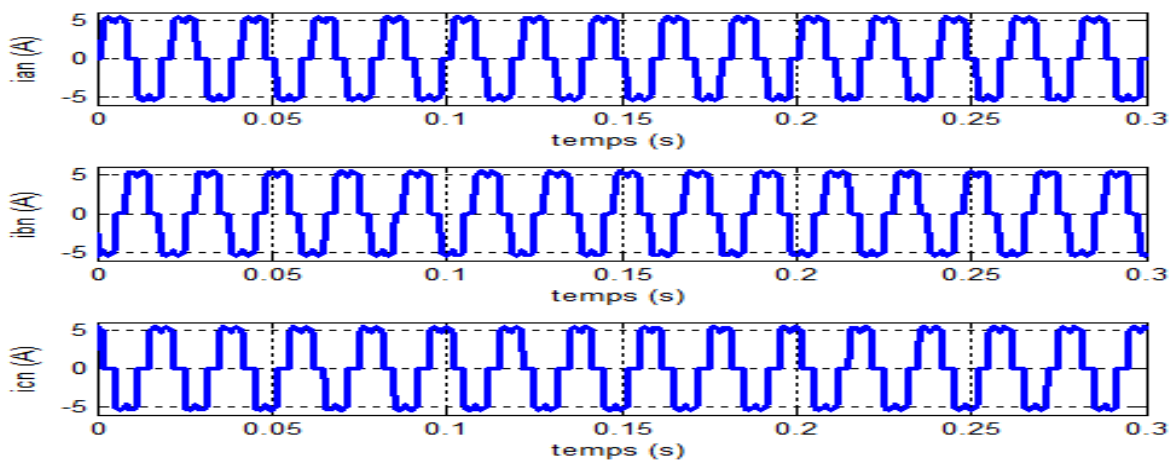
La charge non linéaire peut être considérée comme une réactance saturable, une résistance non linéaire, un convertisseur à base des semi conducteurs de puissance (redresseurs, hacheurs, gradateurs, onduleurs, variateurs de vitesse....etc.), ou un montage à interrupteurs mécaniques ou électroniques qui se ferment et s'ouvrent périodiquement. Si on alimente une charge non linéaire (par exemple un pont redresseur triphasé non commandé), par une tension sinusoïdale, le courant circulant dans la charge n'est plus sinusoïdal, il contient donc une composante fondamentale et des composantes harmoniques. Ces harmoniques de courant circulent dans la source de tension, en même temps qu'ils parcourent la charge. En plus, ce qui concerne le réseau électrique, ces courants harmoniques vont engendrer une détérioration de l'onde de tension au point de raccordement d'autres charges connectées au même réseau.

1.4.2.1. Simulation d'une charge non linéaire (pont redresseur à diodes)

Il s'agit de considérer le cas d'une source triphasée alimentant un pont de Graetz triphasé comprenant six diodes. Le pont de Graetz triphasé de nature charge non linéaire alimente une charge RL. La figure.1.13,a montre le schéma de principe du circuit considéré.



a) Model de la charge non linéaire



b) Courants de charge non linéaire

- en augmentant la puissance de court circuit du réseau par rapport à la puissance du générateur.....etc.

Alors, selon la littérature, les solutions les plus répondus pour la dépollution des réseaux électriques peuvent être classées en deux groupes :

- *Solutions traditionnelles ;*
- *Solutions modernes.*

1.5.1 Solutions traditionnelles

Les solutions traditionnelles de dépollution sont essentiellement des solutions passives ou des modifications structurelles permettant de traiter directement les harmoniques.

1.5.1.1 Surdimensionnement ou déclassement de l'installation électrique

L'idée consiste à surdimensionné tous les éléments de l'installation susceptible de véhiculer des courants harmoniques afin d'éviter les conséquences. Par cette approche, les problèmes liés à la pollution harmoniques sont résolus pendant une durée limitée. Le déclassement des équipements de distribution électrique soumis aux harmoniques est utilisé dans le cas des installations existantes. Cette solution entraine un accroissement important du coût de l'installation.

1.5.1.2 Augmentation de la puissance de court circuit

La puissance harmonique augmente lorsque la puissance de court circuit diminue, la diminution de l'impédance totale en amont de la charge non linéaire permet de réduire la tension créée par les harmoniques de courant, et donc de diminuer le taux de distorsion harmonique en tension au point de raccordement. Cependant, les courants harmoniques ne sont pas attenus.

Une démarche théorique simple consiste à augmenter la puissance de court-circuit du réseau. Cette solution est onéreuse pour l'installation et l'exploitation. De plus, devant l'augmentation du nombre de convertisseurs statiques raccordés au réseau, cette solution ne présente pas d'intérêt à long terme.

La relation $\bar{U}_n = \bar{Z}_n \cdot \bar{I}_n$, entre la tension, l'impédance et le courant permet de mettre en évidence le principe de cette méthode. Une décroissance de Z_n produit une diminution des tensions U_n à courant I_n constant.

1.5.1.3 Les transformateurs à couplage passif

Certain couplage du type triangle-zigzag permettent de supprimer les harmoniques de rang 3 et leurs multiples aux prix de l'augmentation de l'impédance de ligne, et donc de l'augmentation de la distorsion de la tension [19].

1.5.1.4 Agir sur la structure de l'installation

Il est souhaitable d'alimenter un grand pollueur par un transformateur à part, afin de le séparer d'un récepteur sensible. Face à un pollueur moyen il est préférable d'effectuer l'alimentation par des câbles distincts au lieu de les connecter en parallèle. Une distribution en étoile permet le découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles [9].

1.5.1.5 Filtrages passifs

Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et /ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation communément appelé filtres passifs. Le rôle de ces filtres est l'absorption des harmoniques et la réduction concomitante du THD. Leur principe consiste à placer, en parallèle avec le réseau d'alimentation, une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau [1]. Il s'agit notamment de mettre en œuvre les moyens suivants : parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti ou passe-haut [20].

1.5.1.5.1 Filtre passif résonnant

Il est constitué d'un circuit RLC en série accordé sur une fréquence déterminée. Ce filtre est très sélectif [21]. La figure 1.15 présente le schéma de branchement du filtre et l'évolution de leur impédance en fonction de la fréquence.

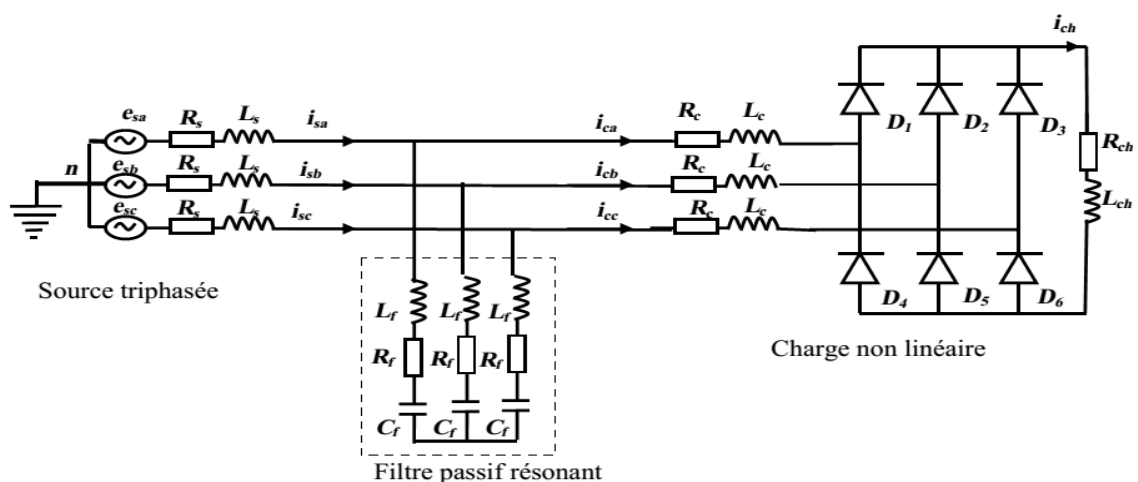


Fig. 1.14 Branchement d'un filtre passif résonnant

Le filtre à une impédance équivalente Z_{eq} donnée par :

$$Z_{eq} = \frac{1 - LC\omega^2 + jRC\omega}{jC\omega} \quad (1.23)$$

1.5.1.5.2 Filtre passif amorti (Passe Haut)

Ce filtre présente une faible impédance sur une large bande de fréquence. Il est beaucoup moins sélectif et réduit les harmoniques supérieures au voisinage de leurs rangs d'accord. La figure 1.15 représente le schéma de branchement d'un filtre amorti et l'évolution de son impédance en fonction du rang harmonique. Ce filtre présente des performances moins bonnes que celles du filtre résonnant. En revanche, les conséquences d'une variation de la capacité ou de la fréquence sont très limitées [9].

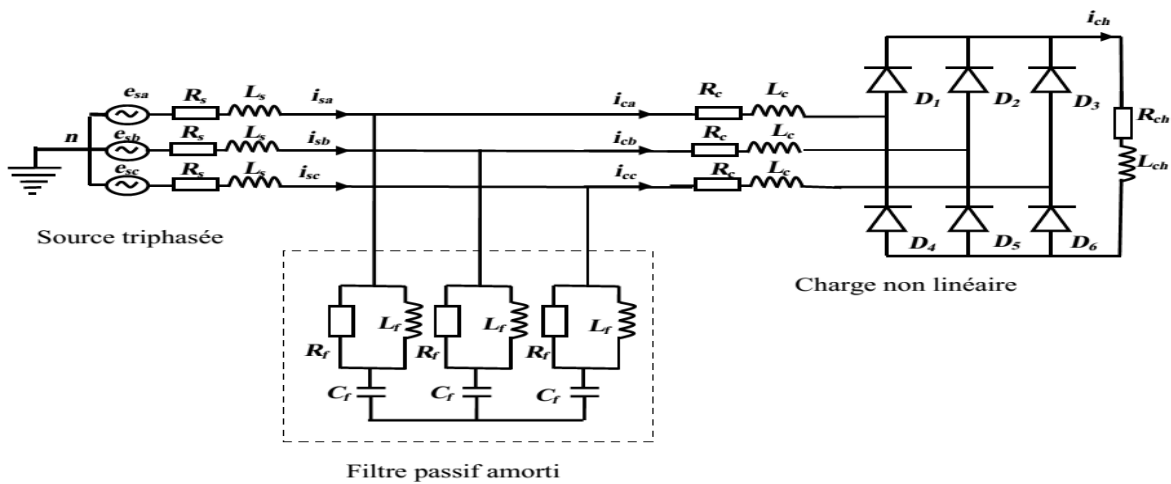


Fig. 1.15 Filtre passif amorti (passe-haut)

Le filtre à une impédance équivalente Z_{eq} donnée par [1] :

$$Z_{eq} = \frac{1 - LC\omega^2 + j\frac{L}{R}\omega}{\frac{L}{R}C\omega^2 + jC\omega} \quad (1.24)$$

1.5.1.5.3 Inconvénients du filtrage passif [1]

- Une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique est nécessaire ;
- Les variations de l'impédance du réseau peuvent détériorer la performance du filtre ;
- Le réseau peut former un système résonnant avec un filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonance sont amplifiées ;
- Equipement volumineux ;
- Inadaptabilité et perte d'efficacité lorsque les caractéristiques du réseau électrique évoluent.

1.5.2 Solutions modernes

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée *filtre actif de puissance*.

➤ La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques. En effet, les méthodes dites "*classiques*" de filtrage ou de dépollution des réseaux électriques présentent un certain nombre d'inconvénients. Le plus important d'entre eux est sans doute le fait d'être sensible aux évolutions de l'environnement. Ils voient leur efficacité baisser avec les variations des perturbations (variation des fréquences et des amplitudes des harmoniques).

➤ La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants à commutation forcée, comme les transistors bipolaires, les thyristors GTO et les transistors IGBT qui a permis de réaliser de nouvelles structures qui assurent le contrôle de la forme d'onde de la phase du courant d'entrée. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques. Ainsi le filtrage actif tend à annuler les courants harmoniques en injectant dans la source perturbatrice des courants harmoniques d'amplitudes identiques, mais en opposition de phases à l'aide d'un pont onduleur. A cet effet, une mesure du courant de la charge non linéaire permet de connaître le courant à fournir.

Nous citerons trois configurations possibles de filtres actifs :

- *le filtre actif parallèle (FAP)* : conçu pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive ;
- *le filtre actif série (FAS)* : conçu pour compenser toutes les perturbations de tensions comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension ;
- *la combinaison parallèle série et la combinaison série parallèle (UPQC)* : solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.

1.5.2.1 Filtre actif parallèle

Le principe de base des filtres actifs parallèles a été originalement présenté par H. Sasaki et T. Machida en 1971 [22], Il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution Comme montré dans la Fig. 1.16. Il est habituellement commandé comme un générateur de courant. Son principe est d'injecter dans le réseau électrique des courants harmoniques égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau soit sinusoïdal. Ainsi, il empêche les courants harmoniques, réactifs et

déséquilibrés de circuler à travers l'impédance du réseau. Par conséquent, Il améliore le taux de distorsion harmonique en courant [1,9, 18].

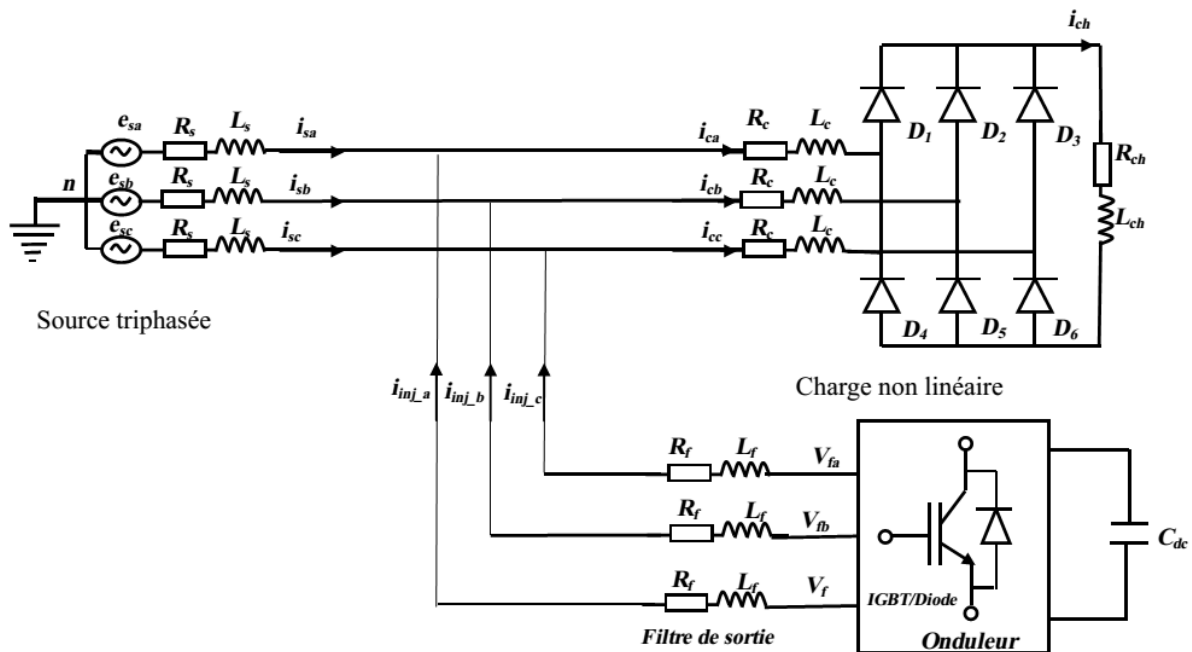


Fig. 1.16 Montage d'un filtre actif parallèle (FAP)

1.5.2.2 Filtre actif-série

Le filtre actif série est connecté en série sur le réseau comme le montré la figure 17. Il se comporte comme une source de tension qui engendre des tensions harmoniques dont la somme avec la tension réseau est une onde sinusoïdale. Le filtre actif série est destiné à protéger les installations qui sont sensibles aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibrés) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Cette structure est proche, dans le principe, des conditionneurs de réseau. Toutefois, cette topologie présente quelques difficultés et inconvénients lors de sa mise en œuvre. Elle ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge [1, 2, 9].

1.5.2.4 Filtres hybrides

Il faut noter l'existence de plusieurs autres combinaisons mixtes de filtres actifs avec cette fois-ci les filtres passifs. Ces combinaisons dites *combinaisons hybrides active et passive*. Ces structures sont conçues pour réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs. Dans ce cas, les filtres passifs qui ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérantes permettent de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations. Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature dont les plus étudiées sont [23, 24].

1.5.2.4.1 Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

Dans ce cas, le rôle du filtre actif série est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers les réseaux et de les obliger à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences comme le montre la figure suivante figure. 1.29.

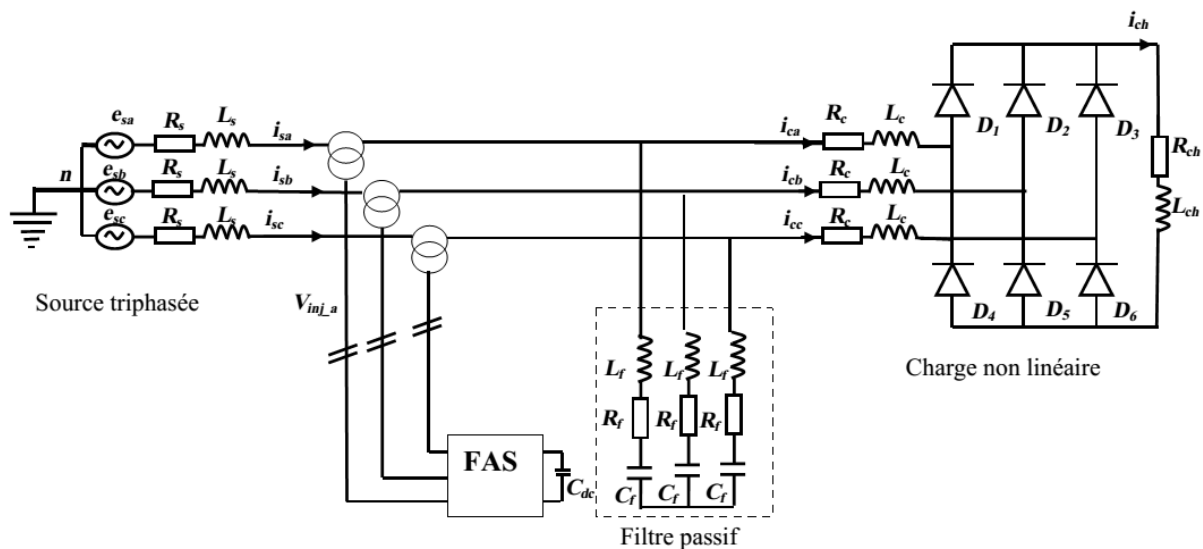


Fig. 1.19. Filtre actif série avec filtre passif parallèle

1.5.2.4.2 Filtres actifs séries connecté en série avec des filtres passifs parallèles

Le principe de fonctionnement de cette configuration est le même que le précédent. Il a l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est faible [1, 9], de plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court circuit de la charge figure. 1.20.

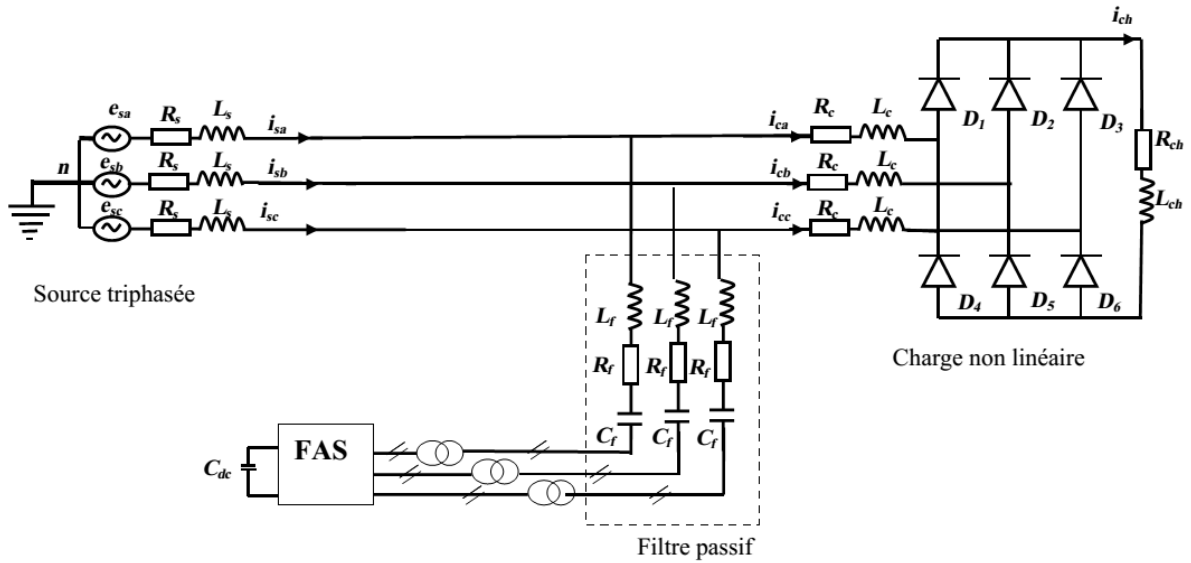


Fig. 1.20 Filtre actif série connecté en série avec filtre passif série

1.5.2.4.3 Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Dans ce cas, le rôle du filtre actif parallèle est de compenser les courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif parallèle figure 1.22, [1, 9].

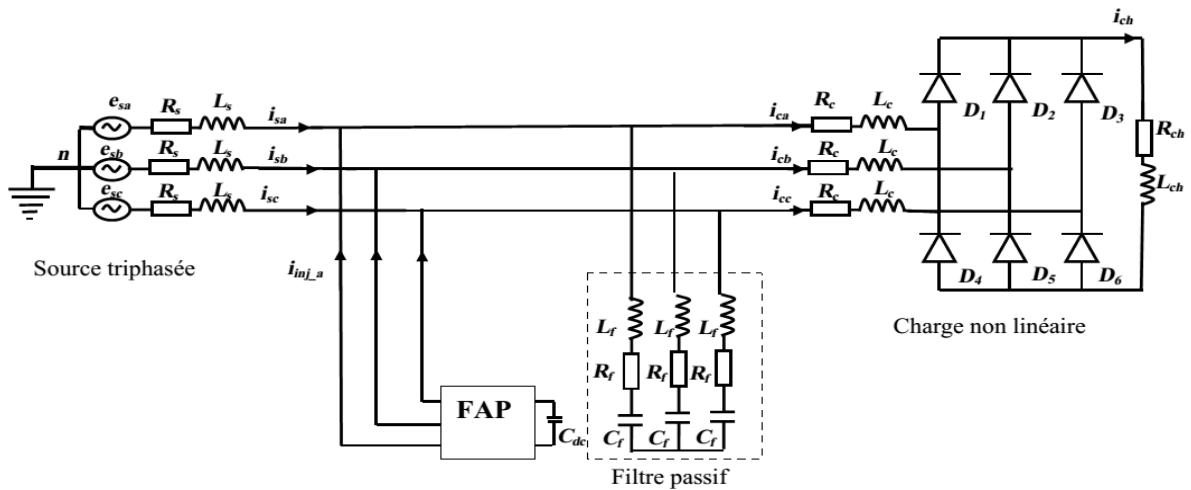


Fig.1.21 Filtre actif parallèle avec filtre passif parallèle

1.5.2.4.5 Comparative et choix du filtre parallèle

Le tableau I.10 montre un récapitulatif des avantages et inconvénients de cinq schémas de dépollution concernant renforcement de la puissance de court-circuit, le filtrage passif, le filtrage actif série, filtrage actif parallèle et le filtrage parallèle-série actifs.

- Le filtrage parallèle-série actifs compense toutes les perturbations liées à la tension et au courant. Néanmoins, cette solution dite universelle reste difficilement réalisable en pratique.
- Le filtrage actif parallèle génère des composantes harmoniques aux mêmes fréquences et en opposition de phase aux perturbations mesurées. Il compense les courants harmoniques engendrés par une charge non linéaire, tout en s'adaptant aux évolutions du récepteur. Cependant, la compensation des harmoniques de tension n'est toujours pas évidente avec cette approche. En raison de la législation des normes de qualité de l'énergie (plutôt portée sur la compensation des harmoniques de courant) et les bonnes performances obtenues par le FAP, nous avons retenu cette topologie de compensation pour notre stratégie de dépollution des perturbations harmoniques.

Principes	Avantages	Inconvénients
Renforcement de la puissance de court-circuit	Amélioration de la forme de la tension	pas d'amélioration de la forme du courant, pas toujours réalisable
filtrage passif	amélioration de la forme du courant	risque de résonance, pas d'adaptabilité
filtrage actif série	Amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	pas d'amélioration de la forme du courant
filtrage actif parallèle	Amélioration de la forme du courant, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	amélioration de la forme de la tension pas toujours évidente
la combinaison parallèle-série actifs	amélioration de la forme du courant, amélioration de la forme de la tension, adaptabilité aux variations de charge et du réseau	réalisation difficile

Tab. 1.9 Récapitulatif des solutions de dépollution [9].

1.5.3 Autres solutions modernes de dépollution harmonique

1.5.3.1 Redresseurs à MLI

Grâce à la stratégie de modulation de largeur d'impulsion, un convertisseur AC- DC à absorption sinusoïdale a été rendu possible. C'est une solution très efficace, donc elle doit être généralisée, ce qui n'est pas le cas malheureusement de nos jours. Dans le cas monophasé, la structure la plus répandue est une mise en parallèle d'un pont redresseur monophasé à diodes et d'un hacheur, tandis que dans le cas triphasé, c'est la structure en pont triphasé à base de GTO ou IGBT qui est la plus répandue. Ce convertisseur permet de réduire les harmoniques produits par les convertisseurs AC- DC conventionnels [25-27], il absorbe des courants

sinusoïdaux et il à fonctionner avec un facteur de puissance proche de l'unité, il permet aussi de contrôler l'écoulement de puissance active et réactive dans les deux directions [4].

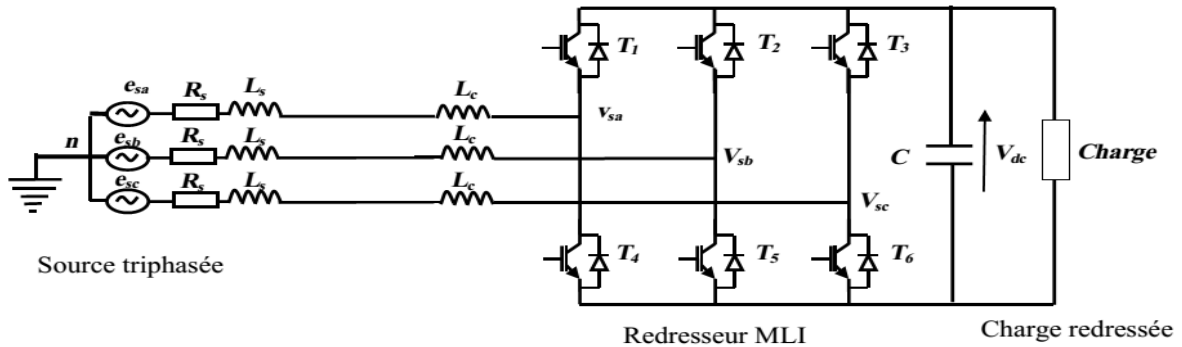


Fig. 1.22 Schéma de principe d'un redresseur à MLI triphasé

1.5.3.2 Redresseurs polyphasés à 6, 12 et 24 pulses

Le redresseur 12 pulses nécessite un transformateur à trois enroulements ou deux transformateurs à deux enroulements montés en parallèle. Les couplages entre les primaires et les secondaires doivent être couplés différemment (Y/Y et Y/D ou D/D et D/Y), Dans les deux cas, les secondaires des transformateurs sont déphasés de 30° . Le redresseur 24 pulses utilise deux transformateurs à trois enroulements dont les enroulements primaires sont déphasés de 30° . Chacun de ces secondaires alimente un redresseur en pont de Grêtz. L'avantage de cette solution montre que ce type de montage permet d'éliminer au primaire les harmoniques de rang les plus bas tels que 5 et 7 (souvent les plus gênants car de plus fortes amplitudes) avec les distorsions harmoniques le plus faibles. L'inconvénient major de cette solution : le recoure à des transformateurs de conception spéciale ainsi que l'encombrement de ce montage [28, 29]. Le raccordement de différents types de redresseur est illustré à la figure 1.23.

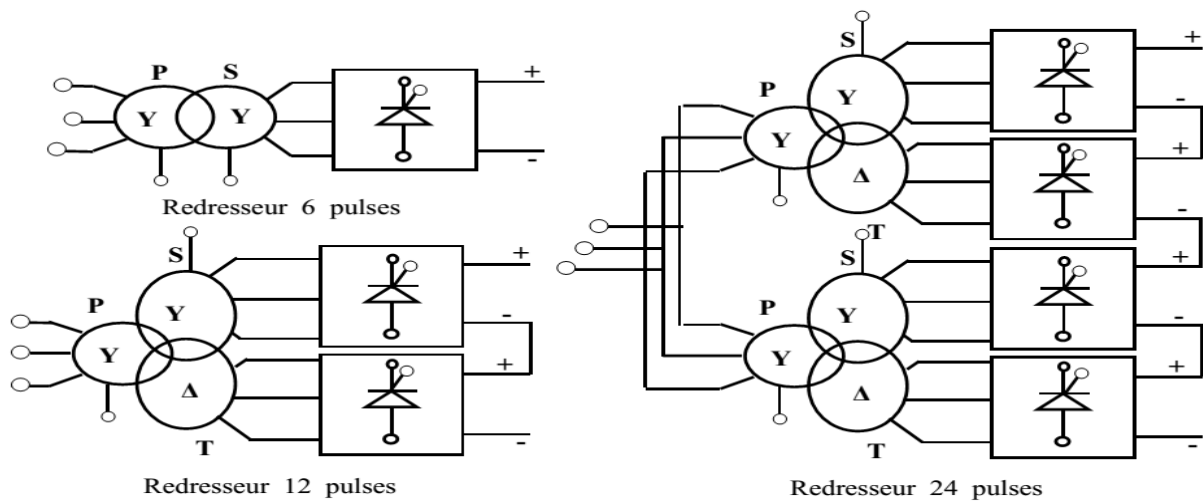


Fig 1.23 Différents types de redresseurs polyphasés

1.5.3.3 Convertisseur matriciel

C'est un convertisseur AC-AC direct, totalement réversible. Leur développement commencé avec les travaux de Venturini et Alesina [31]. Il n'exige pas un stockage de l'énergie (bus continu de la tension) intermédiaire dans la chaîne de conversion, ce qui lui permet de se débarrasser des encombrements et la durée de vie limitée de stockage de l'énergie des condensateurs. Il à la possibilité de convertir un réseau triphasé d'amplitude et de fréquence fixes en un autre réseau triphasé de fréquence et d'amplitude variables, Il est apte à connecter chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par l'intermédiaire de neufs interrupteurs bidirectionnels de quatre segments à commutation forcée, ce convertisseur absorbe des courants sinusoïdaux et donner une consommation nulle de la puissance réactive. Grâce à l'inhérente des possibilités d'écoulement bidirectionnelle de l'énergie, le facteur de puissance d'entrée peut être totalement contrôlé. Mais, le convertisseur matriciel a aussi quelques inconvénients. Tout d'abord, le rapport de transfert de tension maximal entre la tension d'entrée et la tension de sortie est limité à $\cong 0.866$. Il nécessite des dispositifs semi-conducteurs commandés plus que le convertisseur indirect classique [31-32].

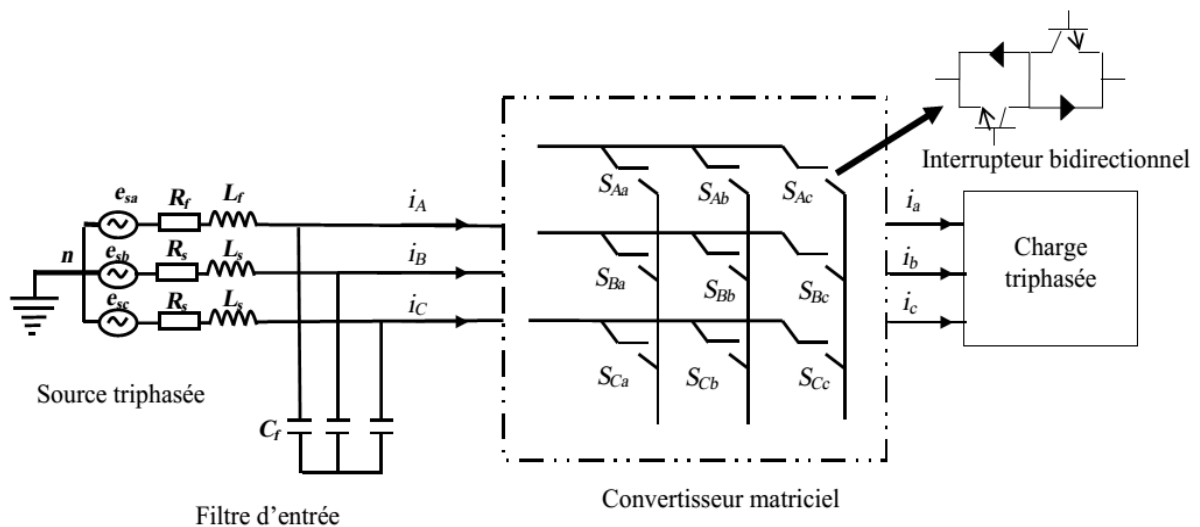


Fig. 1.24 Schéma de principe d'un convertisseur matriciel triphasé

1.6 Conclusion

La bonne qualité de l'énergie électrique, principalement produite et distribuée sous forme des trois tensions sinusoïdales et équilibrées. Cette énergie permet de fournir la puissance électrique nécessaire aux différents clients. Lorsque, la forme de la tension rencontre des perturbations, ces derniers ont des effets néfastes sur tous les équipements électriques, qui peuvent aller à des échauffements et à la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale. Les harmoniques occupent une grande partie des ces effets et leurs conséquences sont

indésirables sur les différents éléments connectés aux réseaux. A cet effet, nous avons mis l'accent sur les harmoniques produits par les convertisseurs statiques qui sont vus par le réseau comme des charges non linéaires, qui absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment de la puissance réactive. Dans ce chapitre, nous avons vu l'origine, les effets ainsi que les normes qui s'appliquent au phénomène des harmoniques circulants dans les réseaux électriques. Ensuite, pour diminuer les effets de ces perturbations harmoniques, différentes solutions traditionnelles et modernes de dépollution ont été présentées. Les solutions classiques ne sont pas très efficaces pour traiter ce problème et sont souvent pénalisantes en termes d'encombrement et de résonance. De plus, les filtres passifs ne peuvent pas s'adapter à l'évolution du réseau et des charges polluantes. Pour cette raison, des standards de restrictions d'harmoniques ont été recommandés pour limiter les harmoniques de courants injectés dans le réseau par des charges non linéaires. Nous avons présenté différentes topologies des filtres actifs utilisées. Ces topologies ont pour but de générer soit des courants ou des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension du réseau redeviennent sinusoïdaux. En effet, grâce aux progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance à base des techniques avancées. Ces solutions peu encombrantes n'occasionnent aucune résonance avec les éléments passifs du réseau et font preuve d'une grande flexibilité face à l'évolution du réseau électrique et de la charge polluante. En plus, ces solutions peuvent être installées facilement pour compenser toutes les perturbations de courants et tensions telles que : les harmoniques, les déséquilibres et de compenser la puissance réactive.

CHAPITRE II

TECHNIQUES AVANCEES APPLIQUEES AUX FILTRES ACTIFS

2.1 Introduction

Les techniques avancées de l'automatique telles que, la logique floue, les réseaux neurones, les algorithmes génétiques, sont principalement des techniques d'intelligence artificielle. Ces approches se sont déjà imposées dans un grand nombre de domaines de l'électronique de puissance [32]. Ces dernières années, l'activité scientifique liée aux applications de ces techniques dans la commande des systèmes électriques n'a cessé d'augmenter. Les solutions proposées dépassent les limitations des méthodes traditionnelles basées sur des régulateurs conventionnels de réglage des systèmes, qui reposent essentiellement sur le dimensionnement des paramètres du régulateur à partir de la modélisation du système global. Les filtres actifs de puissance, auquel nous allons appliquer ces techniques, sont largement répandus en industrie. Le travail présenté dans ce chapitre consiste à élaborer des stratégies d'identification et de commande basées sur la technique de réglage par la logique floue appliquées à un système de filtrage actif. D'abord un rappel théorique sur les techniques avancées, puis une étude théorique détaillée sur la logique floue, ainsi que leurs applications à la stratégie de commande et de réglage des filtres actifs des harmoniques sont présentées.

2.2 Techniques avancées artificielle appliquées à la commande

Les techniques avancées intelligentes appliquées à la commande des systèmes offrent plusieurs avantages [33-36] :

- Le non nécessité d'une modélisation mathématique approfondie du processus ;
- La simplicité de définition et de conception ;
- La robustesse de la commande et la possibilité de commande non linéaire;
- La réduction du temps de développement.

2.2.1 Algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques sont des techniques d'optimisation stochastiques, qui permet la recherche d'un extremum global. Ces algorithmes s'inspirent des mécanismes de sélection

naturelle proposée par (Darwin) et de la génétique de l'évolution. Un algorithme génétique fait évoluer une population de gènes en utilisant ces mécanismes. Cette technique est peu utilisée par rapport aux autres techniques avancées dans les applications électriques.

2.2.2 Réseaux de neurones

L'origine des réseaux de neurones sont apparus en 1943 lors d'essais de modélisation du neurone biologique par Warren McCulloch et Walter Pitts [37]. Ce sont les premiers à montrer que l'impulsion nerveuse était le résultat d'un calcul simple effectué par chaque neurone et que la naissance de la pensée est grâce à l'effet collectif d'un réseau de neurones interconnectés. Le schéma de la figure 2.1 présente un neurone formel :

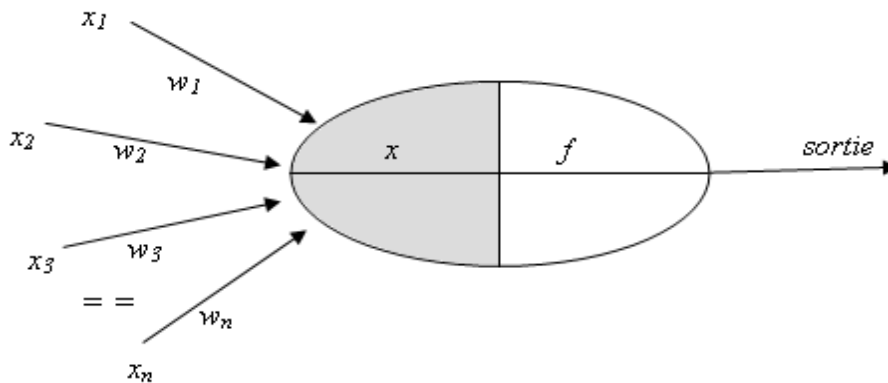


Fig. 2.1 Topologie d'un neurone formel

Avec,

$x_{i=1,\dots,n}$: sont les entrées du neurone

w_i : sont Les paramètres reliant les entrées aux neurones sont appelés poids synaptiques ou tout simplement poids.

La sortie du neurone est donnée par :

$$f(x) \quad \text{ou} \quad x = \sum_{i=1}^n w_i x_i \quad (2.1)$$

x : est l'état d'activation du neurone (également appelé état ou activité).

f : est la fonction d'activation du neurone.

Conformément au modèle biologique, les fonctions d'activation sont généralement croissantes et bornées. Les fonctions les plus connues sont :

➤ La fonction signe ;

- La fonction linéaire saturée ;
- La fonction sigmoïde.

2.2.3 Logique floue

La logique floue fut développée par Lofti A. Zadeh en 1965 à partir de sa théorie des sous-ensembles flous [38], à l'université de Berkeley aux USA, publie un article intitulé « Ensembles flous ». Les applications de cette dernière n'ont vu le jour que dix ans plus tard par de nombreux auteurs, en particulier, le professeur MAMDANI. Actuellement, elle est appliquée dans différents domaines ; à savoir : économie, médecine, robotique, commande électriques, etc...

La logique floue est une méthode de raisonnement qui permet de donner des définitions partielles ou floue des règles, la puissance de la logique floue vient de sa capacité à écrire un phénomène ou un processus particulier de façon linguistique, ensuite de présenter ce phénomène par un faible nombre de règles linguistiques. La logique floue se distingue de la logique classique par sa propriété de pouvoir traiter des informations imprécises et vagues, qui sont fréquemment rencontrés dans les cas des systèmes non linéaires et des systèmes difficilement modélisables. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de composants dédiés et de puissants outils de développement.

2.2.3.1 Bases de la logique floue

2.2.3.1.1 Variable linguistique

La notion essentielle de variable linguistique a été introduite par Zadeh [39], elle suggère d'emblée que les valeurs de cette variable ne sont pas numériques, mais plutôt symboliques, en termes de mots ou d'expressions du langage naturel [40, 41].

2.2.3.1.2 Univers de discours

Soit U un espace de dimension infini, comportant des variables linguistiques u qui peuvent être regroupés en sous-ensembles flous [39].

2.2.3.1.3 Ensemble flou

Soit U un ensemble et u est un nombre de cet ensemble. Un sous ensemble A de U est défini par sa fonction d'appartenance $\mu_A(u)$ qui mesure le degré d'appartenance auquel u appartient de A .

$$A = \{(u, \mu_A(u)) / u \in U\} \quad (2.2)$$

On note :

$$\begin{cases} A : \mu_A(u) \rightarrow [0 \ 1] \\ u \mapsto \mu_A(x) \end{cases} \quad (2.3)$$

2.2.3.1.4 Fonction d'appartenances

Chaque sous-ensemble flou peut être représenté par sa fonction d'appartenance. Cette dernière est une fonction qui prend des valeurs comprise entre 0 et 1, figure. 2.2. En général, Il existe plusieurs formes de fonctions d'appartenances : les formes gaussiennes, les formes trapézoïdales et les formes triangulaires sont les formes le plus utilisées [42, 43].

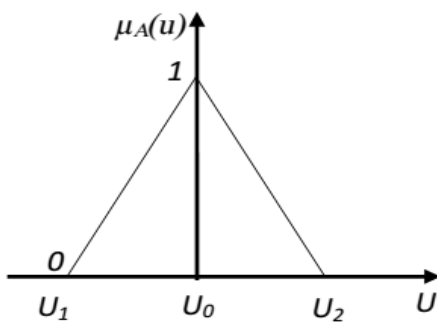
- **Forme triangulaire**

$$\mu_A(u) = \begin{cases} \frac{u_1 - u}{u_1 - u_0} & \text{si } u \in [u_1 \ u_0] \\ \frac{u - u_2}{u - u_0} & \text{si } u \in [u_0 \ u_2] \end{cases} \quad (2.4)$$

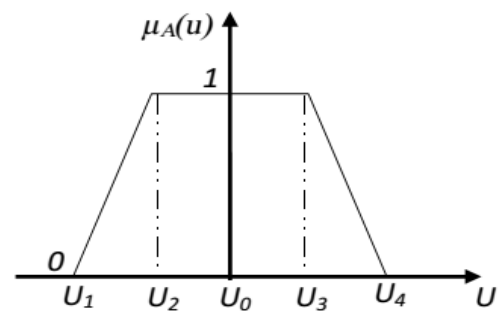
- **Forme trapézoïdales**

$$\mu_A(u) = \begin{cases} \frac{u_1 - u}{u_1 - u_0} & \text{si } u \in [u_1 \ u_0] \\ \frac{u - u_2}{u - u_0} & \text{si } u \in [u_0 \ u_2] \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\mu_A(u) = \begin{cases} \frac{u - u_1}{u_2 - u_1} & \text{si } u \in [u_1 \ u_2] \\ 1 & \text{si } u \in [u_1 \ u_2] \\ \frac{u - u_4}{u_3 - u_4} & \text{si } u \in [u_3 \ u_4] \end{cases} \quad (2.6)$$



a) *Forme Triangulaire*



b) *forme trapézoïdales*

Fig. 2.2 Différentes formes des fonctionnes d'appartenances

2.2.3.1.5 Opérateurs de la logique floue

Soit deux ensembles flous A et B définis dans l'univers de discours X ayant respectivement les fonctions d'appartenance μ_A et μ_B . Comme dans la théorie des ensembles classiques, on définit l'intersection, l'union des ensembles flous ainsi que le complémentaire d'un ensemble flou [44]. Ces relations sont traduites par les opérateurs « **ET** », « **OU** » et « **NON** », figure.2.3 :

$$u \in A \text{ et } B \Leftrightarrow u \in A \cap B \Leftrightarrow \mu_{A \cap B}(u) \quad (2.7)$$

$$u \in A \text{ ou } B \Leftrightarrow u \in A \cup B \Leftrightarrow \mu_{A \cup B}(u) \quad (2.8)$$

$$u \in \text{au complément de } A \Leftrightarrow u \in \bar{A} \Leftrightarrow \mu_{\bar{A}}(u) \quad (2.9)$$

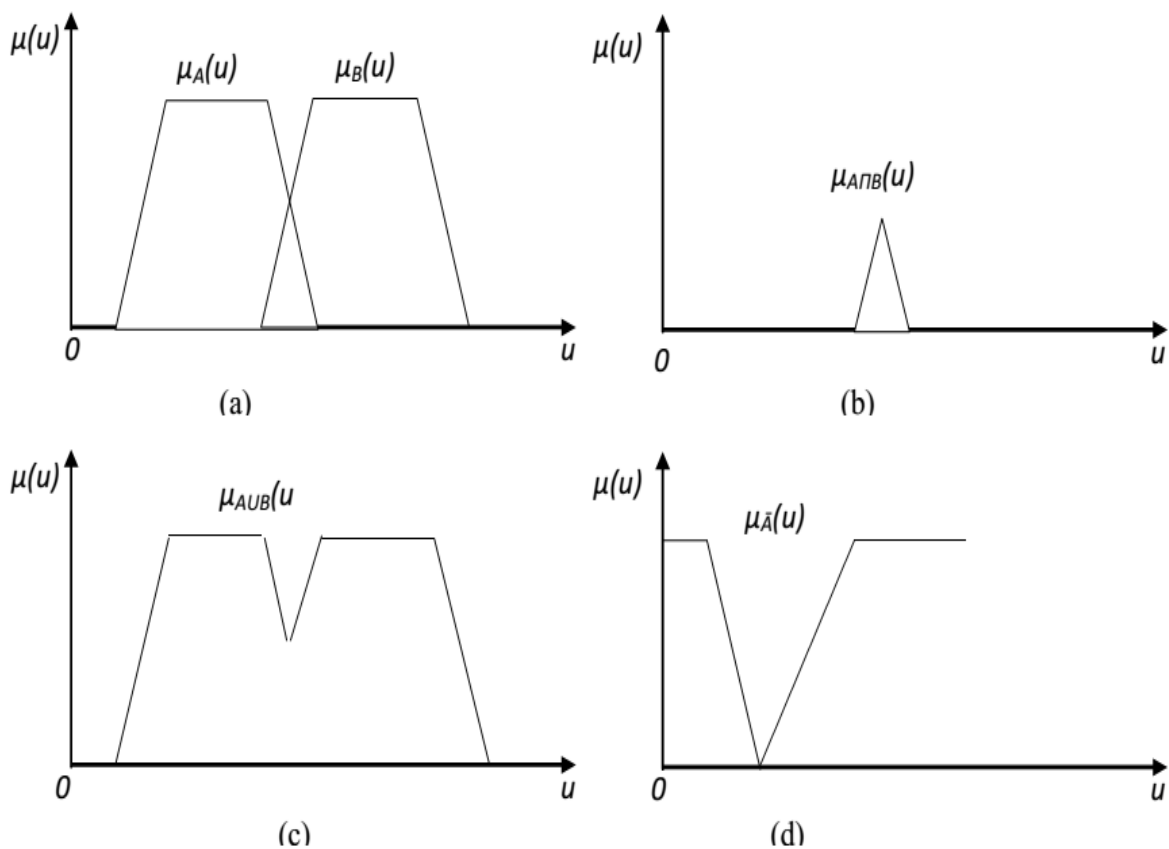


Fig. 2.3 Opérateurs logiques

2.2.3.1.6 Règles d'inférence

On appelle règles d'inférence floues l'ensemble des différentes règles reliant les variables linguistiques d'entrée d'un système aux variables linguistiques de sorties par des opérateurs flous. Ces règles sont élaborées à partir de la base de connaissance du concepteur, la structure de ces règles sont donnée sous la forme :

- Dans le cas d'un régulateur à une seule entrée et une seule sortie :

$$\text{Si } x \text{ est } A \text{ alors } y \text{ est } f(x)$$

- Dans le cas d'un régulateur à deux entrées et une seule sortie :

$$\text{Si } x_1 \text{ est } A \text{ et } x_2 \text{ est } B \text{ alors } y \text{ est } f(x)$$

2.2.3.2 Réglage par logique floue

Le principe de réglage par logique floue est considéré parmi les techniques avancées, IL est robustes, c'est pourquoi son utilisation ne cesse de gagner du terrain dans de nombreuses applications telle que la commande des machines électriques tournantes, les systèmes de compensation appliqués aux filtres actifs de puissance, et dans les compensateurs actifs des réseaux électriques (FACTS, UPFC,..).

2.2.3.2.1 Structure générale d'un régulateur flou

Après avoir présenté les concepts de la base les plus utilisés en logique floue, nous présentons la structure d'un régulateur flou. La structure conventionnelle d'une commande floue est présentée sur la figure. 2.4. Celui-ci comprend essentiellement trois modules qui sont :

- Fuzzification ;
- Base de règles et inférences floues ;
- Défuzzification.

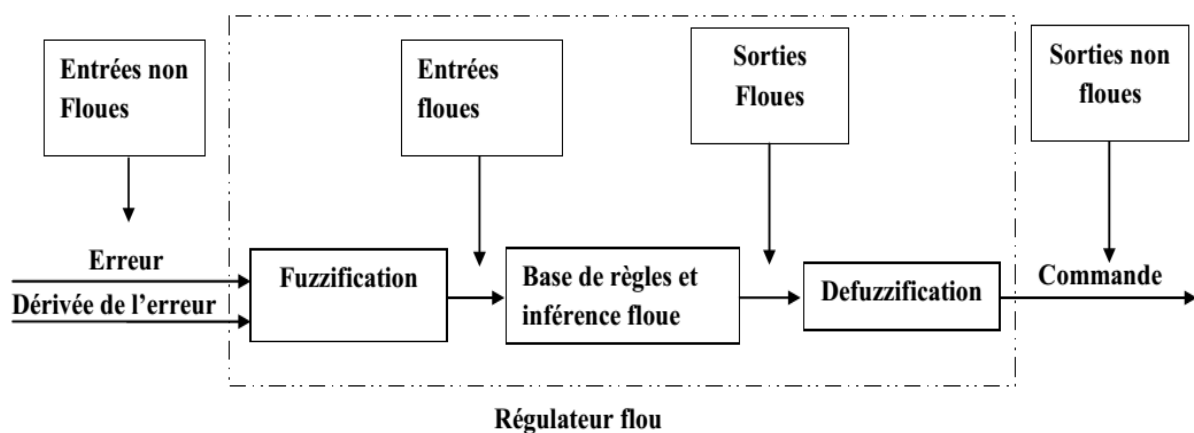


Fig. 2.4 Structure d'un régulateur flou

✱ Fuzzification

La fuzzification consiste à attribuer un degré d'appartenance à chaque valeur d'entrée et le passage des grandeurs physiques (erreur, variation de l'erreur) aux variables linguistiques qui sont définies par leurs valeurs linguistiques. En générale, les fonctions d'appartenance sont définies en forme triangulaire, trapézoïdale, etc... Il n'y a pas de règle précise pour la définition de fonctions d'appartenance, mais on peut introduire pour une variable linguistique trois, cinq ou sept valeurs linguistiques suivant la résolution qu'on souhaite. La désignation standard des ensembles flous est montrée dans le tableau 2.1.

NG	Négatif Grand
NM	Négatif Moyen
NP	Négatif Petit
EZ	Environ Zéro
PP	Positif Petit
PM	Positif Moyen
PG	Positif Grand

Tab. 2.1 Désignation standard des ensembles flous

Remarque

En générale, il ne faut pas dépasser sept valeurs linguistiques, car ceci compliquerait la formulation des règles d'inférence sans apporter une amélioration significative.

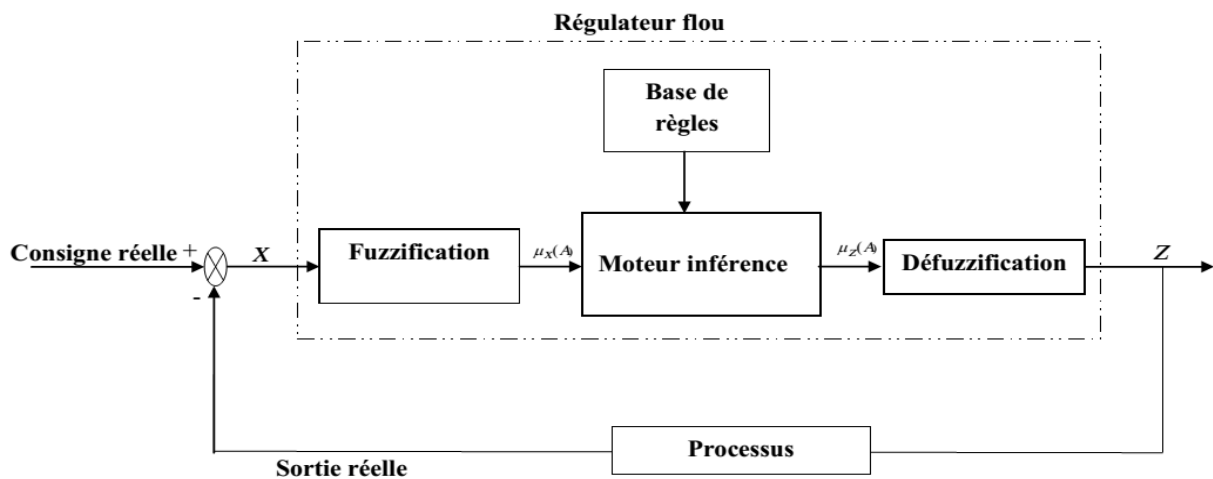


Fig. 2.5 Structure générale d'une commande floue

✱ *Base de règles et inférence floue*

La base de règles caractérise les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes. Les inférences lient les grandeurs mesurées et les variables de sortie par des règles linguistiques. Ces règles sont combinées en utilisant les connections ET et OU [45, 46]. La stratégie du réglage dépend essentiellement des inférences adaptées qui lient les grandeurs mesurées qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de fuzzification) à la variable de sortie. Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons :

- Linguistiquement

- Symboliquement
- Par matrice d'inférence

✿ Types d'inférences floues

Plusieurs approches sont proposées pour le traitement numérique des règles d'inférences on peut citer :

- Méthode d'inférence Max-Min (Mamdani).
- Méthode d'inférence Max-produit (Larsen).
- Méthode d'inférence somme- produit (Sugeno).

Le choix de la méthode dépend de l'utilisateur et du cas à traiter. Dans notre cas on a adopté pour la méthode d'inférence max_min (méthode de Mamdani)

✿ Défuzzification

Le résultat d'une inférence floue est une fonction d'appartenance, cependant, un organe de commande nécessite un signal de commande précis [39]. La transformation d'une information floue en une information déterminée est la defuzzification. Il y a plusieurs méthodes de defuzzification proposées dans la littérature [35]. Nous présentons ici deux méthodes principales.

✿ Méthode du centre de gravité

Cette méthode est largement utilisée dans la littérature. Elle génère le centre de gravité de l'ensemble d'appartenance. Le centre de gravité de la fonction est l'abscisse obtenue par la division du moment de la surface de la fonction en question sur la surface de la même fonction, par l'expression suivante :

$$\Delta U = \frac{\int x \cdot \mu_{res}(\Delta U) \cdot dx}{\int \mu_{res}(\Delta U) \cdot dx} \quad (2.10)$$

Cette méthode est désavantagée par l'importance du volume de calcul qu'elle exige.

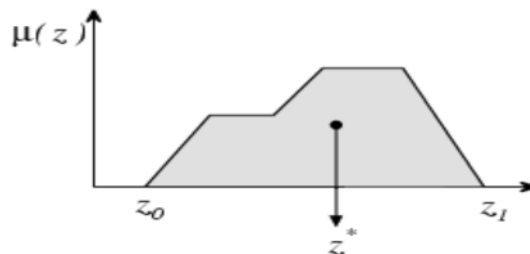


Fig. 2.6 Defuzzification par centre de gravité

✿ Méthode de moyenne de maximum

Cette méthode génère une commande précise en calculant la moyenne des valeurs pour lesquelles l'appartenance est maximale [24].

$$z^* = \frac{\int_S z dz}{\int_S dz} \quad \text{ou} \quad S = \{z_0 \in U : \mu(z_0) = \sup(\mu(z))\} \quad (2.11)$$

La sortie de la commande floue dans ce cas est montrée dans la figure 2.7.

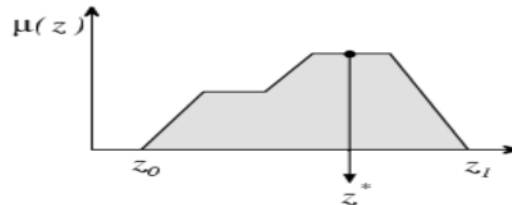


Fig. 2.7 Defuzzification par moyenne de maximum

2.2.3.3 Conception d'un régulateur flou

Les entrées du contrôleur flou sont l'erreur et sa dérivée, tandis que la sortie est la commande elle-même. Le processus peut être un filtre passe bas du (1^{er}, 2^{eme}, ..) ordre ou un régulateur PI, PID, RST, [1, 9]. Le régulateur consiste à réaliser le schéma blocs, montré à la figure. 2.8.

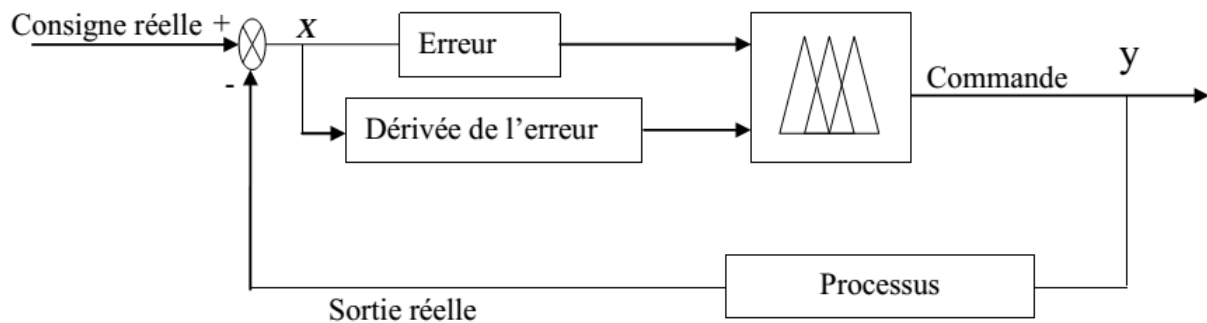


Fig. 2.8 Conception d'un contrôleur flou

Avec:

$e(k)$: erreur, telle que : $e(k) = consigne - y$

$\Delta e(k)$: variation de l'erreur, $\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$,

y : sortie du système.

2.2.3.4 Application du régulateur flou

2.2.3.4.1 Commande d'un filtre du 2^{eme} ordre

Pour mieux comprendre la performance d'un régulateur flou à une seule entrée et une seule sortie, on comparera les performances de ce régulateur avec un régulateur PID classique, ce dernier, dont les paramètres, sont déterminés en utilisant les méthodes classiques,

Nous avons donc, réalisé une simulation présentée par la figure 2.9, sur la base d'une consigne représentée par un échelon unitaire. La fonction de transfert $F(p)$ du système soumis à la simulation est la suivante :

$$F(p) = \frac{3}{p^2 + 5p + 6} \quad (2.12)$$

Les règles utilisées sont:

1. Si l'erreur $e(k)$ est négative alors la sortie " μ " (la commande) est négative ;
2. Si l'erreur $e(k)$ est positive alors la sortie " μ " est positive ;
3. Si l'erreur $e(k)$ est zéro alors la sortie " μ " est zéro ;

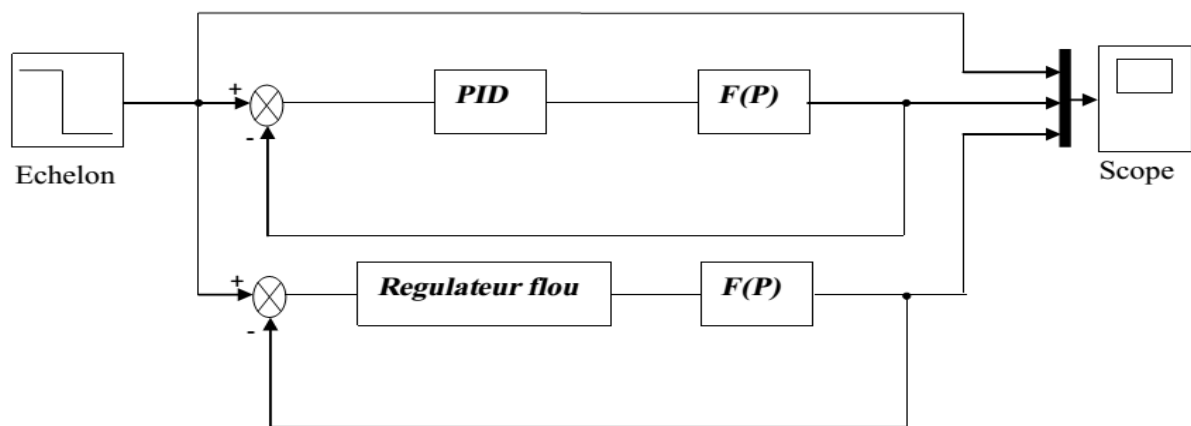


Fig. 2.9 Régulateur flou à une seule entrée comparée avec régulateur PID

La réponse du système à cette consigne unitaire est représentée par la figure 2.10. La courbe en couleur vert illustre la réponse du régulateur PID classique et la courbe en rouge montre bien la réponse du régulateur flou. On remarque que les deux régulateurs ont le même temps de stabilisation en régime permanent, avec un avantage très précieux du régulateur flou par rapport au régulateur PID au niveau des amplitudes des oscillations et le temps de réponse.

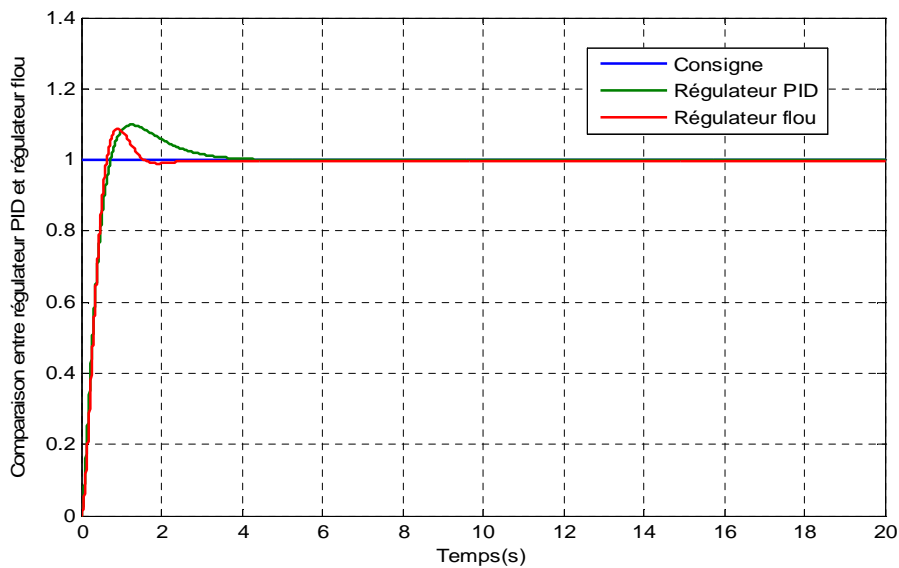


Fig.2.10 Comparaison d'un régulateur flou à une seule entrée avec un régulateur PID

2.2.3.4.2 Commande d'un filtre du 1^{eme} ordre

La figure 2.13 illustre le schéma bloc d'un régulateur flou à deux entrées appliquée au filtre actif du premier ordre, donné à l'équation suivante :

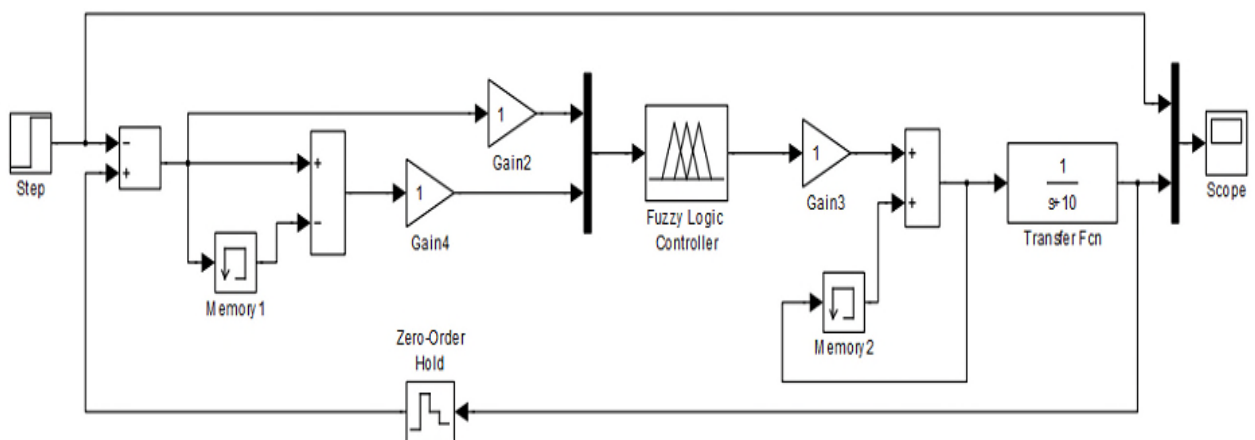


Fig 2.11 Schéma bloc d'un régulateur flou à deux entrées appliquées à la commande du FAP

Le résultat de simulation de ce régulateur est donné à la figure. 2.12, on remarque que le régulateur sont bien suivis sa consigne, même avec le changement de cette dernière à l'instant 5s.

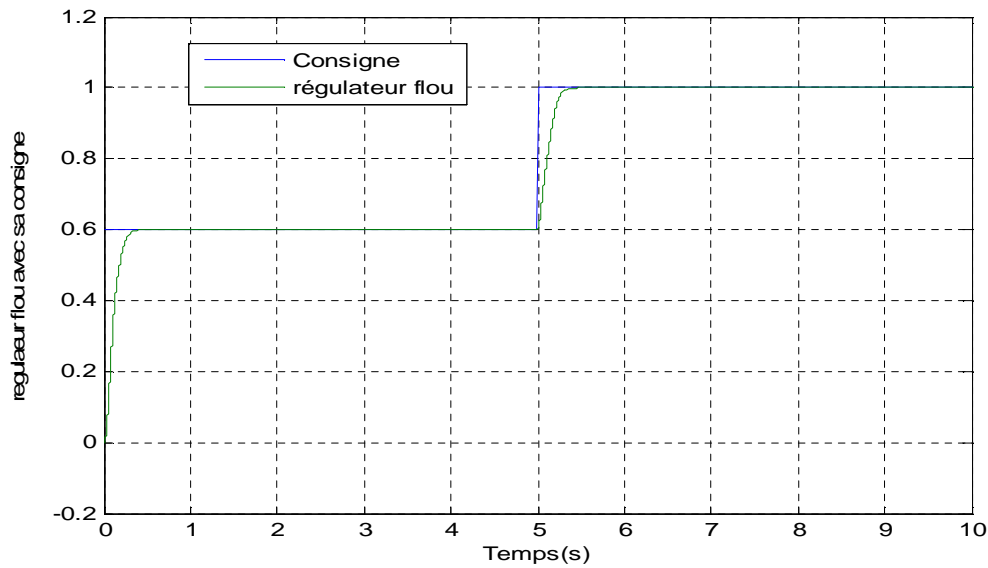


Fig.2.12 Réponse à un échelon du régulateur flou à deux entrées

2.2.3.4.3 Application du régulateur flou à la commande du filtre actif parallèle

Pour la commande d'un FAP, et la mise en œuvre du régulateur, les vecteurs d'entrées de ce dernier qui est l'erreur de tension e et sa dérivée $(e, \Delta e)$ [47].

$$e(k) = v_{dc}^* - v_{dc} \quad (2.12)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (2.13)$$

k : est une valeur constante

Dans le premier cas la valeur de la commande est calculée directement à partir de l'erreur e . Par ailleurs, l'ajout de la variation l'erreur de la tension comme une deuxième entrée pour le régulateur flou est toujours préférable car ceci permet d'améliorer les performances du filtre actif et d'avoir une meilleure performance dynamique. Le schéma de principe de cette configuration, est la suivante.

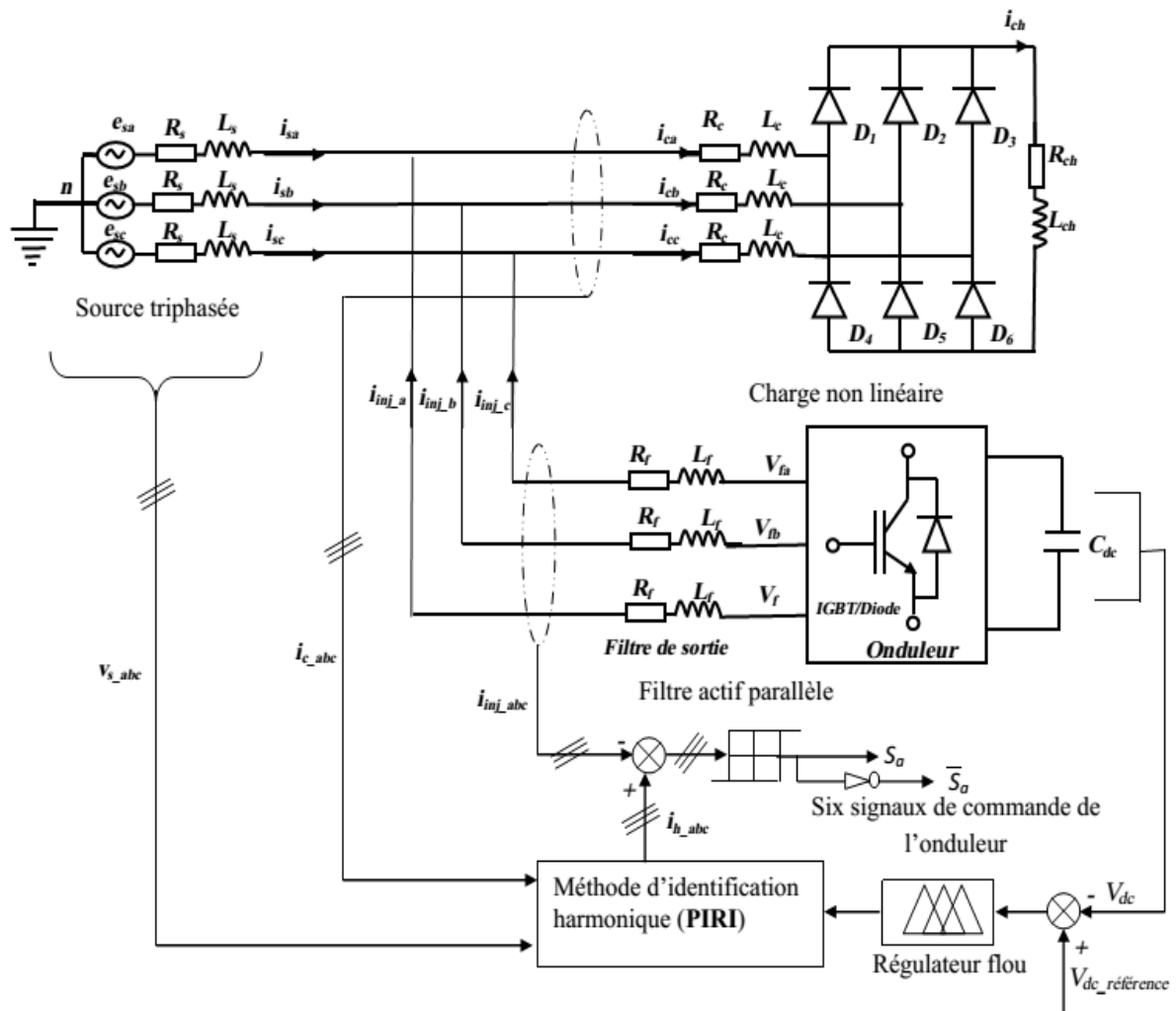


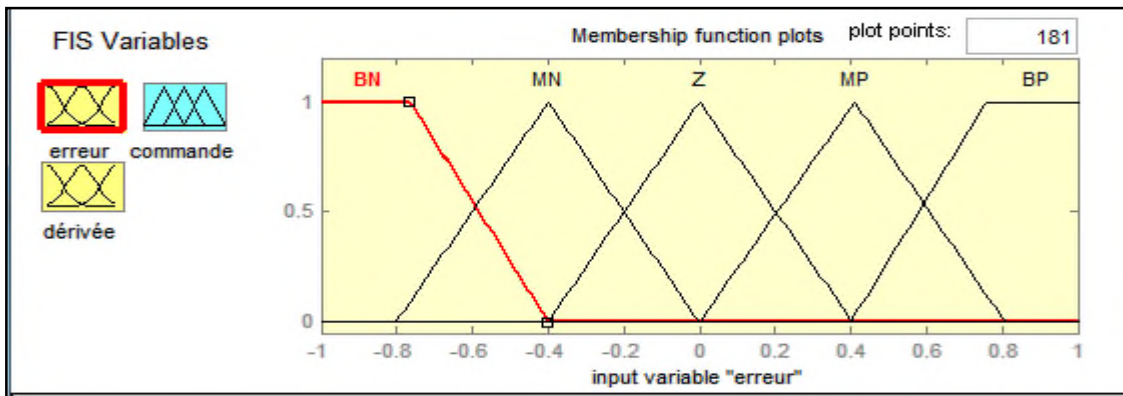
Fig. 2.13 Principe de commande du filtre actif par un régulateur flu

Pour la fuzzification, on a utilisé des fonctions d'appartenance triangulaires pour l'erreur et sa dérivée, ainsi que pour la sortie. Pour l'inférence, on a établi les règles que nous avons établies se résument dans le tableau suivant:

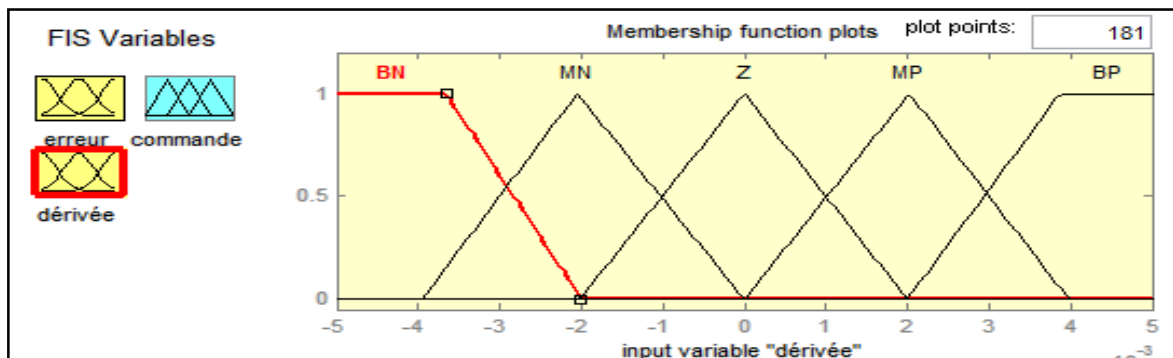
Δe \ e	BN	MN	Z	MP	BP
BN	BP	MP	MP	SM	MN
MN	PB	MP	SP	SM	MN
Z	MP	MP	Z	MN	BN
MN	MP	SP	SM	MN	BN
BN	MP	SP	MN	MN	BN

Tab. 2.2 Règles floues, contrôleur à deux entrées

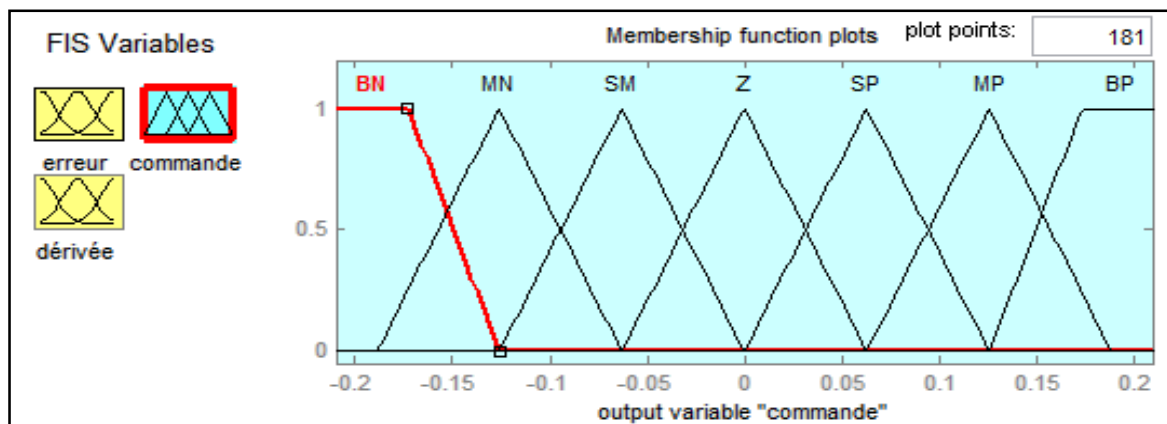
Pour l'implication floue, on a choisi l'opérateur du minimum. Enfin pour la défuzzification, on a utilisé la méthode du centre de gravité. L'erreur par les cinq variable suivants : Grand Négative (BN), Moyenne Négative (MN), Petite Négative (SN), Zéro (Z), Grande Positive (BP), Moyenne Positive (MP), Petite Positive (SP). (Δe) la dérivée de l'erreur caractérisée par les mêmes cinq variables précédentes. les figures.2.a,b,c, illustres les fuzzifications utilisées.



a. Fuzzification de l'erreur



b. Fuzzification de la dérivée de l'erreur



c. Fuzzification de commande

Fig.2.14 Fonctions d'appartenances

2.2.3.4.3.1 Simulations et interprétations des résultats

En considérant le modèle d'un filtre actif parallèle à deux niveaux établi sous Matlab-Simulink où on a adopté la technique de commande à hystérésis pour la détermination des courants harmoniques de référence et pour la génération des ordres de commutation. La consigne est la différence entre le tension de référence et celle mesurée aux bornes du condensateurs du filtre actif.

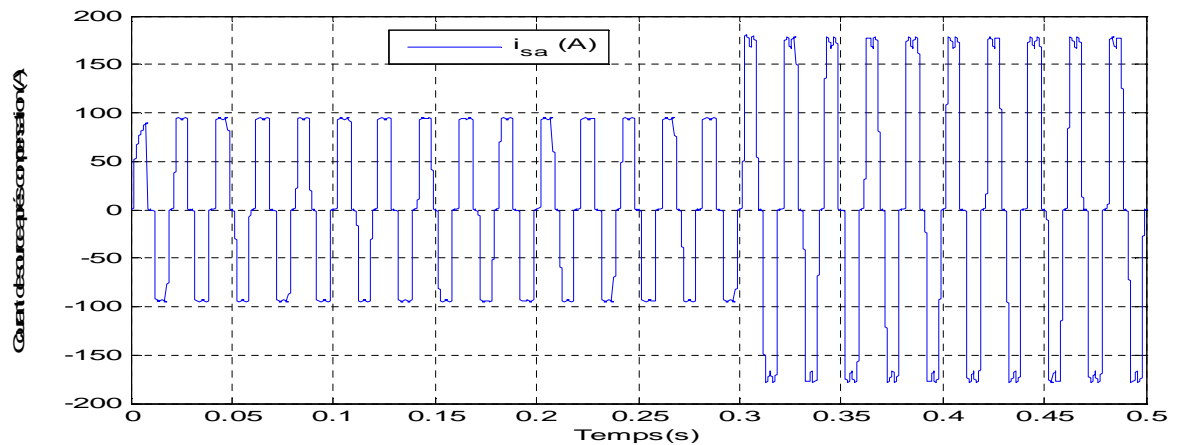


Fig. 2.15 Courant de source avant compensation

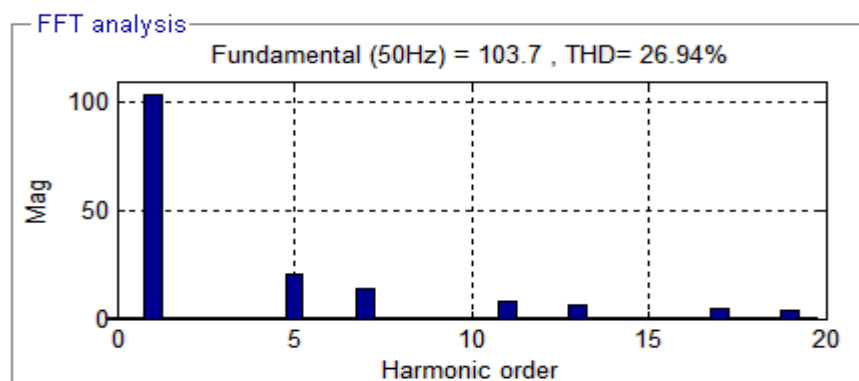


Fig. 2.16 Analyse d'harmoniques du courant de source avant compensation

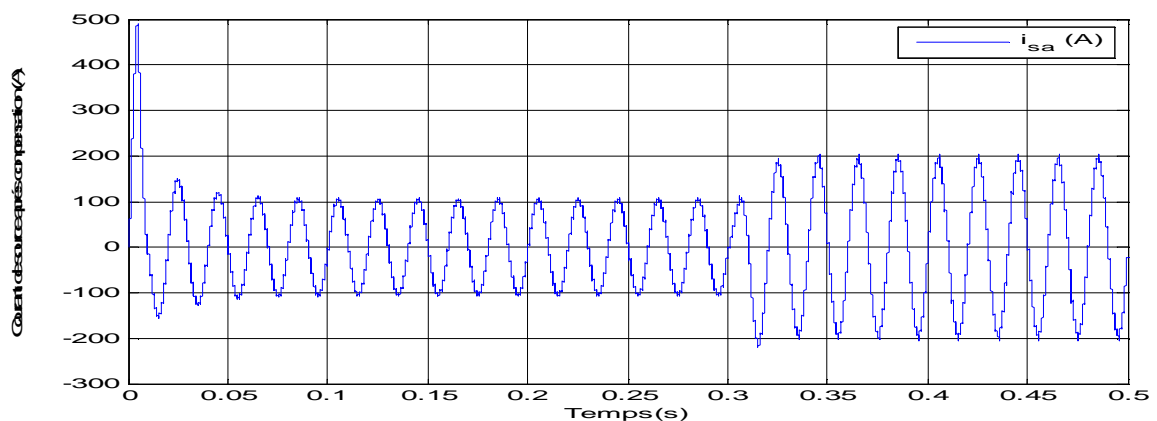


Fig. 2.17 Courant de source après compensation

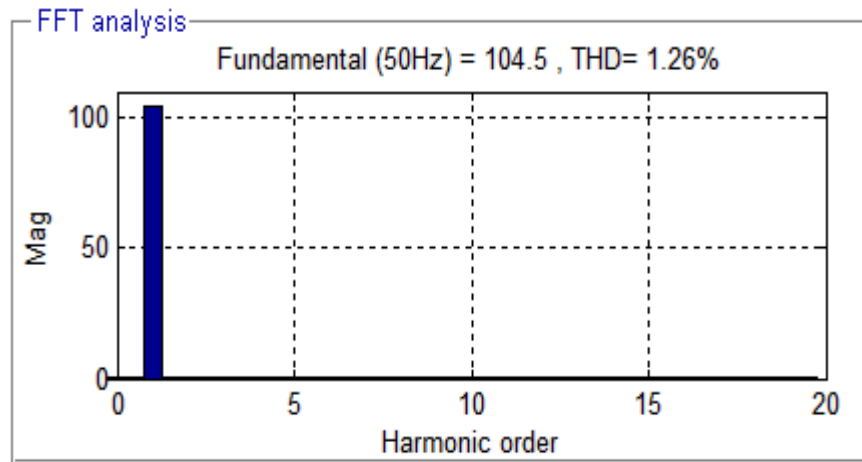


Fig. 2.18 Analyse d'harmoniques du courant de source avant compensation

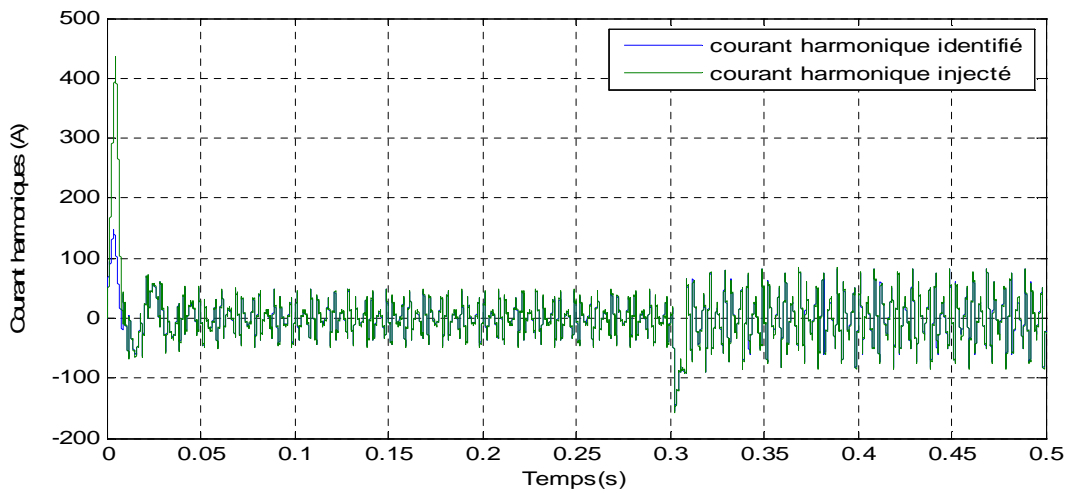


Fig. 2.19 Superpositions des courants harmoniques identifié et injecté

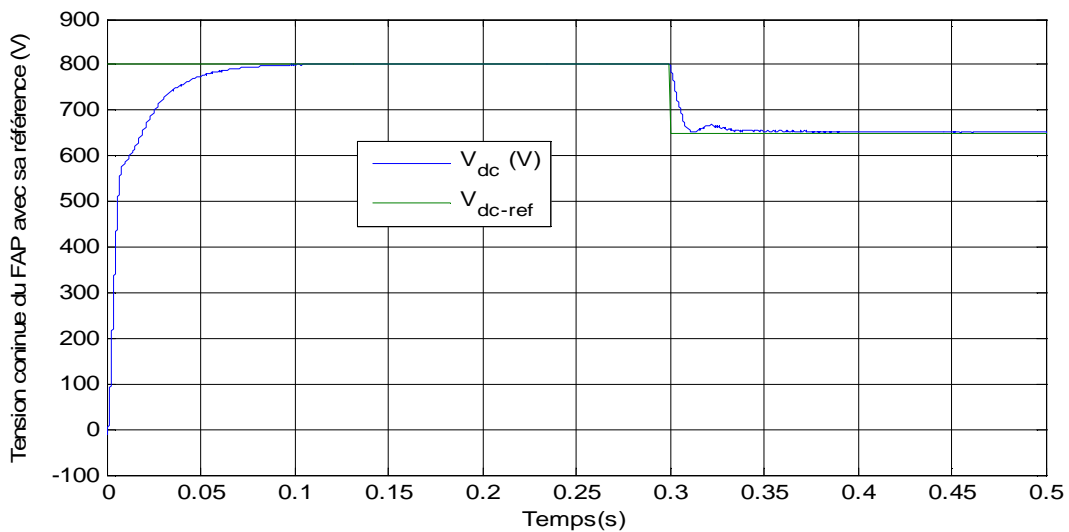


Fig. 2.20 Tension continue avec un changement à sa référence à l'instant t=0.1s

Les figures ci-dessus montrent les résultats de simulation obtenus avec l'insertion d'un filtre actif parallèle, suivi d'une augmentation de la charge redressée à $t=0.1s$. La Fig. 2.15, 16, 17 et 18 représentent respectivement les formes d'ondes d'une phase (a): du courant de source, et son spectre harmonique avec et sans filtrage. On observe, que le courant de source est riche en harmoniques avec un THD médiocre de 26.94 % se qui dépasse loin les normes imposées. Tandis que dans le cas après régulation floue l'allure de l'onde du courant est purement sinusoïdale avec la diminution considérable du THD à 1.26%. Dans les figures 2.19, 20 on remarque une nette superposition des courants harmoniques identifiés et injectés, et que l'allure de tension est confondue avec sa référence. Un changement de la référence montre clairement l'efficacité de ce type de régulateur en termes de robustesse et d'efficacité. on constate, ainsi que le signal à suivre toujours sa référence.

2.3 Conclusion

Ce chapitre aborde les techniques avancées appliquées dans le domaine de contrôle et de commande du filtrage actif de puissance. Tout d'abord, la notion de base de ces techniques est présentée. Par la suite, nous avons détaillé l'essentiel des principes de la logique floue tout en mettant l'accent sur la commande des systèmes électriques. On a présenté, brièvement, un aperçu théorique sur le concept de commande floue. Ensuite, on a énuméré les éléments constitutifs composant la structure d'une commande floue. Après, on a donné le schéma synoptique d'un régulateur floue. Puis, on a opté pour un modèle floue destiné à la régulation du filtre actif parallèle, afin d'optimiser la tension continue aux bornes des condensateurs de stockage d'énergie et de forcer les courants injectés à suivre les références avec une dynamique très satisfaisante en cas de variation de la charge. Les résultats de simulation sont très satisfaisants en termes de qualité d'énergie. En effet, les taux de distorsion harmonique des courants du réseau sont très faibles en comparaison avec les valeurs indiquées suivant les normes en vigueur.

CHAPITRE III

COMPENSATION DES HARMONIQUES A L'AIDE D'UN FILTRE ACTIF PARALLELE

3.1 Introduction

Les inconvénients inhérents aux filtres passifs due à leur non adaptation aux variations de la charge et du réseau et par ailleurs le développement récent des semi-conducteurs de puissance, entièrement commandables, a conduit à la conception des nouvelles structures de convertisseurs statiques appelés filtres actifs destinés à compenser les perturbations harmoniques. Le but de ces filtres est d'injecter soit des courants ou des tensions harmoniques de manière à ce que le courant et la tension soient rendus sinusoïdaux. Le filtre actif est connecté en série ou en parallèle suivant qu'il est conçu pour compenser les tensions ou les courants harmoniques, respectivement. L'efficacité de ces filtres réside essentiellement dans sa stratégie de contrôle et de commande pour mieux répondre aux contraintes de la production et de la distribution. Les filtres actifs s'adaptent automatiquement aux évolutions des perturbations introduites par les charges connectées au réseau électrique et leurs réponse est instantanées. Ils s'insèrent facilement dans un réseau de distribution électrique sans imposer un aménagement particulier des installations du fournisseur d'énergie ou du consommateur. les filtres actifs parallèles (FAP) sont devenus le meilleur solution pour la compensation des courants harmoniques causées par l'utilisation des charges non-linéaires à faible et moyenne puissances.

Les objectifs que nous nous sommes fixés, à travers ce travail, consiste à améliorer les performances de la compensation du FAP. A cet effets, on présente d'abord les trois blocs principaux de la partie puissance du filtre, notamment l'onduleur triphasé à structure tension, l'élément de stockage d'énergie et le filtre passif de sortie. Ensuite, on examine les blocs principaux de la partie contrôle et de commande et les méthodes l'identification des courants harmoniques. Dans cette partie, on montre également que la méthode d'identification ne permette pas identifier correctement les harmoniques des courants sans la considération du système PLL quand la tension de la source elle est perturbée. Concernant, le bloc de régulation du FAP, on propose donc deux régulateurs : Proportionnel Intégral (PI) et un régulateur flou (FLC) [47], on montre que le FLC permet de minimiser les pertes aux niveaux des interrupteurs de l'onduleur et en plus, assure une meilleure reproduction des courants de

références. Deux techniques de commande, hystérésis et modulation de largeur d'impulsion (MLI) sont développées et appliquées pour la commande du filtre actif. Finalement, une série de simulations numériques et des essais expérimentaux pour différents cas d'études est présentée pour valider les développements théoriques considérés.

3.2 Filtre actif parallèle

Le filtre actif parallèle, appelé aussi compensateur shunt est une solution moderne et efficace pour restituer la forme sinusoïdale du courant provenant du réseau électrique lorsque celui-ci est déformé par une charge non linéaire qui se comporte comme un générateur de courants harmoniques. En effet, Il injecte au réseau des courants harmoniques égaux à ceux générés par la charge, mais de phase opposée de façon que le courant du réseau coté source sera ainsi sinusoïdal, par contre la tension au point de connexion ne le sera que si la source de tension du réseau est exempte d'harmoniques [48]. La figure. 3.1 illustre ce principe.

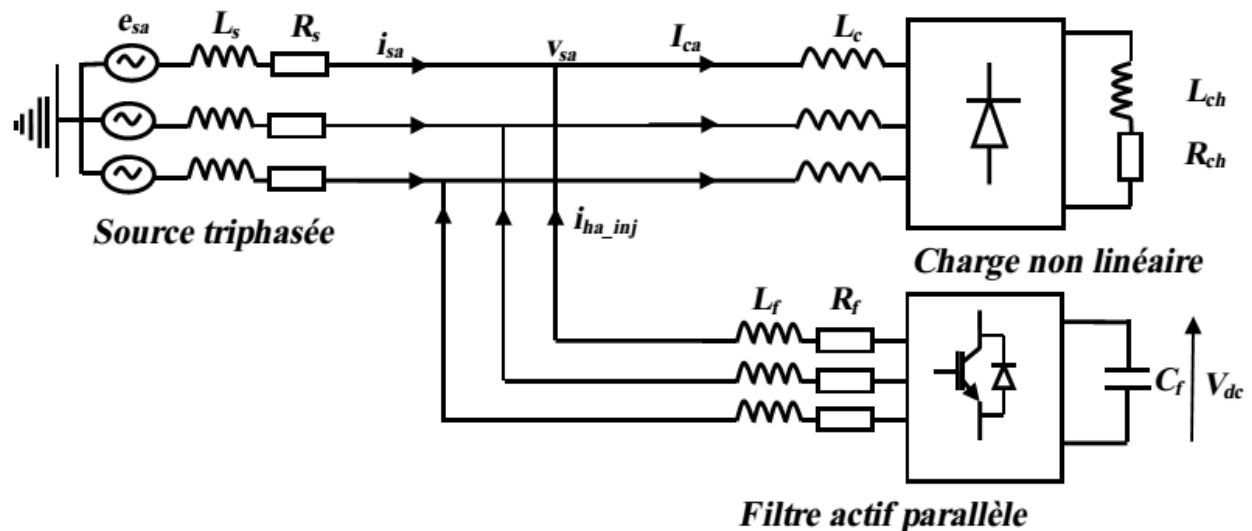


Fig. 3.1 Principe de branchement d'un filtre actif parallèle

i_{sa} : courant de source

i_{la} : courant de charge

i_{ha_inj} : courant harmonique injecté par le FAP

3.3 Topologie du filtre actif parallèle

Le filtre actif parallèle est constitué de deux parties distinctes [1, 9] :

- Partie puissance ;
- Partie contrôle et commande.

La partie puissance est composée d'un onduleur de tension triphasé à base d'interrupteurs de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture (IGBT, MOSFET, ...), comportant pour chacun d'entre eux une diode en antiparallèle, un filtre passif de sortie de couplage au réseau et un circuit souvent capacitif de stockage de l'énergie. La partie contrôle et commande comporte une méthode d'identification des courants harmoniques, un bloc de régulation des courants harmoniques injectés et de la tension continue appliquée aux éléments de stockage d'énergie et le circuit de commande des interrupteurs de l'onduleur de tension. Le schéma synoptique d'un FAP à structure tension est présenté à la figure. 3.2.

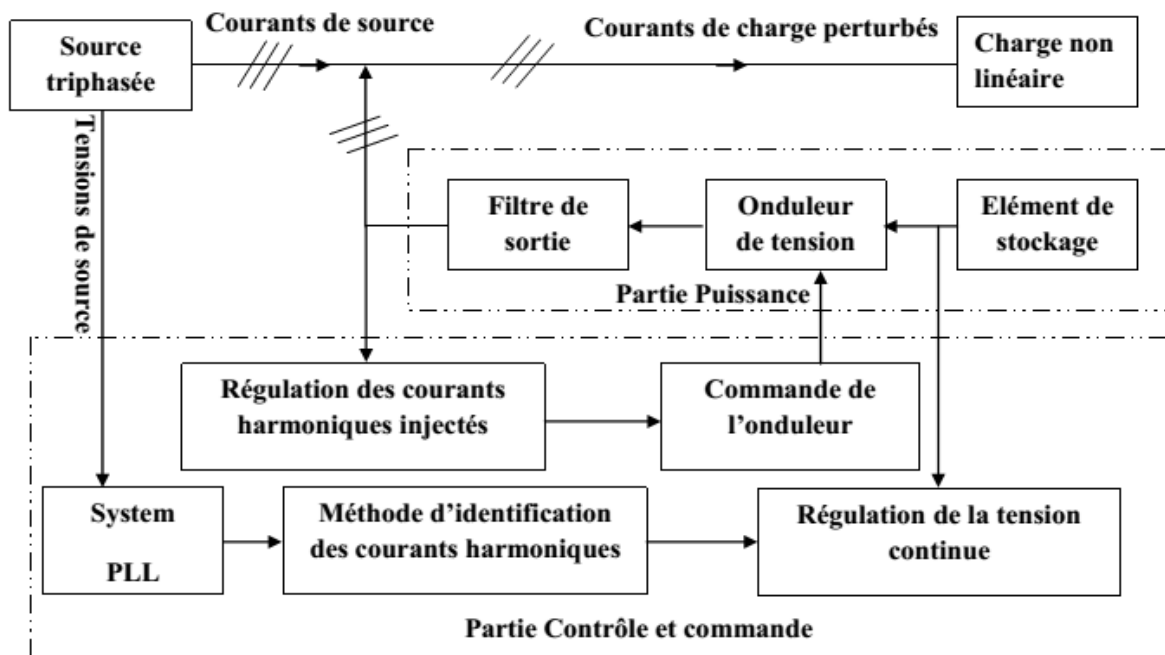


Fig. 3.2. Structure générale d'un FAP à structure tension

3.3.1 Etude de la partie puissance du FAP

La modélisation du FAP consiste à trouver les équations mathématiques qui décrivent son fonctionnement. Durant son fonctionnement, le convertisseur statique est relié, par l'intermédiaire de ses interrupteurs, à une source de tension et une source de courant entre lesquelles il assure et contrôle l'échange d'énergie. Pour que ceci soit possible il faut respecter deux règles suivantes :

- Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée mais elle peut être ouverte. En d'autres termes, deux interrupteurs d'un même bras ne peuvent être fermés simultanément.
- Une source de courant ne doit jamais être ouverte, d'où d'utilité de la diode antiparallèle.

3.3.1.1 Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux

La figure. 3.3 présente un onduleur de tension à trois bras utilisé comme FAP commandé à un réseau électrique triphasé. Chaque bras de l'onduleur comporte deux interrupteurs réversibles en courant, commandés à la fermeture et à l'ouverture. Le stockage de l'énergie côté continu se fait par l'intermédiaire d'un condensateur C_{dc} qui joue le rôle d'une source de tension continue V_{dc} réglée à une valeur positive constante. Un filtre passif à la sortie de l'onduleur souvent du premier ordre (L_f, R_f) employé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique.

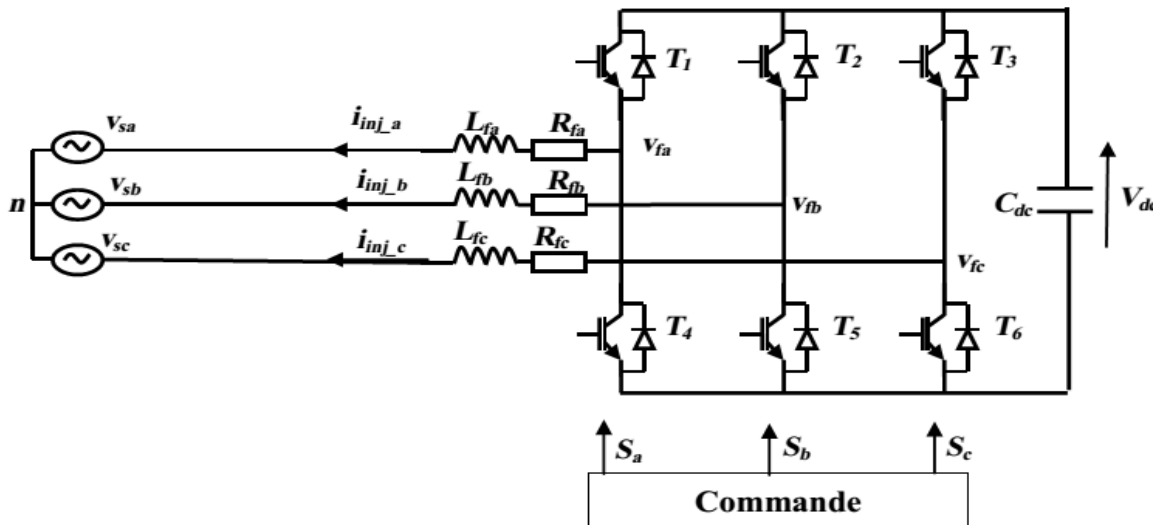


Fig.3.3 Onduleur de tension à trois bras employé comme FAP

Les deux interrupteurs d'un même bras sont commandés de façon complémentaire. L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépendent de l'état des signaux de commande (S_a, S_b, S_c) comme défini ci-dessous [1]:

$$S_a = \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & T_1 \text{ ouvert et } T_4 \text{ fermé} \end{cases} \quad (3.1)$$

$$S_b = \begin{cases} 1 & T_2 \text{ fermé et } T_5 \text{ ouvert} \\ 0 & T_2 \text{ ouvert et } T_5 \text{ fermé} \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1 & T_3 \text{ fermé et } T_6 \text{ ouvert} \\ 0 & T_3 \text{ ouvert et } T_6 \text{ fermé} \end{cases} :$$

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

$$\begin{bmatrix} v_{fa} - v_{fb} \\ v_{fb} - v_{fc} \\ v_{fc} - v_{fa} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_a - S_b \\ S_b - S_c \\ S_c - S_a \end{bmatrix} \cdot V_{dc} \quad (3.2)$$

Les trois tensions simple de sortie de l'onduleur notées (v_{fa} , v_{fb} , v_{fc}) sont référencées par rapport au neutre du réseau et vérifient les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} + R_f \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

On suppose que les trois tensions du réseau soient équilibrées et sachant que la somme des courants injectés par l'onduleur est nulle, on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \\ i_{fa} + i_{fb} + i_{fc} = 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

Nous pouvons donc déduire la relation suivante

$$v_{fa} + v_{fb} + v_{fc} = 0 \quad (3.5)$$

A partir des équations (3.2) et (3.5), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} v_{fa} \\ v_{fb} \\ v_{fc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2S_a & -S_b & -S_{3c} \\ -S_a & 2S_b & -S_c \\ -S_a & -S_b & 2S_c \end{bmatrix} \cdot \frac{V_{dc}}{3} \quad (3.6)$$

Puisque les grandeurs S_a , S_b et S_c peuvent prendre chacune deux valeurs (0 ou 1), on a donc, huit configurations possibles pour les tensions de sortie du filtre actif (V_{fa} , V_{fb} , V_{fc}) : référencées au neutre n de la source, comme le montre le tableau 3.1. Parmi elles, deux sont nulles. Dans ce tableau, \vec{v}_f est la représentation vectorielle des tensions (v_{fa} , v_{fb} et v_{fc}) fournies par l'onduleur dans le repère orthogonal α, β , [1, 10, 49].

N°	S_a	S_b	S_c	v_{fa}	v_{fb}	v_{fc}	\vec{v}_f	
0	0	0	0	0	0	0	$\vec{v}_f(0)$	0
1	1	0	0	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$\vec{v}_f(1)$	$\sqrt{2/3} \cdot v_{dc}$
2	0	1	0	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$\vec{v}_f(2)$	$\sqrt{2/3} \cdot v_{dc} e^{j\frac{2\pi}{3}}$
3	1	1	0	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$\vec{v}_f(3)$	$\sqrt{2/3} \cdot v_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}}$
4	0	0	1	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$\vec{v}_f(4)$	$\sqrt{2/3} \cdot v_{dc} e^{-j\frac{2\pi}{3}}$
5	1	0	1	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$\vec{v}_f(5)$	$\sqrt{2/3} \cdot v_{dc} e^{-j\frac{\pi}{3}}$
6	0	1	1	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$\vec{v}_f(6)$	$\sqrt{2/3} \cdot v_{dc} e^{-j\pi}$
7	1	1	1	0	0	0	$\vec{v}_f(7)$	0

Tab. 3.1 Tensions générées par l'onduleur de tension

Dans le repère (α, β) , en considérant \vec{V}_f le vecteur correspondant aux tensions de sortie du filtre actif, les 8 cas possibles de \vec{V}_f sont donnés par la figure.3.4. Le vecteur \vec{V}_f représente la tension de référence que doit produire l'onduleur. Ceci signifie, que l'onduleur ne peut être capable de fournir des tensions égales aux tensions de référence que si le vecteur formé par ces derniers reste à l'intérieur du polygone présenté dans la figure précédente [50, 51].

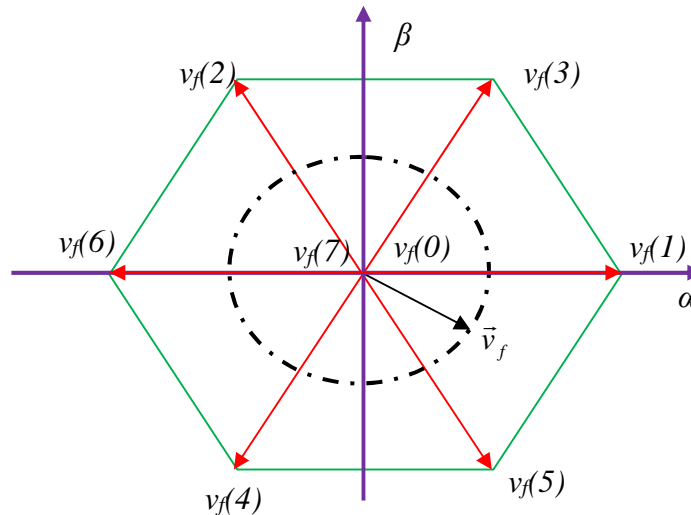


Fig. 3.4 Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur de tension d'un FAP

3.3.1.2 Système de stockage d'énergie

Le stockage de l'énergie côté continu de l'onduleur est réalisé à l'aide d'un système capacitif (C_{dc}) dont le choix de sa valeur d'autant que celui de V_{dc} ont une influence directe sur la dynamique et la qualité de la compensation. En effet, une tension de référence V_{dc-ref} élevée améliore la dynamique du filtre actif [1]. Et un choix judicieux de la valeur de C_{dc} , limite les ondulations de V_{dc} , toutefois, une valeur élevée réduit les ondulations mais augmente le coût et la taille du FAP [52]. Cependant, V_{dc} doit être choisie la plus élevée possible tout en respectant les contraintes nominales des semi-conducteurs et de la commandabilité de l'onduleur.

3.3.1.3 Filtre passif de sortie

Le filtre passif de sortie est utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique. Il est dimensionné tel qu'il satisfait à deux critères [1, 9] :

- empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.
- assurer la dynamique du courant qui est définie par la relation suivante :

$$\frac{d}{dt} \vec{i}_{h-c} = \frac{d}{dt} \vec{i}_{inj} \quad (3.7)$$

Avec , i_{h-c} : le courant harmonique généré par charge polluante et i_{inj} : le courant injecté par le filtre actif.

Un filtre de sortie du premier ordre (R_f, L_f) est le plus souvent utilisé dans la littérature [23].

3.3.2 Partie contrôle-commande d'un FAP

3.3.2.1 Méthodes d'identification des courants de références

La qualité de la compensation des harmoniques de courant dépend fortement des performances de la méthode d'identification choisie, il existe plusieurs méthodes d'identification des courants harmoniques, et qui peuvent être regroupées en deux domaines [1, 9, 10] :

- **Domaine fréquentielle** : les méthodes d'identification harmoniques à base de l'analyse de Fourier (la transformée discrète, la transformée rapide, la transformée discrète récursive, etc..., sont bien adaptées aux charges où le contenu harmonique varie lentement. Elles donnent aussi l'avantage de sélectionner individuellement les harmoniques et de ne choisir de compenser que les plus prépondérantes. Toutefois, ces méthodes à l'inconvénient de nécessiter un volume de calcul important pour extraire les harmoniques et de ne pas mettre en évidence les pointes de puissance.
- **Domaine temporelle** : les méthodes d'identification harmoniques du domaine temporel permettent une réponse rapide et requièrent moins d'opération que les méthodes du domaine précédent. Les algorithmes d'identification harmoniques dans ce domaine sont basés sur les mesures de grandeurs instantanées courantes et tensions. Parmi les méthodes d'identifications dans ce domaine qui varient en complexité pour identifier les harmoniques, on peut citer par la méthode de puissance instantanée réelle et imaginaire (PIRI) [53], la méthode tri monphasé [54], la méthode basée sur le principe du courant actif, méthode du référentiel lié au synchronisme ou méthode synchrone [55], etc...

3.3.2.1.1 Méthode des puissances active et réactive instantanées (PIRI)

La méthode des puissances active et réactive instantanées initialement développée par Akagi [53], est une méthode temporelle, basé sur le passage du système triphasés (a, b, c) à un système diphasé (α, β). Elle exploite la transformation de Concordia, afin de calculer les puissances réelle et imaginaire instantanées p et q . Les composantes fondamentales de ces dernières sont transformées en une composante continue et les composantes harmoniques en

composantes alternatives. Cependant, en éliminant la composante continue (correspondante à la composante fondamentale du courant de la charge), en utilisant un simple filtre passe bas, les composants harmoniques peuvent donc être séparés et par conséquent identifiées. Le principe de cette méthode est énoncé comme suit :

Soient respectivement les tensions simples d'un réseau triphasé sans homopolaire (connecté à une charge polluante) et les trois courants de charge, notés v_{sa} , v_{sb} , v_{sc} et i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} . La transformation de Concordia permet de ramener ce système triphasé équilibré à un système diphasé ayant les axes sont en quadrature :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

La puissance active instantanée p et la puissance réactive instantanée q sont définies par :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

L'avantage de cette méthode est la possibilité de compenser simultanément les harmoniques de courants et la puissance réactive ou bien l'un des deux uniquement. En effet, compenser simultanément les deux revient à éliminer alors les composantes continue de p et q soient \bar{p} et \bar{q} à l'aide d'un simple filtre passe bas (FPB) ou filtre passe haut (FBH) [56].

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{q} \\ \bar{q} + \tilde{p} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Avec :

\bar{p} : partie continue liée à la composante fondamentale active du courant ;

\bar{q} : partie continue liée à la composante fondamentale réactive du courant.

\tilde{p} et \tilde{q} : sont les parties fluctuantes alternatives liées à la somme des composantes perturbatrices du courant et de la tension.

A partir des équations (3.10) et (3.11), nous pouvons déduire les expressions des composantes du courant de charge selon les axes α , β :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Ces courants s'expriment selon les axes α, β par :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ \bar{q} \end{bmatrix} + \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

En ajoutant à \tilde{p} la puissance active instantanée, la puissance active (P_{dc}) nécessaire pour la régulation de V_{dc} , les puissances active et réactive instantanées peuvent s'écrire comme la somme d'une composante continue et d'une composante alternative :

$$\begin{bmatrix} i_{ref-\alpha} \\ i_{ref-\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{p} - P_{dc} \\ \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Finalement, en utilisant la transformation inverse de Concordia, on obtient : les courants harmoniques de références :

$$\begin{bmatrix} i_{ref-a} \\ i_{ref-b} \\ i_{ref-c} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ref-\alpha} \\ i_{ref-\beta} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

3.3.2.1.1.1 Filtre passe bas (FPB)

Un FPB permet de séparer la composante fondamentale (autrement dit la partie continue), des composantes perturbatrices (la partie alternative). Deux filtres sont nécessaires : un pour isoler \bar{p} (figure 3.5.a) et l'autre \tilde{q} (figure 3.5.b) des puissances active et réactive instantanées respectivement. Ces filtres sont dimensionnés, en tenant compte de la décomposition fréquentielle des puissances dans le repère diphasé.

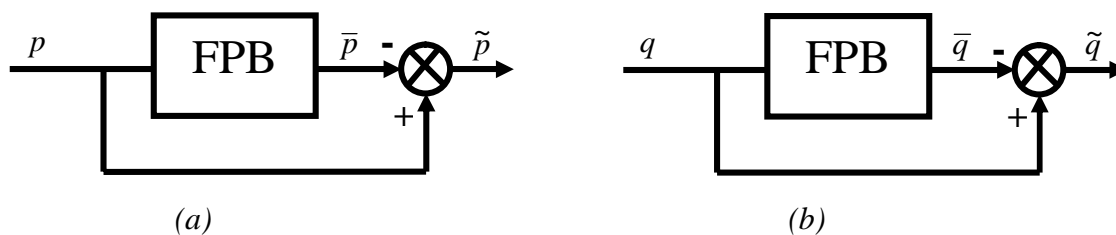


Fig. 3.5 Schéma du FPB pour la séparation des puissances

L'ordre du filtre définit la dynamique et l'efficacité de la méthode d'identification. Cependant, pour un FPB du deuxième ordre la fonction de transfert (FT) est donnée par :

$$FT = \frac{\omega_0^2}{p^2 + 2 \cdot \xi_0 \cdot \omega_0 \cdot p + \omega_0^2} \quad (3.16)$$

Avec :

$\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$ Pulsation (rad/sec) ;

ξ_0 :Dépassement du filtre;

fréquence de coupure (f_0) est choisit pour que le filtre puisse bloquer les composantes perturbatrices et aux composantes continues (\bar{p} et \bar{q}), représentant les puissances active et réactive à la fréquence fondamentale (50 Hz), de passer soient, 60 Hz pour un courant de charge équilibré pour un temps de réponse du filtre de 20 ms, 20 Hz pour un courant de charge déséquilibré pour un temps de réponse du filtre de 60 ms.

La figure 3.6, illustre l'identification des courants de référence lors de la compensation simultanée des courants harmoniques et de l'énergie réactive par la méthode des puissances instantanées.

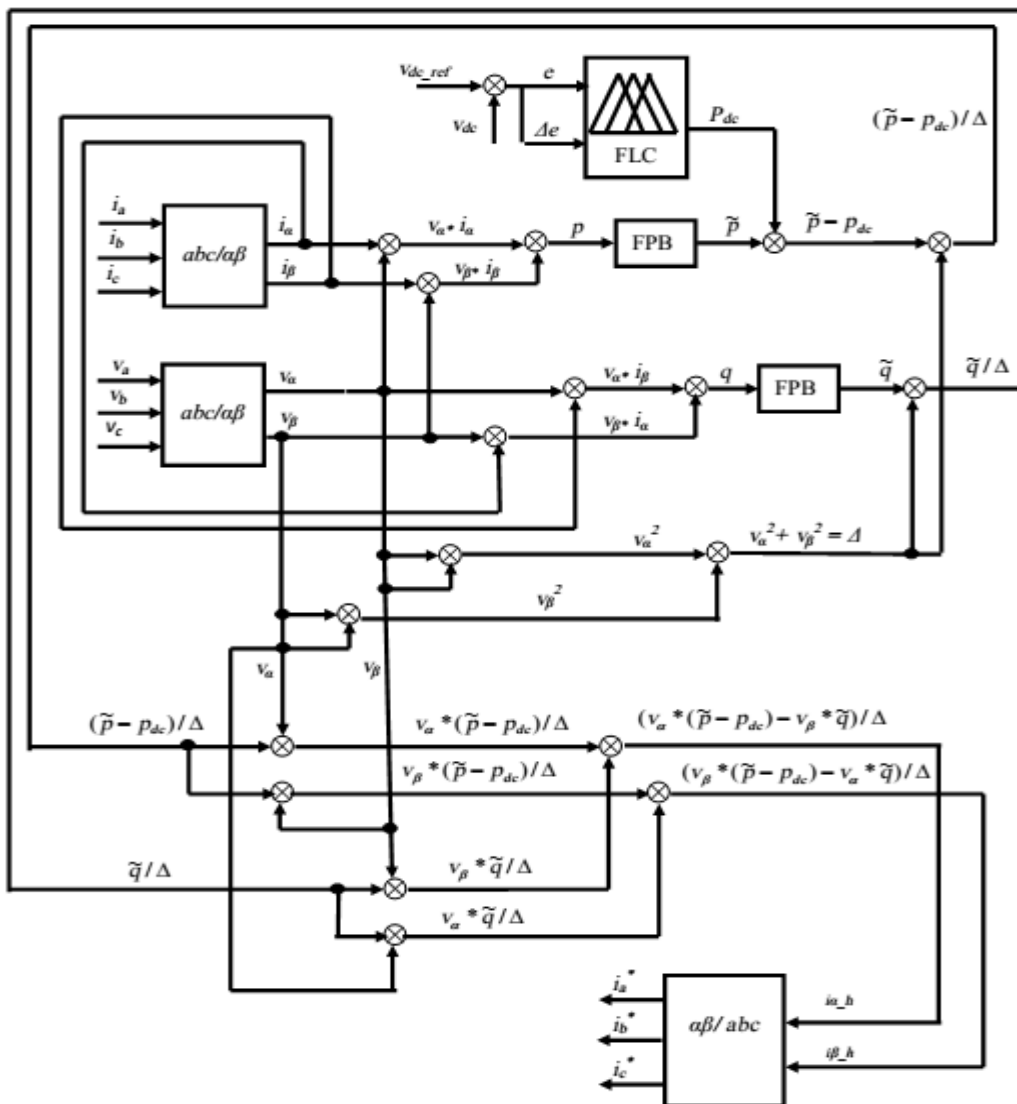


Fig.3.6 Schéma fonctionnel d'identification des courants de références par la méthode PIRI

La méthode des PIRI utilise un FBP pour séparer les composantes des puissances active et réactive et nécessite aussi un système d'extraction de la tension directe du réseau électrique. Elle n'est pas applicable pour les systèmes monophasés [57]. La tension du réseau doit être sinusoïdale et équilibrée, sinon la PIRI n'est pas applicable. Cependant, pour pouvoir l'appliquer quand la tension du réseau est polluante, nous avons adoptée un système à boucle de verrouillage de phase ou en anglais *Phase Locked Loop* (PLL) pour extraire la composante fondamentale directe de la tension du réseau.

3.3.2.1.1.2 Boucles à verrouillage de phase (PLL)

Afin d'obtenir un échange de puissances contrôlables, le filtre actif de puissance doit être, à chaque moment, en synchronisme avec le réseau électrique [15]. A cet effet, la PLL est la plus utilisée pour extraire l'amplitude V_{sd} et la phase $\hat{\theta}$ de la composante directe.

La figure. 3.7 représente le schéma global de l'asservissement d'une PLL classique [1, 9, 58]. Qui permet de détecter les paramètres ($\hat{\theta}$ et V_m) de la composante fondamentale des tensions de sources données par l'équation suivante :

$$\begin{cases} v_{sa}(\theta) = V_m \sin(\omega t) \\ v_{sb}(\theta) = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc}(\theta) = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.17)$$

Avec ; $\theta = \omega t$; $V_{eff} = V_m / \sqrt{2}$ sont, respectivement, angle et tension efficace du terme fondamental de la tension à fréquence 50 Hz ;

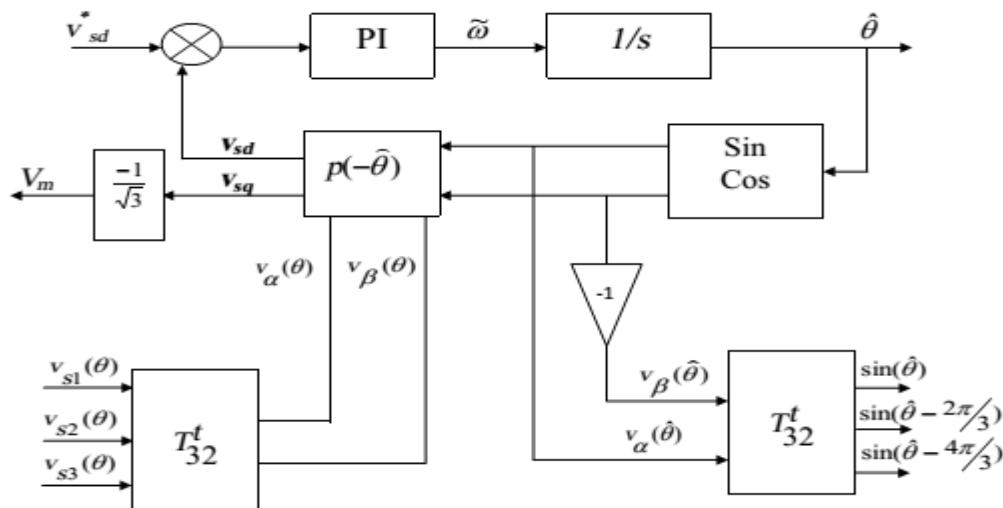


Fig.3.7 Structure de la PLL

L'application de la transformation de Concordia de l'équation (3.17) permet de passer du triphasée au diphasée équivalente :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(\theta) \\ v_\beta(\theta) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{sa}(\theta) \\ v_{sb}(\theta) \\ v_{sc}(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Notons,

$$[C_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Les grandeurs de (3.18) peuvent être obtenues, dans le référentiel tournant synchrone, en appliquant la transformation de Park, soit :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha(\theta) \\ v_\beta(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Par conséquent,

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{3} \cdot V_m \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta_s - \hat{\theta}) \\ -\cos(\theta_s - \hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

L'asservissement de phase sera réalisé lorsque $\Delta\theta = (\theta - \hat{\theta}) \approx 0$ et La P.L.L. sera verrouillée.

Ainsi l'angle estimé $\hat{\theta}$ est égal au déphasage de tension du réseau, donc on a :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sqrt{3} \cdot V_m \cdot (\theta - \hat{\theta}) = 0 \\ V_{sq} = -\sqrt{3} \cdot V_m \end{cases} \quad (3.22)$$

Le régulateur PI est représenté par la fonction de transfert suivante :

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \cdot \left(\frac{1 + \tau_i \cdot s}{\tau_i \cdot s} \right) \quad (3.23)$$

L'expression de position angulaire de la fig.3.8 est donnée par :

$$\hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}}{dt} = G(s) \cdot \sqrt{3} \cdot V_{eff} \cdot (\theta - \hat{\theta}) \quad (3.24)$$

Où,

$$\hat{\theta} = \frac{1}{s} \hat{\omega} \quad (3.25)$$

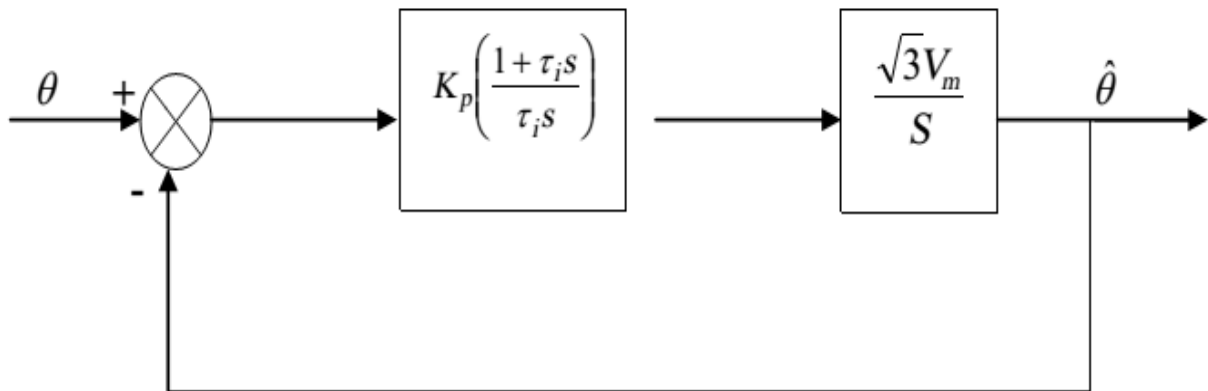


Fig.3.8 Schéma synoptique simplifié de la PLL

La fonction de transfert en boucle fermée de ce système est donnée par :

$$F(s) = \frac{\sqrt{3} \cdot V_m \cdot K_p \cdot \left(\frac{1 + \tau_i \cdot s}{\tau_i \cdot s} \right) \cdot \frac{1}{s}}{1 + \sqrt{3} \cdot V_m \cdot K_p \cdot \left(\frac{1 + \tau_i \cdot s}{\tau_i \cdot s} \right) \cdot \frac{1}{s}} \quad (3.26)$$

En identifiant, cette fonction de transfert avec celle d'un deuxième ordre. Les paramètres de régulateur PI s'expriment comme suit:

$$K_p = \frac{2 \cdot \xi_o \cdot \omega_o}{\sqrt{3} \cdot V_m} \quad K_i = \frac{\omega_o^2}{\sqrt{3} \cdot V_m} \quad \tau_i = \frac{2 \cdot \xi_o}{\omega_o}$$

Ou',

$$\xi_o = 0.707,$$

$$f_o = 50\text{Hz},$$

$$K_p = 1.07,$$

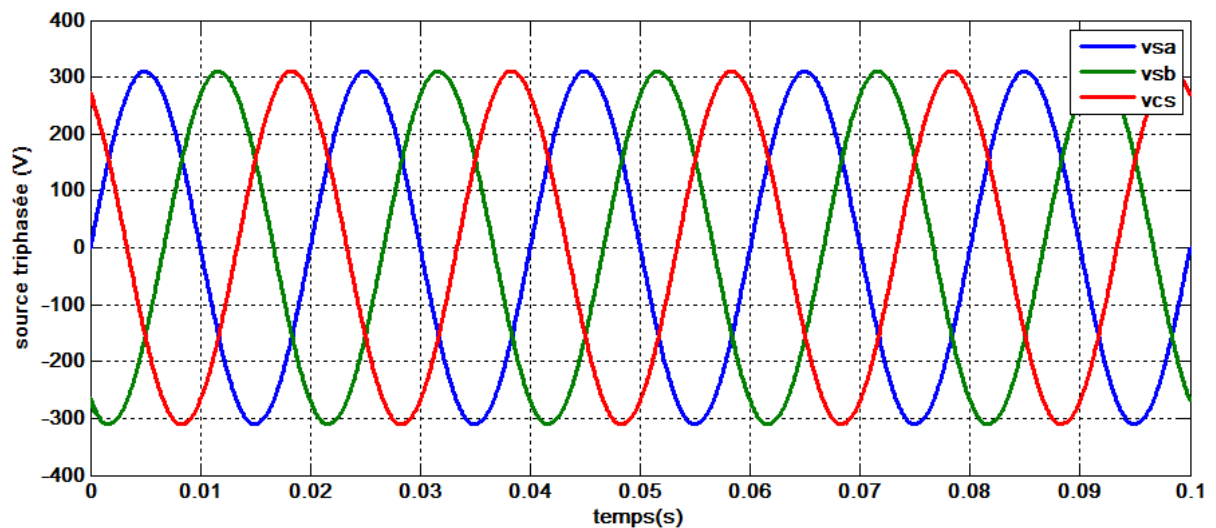
$$\text{Et, } \tau_i = 4.5 \cdot 10^{-3} \text{ s}.$$

3.3.2.1.1.2.1 Analyse du comportement de la PLL

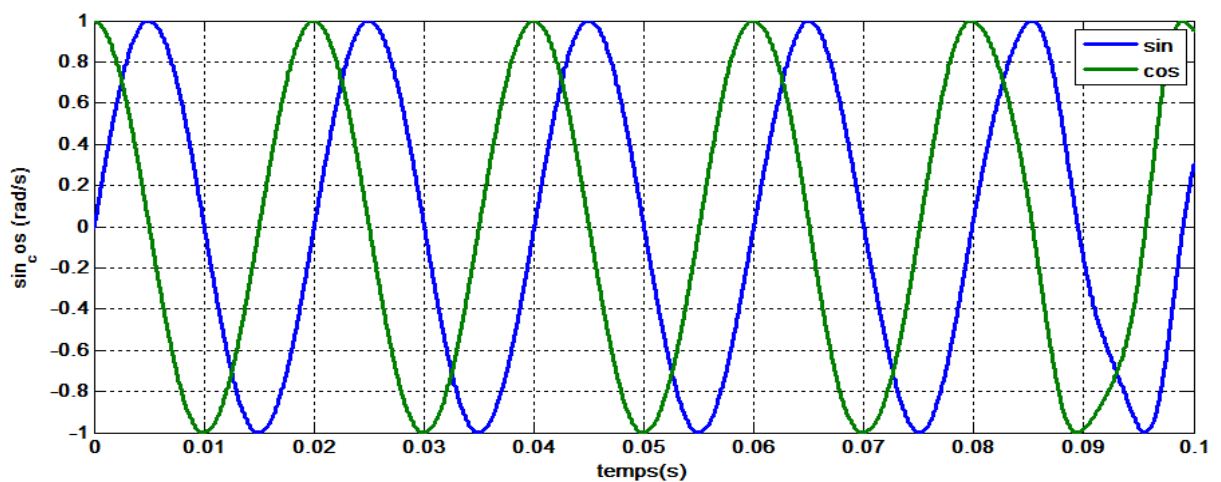
Il s'agit d'extraire des fonctions sin et cos, la superposition des deux angles de phase de la composante fondamentale directe (θ et θ^{\wedge}) dans trois cas de tension de source.

3.3.2.1.1.2.1.1 Cas d'une source tension non perturbée (cas sain)

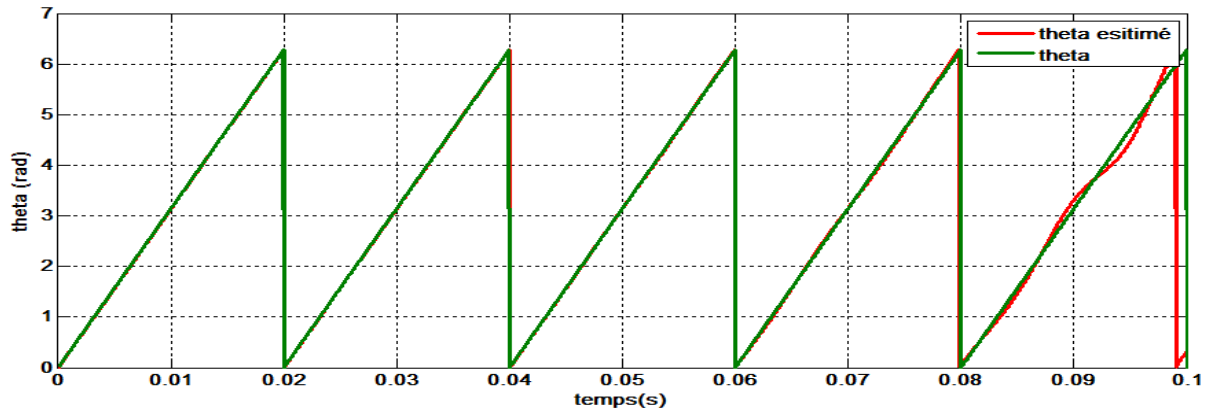
Dans ce cas, nous allons voir le comportement de la PLL vis-à-vis des tensions sinusoïdales triphasées équilibrées d'une valeur efficace ($V_{seff} = 220 \text{ V}$) et $f = 50 \text{ Hz}$.



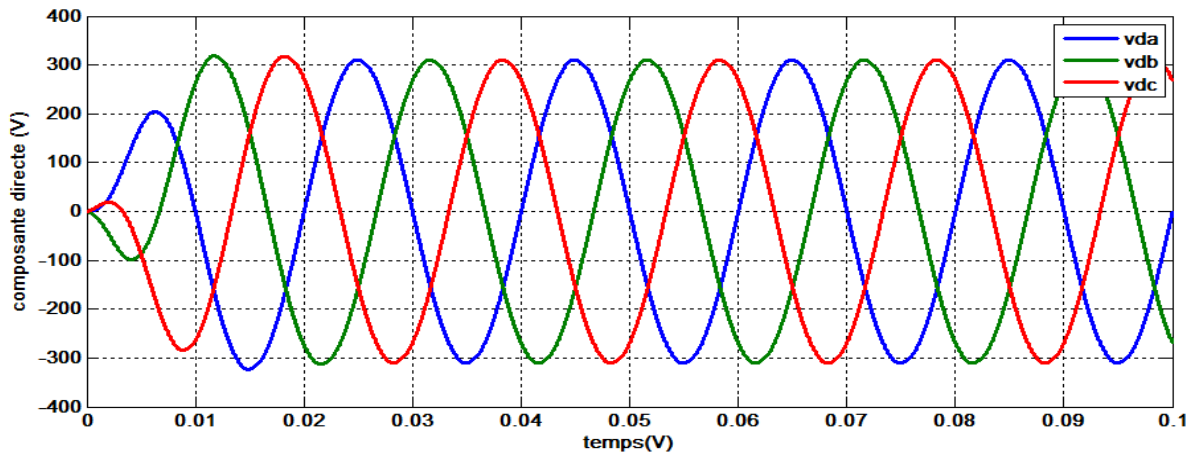
(a) Tensions de source sinusoïdale triphasée équilibrée.



(b) Les fonctions sin et cos unitaires générées par le système PLL



(c) Position angulaire générée par le system PLL



(d) Composante fondamentale unitaire générée par le system PLL

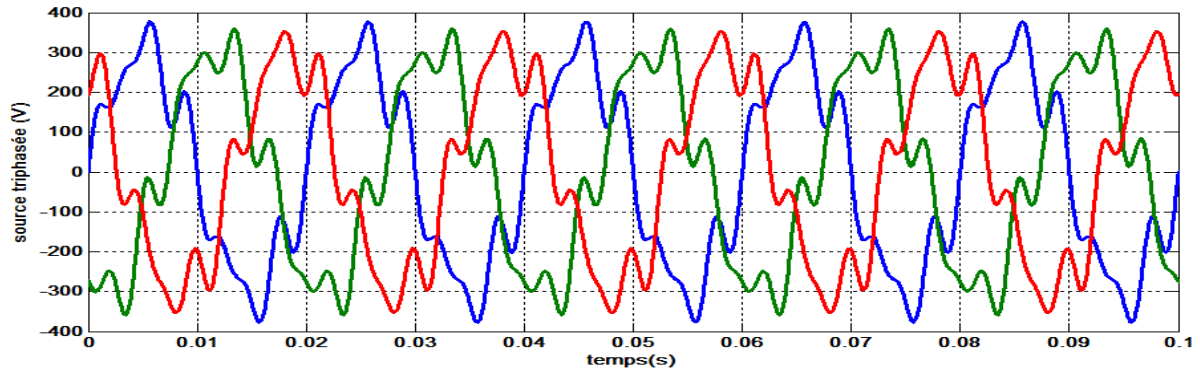
Fig.3.9 Résultats de simulation de la PLL pour le cas d'une source de tension triphasée équilibrée sans harmoniques

Les résultats de la figure 3.9 montrent que la PLL peut générer une position angulaire exacte, caractérisée par une pente linéaire sur une période ($T = 0.02$ s). Ainsi qu'elle peut générer les trois composantes fondamentales des tensions sinusoïdes unitaires et parfaites.

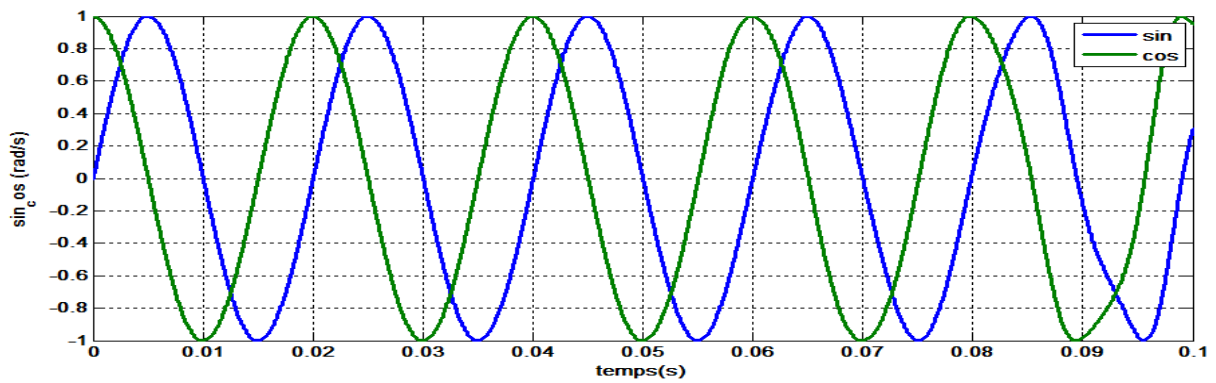
3.3.2.1.1.2.1.2 Cas d'une source tension perturbée

Considérons maintenant la source de tension perturbée par la présence des harmoniques d'ordre, 5^{ème} et 7^{ème}, donnée par le système d'équation suivant :

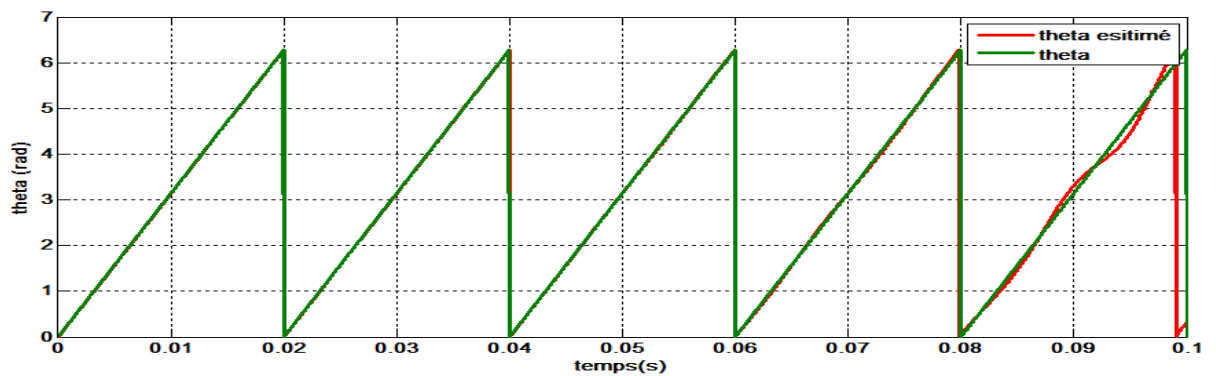
$$\begin{cases} v_{sa}(\theta_s) = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \left(\sin(\theta_s) + \frac{1}{5} \sin \cdot 5(\theta_s) + \frac{1}{7} \sin 7 \cdot (\theta_s) \right) \\ v_{sb}(\theta_s) = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \left(\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{5} \sin \cdot 5(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{7} \sin 7 \cdot (\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \right) \\ v_{sc}(\theta_s) = \sqrt{2} \cdot V_{eff} \left(\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{5} \sin \cdot 5(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{7} \sin 7 \cdot (\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \right) \end{cases} \quad (3.27)$$



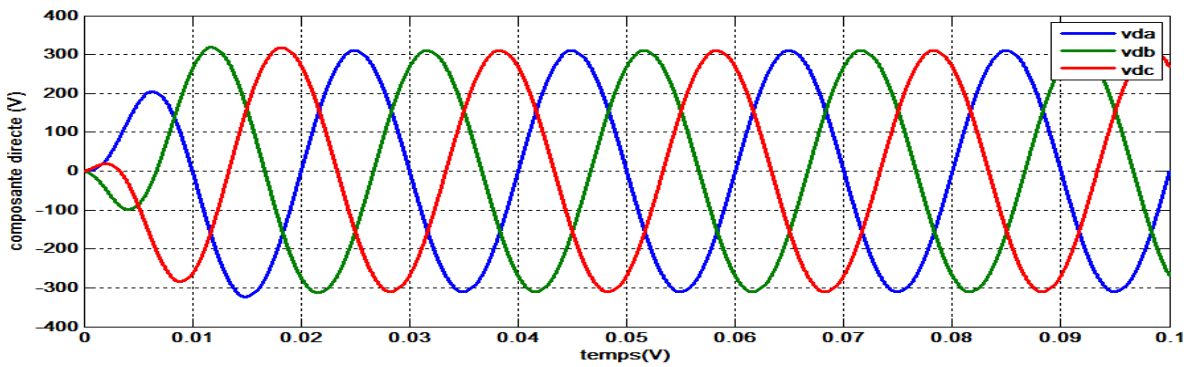
(a) Tension de source perturbée.



(b) Fonctions sin et cos générées par le système PLL



(c) Position angulaire générée par le système PLL

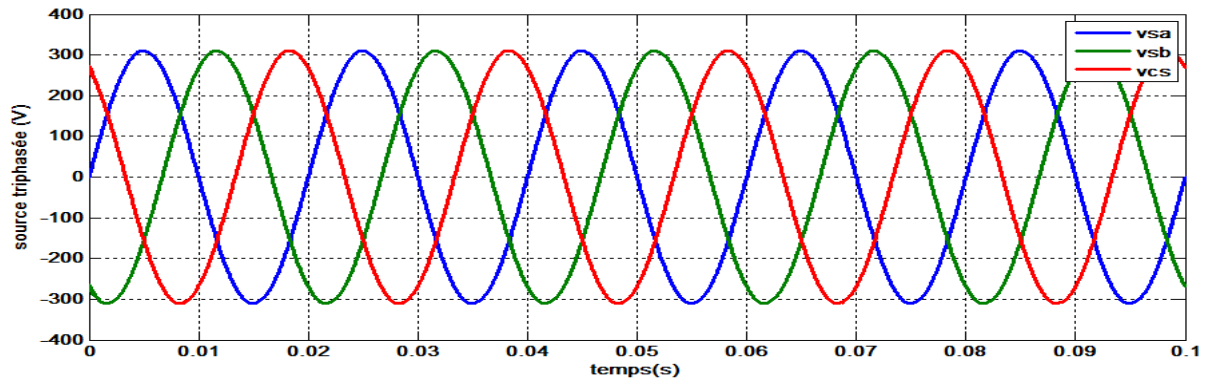


(d) Composante fondamentale unitaire générée par le système PLL

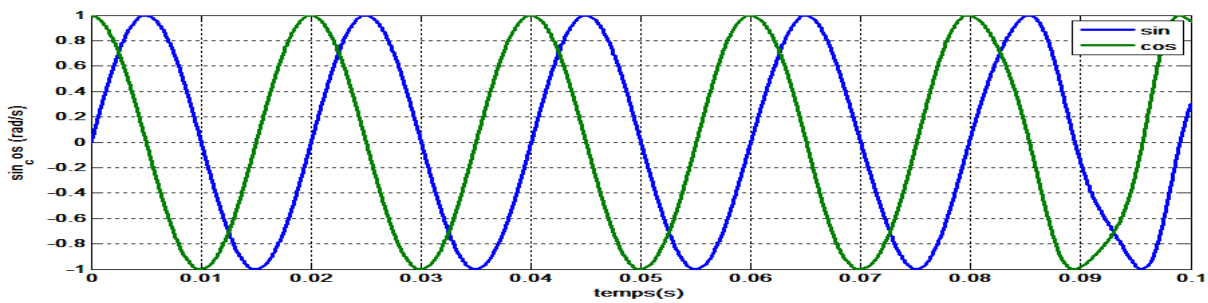
Fig. 3.10 Résultats de simulation de la PLL pour le cas d'une source de tension triphasée perturbée

3.3.2.1.1.2.1.3 Cas d'alimentation d'une charge polluante

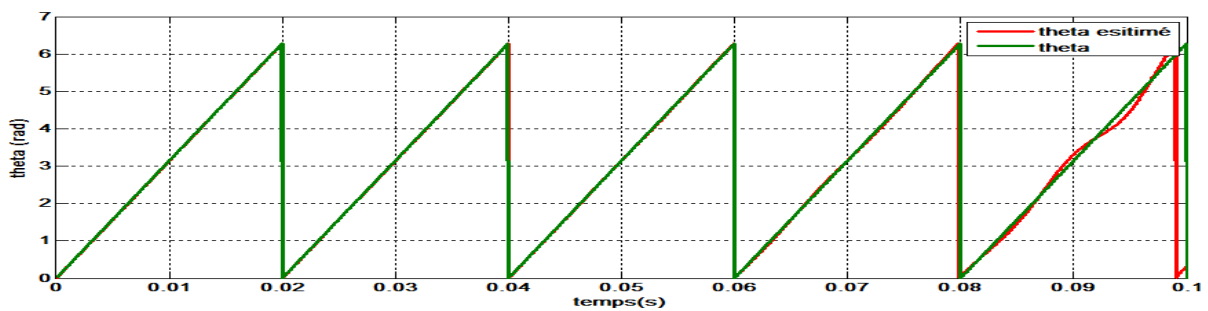
la source triphasée ($V_s = 220\text{ V}$) alimente une charge non linéaire, , génère les harmoniques de courant d'ordre $6h \pm 1$ où k est le rang de l'harmonique ($h = 1,2,3,\dots,n$), et par conséquent absorbe du réseau une énergie réactive.



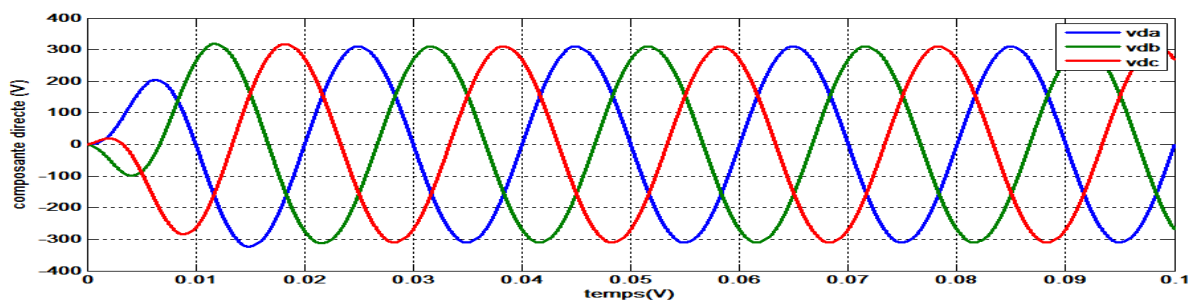
(a) Tension de source polluée.



(b) Fonction sin et cos générée par le system PLL



(c) Position angulaire générée par le system PLL



(d) Composante fondamentale unitaire générée par le system PLL

Fig.3.11 Résultats de simulation de la P.L.L classique pour une source de tension triphasée alimentant une charge non-linéaire

L'analyse des trois cas permet de conclure que le système PLL est de grande importance pour que le système d'identification demeure efficace quelque soit la nature des tensions d'entrées. Sachant que c'est à partir de ces tensions qu'on détermine par les méthodes d'identification, les courants harmoniques qui servent comme références pour le filtre actif parallèle afin de développer les grandeurs à injecter pour dépolluer le réseau.

3.3.2.2 Régulation de la tension continue d'un FAP

La tension moyenne V_{dc} aux bornes du condensateur doit être maintenue à une valeur fixe. Les principales causes de variation de V_{dc} sont les pertes dans le filtre actif, notamment au niveau des interrupteurs (semi conducteurs constituant l'onduleur) et du filtre de sortie. La régulation de la tension moyenne aux bornes du condensateur de stockage d'énergie doit se faire par l'adjonction des courants fondamentaux actifs dans les courants de référence. La sortie du régulateur est puissance active P_c s'ajoute, à un signe près, à la puissance active perturbatrice \tilde{P}_c et donne lieu à un courant fondamental actif corrigeant ainsi V_{dc} [57]. La puissance P_c représente la puissance active nécessaire pour maintenir la tension V_{dc} égale à la valeur de la tension de référence souhaitée V_{dc-ref} . Alors, En négligeant les pertes de commutations dans l'onduleur ainsi que l'énergie stockée dans l'inductance du filtre de sortie, la relation entre la puissance absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante :

$$P_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} \cdot v_{dc}^2 \right) \quad (3.28)$$

$$P_{dc} = \frac{1}{2} C_{dc} \cdot v_{dc-ref} \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (3.29)$$

$$v_{dc}(s) = \frac{P_{dc}(s)}{v_{dc-ref} \cdot C_{dc} \cdot s} \quad (3.30)$$

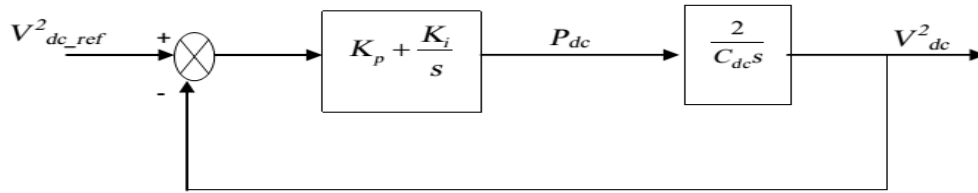
3.3.2.2.1 Régulateur proportionnel-Intégral (PI)

Dans ce cas, la valeur de la tension mesurée V_{dc} est comparée à sa référence V_{dc-ref} . Le signal d'erreur est ensuite appliqué à l'entrée du régulateur PI [15], comme le montre la figure 3.12. Cette régulation permet de diminuer les ondulations et de compenser les pertes du FAP. La fonction du régulateur PI peut être exprimée comme suit :

$$K_p + \frac{K_i}{s} = H(s)$$

K_p : Gain proportionnel du régulateur ;

K_i : Gain intégral du régulateur.

Fig.3.12 Schéma fonctionnel de la régulation de V_{dc} avec le régulateur PI

3.3.2.2.2 Régulateur proportionnel (P)

En régime permanent, les courants de référence ne contiennent pas de composante fondamentale et la puissance nécessaire pour compenser les pertes est faible. Dans ce cas, un simple régulateur proportionnel peut suffire. Cependant, pour éliminer les fluctuations de V_{dc} , un FPB du premier ordre peut être ajouté en sortie du régulateur proportionnel [1]. La fonction de transfert du régulateur est alors la suivante:

$$K(s) = \frac{K_c}{1 + \tau_c \cdot s} \quad (3.32)$$

Avec :

K_c : Gain statique du régulateur

τ_c : Constant de temps du filtre du premier ordre

En négligeant les pertes par commutation dans l'onduleur ainsi que les pertes dans l'inductance triphasée L_f , la relation liant la puissance active absorbée par le filtre actif et la tension aux bornes du condensateur peut s'écrire sous la forme suivante [57]: en boucle fermée la fonction de transfert est du seconde ordre et peut s'écrire sous la forme :

$$P_c = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \right) \quad (3.33)$$

Soit, après la transformation de Laplace :

$$V_{dc}^2(s) = \frac{2P_c(s)}{C_{dc} \cdot s} \quad (3.34)$$

La fonction de transfert en boucle fermée peut alors prendre la forme suivante :

$$F(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (3.35)$$

Les paramètres caractéristiques de cette fonction sont donnés :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{2K_c}{C_{dc}\tau_c}} \quad \text{et} \quad \xi_c = \frac{1}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{C_{dc}}{K_c\tau_c}}$$

Afin d'obtenir un amortissement suffisant, le produit $K_c\tau_c$ doit être limité. Une valeur de ξ_c comprise entre 0,5 et 0,707 réalise un bon compromis entre performances dynamique et

statique. Le choix du paramètre K_c a pour objectif d'obtenir un temps de réponse minimal afin de ne pas nuire à la dynamique du filtre actif.

La boucle de régulation de la tension continue est représentée par le schéma de la figure 3.13.

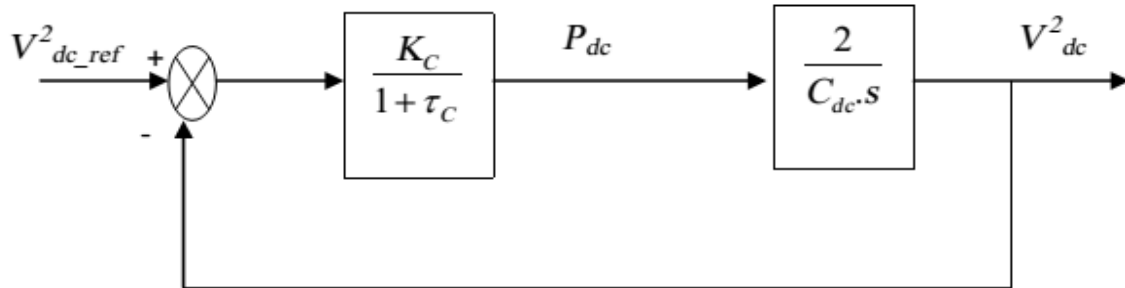


Fig.3.13 Schéma fonctionnel de la régulation de V_{dc} avec le régulateur P

3.3.2.2.3 Régulateur flou

L'emplacement du régulateur flou [58] est la même que celle du PI, avec dans un premier temps, le régulateur flou à comme entrées, l'erreur entre la consigne et la sortie du système et la dérivée de cette erreur. La boucle de contrôle de la tension par un régulateur flou est donnée par la figure.3.14.

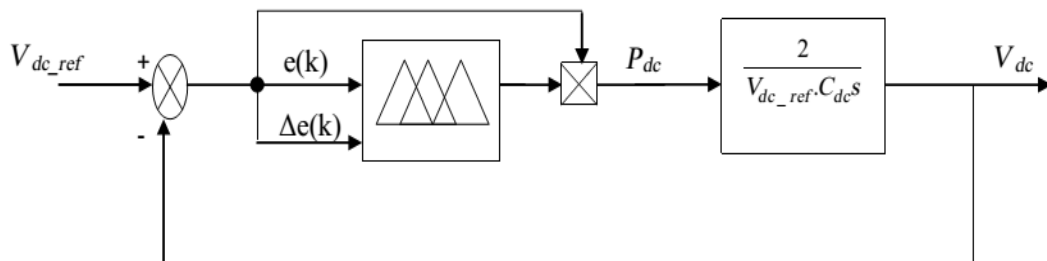


Fig.3.14 Schéma fonctionnel de régulation flou

L'erreur $e(k)$ et la dérivée de l'erreur $\Delta e(k)$ sont définis par les relations suivantes ;

$$e(k) = v_{dc}(k)_{ref} - v_{dc}^*(k) \quad (3.36)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (3.37)$$

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits coefficients de normalisation qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans changer sa structure [59, 60]. Les deux variables d'entrées ($e(k)$ et $\Delta e(k)$) du régulateur proposé (figures 3.16 et 3.17), sont définis par trois sous ensembles N (Négatif), Z (Zéro) et P (positif), tels que les fonctions d'appartenance méthode de SUGENO sont de types triangulaire. La sortie

représente la commande est définie par trois sous-ensembles: Grande('N'), Moyen('M') et Petit('P').

Les règles d'inférence linguistiques utilisées pour le contrôleur flou propose sont donnés par le tableau 3.2.

$e(k)$ \ $\Delta e(k)$	N	Z	P
N	G	M	G
Z	G	P	G
P	G	M	G

Tab.3.2 Règles d'inférence floue pour un FAP

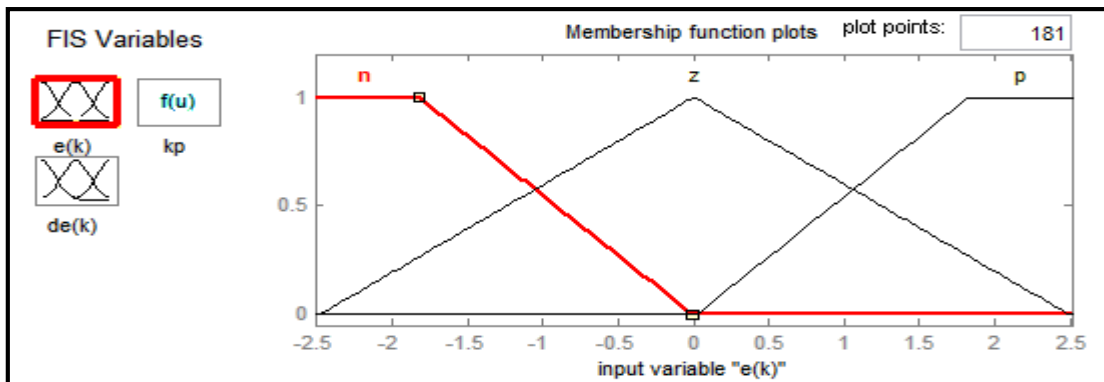


Fig.3.15 Fonctions d'appartenance des variables d'entrées.

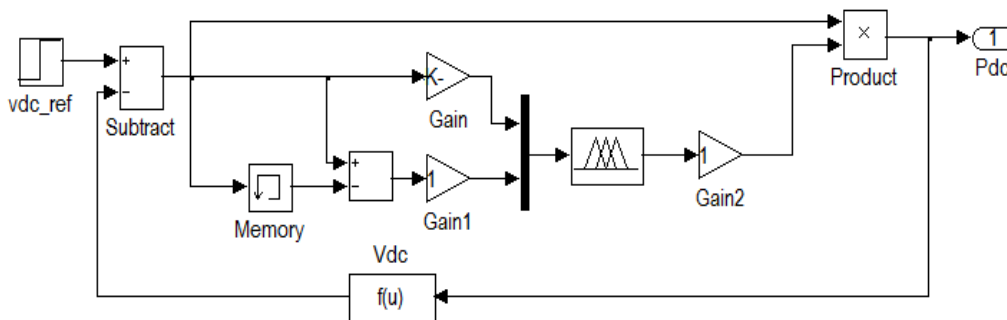


Fig. 3.16 Schéma fonctionnel de régulation flou sous MATLAB/Simulink

3.3.2.3 Structure du régulateur de courant de sortie d'un FAP

Afin de pouvoir corriger l'erreur entre le courant de référence identifié et le courant injecté par FAP, une boucle de régulation peut être utilisée [1, 9, 62]. La figure.3.17 montre la boucle de réglage.

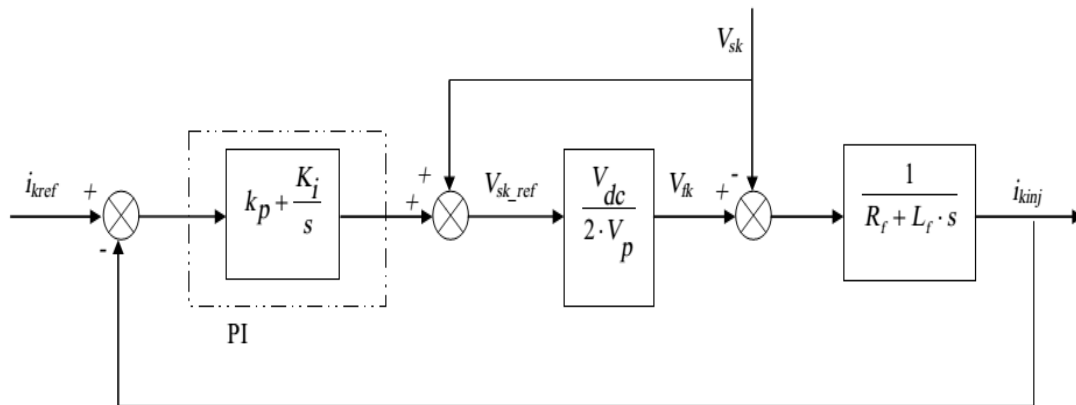


Fig.3.17 Boucle de la régulation des courants du FAP

Où;

V_{dc} : la tension moyenne côté continu de l'onduleur ; V_p : l'amplitude de la porteuse triangulaire ; L_f et R_f : paramètres du filtre de sortie d'un FAP ; K_p et K_i : paramètres du régulateur PI.

Nous pouvons considérer le gain comme étant égal à "1" dans le cas où $V_{dc} = 2V_p$. Dans ce cas, le schéma simplifié de la régulation est représenté à la figure 3.18.

$$G = \frac{V_{dc}}{2 \cdot V_p} \tag{3.38}$$

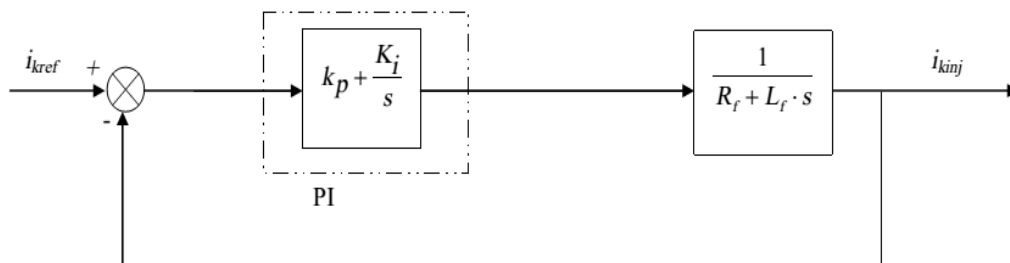


Fig. 3.18 Schéma simplifié de la boucle de régulation des courants du FAP

3.3.2.4 Stratégies de commande du filtre actif parallèle

Deux stratégies de commandes sont proposées pour la commande de filtre actif parallèle :

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

3.3.2.4.1 Commande à hystérésis

Le principe de commande à hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés à l'intérieur d'une bande [59]. La différence entre le courant et sa référence est comparée à une

bande fixe de largeur H appelée bande d'hystérésis. Cette méthode assure le contrôle de la fréquence de commutation des interrupteurs par action sur la H . Chaque violation de cette bande entraîne un ordre de commutation des interrupteurs [60]. Les figures.3.19 et 3.20 illustrent ce principe.

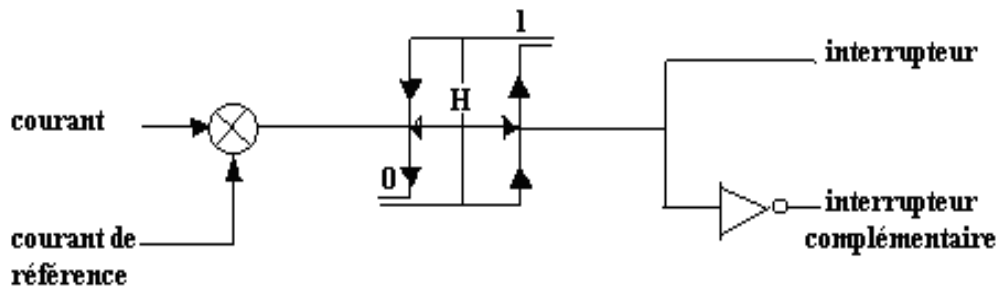


Fig.3.19 Principe du contrôle par hystérésis à bande fixe

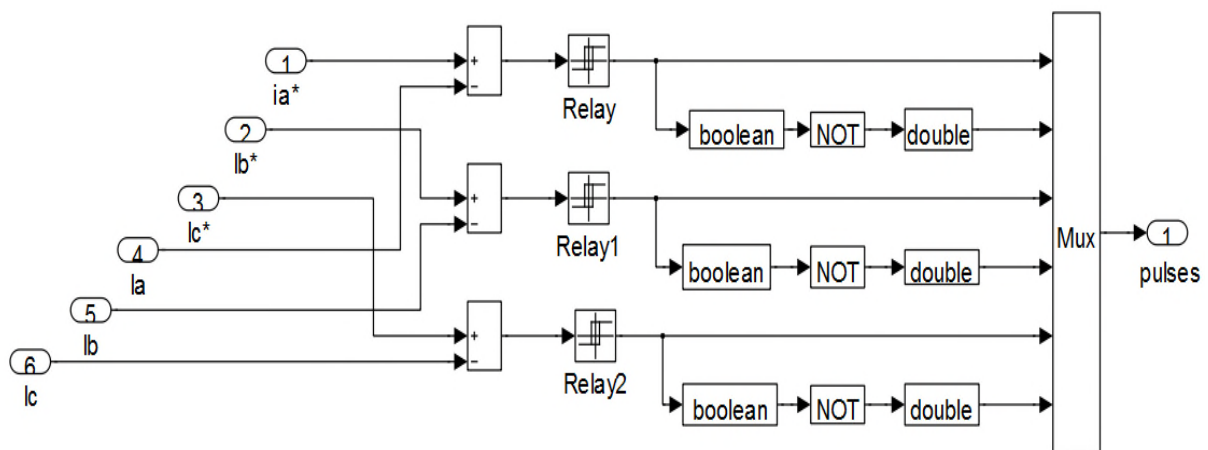


Fig.3.20 Principe du contrôle par hystérésis à bande fixe sous MATLAB/Simulink

3.3.2.3.2 Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La technique de commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI), dite aussi MLI intersective est le plus simple et la plus utilisée [24]. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence de l'onduleur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs de l'onduleur. Le schéma de principe est donné par la figure 3.19.

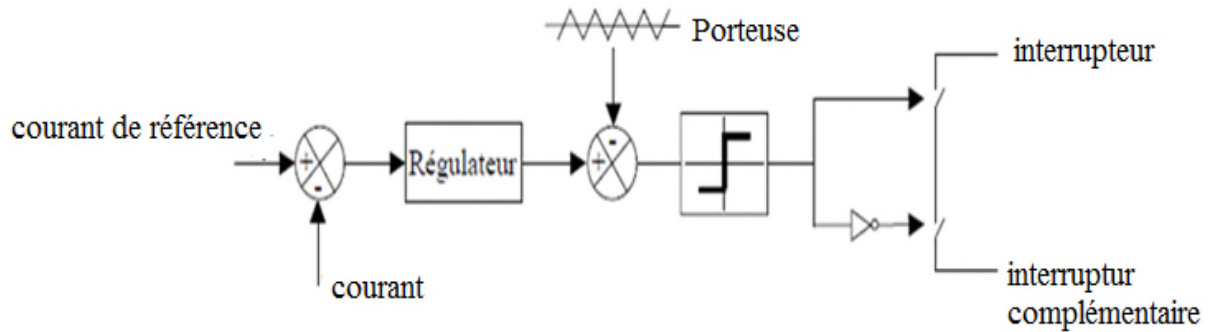


Fig.3.21 Principe de contrôle des courants par MLI

Cette stratégie est caractérisée par les paramètres suivants :

$$m = \frac{f_p}{f} : \text{indice de modulation}; r = \frac{V_m}{U_p} : \text{taux de modulation};$$

Avec ,

f_p : fréquence de la porteuse ; f : fréquence de la référence ; V_m : Amplitude de la référence ;
 U_p : Amplitude de la porteuse.

3.4 Résultats de la simulation sous MatLab/ Simulink

Pour la simulation du modèle de la figure 3.1 sous *Matlab/Simulink*, on a utilisé les paramètres du Tableau 3.4. Puisque tous les courants de phase (i_a , i_b , i_c) sont d'allures identiques, nous présentons les résultats de simulation pour une seule phase, en l'occurrence la phase a, sachant que ceux des deux autres phases sont retardés par rapport à la phase a de 120° et 240° , respectivement.

<i>Paramètres de simulations</i>	<i>Valeurs numériques</i>
<i>Tension de source (V_{ph_ph})</i>	380V
<i>Impédance de source (R_s, L_s)</i>	0.2 Ω, 0.001mH
<i>Inductance de lissage (L_c)</i>	0.1mH
<i>Charge inductive redressée (R_{ch}, L_{ch})</i>	5 Ω, 15mH
<i>Référence de la Tension continue (V_{dc})</i>	840V
<i>Initiale valeur de la Tension continue (V_{dc})</i>	500V pour 4.4 mF
<i>Filtre de sortie R_f, L_f,</i>	0.05 Ω, 0.9mH

Tabl.3.4 Paramètres de simulation

A travers les tests de simulations, qu'on présente dans ce paragraphe, on a voulu montrer le comportement du filtre actif parallèle sur les grandeurs caractéristiques de l'installation. A cet effet on a considéré différents tests avec et sans régulation de la tension continue du FAP. La méthode d'identification des courants harmoniques utilisée est la méthode de puissance instantanée réelle et imaginaire (PIRI). Elle offre l'avantage de choisir la perturbation à compenser avec précision, rapidité et facilité d'implantation.

3.4.1 Sans filtre actif parallèle

Dans un premier temps, nous avons simulé le réseau électrique triphasé et sa charge non linéaire (redresseur triphasé en pont de graitz à diodes), sans le FAP.

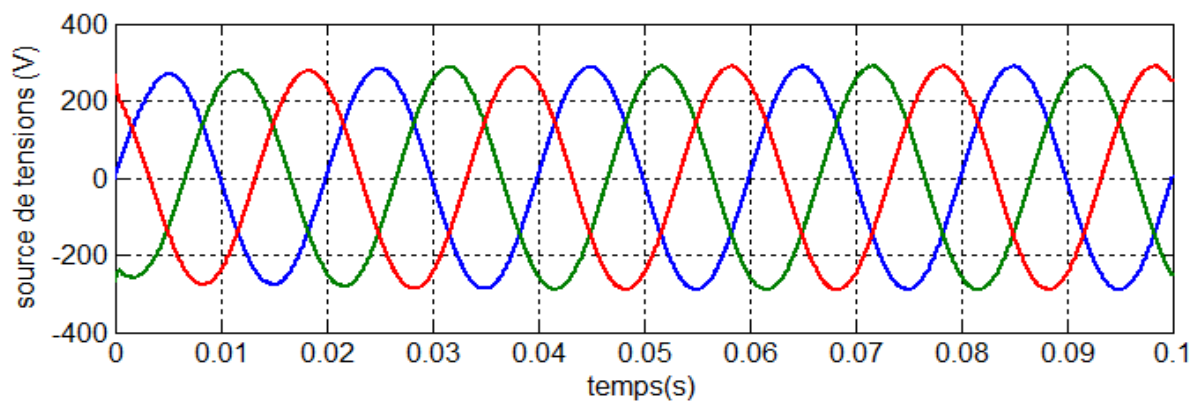


Fig. 3.22 Source de tension triphasée

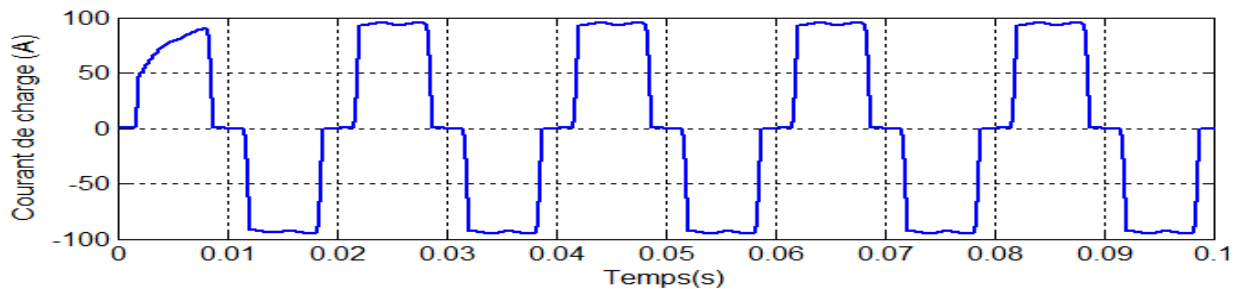


Fig. 3.23 Courant de charge avant compensation

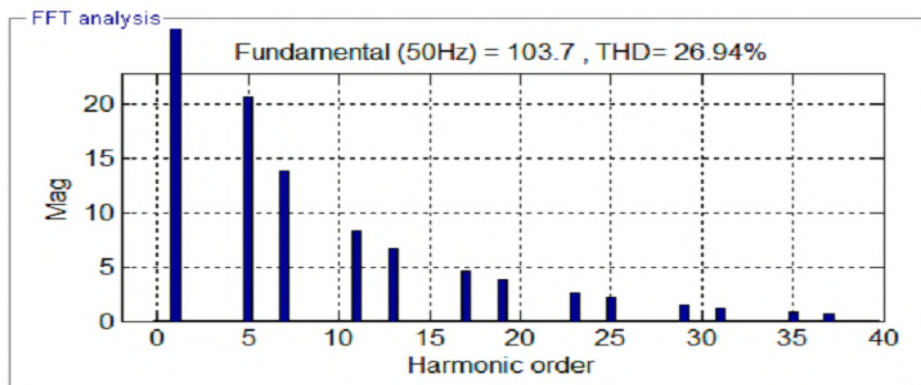


Fig. 3.24 Spectre harmonique du courant de charge avant compensation

Les figures précédentes, en premier temps, présentent les trois tensions de la source sinusoïdales équilibrées. Par la suite nous avons montré l'allure de courant de la charge i_{ca} de la première phase et son spectre harmonique. Le THD en courant pour cette charge est de 26,94 %. Ce THD est calculé pour les quarante premiers harmoniques.

Le but d'utilisation du filtre actif parallèle est de trouver la forme sinusoïdale du courant et de ramener le THD à une valeur inférieure à 5 % selon les normes imposées.

3.4.2 Avec un FAP doté d'un régulateur PI

Le FAP est connecté en parallèle avec le réseau, dont la tension continue de ce dernier est régulée à l'aide d'un régulateur PI. les figures ci-dessous montrent les résultats de simulation obtenus.

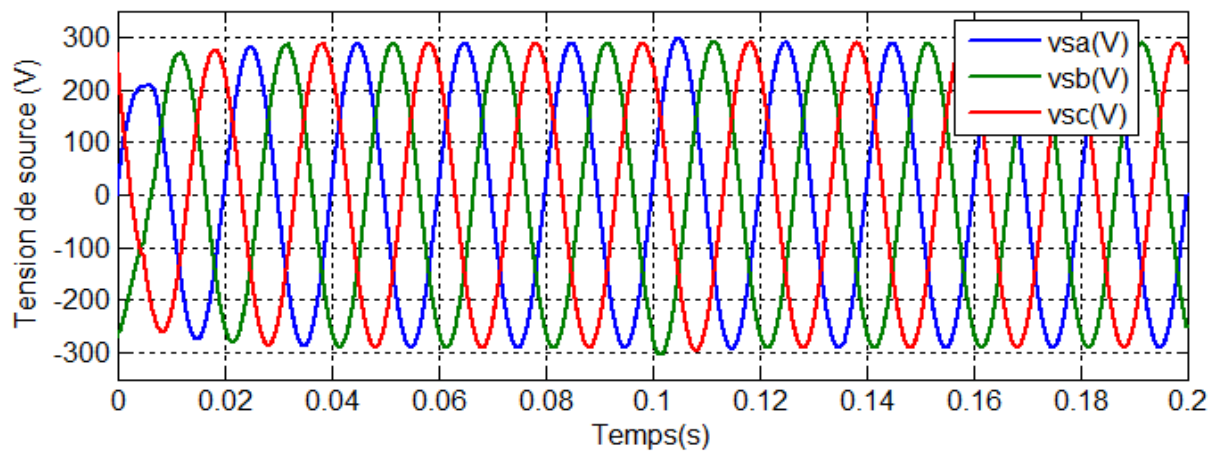
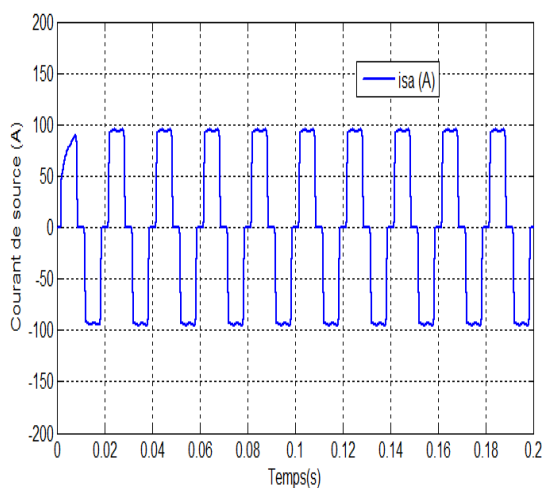
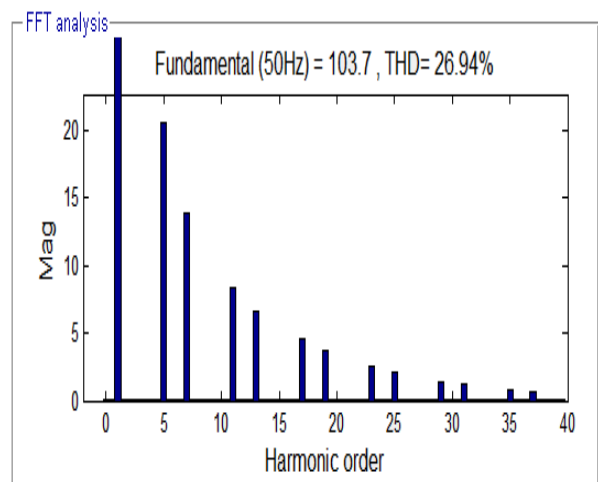


Fig. 3.25 Source de tension

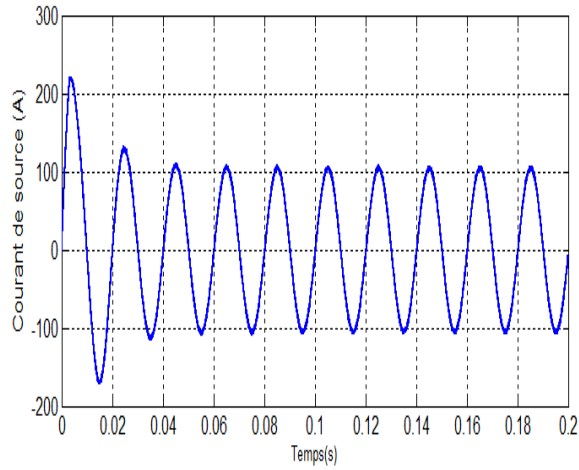


a) Courant de source sans compensation

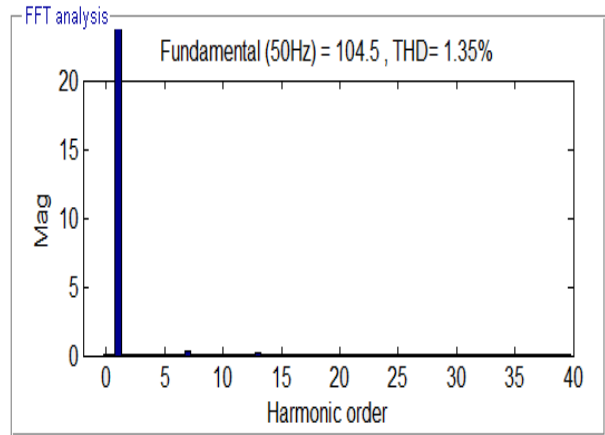


b) Son spectre harmoniques

Fig. 3.26 Courant de source avant compensation

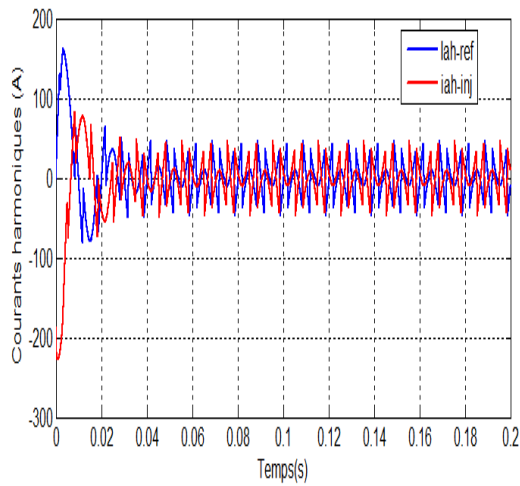


a) Courant de source avec compensation

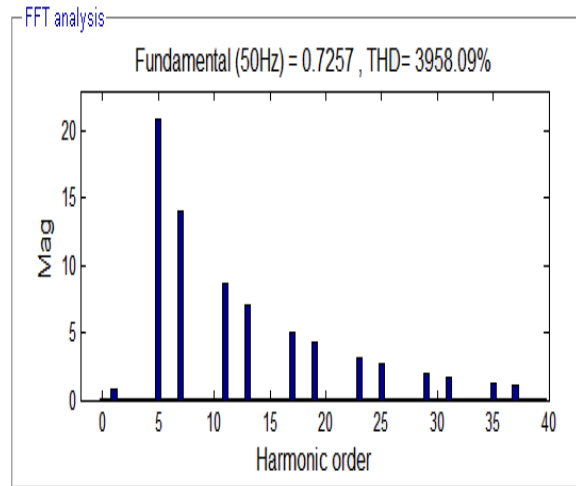


b) Son spectre harmonique

Fig. 3.27 Courant de source après compensation



a) Courants harmoniques identifiés et injectés



b) Son spectre harmoniques

Fig. 3.28 Superposition des courants harmoniques identifiés et injectés

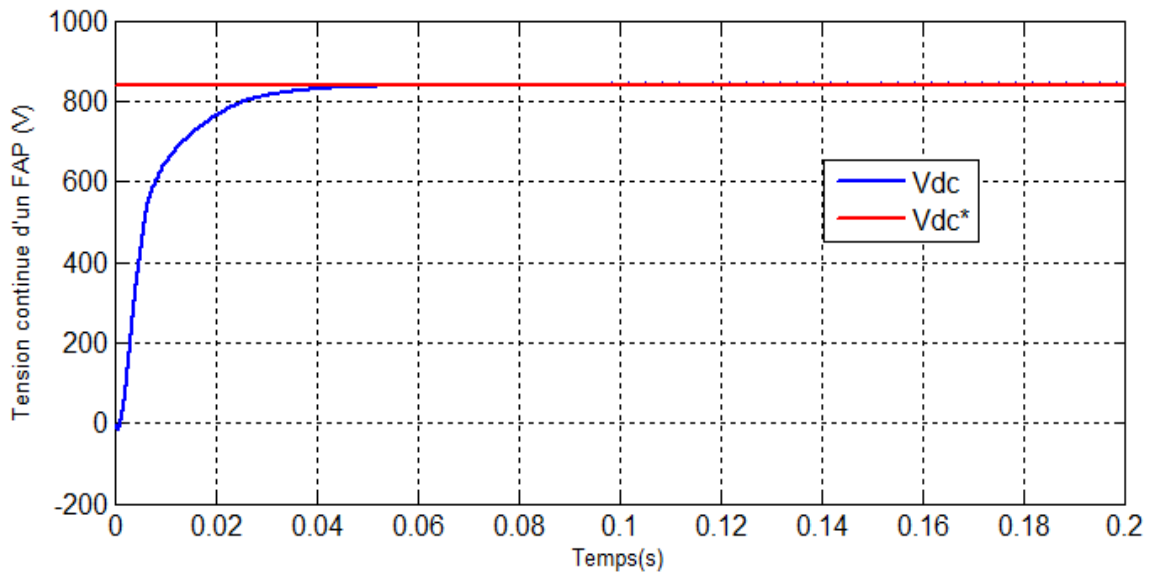
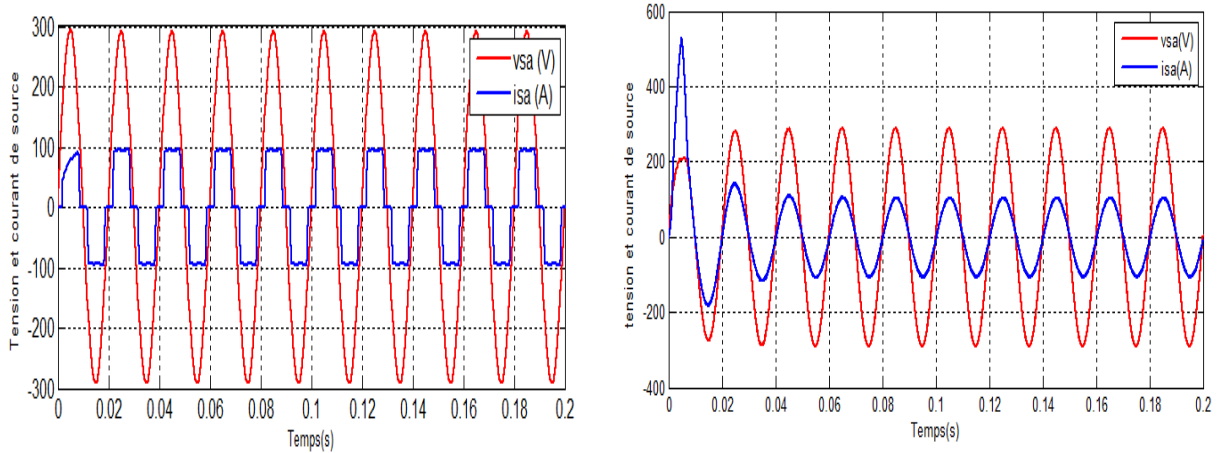
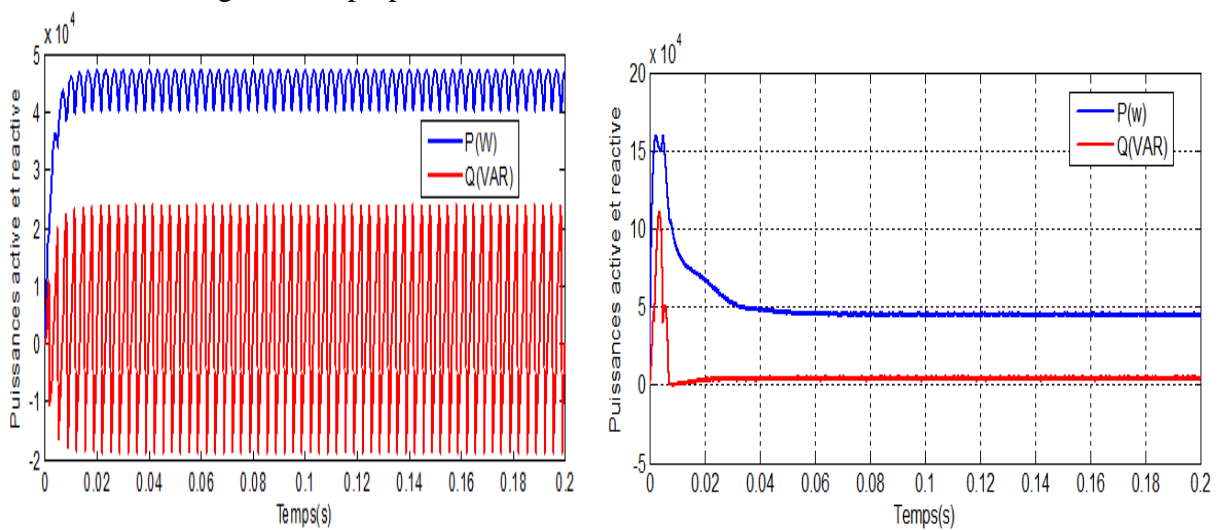


Fig. 3.29 Régulation de la tension continue du FAP à l'aide d'un régulateur PI



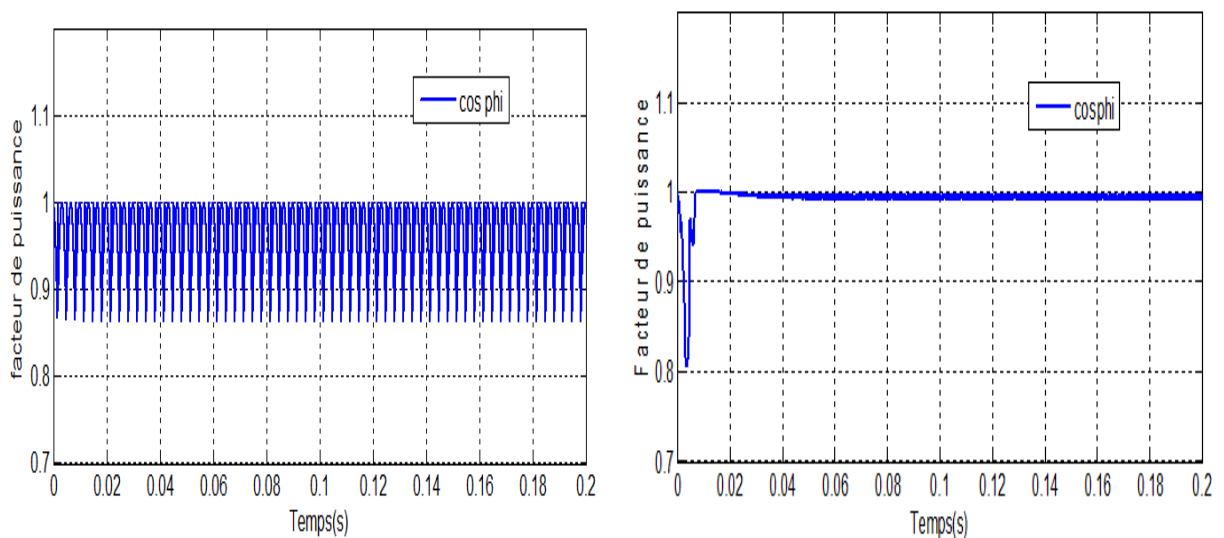
a) Courant et tension de source sans compensation b) Courant et tension source après compensation

Fig. 3.30 Superposition de la tension et du courant de la source



a) Puissance active et réactive sans compensation b) Puissance active et réactive avec compensation

Fig. 3.31 Evolution des puissances actives et réactives sans et avec compensation



a) Facteur de puissance sans FAP

b) Facteur de puissance avec FAP

Fig. 3.32 Facteur de puissance sans et avec un FAP

3.4.3 Avec un FAP doté d'un régulateur Flou

Le FAP est connecté avec le réseau, dont la régulation de la bus continue du FAP est assurée par un régulateur flou [63].

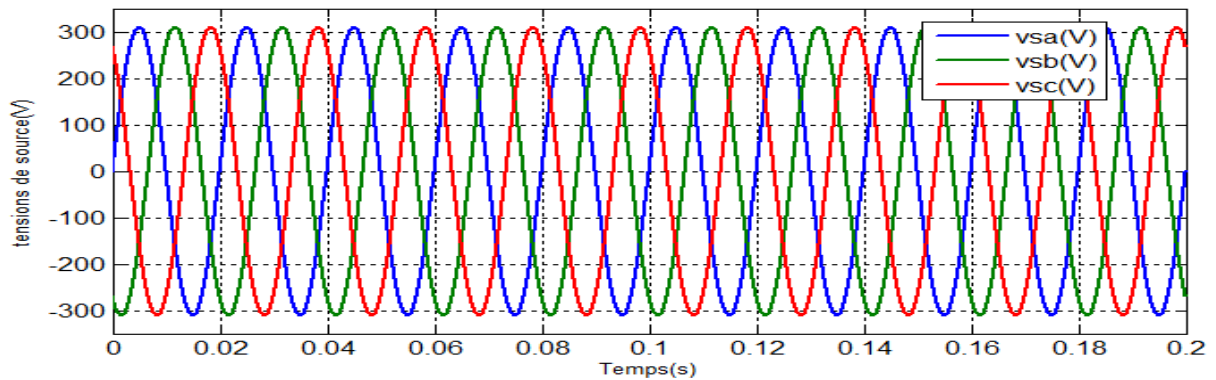
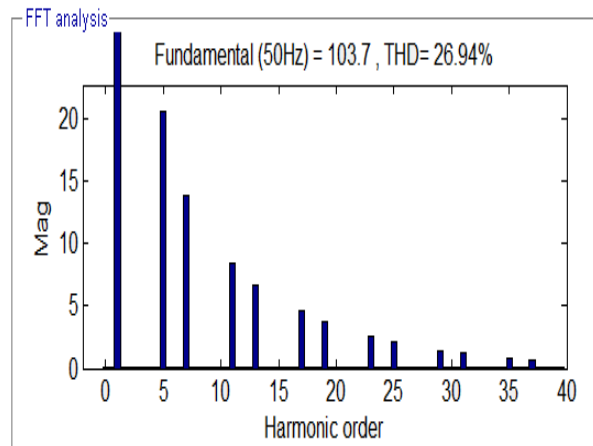
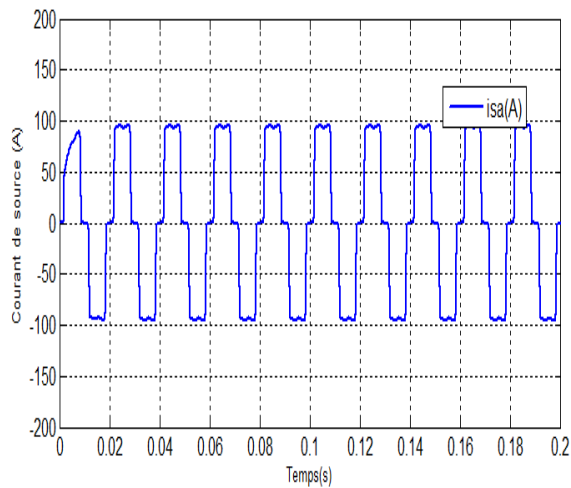


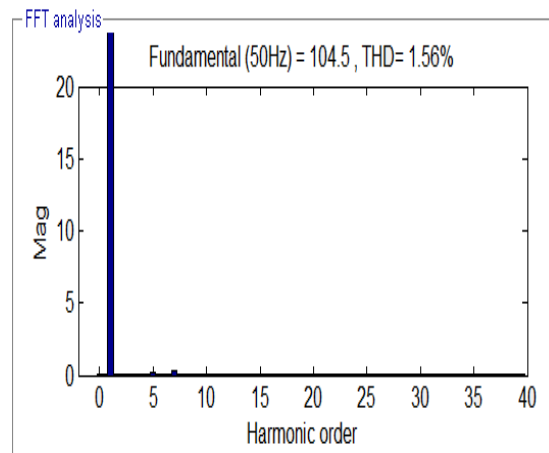
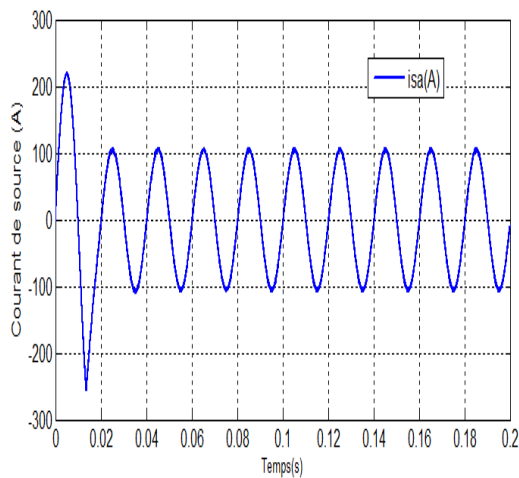
Fig. 3.33 Source de tension



a) Courant de source sans compensation

b) Son spectre harmoniques

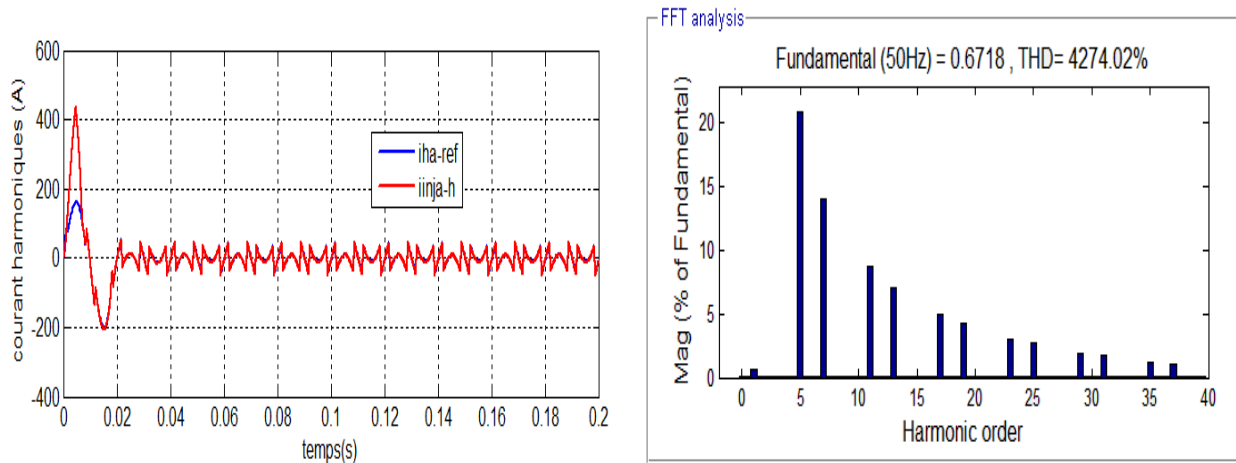
Fig. 3.34 Courant de source sans compensation



a) Courant de source avec compensation

b) Son spectre harmonique

Fig. 3.35 Courant de source avec compensation à base d'un régulateur flou



a) Courant harmoniques identifiés et injectés

b) Son spectre harmoniques

Fig. 3.36 Superposition des courants harmoniques identifiés et injectés à base d'un régulateur fluo

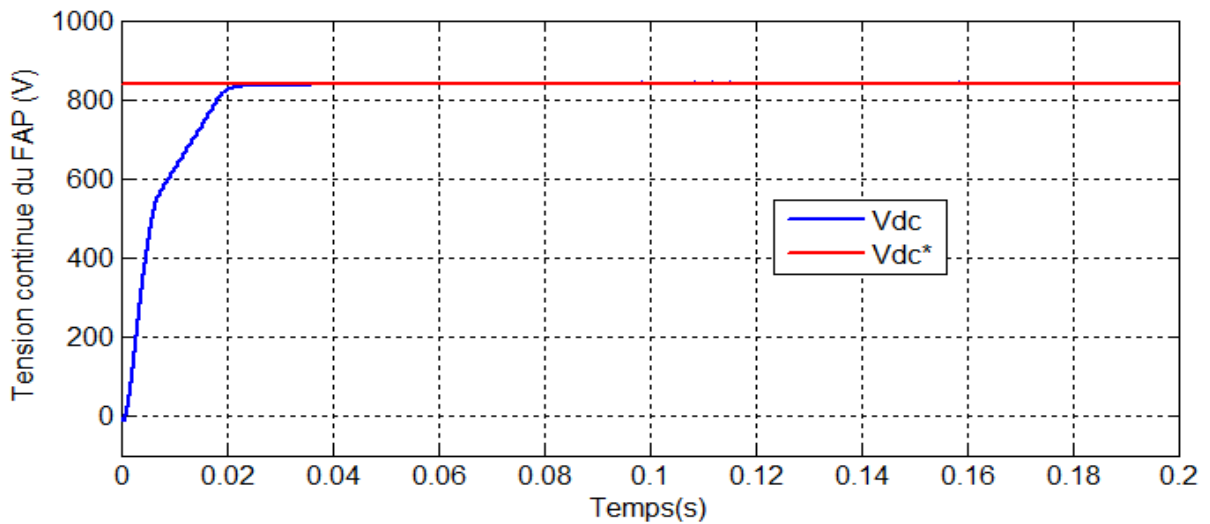
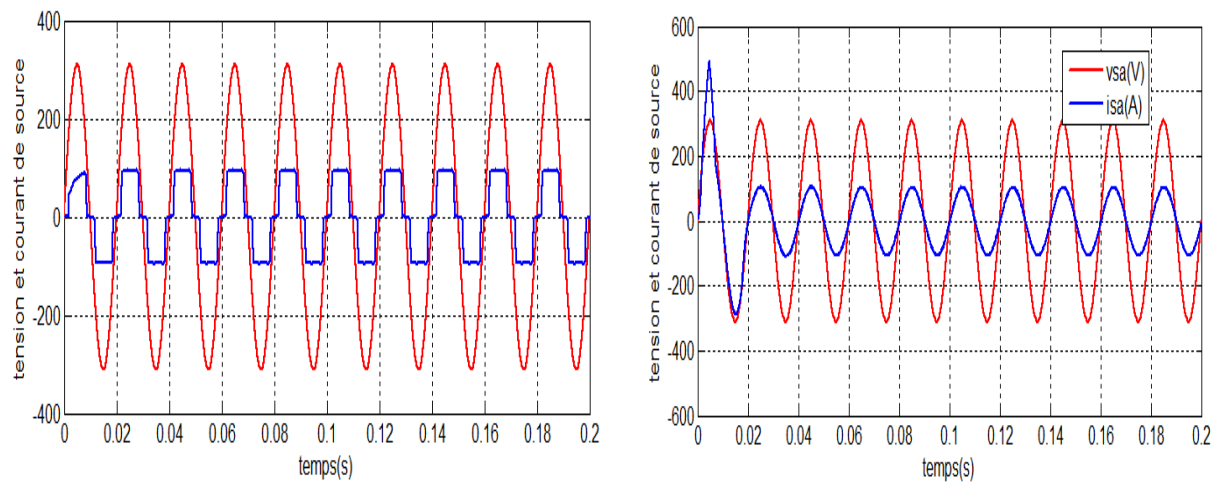


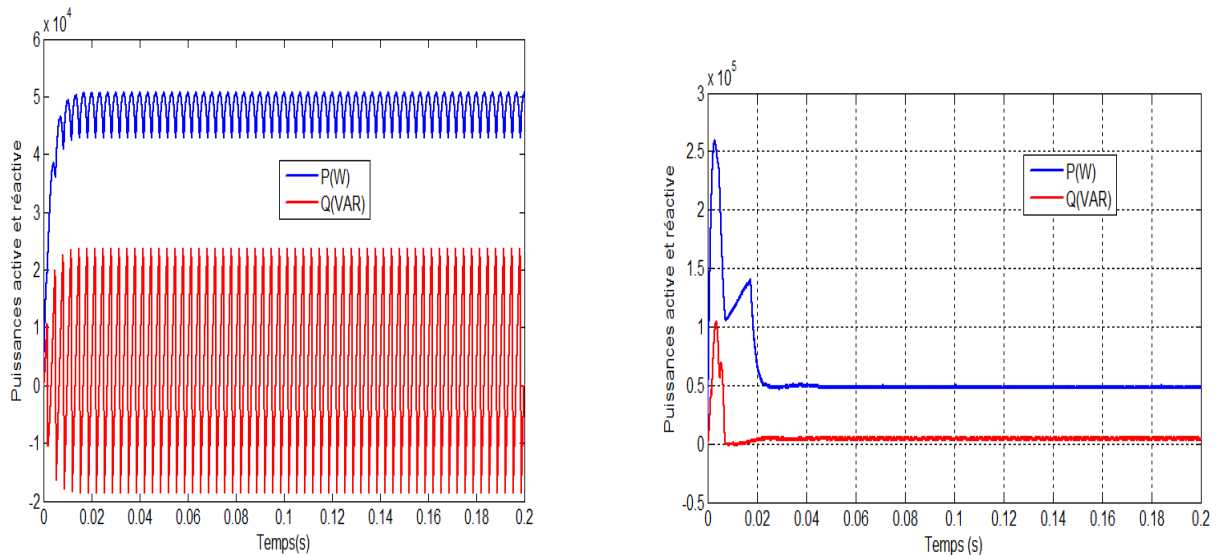
Fig. 3.37 Régulation de la tension continue du FAP à l'aide d'un régulateur fluo



a) Courant et tension de source sans compensation

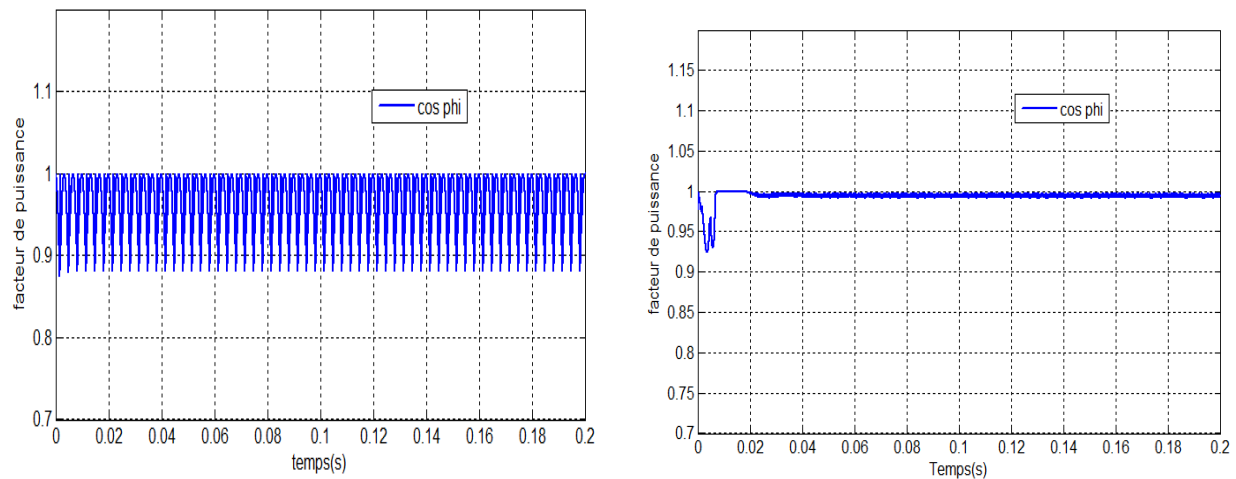
b) Courant et tension de source après compensation

Fig. 3.38 Superposition de la tension et du courant de source



a) Puissance active et réactive sans compensation b) Puissance active et réactive avec compensation

Fig. 3.39 Evolution des puissances actives et réactives sans et avec compensation



a) Facteur de puissance sans FAP

b) Facteur de puissance avec FAP

Fig. 3.40 Facteur de puissance sans et avec un FAP à base d'un régulateur flou

Sous une source d'alimentation sinusoïdale, les figures de 3.26 et 3.27 montrent, les allures des courants cotés source qu'il faut compenser pour dépolluer le réseau, Cependant, avec et sans le raccordement du FAP, on remarque que une nette amélioration de la forme du courant de source avec une diminution considérable du THD à 1,35%. On observe aussi, que le courant de source est en phase avec la tension du réseau, illustrés par la figure 3.30. Une nette superposition des courants harmoniques identifiés et injectés a été obtenue (figure 3.28). Une valeur constante de la tension continue du FAP avec convergence exacte à sa référence, obtenue dans la figure 3.29. Une consommation nulle de la puissance réactive dont la présence du FAP avec un facteur de puissance unitaire, illustrées dans les deux figures 3.31 et 3.32, respectivement. Les mêmes résultats précédents sont obtenus dans le cas d'un régulateur flou, avec un temps de réponse rapide.

3.4.4 Comparaison entre le régulateur PI et le régulateur flou

Les performances dynamiques de la régulation de la tension continue V_{dc} et la robustesse de commande sont liées aux choix du régulateur [64]. A cet effet, on a comparée les performances d'un régulateur PI à celles obtenues avec un régulateur flou. La simulation représentée sur la figure 3.41 illustre le comportement des deux régulateurs. Le résultat obtenu montre l'efficacité et la performance du régulateur flou par rapport au régulateur PI,

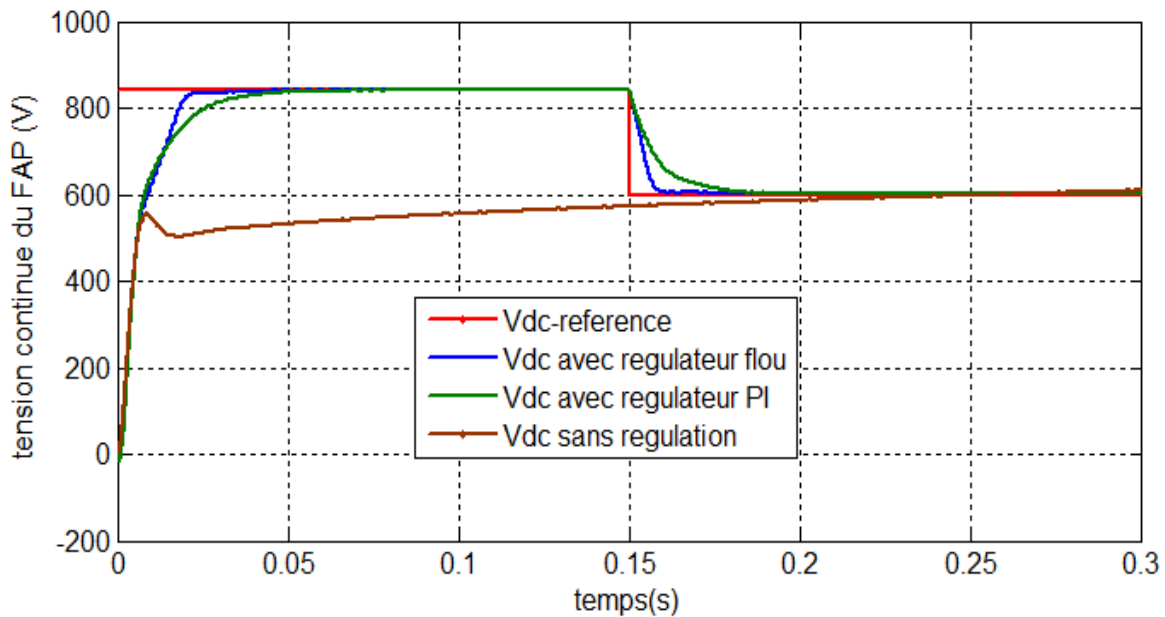


Fig. 3.41 Tension continue à base d'un régulateur PI classique et un régulateur flou

On remarque que la tension atteint sa référence à l'instant ($t=0.02s$) pour un régulateur flou par contre à $0.04s$ pour le cas d'un régulateur PI. Ainsi pour un changement de référence $840V$ à $600V$, le taux de réponse du régulateur flou est très rapide que le régulateur PI classique.

3.5 Description du Banc d'essai expérimental

La figure. 3.42. montre une photographie du banc d'essai expérimental, du laboratoire d'électronique de puissance (département électrotechnique de l'université Ferhat Abas Setif) qu'on a expérimenté et validé les stratégies de commande du filtre actif parallèle développées dans ce travail. Le stand comprend, les éléments suivants :

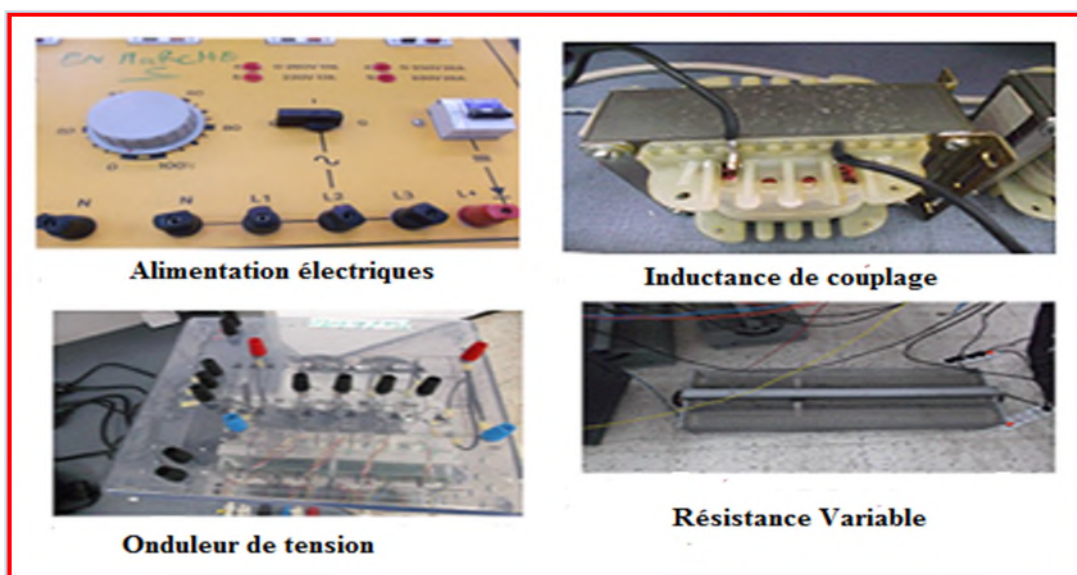
- Alimentation triphasée ($220/380V$)
- Un pont onduleur de tension à deux niveaux
- Trois bobines : d'inductances identiques de courant maximal de $14A$
- Une résistance variable par échelon (Rhéostat) : utilisée comme charge.

- Capteurs de courant
- Capteurs de tension
- Carte dSPACE (DS1104) Board pour la commande du montage
- Un micro ordinateur permettant l'implantation automatique des algorithmes de commande directement depuis *Matlab/Simulink*.
- Un analyseur de qualité d'énergie électriques triphasés (*Chauvin Arnoux*) pour évaluer la qualité des courants et tension du réseau, spectre harmonique et diagramme vectoriel, mesurer les puissances active et réactive et calculer le facteur de puissance,.
- Multimètres numériques, voltmètres et ampèremètres sont également utilisés pour mesurer la tension du bus continu et la valeur efficace de la tension et courant du réseau d'alimentation.

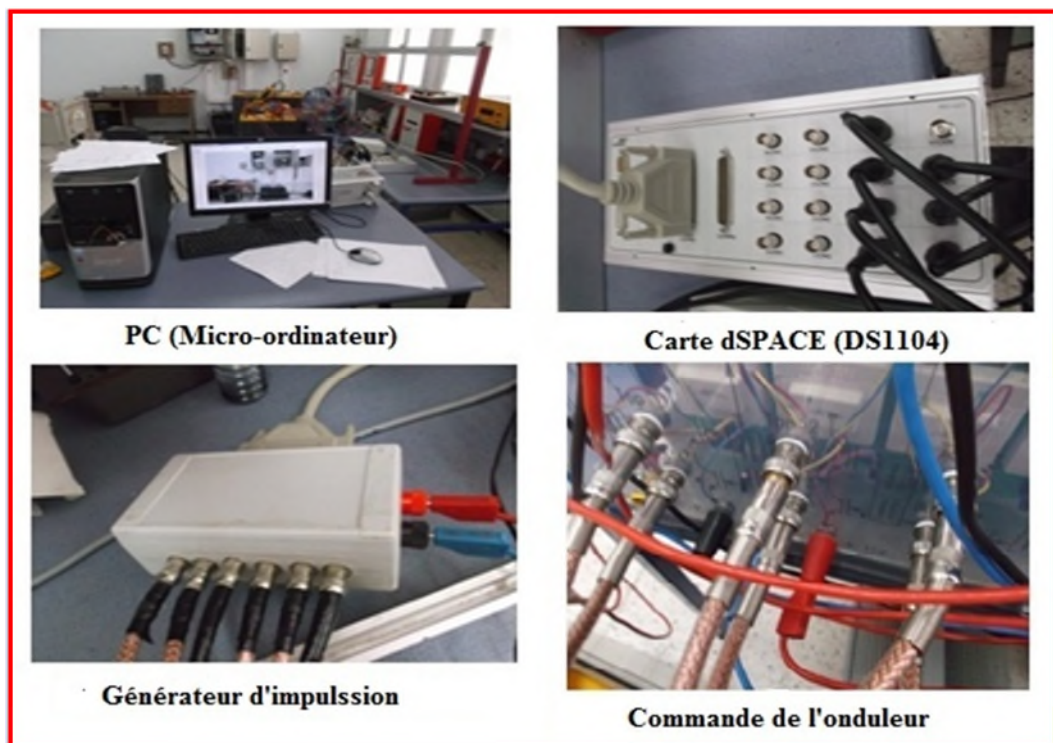
Le tableau 3.5 rassemble les paramètres du système étudié.

Tension efficace du réseau d'alimentation (ph-neutre)	50V
Fréquence du réseau d'alimentation	50Hz
Self de l'inductance de couplage	10mH
Capacité du bus continu	1100 μ F
Résistance de la charge	45 Ω
Référence de la tension continue	140V
Fréquence d'échantillonnage	15 KHz
Largeur de la band hystérésis	0.3A

Tab.3.5. Paramètres d'essai



a) Banc d'essai expérimental (Partie de puissance)



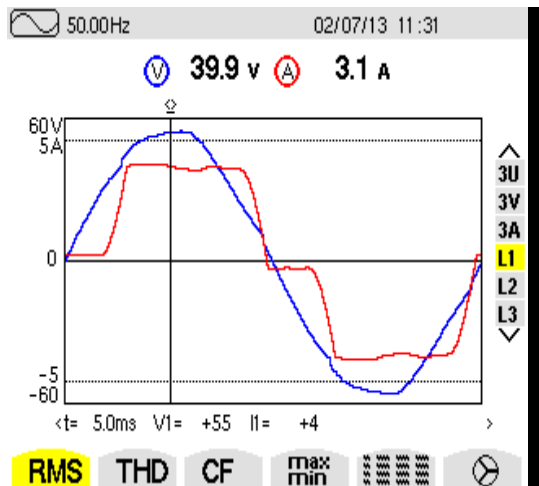
b) Banc d'essai expérimental (Partie contrôle et commande)



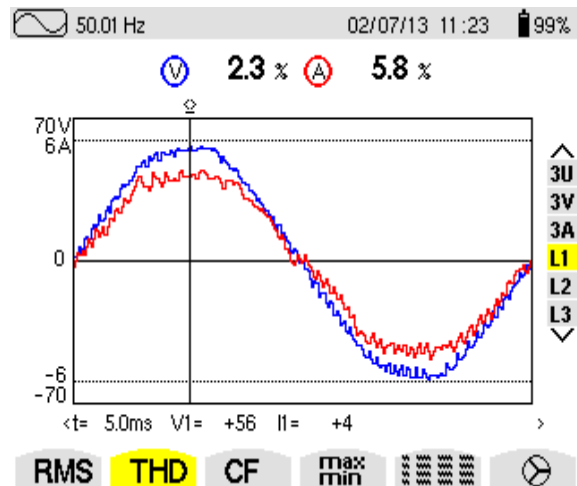
c) Banc d'essai expérimental (Partie mesure)

Fig. 3.42 Banc d'essai expérimental

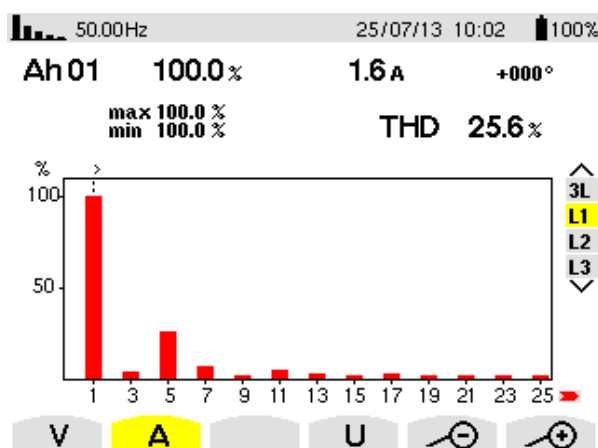
3.5.1 Résultats expérimentaux



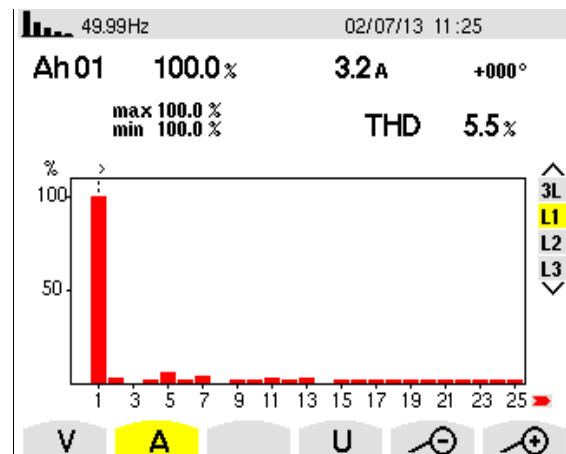
a) Courant et tension de source avant filtrage



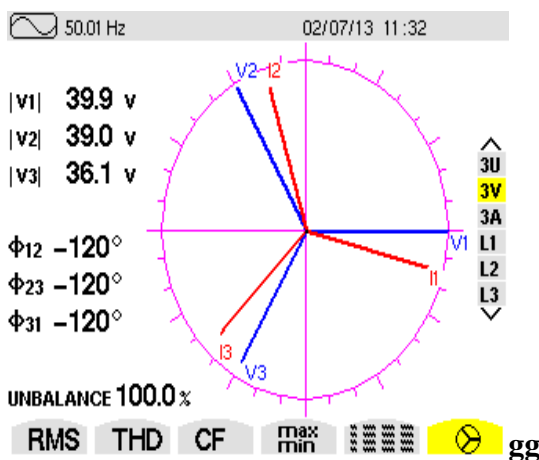
b) Courant et tension de source après filtrage



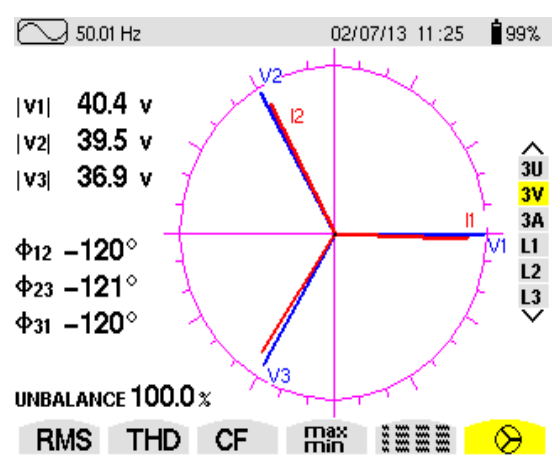
c) Spectre harmonique du courant avant filtrage



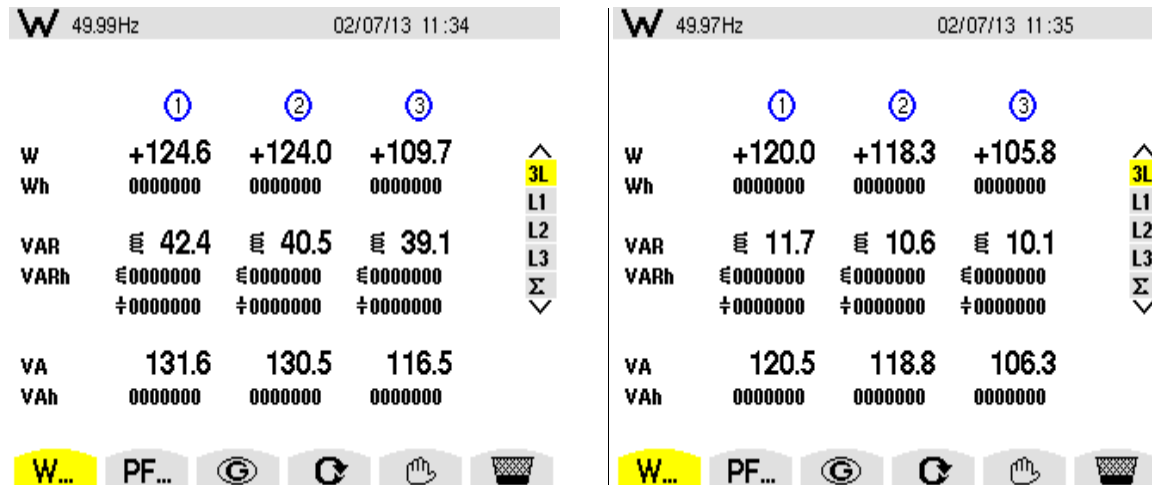
d) Spectre harmonique du courant après filtrage



e) Diagramme de Fresnel (courant et tension) avant filtrage



f) Diagramme de Fresnel (courant et tension) après filtrage



g) bilan énergétiques avant filtrage

h) bilan énergétiques après filtrage

Fig.3.43 Résultats d'essai expérimental

La figure. 3.43, représente de haut en bas et pour la phase_ a, le courant de la charge i_{ca} , sans et avec filtrage. Les spectres harmoniques des ce dernier qui témoignent les performances du filtre actif parallèle. Le THD est calculé sur les 25 premiers harmoniques. Il passe de 25.6 % avant le filtrage à 5,5% après filtrage. La figure 3.43. e et f présente le diagramme vectoriel des tensions et des courants de la charge non linéaire avant et après filtrage, et la figure 3.43. g et h donne le bilan des puissances consommées par la charge non linéaire et leur caractéristiques. Nous pouvons constater que les spectres du courant de source fortement améliorés et le diagramme vectoriel montre bien que les courants sont quasi en phase avec leurs tensions. On peut noter une différence de phase entre les composantes fondamentales du courant et de la tension avant le filtrage ainsi une consommation considérable de la puissance réactive. Cette variation provoquant une diminution de la tension continue V_{dc} aux bornes du condensateur. La régulation de cette dernière est implantée numériquement dans le système dSPACE (DS1104), réalisée à l'aide d'un régulateur de type proportionnel intégral. La figure 3.42, c montre la tension aux bornes du condensateur V_{dc} qui est effectivement régulée autour de sa référence (140 V).

3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons considéré particulièrement la compensation des harmoniques des courants à l'aide d'un filtre actif parallèle. Dans la première partie, On a introduit les notions sur la structure générale d'un tel filtre. Puisque l'élément essentiel de sa constitution

étant la présence d'un onduleur, on a présenté une étude sur son modèle ainsi que l'élément de stockage d'énergie et le filtre de sortie. L'analyse temporelle et fréquentielle des grandeurs courantes avant et après compensation montrent l'intérêt de l'utilisation du filtre actif parallèle dans la compensation des courants perturbés. Les performances de compensation dépendent de l'efficacité du filtre actif qui réside essentiellement dans la méthode d'identification adéquate, la technique de commande proposée et la régulation de la tension continue qui alimente celle-ci. Afin d'améliorer les résultats de simulation deux régulateurs PI et flou ont été utilisés. Grâce à la propriété d'adaptation de la valeur du gain du régulateur on a pu assurer des courants sinusoïdaux et une tension stable quelque soit le niveau de perturbation de la charge polluante, et il permet aussi à la fois de limiter les fluctuations de tension, avec une bonne atténuation des ondulations de tension. Dans la dernière partie de ce chapitre, on a validé notre étude par une simulation numérique et un essai expérimental, les performances obtenues sont très attractives et montre bien l'efficacité de ce type de filtrage.

CHAPITRE IV

COMPENSATION DES HARMONIQUES

4.1 Introduction

L'évolution de l'électronique de puissance due à l'utilisation de nouvelles structures de convertisseurs statiques a encouragé considérablement la profération de ces derniers dans le réseau électrique. Ces convertisseurs statiques sont considérés comme des charges non linéaires, car ils absorbent des courants non sinusoïdaux et consomment, parfois, de la puissance réactive. Sur la base de cet état du fait, des recommandations et des exigences en énergie électrique ont été imposées pour se protéger contre ces perturbations harmoniques (IEEE Standard 519) [14].

Dans ce chapitre on s'intéresse à la compensation des courants harmoniques grâce à une nouvelle structure de redresseurs AC/DC non polluants, dont le comportement vis-à-vis du réseau est de nature linéaire, caractérisant par un comportement linéaire. Dans ce cas, une étude théorique et expérimentale d'un redresseur à MLI. En effet, différentes stratégies de contrôle et commande sont développés, simulés et validés sur un banc d'essai expérimental dont le but commun est d'obtenir un réglage performant de la tension du bus continu et un prélèvement de courants sinusoïdaux coté réseaux, avec un taux de distorsion harmonique (THD) très faible et un facteur de puissance unitaire. Et d'autre part, grâce à d'une structure d'un convertisseur matricielle triphasé basée sur la conception de commande MLI à trois intervalles du convertisseur dotés d'un régulateur flou. Des résultats de simulation sont effectués pour évaluer la qualité de compensation de ces structures de commandes.

4.2 Redresseurs à MLI

Contrairement aux redresseurs conventionnels classiques à diodes et à thyristors, les redresseurs à MLI à base des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture avec des diodes en antiparallèles, notamment les IGBTs pour de petites puissances et moyennes puissances et les GTOs pour les grandes puissances [4, 64]. Sont en réalité des onduleurs triphasés utilisés "à l'envers" permette de convertir des tensions alternatives en continue. Un tel convertisseur est généralement associé à deux étages passifs, l'un du côté alternatif et l'autre du coté continu. Ayant, respectivement, comme fonctions principales le

filtrage de la tension alternative, le stockage d'énergie et le filtrage de la tension continue. La figure 4.1 montre le schéma de principe d'un redresseur à MLI triphasé.

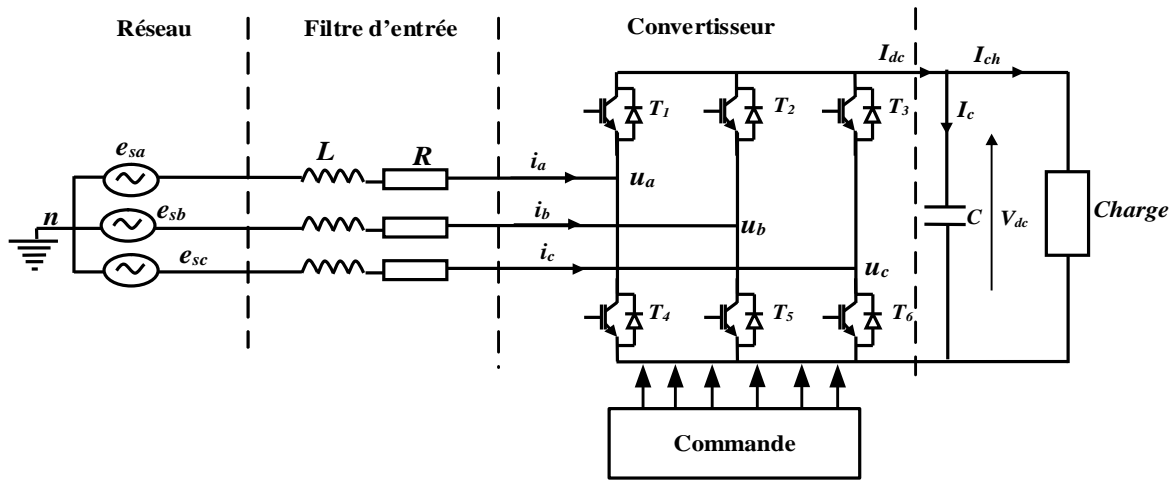


Fig. 4.1 Schéma de principe d'un redresseur à MLI

4.3 Types de redresseurs à MLI

Selon le type d'onduleur utilisé, il existe deux structures : Le redresseur à MLI de courant qui permet d'assurer la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu (figure 4.2). Dans ce cas, les interrupteurs sont unidirectionnels en courant mais bidirectionnels en tension. Cette structure est souvent dotée d'un filtre d'entrée du deuxième ordre côté réseau [4, 64].

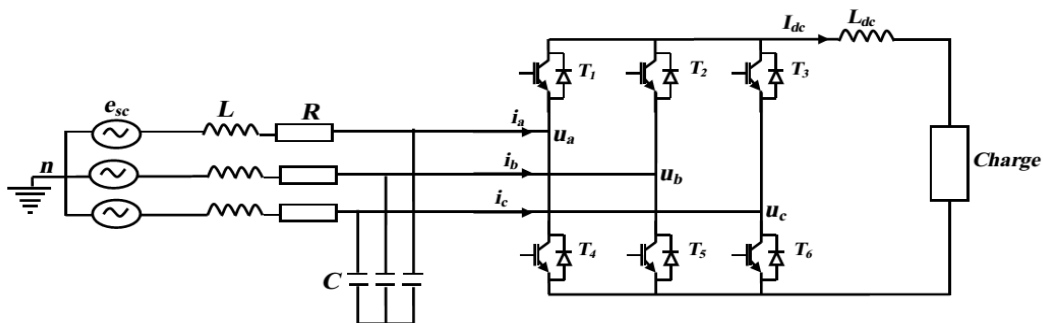


Fig. 4.2 Schéma représentative d'un redresseur à MLI de courant

Concernant la deuxième structure, elle concerne le redresseur à MLI de tension dont la topologie est représentée par la figure 4.3. La source continue comporte comme un générateur de tension et la source alternative (coté réseau) comme un générateur de courant dont le principe est le même qu'un hacheur élévateur [65]. Donc, la tension de sortie du redresseur à MLI est toujours supérieure à sa tension d'entrée. Pour cette raison, il faut régler cette tension de sortie en fonction de la charge utilisée. Chaque semi-conducteur de

convertisseur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant permettant une réversibilité de la puissance réactive et contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau. Cependant, il est commandé pour assurer un facteur de puissance unitaire et régler la direction du flux de l'énergie réactive absorbée ou fournie du réseau [66].

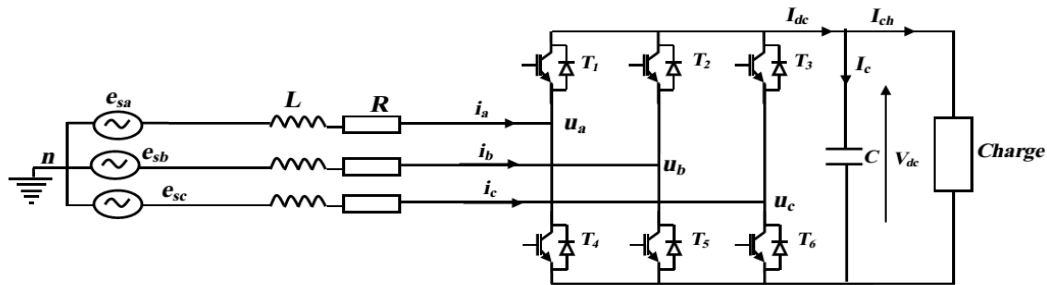


Fig. 4.3 Topologie de base d'un redresseur à MLI de tension

4.4 Avantages de l'utilisation d'un redresseur à MLI

Les redresseur à MLI sont devenus l'interfaçage le mieux adapté pour le raccordement des équipements électriques de forte puissance au réseau électrique. Outre l'absorption de courant sinusoïdal et le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire, ils représentent une solution simple et fiable pour l'écoulement bidirectionnel des puissances électriques nécessaire. Grâce à sa structure topologique et sa stratégie de commande, le redresseur à MLI de tension fait l'objet de nombreux travaux de recherche concernant leur modélisation et leur commande. Ce type de redresseur capable à fonctionner dans deux types de mode : redresseur et régénération. Cet avantage permet de contrôler l'écoulement de puissance active et réactive dans les deux directions sur un large spectre harmonique [67-73]. Ces redresseurs sont capables de fonctionner en mode redresseurs et mode générateurs, ce qui leurs permet de contrôler l'écoulement des puissances active et réactive, dans les deux sens, sur un large spectre d'harmoniques, le redresseur à MLI de tension est préféré pour divers applications, principalement pour l'entraînement réglables de vitesse des machines électriques et l'alimentation en tension continue des charges électriques. Le seul inconvénient du redresseur à MLI, par rapport aux convertisseurs, réside essentiellement dans le nombre d'interrupteurs de puissance utilisés et sa complexité de commande pour avoir de hautes performances [71].

4.5 Fonctionnement d'un redresseur MLI de tension

La structure d'un redresseur MLI de tension est représentée par la figure 4.3. Elle est constitué de six (6) semi conducteurs de puissance, montés en pont et qui sont associés à

trois inductances (L) couplage (lissage) dont les résistances internes (R) généralement sont négligées [74-76]. Le côté continu, constitué par un condensateur, est équivalent à une source de tension continue (V_{dc}). Cette tension est mesurée et comparée avec une référence (V_{dc-ref}). Le signal d'erreur produit de la comparaison est utilisé pour générer les commutations des interrupteurs. En effet, quelque soit la technique utilisée pour générer les ordres de commande de l'onduleur (S_a , S_b et S_c), le redresseur peut imposer, de manière indirecte, la forme du courant dans ces inductances en contrôlant les tensions (e_{sa} , e_{sb} , e_{sc}) mesurées par rapport au neutre du réseau. En d'autres termes, la variation du courant prélevé définie par (di/dt) est imposée par la tension appliquée aux bornes des inductances qui est la différence (chute de tension) entre la tension réseau (e_{sa} , e_{sb} , e_{sc}) et celle à l'entrée du redresseur (v_{sa} , v_{sb} , v_{sc}). Cette chute de tension aux bornes de chaque inductance permet de contrôler le courant en phase et en amplitude. Dans ce cas, Les inductances de lissage se comportent comme un filtre passe bas et limitent l'ondulation du courant à la fréquence de commutation [4,68, 69].

4.5.1 Modélisation d'un redresseur à MLI de tension

Les convertisseurs à MLI de tension, ayant un fonctionnement réversible, on peut le modéliser dans le repère triphasé (a,b,c), ainsi que dans le repère biphasé (α, β), et de Park (d, q). La figure.4.4 représente le circuit simplifié du redresseur à MLI de tension connecté à un réseau triphasé, supposé équilibrer, par l'intermédiaire de trois bobines identiques d'inductance L et de résistance interne R . La charge connectée aux bornes du condensateur du bus continu est modélisée par une source de courant et les semi-conducteurs sont considérés comme parfaits [73].

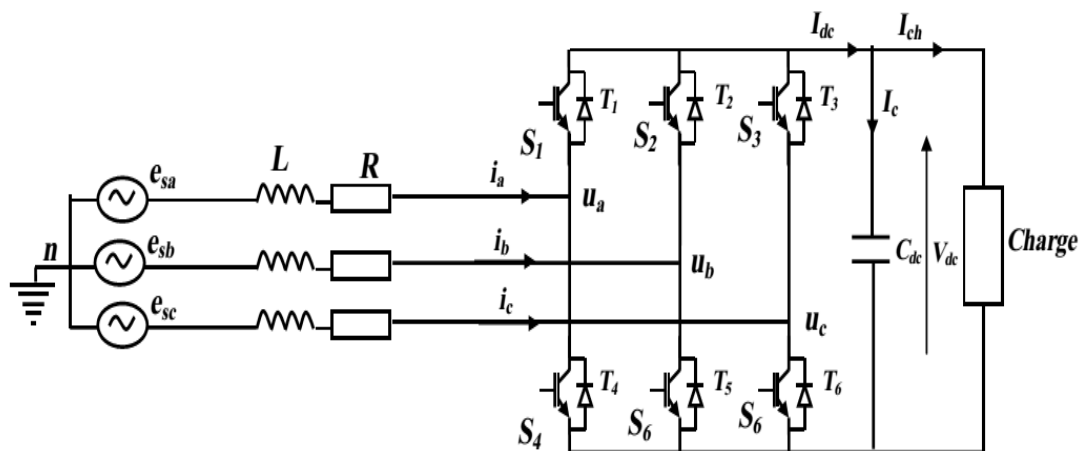


Fig. 4.4 Schéma simplifié d'un redresseur à MLI de tension

4.5.1.1 Représentation du redresseur à MLI dans le repère triphasé (a,b,c)

En considérant la figure 4.4, les trois composantes de toutes les variables, nous permet d'écrire les trois tensions du réseau (e_{sa} , e_{sb} , e_{sc}), les tensions à l'entrée du pont redresseur (u_a , u_b , u_c), les trois courants absorbés (i_a , i_b , i_c) et les ordres de commande appliqués aux convertisseurs (S_a , S_b , S_c) [73]. Sont exprimés par les relations suivantes :

Tensions de la source d'alimentation :

$$e_{si}(t) = \begin{cases} e_{sa}(t) = E_{\max} \sin(\omega t) \\ e_{sb}(t) = E_{\max} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_{sc}(t) = E_{\max} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.1)$$

$i=a,b,c$

Courant absorbés par le pont redresseur :

$$i_i(t) = \begin{cases} i_a(t) = i_{\max} \sin(\omega t - \varphi) \\ i_b(t) = i_{\max} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ i_c(t) = i_{\max} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) \end{cases} \quad (4.2)$$

Tensions à l'entrée du pont redresseur :

$$u_i = [u_a \quad u_b \quad u_c]^T \quad (4.3)$$

Signaux de commande à l'entrée du pont redresseur :

$$S_i = [S_a \quad S_b \quad S_c]^T \quad (4.4)$$

La fermeture et l'ouverture des interrupteurs, dépendent de l'état de signaux de commande, qui sont définis comme suit :

$$S_a = \begin{cases} 1 & T_1 \text{ fermé et } T_4 \text{ ouvert} \\ 0 & T_4 \text{ ouvert et } T_1 \text{ fermé} \end{cases} \quad (4.5)$$

Le système de l'équation (4.1), peut être écrit sous la forme suivante :

$$e_i(t) = R \cdot i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + u_i(t) \quad (4.6)$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Les tensions à l'entrée du pont redresseur peuvent être écrites en fonction des états de commandes, comme suite :

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$i_{dc} = i_c + i_{ch} \quad (4.9)$$

$$i_c = C \cdot \frac{du_c}{dt} \quad (4.10)$$

Le courant à travers la capacité peut s'exprimer, selon la relation suivante :

$$i_c = C \cdot \frac{du_c}{dt} \quad (4.11)$$

D'où' :

$$C \cdot \frac{du_c}{dt} = i_{dc} - i_{ch} \quad (4.12)$$

Ou',

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (4.13)$$

La figure 4.5 montre le schéma fonctionnel du redresseur.

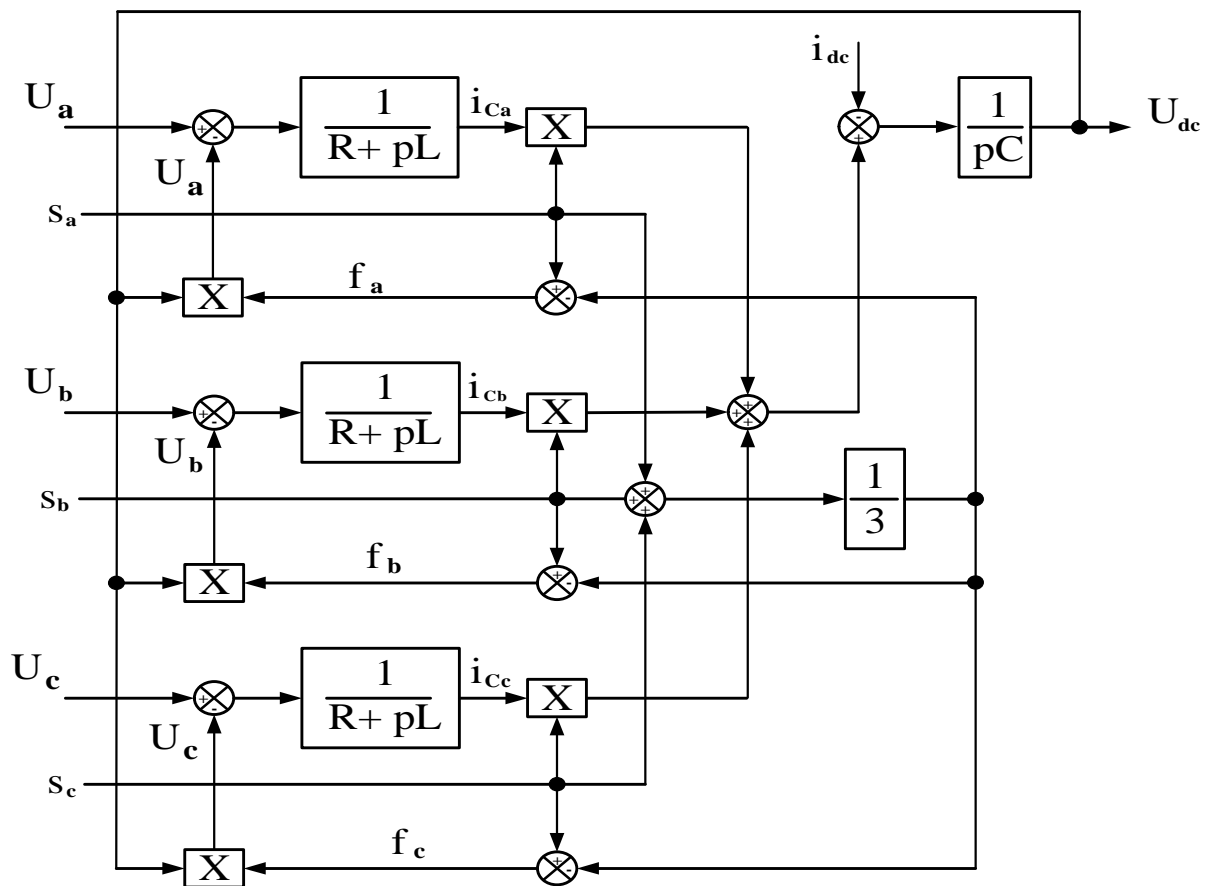


Fig. 4.5 Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI

4.5.1.2 Représentation du redresseur à MLI dans le repère (α, β)

Dans le repère biphasé, le modèle du redresseur à MLI s'écrit sous la forme simplifiée ci-dessous :

$$\begin{cases} L \frac{di_\alpha}{dt} = -Ri_\alpha + L\omega i_\beta + e_\alpha - u_\alpha \\ L \frac{di_\beta}{dt} = -Ri_\beta + L\omega i_\alpha + e_\beta - u_\beta \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_\alpha i_\alpha + S_\beta i_\beta - i_{ch} \end{cases} \quad (4.14)$$

Avec,

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} E_{\max} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

$$\begin{cases} u_\alpha = S_\alpha v_{dc} \\ u_\beta = S_\beta v_{dc} \end{cases} \quad (4.18)$$

Par conséquent,

$$\begin{cases} S_\alpha = \frac{1}{6}(2S_a - S_b - S_c) \\ S_\beta = \frac{1}{6}(S_b - S_c) \end{cases} \quad (4.19)$$

4.5.1.3 Représentation du redresseur à MLI dans le repère (d, q)

Que même que le raisonnement du paragraphe précédent, on aura :

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + L\omega i_q + e_d - u_d \\ L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q + L\omega i_d + e_q - u_q \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_d i_d + S_q i_q - i_{ch} \end{cases} \quad (4.20)$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$\begin{cases} U_d = S_d \cdot V_{dc} \\ U_q = S_q \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (4.22)$$

Avec

$$\begin{cases} S_d = S_\alpha \cos(\omega t) + S_\beta \sin(\omega t) \\ S_q = S_\beta \cos(\omega t) + S_\alpha \sin(\omega t) \end{cases} \quad (4.23)$$

Les tensions et les courants obtenus grâce aux transformations suivantes :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} E_{\max} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Cependant, on peut présenter le schéma fonctionnel correspondant par la figure 4.6, suivantes :

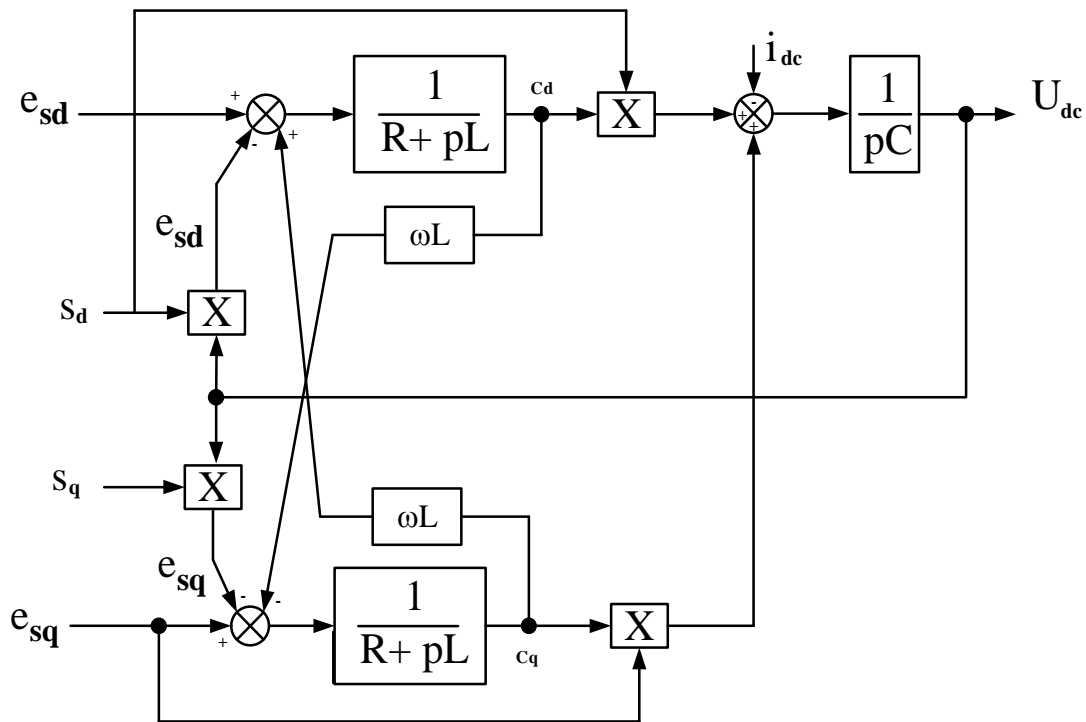


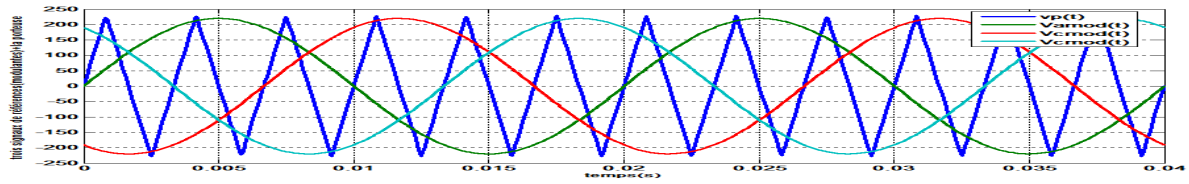
Fig. 4.6 Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans le repère de Park

4.6 Commande et régulation des courants absorbés d'un redresseur à MLI

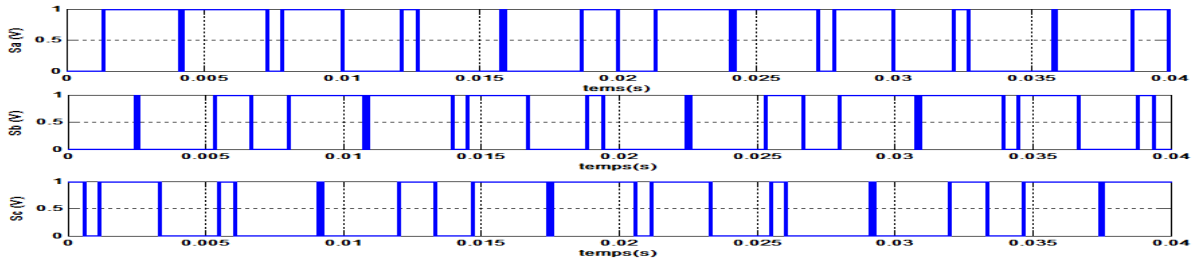
4.6.1 Commande à MLI

Les ordres de commande des interrupteurs de puissance sont générés à partir de la comparaison des trois signaux de références sinusoïdaux dites modulantes, de fréquence égale

à celle du réseau électriques, avec un signal de modulation triangulaire, appelé porteuse de haute fréquence. La figure 4.7 illustre le principe de ce type de modulation.



a) Signaux de références (modulantes) de la porteuse



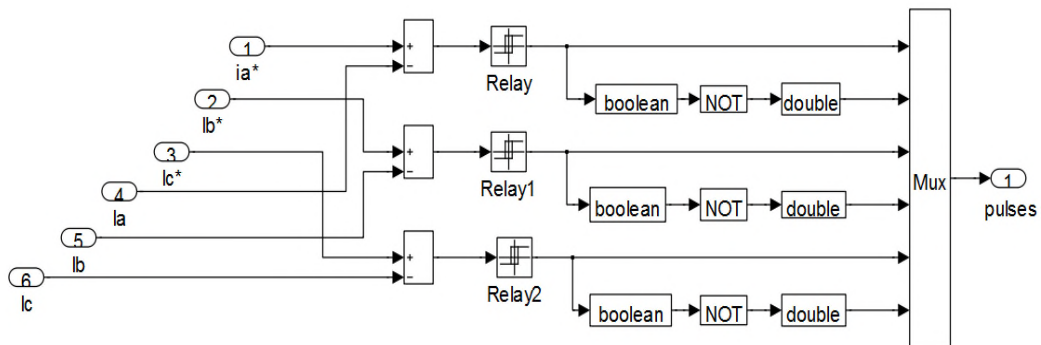
b) Signaux de commande correspondants

Fig. 4.7 Principe de la commande MLI

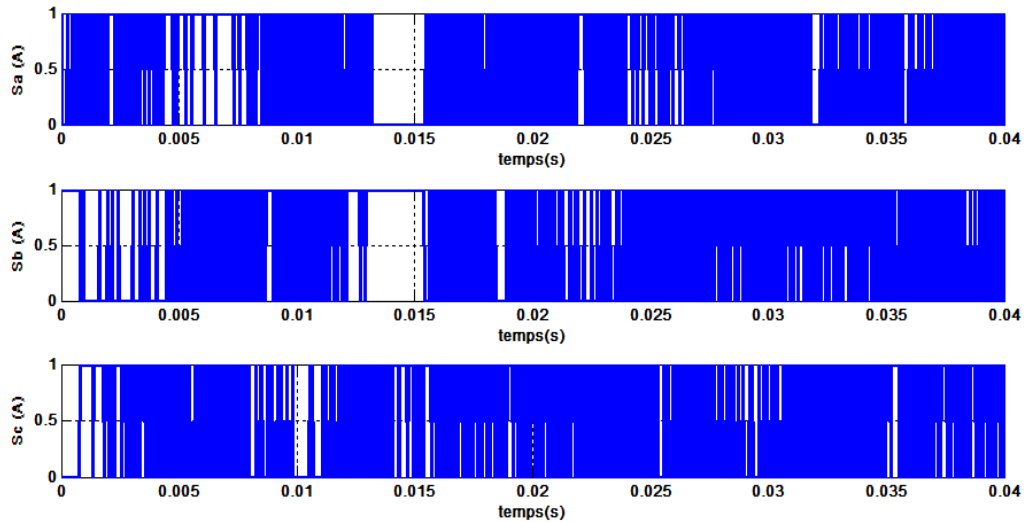
Deux paramètres caractérisent ce type de modulation : l'indice de modulation : défini par le rapport de fréquence de la porteuse et du réseau, et le coefficient de réglage ou profondeur de modulation: défini par le rapport des amplitudes des modulantes et de la porteuse.

4.6.2 Commande à Hystérésis

La commande à hystérésis consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque dépassement donne des limites de la bande génère un ordre de commutation aux interrupteur [62]. La figure. 4.8 illustre le schéma de simulation du contrôle du courant par hystérésis à bande fixe (figure 4.8.a) et les signaux de commande de chaque bras du redresseur (figure 4.8.b).



a) schéma bloc de la commande à hystérésis



b) Signaux de commande correspondants

Fig. 4.8 Principe de commande par hystérésis

Cette technique de contrôle fonctionne en tout ou rien et elle à l'avantage d'être robuste et simple d'implantation. Par ailleurs, la largeur de la bande hystérésis est le seul paramètre à régler et qui détermine la fréquence de commutation bien que cette dernière inconnue et variable.

4.6.3 Estimation des courants de références

La structure globale de l'estimation des courants de références d'un pont redresseur à *MLI* de tension est présentée sur la figure. 4.9. Cette méthode consiste à utiliser un détecteur de l'amplitude (crête) des trois tensions de la source :

$$\begin{cases} e_{ea}(t) = E_{\max} \sin(\omega t) \\ e_{sb}(t) = E_{\max} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_{sc}(t) = E_{\max} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (4.27)$$

L'extraction de l'amplitude des trois tensions s'exprime par la relation suivante :

$$E_{\max} = \sqrt{\frac{2}{3} \cdot (e_{sa}^2 + e_{sb}^2 + e_{sc}^2)} \quad (4.28)$$

L'amplitude maximale des courants de source (I_{\max}) est générée par une boucle de régulation de la tension du bus continu du FAP, en utilisant des régulateurs PI conventionnel ou un

régulateur de la logique floue. Cette amplitude est multipliée par les trois signaux sinusoïdaux d'amplitude unitaire obtenus à partir de la division de trois tensions du source par leur amplitude E_{max} , afin de déterminer les trois courants instantanés de référence ($i_a(t)$, $i_b(t)$, $i_c(t)$). Les trois erreurs des courants aux entrées des comparateurs à hystérésis à bande fixe, génèrent les signaux de commande du pont redresseur.

Dans cette méthode les trois tensions de source doivent être saines. Cependant, afin de généraliser cette méthode, l'utilisation du système PLL (boucle à verrouillage de phase) est indispensable [4, 64, 77,78].

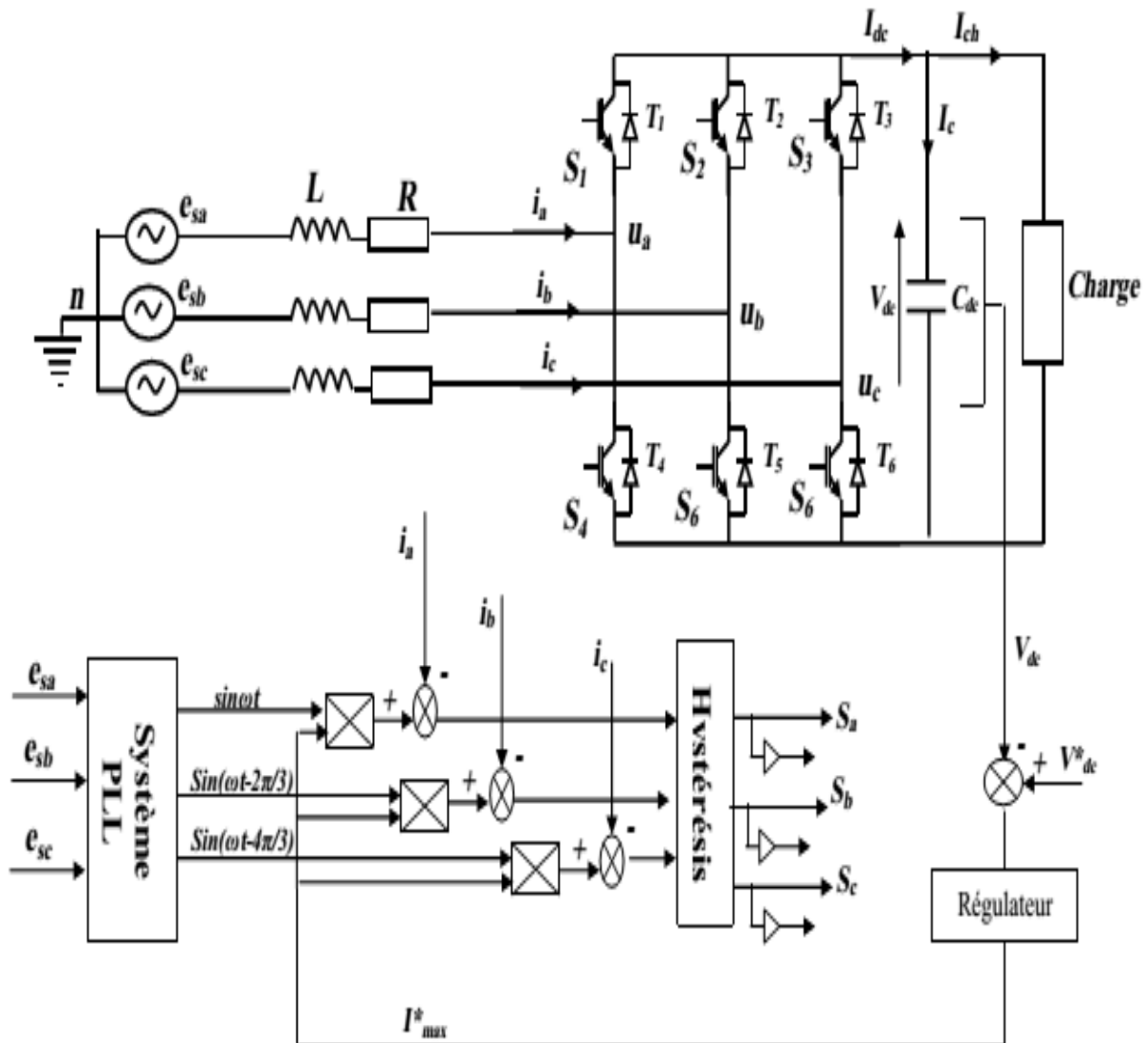


Fig. 4.9 Principe de contrôle par la commande à hystérésis

4.6.4 Régulation de la tension du bus continu d'un redresseur à MLI

La variation de la tension à la sortie du redresseur à MLI est due essentiellement aux pertes par conduction, commutations, la présence des inductances de lissage et la variation de la charge [64]. Pour palier à ces variations une boucle de régulation de la tension du bus continu

est prévue pour maintenir la tension égale à sa valeur de référence, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. En effet la tension continue (V_{dc}) est mesurée et comparée à une tension de référence (voir la figure 4.10). Le résultat de cette comparaison (erreur de tension) est appliqué à ce régulateur pour obtenir l'amplitude et par la suite les trois courants instantanés de références.

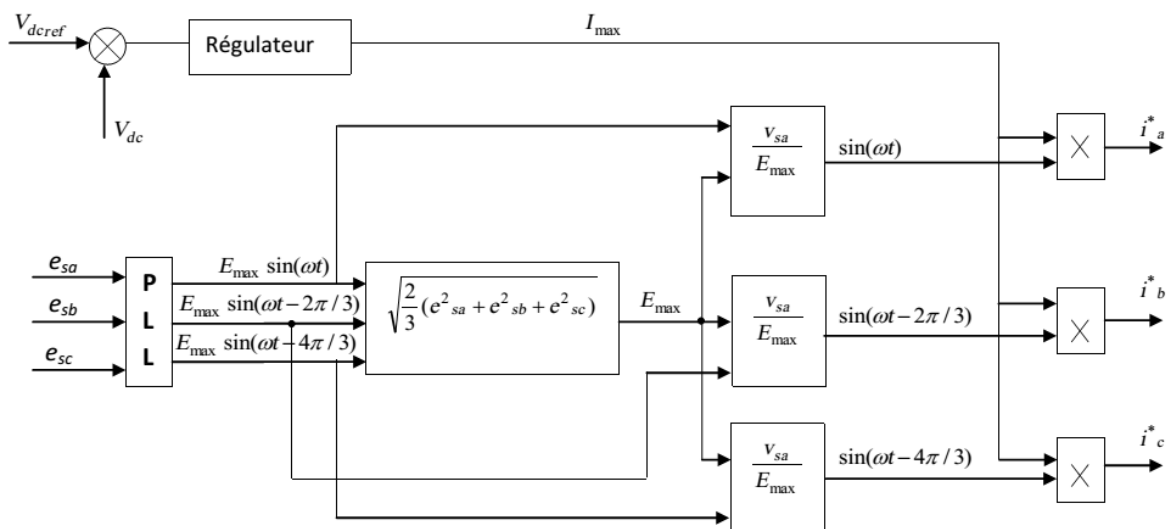


Fig. 4.10 Schéma fonctionnel de calcul des courants de références.

4.6.4.1 Régulateur PI

Les paramètres de ce régulateur PI sont déterminés à partir de la relation entre la puissance absorbée par le condensateur et la tension à ses bornes [79], la figure 4.11 illustre le schéma de la boucle de régulation de la tension continue.

$$p_{dc} = \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C_{dc} \cdot V_{dc}^2 \right) \quad (4.29)$$

Soit après la transformation de Laplace, on obtient :

$$V_{dc}^2 = p_{dc} \frac{2}{C_{dc} \cdot p} \quad (4.30)$$

La fonction de transfert du régulateur PI peut être exprimée par la relation :

$$k_p + \frac{k_i}{p} = \frac{1 + \tau p}{T_i p} \quad (4.31)$$

Après le calcul, la fonction de transfert en boucle fermée du système global est donnée par :

$$F(p) = \frac{\omega_0^2 (1 + \tau)}{P^2 + 2\xi_0 \omega_0 P + \omega_0^2} \quad (4.29)$$

Avec :

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2}{C_{dc}T_i}}, \quad \xi_0 = \frac{\tau}{\sqrt{2C_{dc}T_i}}, \quad k_p = \frac{\tau}{T_i}, \quad k_i = \frac{1}{T_i} \quad (4.32)$$

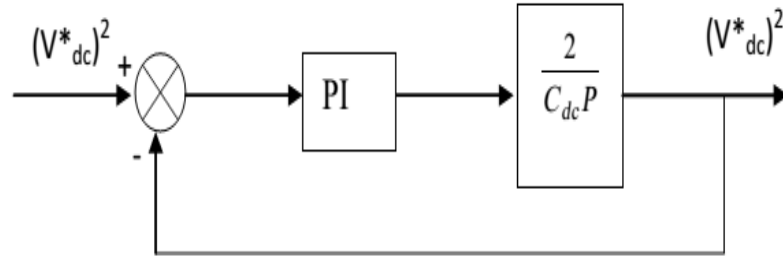


Fig. 4.11 Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de la tension du bus continu du

La figure 3.12 représente la structure interne du régulateur PI utilisé pour la régulation de la tension du bus continu d'un redresseur à MLI.

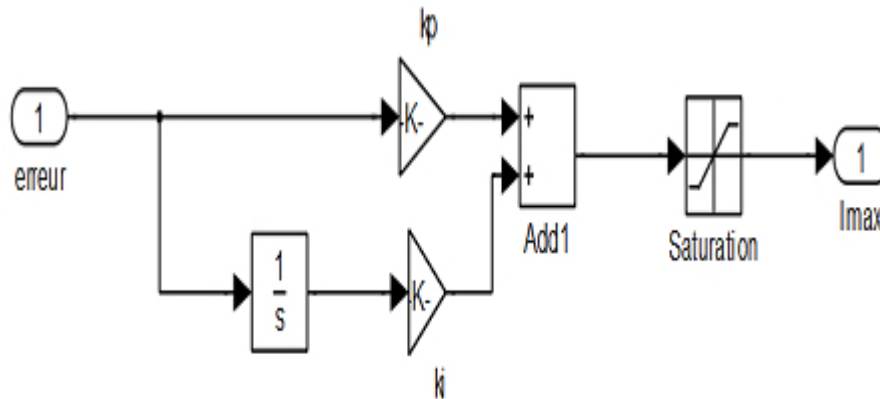


Fig. 4.12 Structure interne du régulateur PI

4.6.4.2 Régulateur flou

Le principe du régulateur flou est le même que le régulateur PI. Les deux grandeurs d'entrée sont discrétisées avec une période d'échantillonnage de T_s et normalisées au moyen de gains de normalisation, (e pour l'erreur et Δe pour la variation de l'erreur). Elles sont définies par les expressions suivantes :

L'erreur de réglage de la tension du bus continu est définie par l'écart :

$$e(k) = v_{dc}^*(k) - v_{dc}(k) \quad (4.33)$$

La variation incrémentale de l'erreur de réglage est définie par :

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1) \quad (4.34)$$

La sortie du contrôleur flou l'amplitude du courant (I_{max}) illustré à la figure 4.13 :

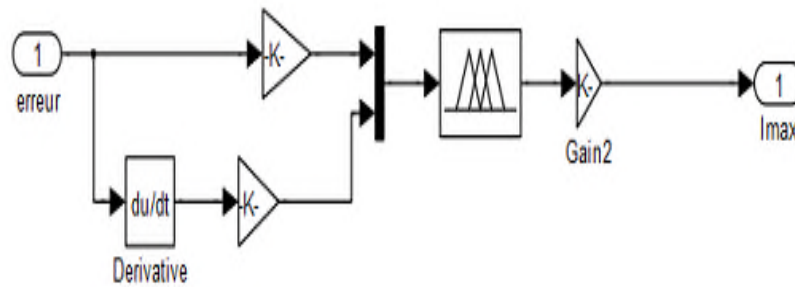


Fig. 4.13 Structure interne du régulateur flou

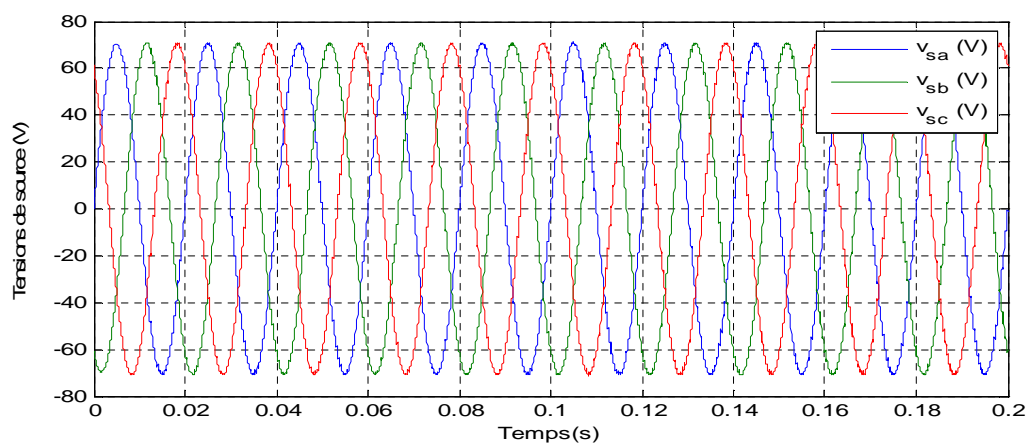
4.7 Simulation d'un redresseur à MLI de tension

Nous exposons dans ce paragraphe les différents résultats obtenus en simulation et des tests expérimentaux. Ces résultats ont été relevés pour un réglage classique à l'aide des deux régulateur PI et régulateur flou de la tension du bus continu. Les paramètres du circuit et de contrôle sont indiqués dans le tableau 4.1.

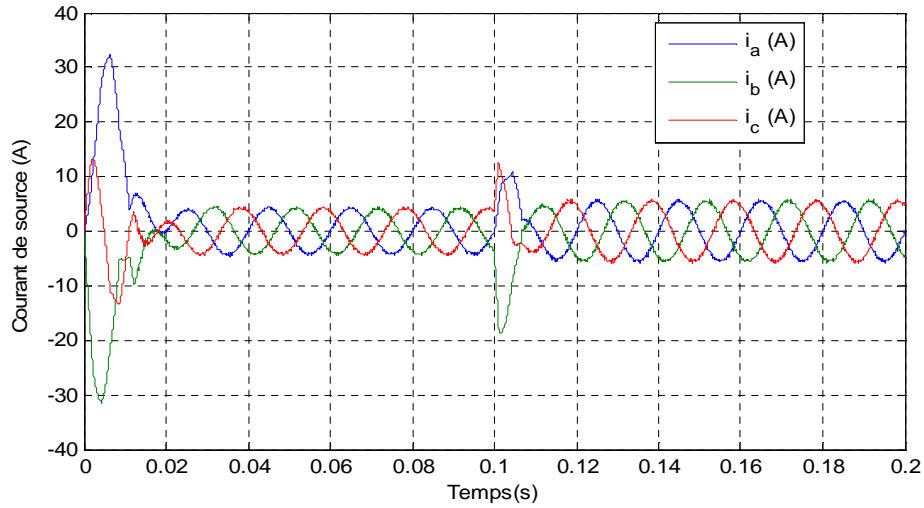
Tension efficace du réseau d'alimentation (ph-neutre)	50V
Fréquence du réseau d'alimentation	50Hz
Self de l'inductance de couplage	10mH
Capacité du bus continu	1100 μ F
Résistance de la charge	45 Ω
Référence de la tension continue	140V (0.1s) 160V (0.2s)
Fréquence d'échantillonnage	15 KHz
Largeur de la band hystérésis	0.3A

Tab. 4.1 paramètres du montage étudié

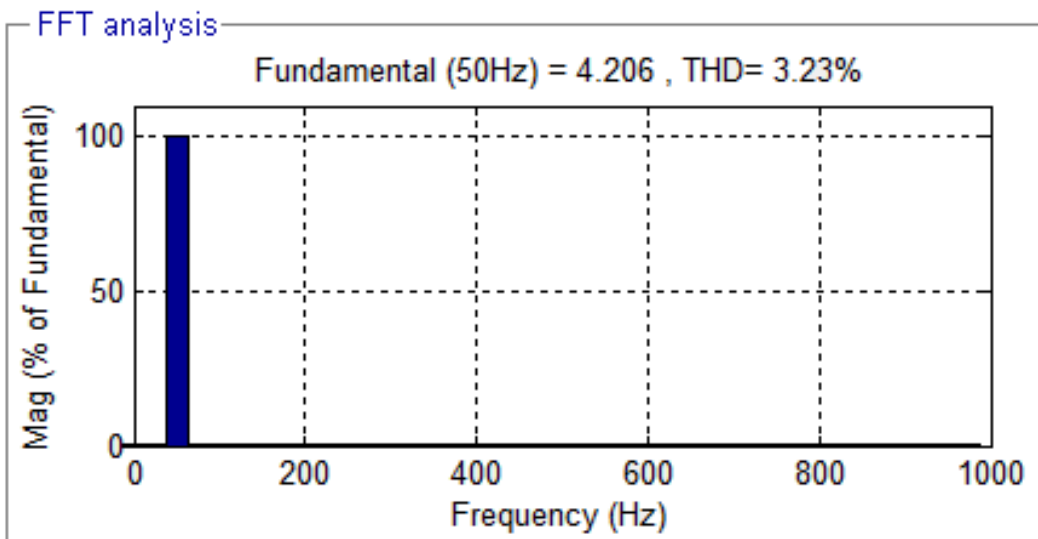
4.7.1.1 Résultats de simulation de la commande à hystérésis avec régulateur PI



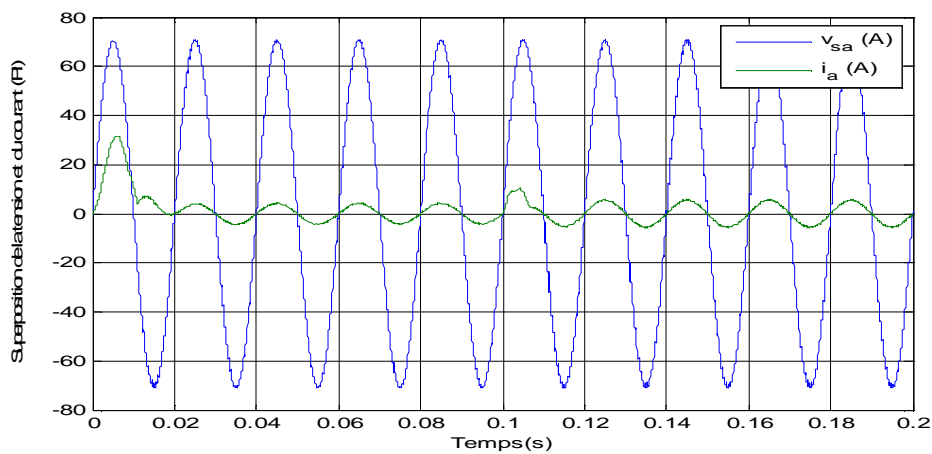
(a) tensions de source



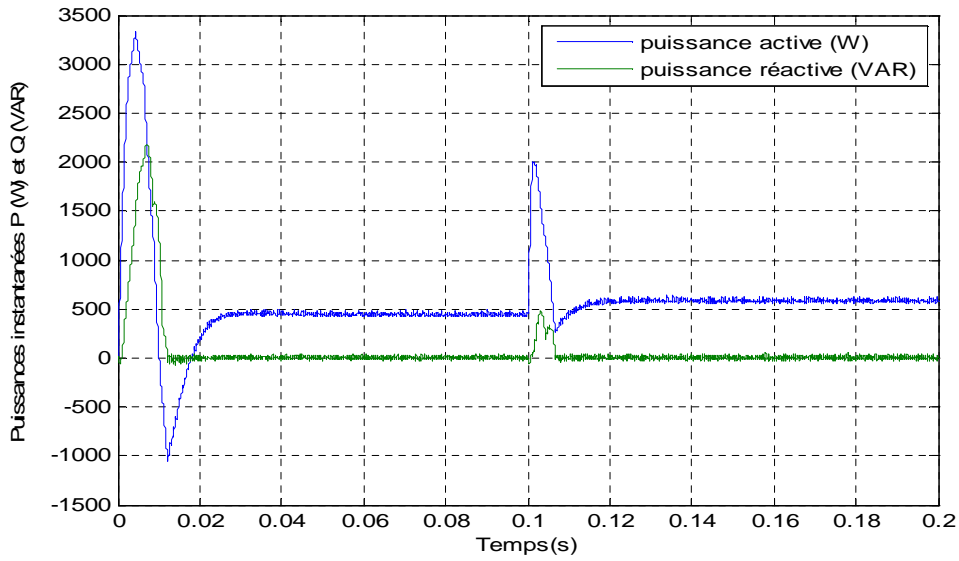
(b) courants de source



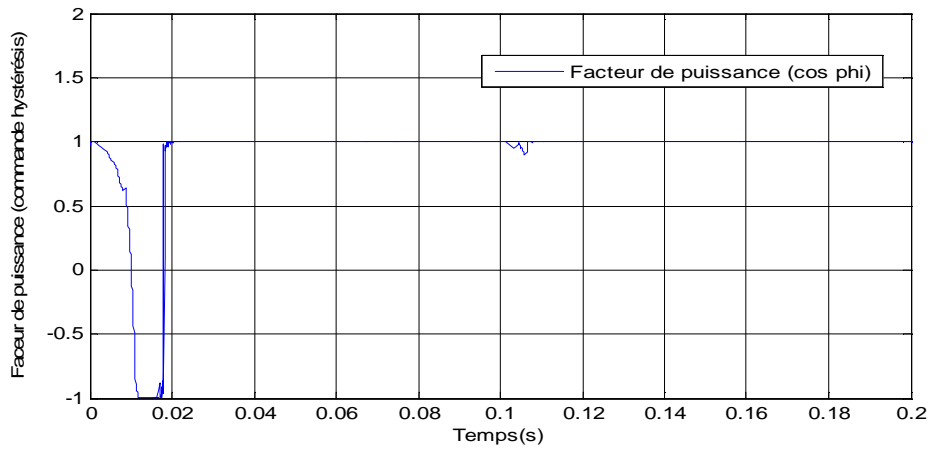
(c) Spectre harmonique du courant de la phase_a



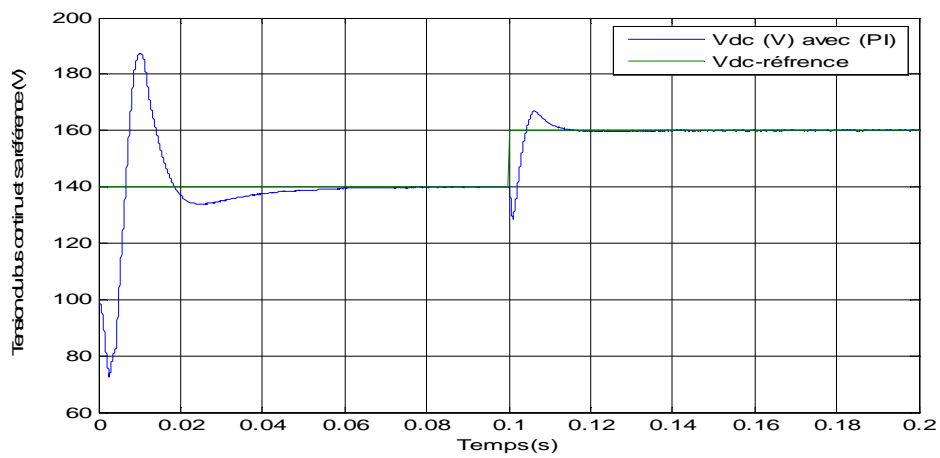
(d) Superposition entre le courant et la tension de source



(e) Puissances instantanées active et réactive de la source



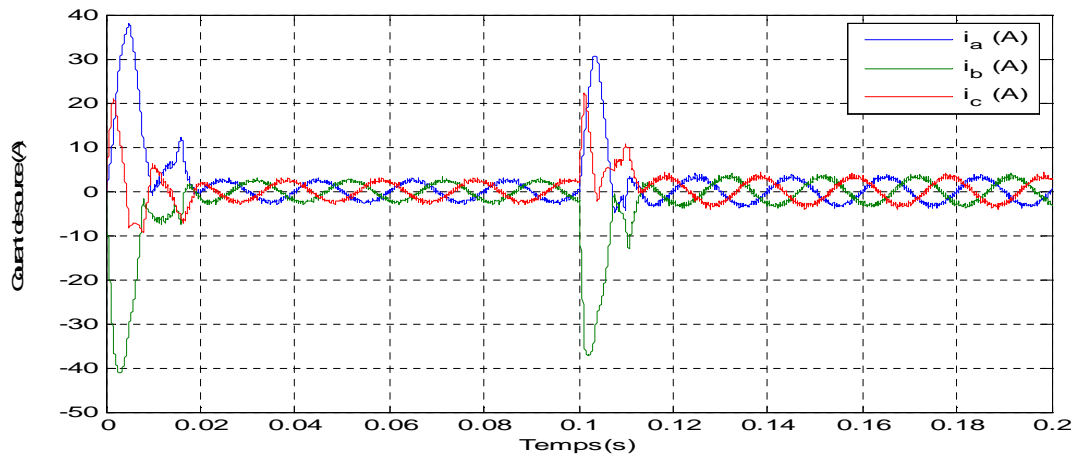
(f) Facteur de puissance (commande à Hystérésis avec régulateur PI)



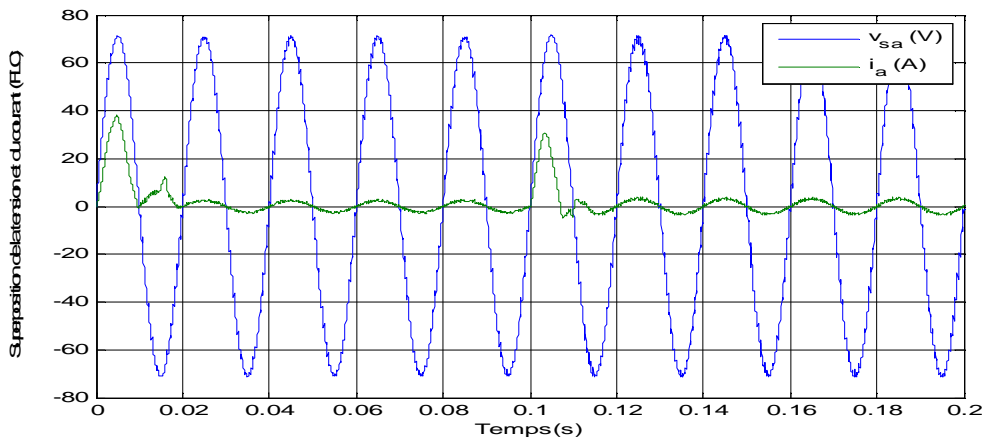
(g) Tension du bus continue avec sa référence

Fig.4.14 Résultats de simulation du redresseur à MLI (commande à Hystérésis)

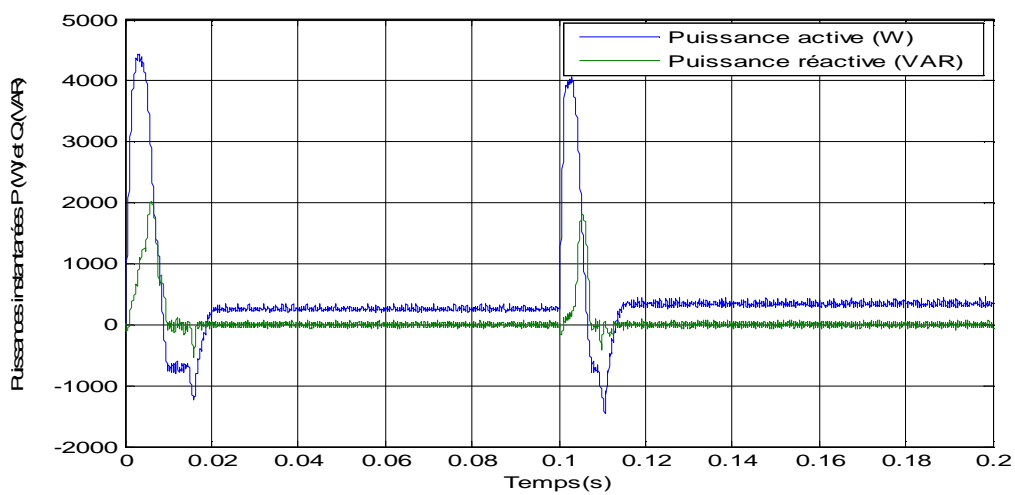
4.7.1.1 Résultats de simulation de la commande à hystérésis avec régulateur flou



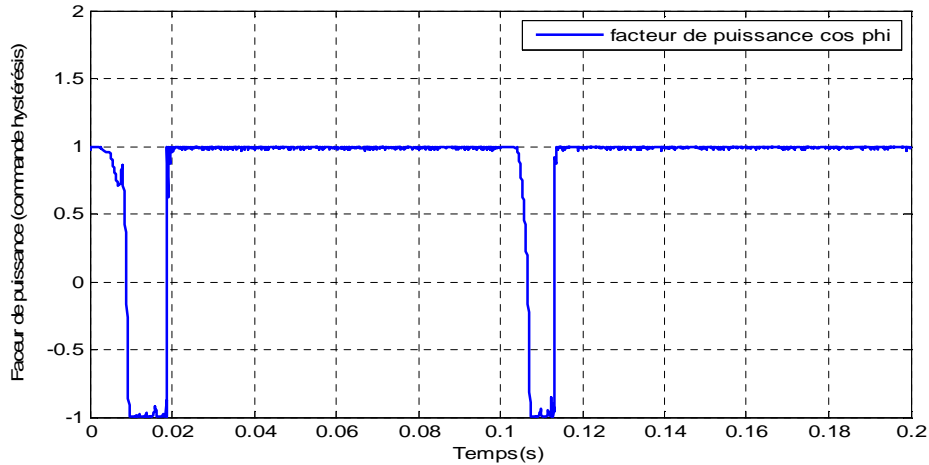
(a) courants du réseau (régulateur flou)



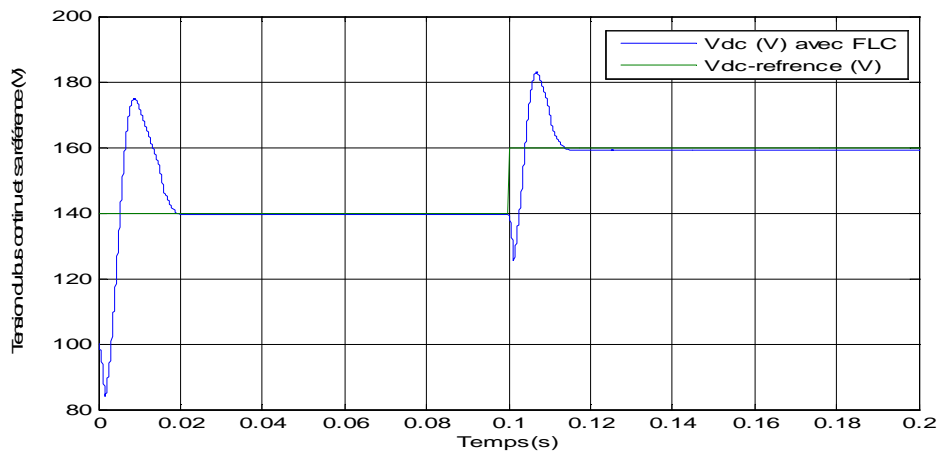
b) Superposition entre le courant et la tension de source (régulateur flou)



c) Puissances instantanées active et réactive de la source (régulateur flou)



d) Facteur de puissance (commande à Hystérésis avec régulateur flou)



e) Tension du bus continue avec sa référence

Fig.4.15 Résultats de simulation du redresseur à MLI (commande à Hystérésis avec régulateur flou)

Les résultats de simulation obtenus ont montré la faisabilité et l'efficacité de ce type de filtrage en termes de la compensation des harmoniques et de la puissance réactive avec les deux types de régulateurs. Ces résultats montrent clairement la forme sinusoïdale de courants de la source ce qui prouve l'efficacité de la stratégie de commande appliquée. Par comparaison des courbes des puissances active et réactive, une consommation nulle de la puissance réactive. Dans les deux cas le facteur de puissance est égal à l'unité, et une nette superposition entre la tension et le courant de source, la forme de la tension du bus continu suit sa référence. En comparons les résultats obtenus avec les deux types de régulateurs, le régulateur flou présent des meilleures performances en termes de rapidité, stabilité et moins de dépassement. .

4.8 Résultats expérimentaux

Le banc d'essai expérimental est mentionné par la figure. 4.16, du laboratoire d'électronique de puissance (département électrotechnique de l'université Ferhat Abas Setif), par lequel on a réalisé des manipulations et qui nous a permet de valider les résultats obtenus du redresseur à MLI.

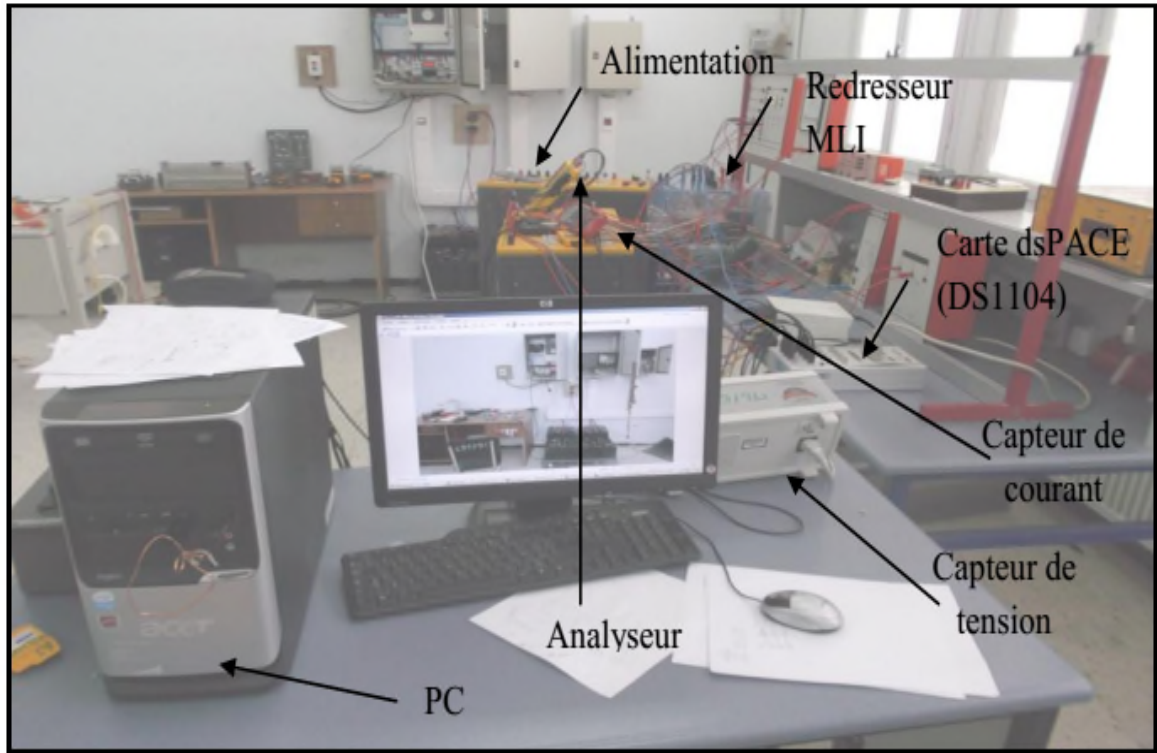
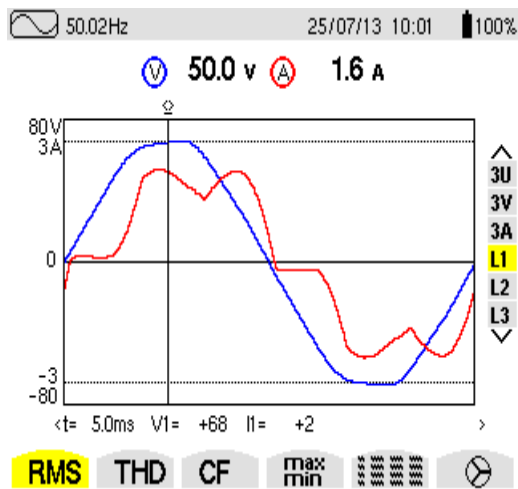
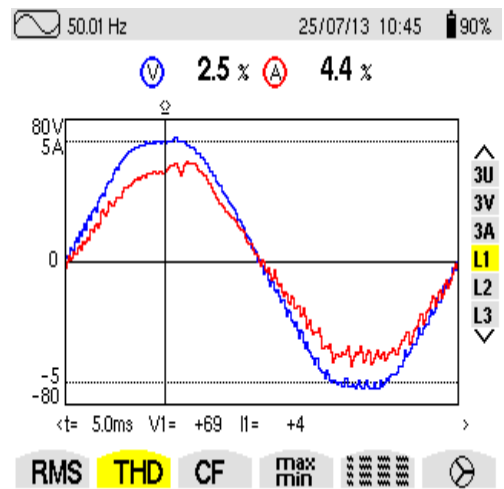


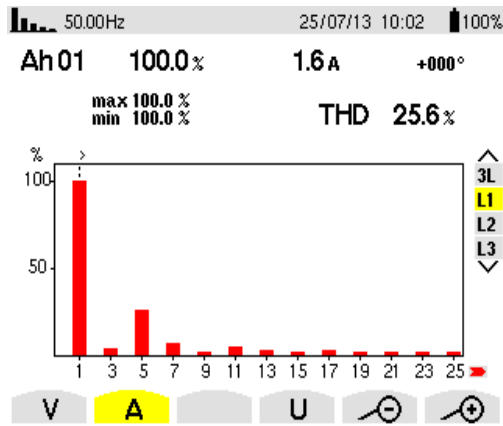
Fig. 4.16 Banc d'essai expérimental d'un redresseur à MLI



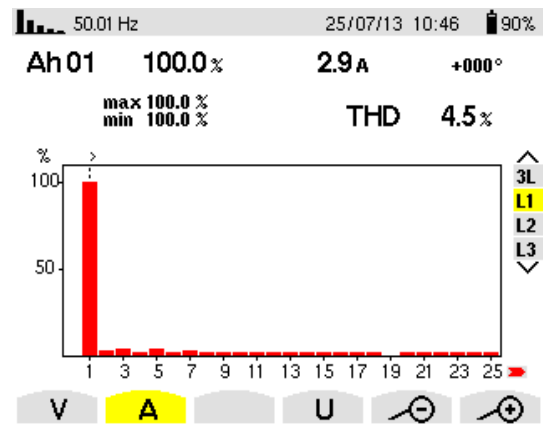
a) Tension et courant d'un redresseur en pont de diode (PD3)



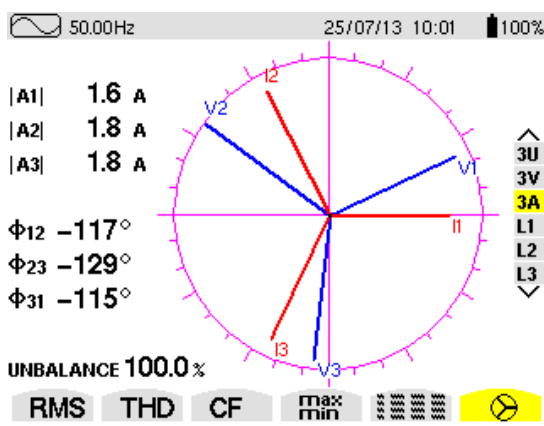
b) Tension et courant d'un redresseur à MLI



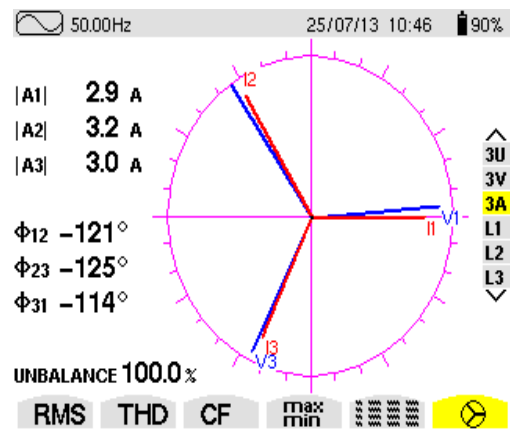
c) Spectre harmoniques du courant (PD3)



d) Spectre harmoniques (redresseur à MLI)



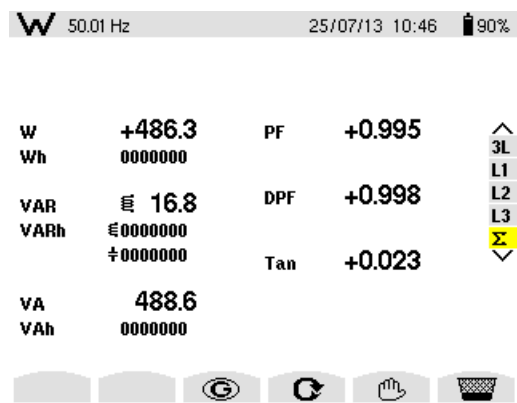
e) diagramme de Fresnel (PD3)



f) diagramme de Fresnel (redresseur à MLI)



g) bilan énergétique (PD3)



f) bilan énergétique (redresseur à MLI)

Fig. 4.17 Résultat d'essai expérimental

Les résultats obtenus par l'expérimentation montre que la technique de commande applique est efficace par le fait, la forme d'onde de courant après la application de la commande à hystérésis est sinusoïdale avec une réduction de THD à une valeur de 4.5%, le diagramme de Fresnel montre que le courant est la tension sont en phase et le bilan énergétique on donne plus de puissance active et apparente avec une compensation de la puissance réactive.

4.9 Convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel (MC) est un convertisseur de fréquence direct. Il génère des tensions triphasées variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions triphasées à son entrée. Un circuit intermédiaire continu n'est pas nécessaire [80-83]. Son principe de fonctionnement est basé sur une topologie matricielle reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par un commutateur bidirectionnel de puissance. Le circuit de puissance du CM est composé de neuf (9) interrupteurs placés en matrice d'où le nom du convertisseur matriciel, dit en anglais Matrix converter, comme le montre le schéma de la figure 4.18.

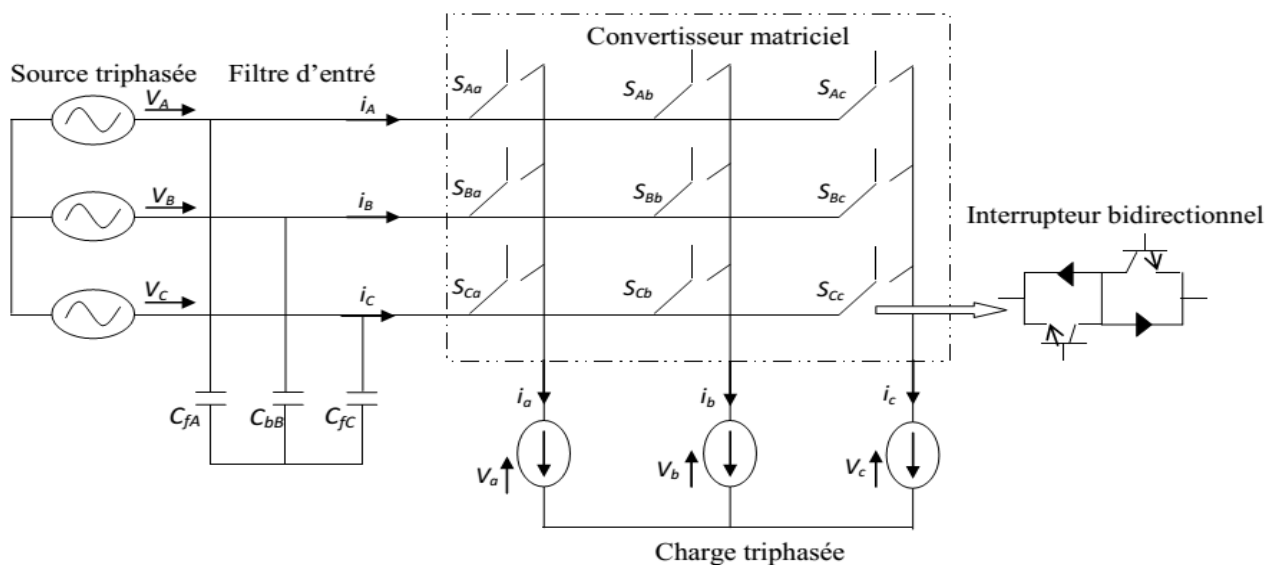


Fig. 4.18 Schéma de principe du Convertisseur Matriciel

4.9.1 Modélisation et commande du convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel triphasé permet de connecter l'entrée à la sortie selon un algorithme bien défini [84-86]. Le problème de la conception du filtre RLC placé à l'entrée du convertisseur sert à réduire les harmoniques d'entrées [4, 87-88] trois exigences principales: atténuation du bruit de commutation faible déphasage entre la tension d'entrée et le courant et garantit la stabilité globale du système. En plus de ces exigences, un ensemble de considérations relatives au coût, la forme de tension, l'efficacité du système et la variation des paramètres de filtrage doivent être respectées pour une conception optimisée du filtre d'entrée [89-92]. Les semi conducteurs (S_{ki}) doivent conduire le courant dans les deux sens et de bloquer les tensions des deux polarités. Soit le schéma d'un CM alimentant une charge résistive (RL), illustré par la figure 4.19.

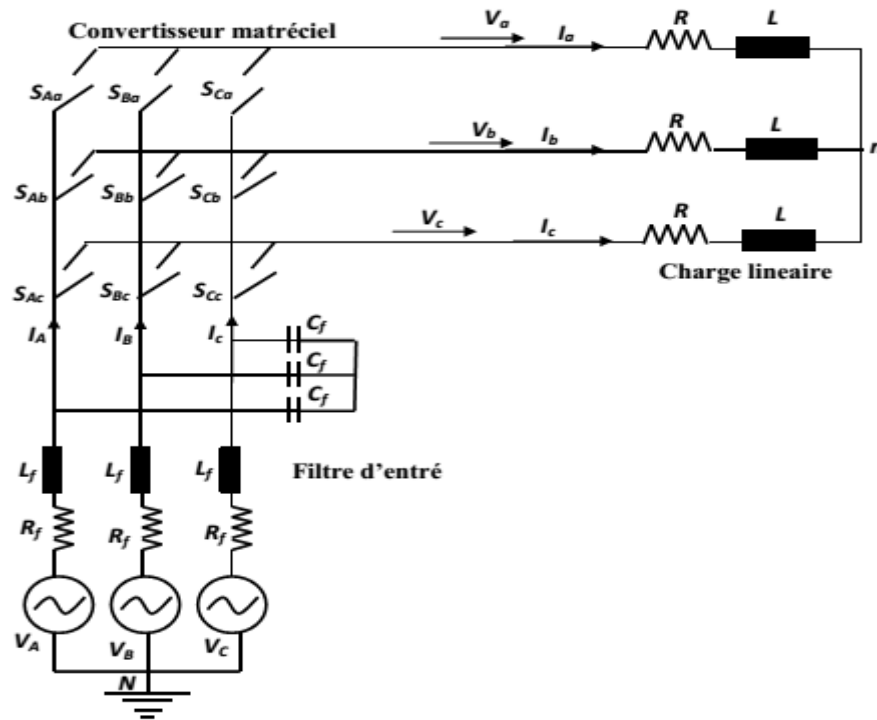


Fig. 4.19 Convertisseur matriciel alimente une charge RL

4.9.1.1.1 Modélisation d'un convertisseur matriciel

La commande d'un convertisseur matriciel idéalisé consiste à commander ses semi conducteurs selon une séquence adéquate avec une fréquence fixe (f_p) de la porteuse, et de calculer à chaque séquence de la porteuse la durée du cycle (t_{kj}) des semi conducteurs, pour que la moyenne glissante de la tension de sortie soit modulée sinusoïdalement. En générale, la valeur de la fréquence de commutation (f_c) est huit fois supérieure ou maximum correspondant aux fréquences d'entrée (f_e) et de sortie (f_s) [92].

Les tensions simples aux bornes de la source et de la charge sont exprimées respectivement par les équations suivantes [4, 31, 93]:

$$v_e(t) = \begin{bmatrix} v_A(t) = V_{e\max} \cos(\omega_e t) \\ v_B(t) = V_{e\max} \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \\ v_C(t) = V_{e\max} \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad v_s(t) = \begin{bmatrix} v_a(t) = V_{s\max} \cos(\omega_s t) \\ v_b(t) = V_{s\max} \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \\ v_c(t) = V_{s\max} \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

Où ω_e et ω_s sont respectivement les pulsations des tensions d'entrées et de sortie, et $V_{e\max}$ et $V_{s\max}$ sont respectivement les pulsations des tensions d'entrées et de sortie.

Les courants d'entrée et de sortie du CM sont exprimés respectivement par les équations suivantes :

$$i_e(t) = \begin{bmatrix} i_A(t) = I_{e\max} \cos(\omega_e t) \\ i_B(t) = I_{e\max} \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \\ i_C(t) = I_{e\max} \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad i_s(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) = I_{s\max} \cos(\omega_s t + \varphi_s) \\ i_b(t) = I_{s\max} \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_s) \\ i_c(t) = I_{s\max} \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_s) \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

$I_{s\max}$ est l'amplitude du courant de sortie déphasé φ_s de l'amplitude ($I_{e\max}$) d'entrée du CM

Chaque phase de sortie est connectée à chaque phase d'entrée en fonction de l'état des conducteurs. Toutefois, il est évident qu'on ne peut pas appliquer toutes les combinaisons des états de commande à cause des contraintes pratiques suivantes :

Les semi conducteurs d'un même bras ne doivent pas être passants où bloqués simultanément.

Donc, ces contraintes peuvent être exprimées par [94-95]:

$$\begin{cases} S_{Aa} + S_{Ba} + S_{Ca} = 1 \\ S_{Ab} + S_{Bb} + S_{Cb} = 1 \\ S_{Ac} + S_{Bc} + S_{Cc} = 1 \end{cases} \quad (4.37)$$

Ainsi, on peut définir le mode de commutation des semi conducteurs, comme suit:

$$S_{kj} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{kj} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{kj} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (4.38)$$

Avec $k = A, B, C$ et $j = a, b, c$

4.9.1.2 Stratégies de commande du convertisseur matriciel

Les stratégies de commande directes permettent de générer à la sortie du convertisseur CM des tensions et des courants sinusoïdaux contenant moins d'harmoniques. On distingue, la MLI à trois intervalles à base du premier algorithme proposé par Venturini et Alesina (Modulation Duty-Cycle Matrix (MDCM)), la modulation scalaire, la modulation vectorielle directe et indirecte (Space Vector Modulation (SVM) ainsi que des stratégies avancées tel que Duty-Cycle Space Vector (DCSV) approach, Generalized Modulation Strategy, et Modulation Strategy with Minimum BSOs, ...) [4, 96]. En ce qui nous concerne, nous considérons la commande MLI avec l'adaptation du gain de tension par logique floue au vu d'améliorer la qualité des tensions de sortie.

4.9.1.2.1 Commande du CM par MLI (Algorithme de Venturini et Alesina)

MLI est une technique qui consiste à comparer une onde modulatrice de référence (t_x) avec une onde porteuse triangulaire (U_p). Pour la commande du CM chaque phase de sortie doit pouvoir être commutée à chaque phase d'entrée pendant une période (T_s). Donc, il faut diviser la période de pulsation en trois intervalles. A cet effet, il est judicieux d'employer une technique de commande MLI à trois intervalles [97]. Dans ce cas, un signal triangulaire de

référence sera comparé à deux signaux de commande de manière à obtenir deux signaux binaires (X et Y) de sortie par phase indiquant les états des commutateurs de puissance.

L'équation (4.34) conduite à une référence de la tension de sortie s'écrit [85, 93, 98-99] :

Les tensions mesurées à l'entrée du CM mesurées sont données :

$$v_e(t) = \begin{bmatrix} v_A(t) = V_{e\max} \cos(\omega_e t) \\ v_B(t) = V_{e\max} \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \\ v_C(t) = V_{e\max} \cos(\omega_e t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

Les tensions de références à la sortie du CM sont données :

$$v_s(t) = q \cdot v_{e\max} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \theta_s) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_e t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_s t + 3\theta_s) \\ \cos(\omega_s t + \theta_s + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_e t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_s t + 3\theta_s) \\ \cos(\omega_s t + \theta_s + \frac{4\pi}{3}) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_e t) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_s t + 3\theta_s) \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Avec :

$$q = \frac{v_{s\max}}{v_{e\max}} = \frac{I_{e\max}}{I_{s\max} \cos(\varphi_s)} \quad (0 \geq q \geq 0.86) \quad (4.41)$$

q : représente le gain de tension (ratio de transformation)

θ_s : angle arbitraire de phase de la tension de sortie.

Les relations entre ces grandeurs peuvent s'exprimées par :

$$v_s(t) = M(t) \cdot v_e(t) \quad i_e(t) = M(t)^T \cdot i_s(t) \quad (4.42)$$

$$M(t) = \begin{bmatrix} m_{Aa}(t) & m_{Ba}(t) & m_{Ca}(t) \\ m_{Ab}(t) & m_{Bb}(t) & m_{Cb}(t) \\ m_{Ac}(t) & m_{Bc}(t) & m_{Cc}(t) \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

$M(t)$ et $M(t)^T$ sont respectivement la matrice de modulation instantanée et sa transposée.

Tel que :

$$\begin{cases} m_{Aa}(t) + m_{Ba}(t) + m_{Ca}(t) = 1 \\ m_{Ab}(t) + m_{Bb}(t) + m_{Cb}(t) = 1 \\ m_{Ac}(t) + m_{Bc}(t) + m_{Cc}(t) = 1 \end{cases} \quad (4.44)$$

En supposant que les semi conducteurs fonctionner à haute fréquence, on peut générer par modulation de la durée du cycle par la relation (4.45), une tension de sortie de faible fréquence et d'amplitude variable [94-101] :

$$m_{Kj}(t) = t_{kj}(t) / T_s \quad (4.45)$$

Les cycles de fonctionnement sont calculés trois fois pour chaque phase de sortie, en remplaçant la valeur du gain variable de tension (q).

$$\begin{bmatrix} t_{Aa} \\ t_{Ba} \\ t_{Ca} \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} \frac{1}{3} + \frac{2v_A v_a}{3v_{e\max}} + \frac{2q}{9q_{\max}} \sin(\omega_e t + \beta_k) \sin(3\omega_e t) \\ \frac{1}{3} + \frac{2v_B v_a}{3v_{e\max}} + \frac{2q}{9q_{\max}} \sin(\omega_e t + \beta_k) \sin(3\omega_e t) \\ \frac{1}{3} + \frac{2v_C v_a}{3v_{e\max}} + \frac{2q}{9q_{\max}} \sin(\omega_e t + \beta_k) \sin(3\omega_e t) \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

$$\text{Où : } \beta_k = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$$

$t_{kj}(t)$ est la durée du cycle quand S_{ki} est fermé.

Avec :

$$t_{Aa}(t) + t_{Ba}(t) + t_{Ca}(t) = T_s \quad (4.47)$$

T_s : Période de commutation

Les signaux logiques de sortie du modulateur MLI à trois intervalles sont définis comme suit :

$$X = t_{Aj} = \begin{cases} 1 & t_X \succ U_p \\ 0 & t_X \prec U_p \end{cases} \quad (4.48)$$

$$Y = t_{Aj} + t_{Bj} = \begin{cases} 1 & t_Y \succ U_p \\ 0 & t_Y \prec U_p \end{cases} \quad (4.49)$$

Les signaux de commande des semi conducteurs du convertisseur liés aux signaux logiques obtenus de chaque phase sont définis comme suit [93-95]:

$$\begin{cases} G_{Aa} = X \\ G_{Ba} = X \text{ et } Y \\ G_{Ca} = \text{non } X \text{ et non } Y \end{cases} \quad (4.50)$$

Les deux figures 4.20 et 4.21 illustrent le principe de la succession temporelle de la conduction des interrupteurs sur une période.

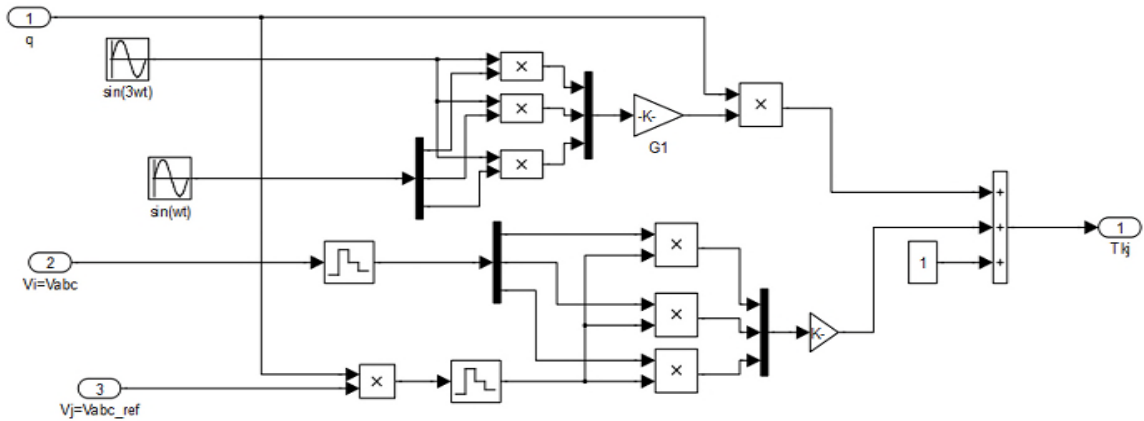


Fig. 4.20 Calcul les séquences de commande du CM (durée du cycle de commande)

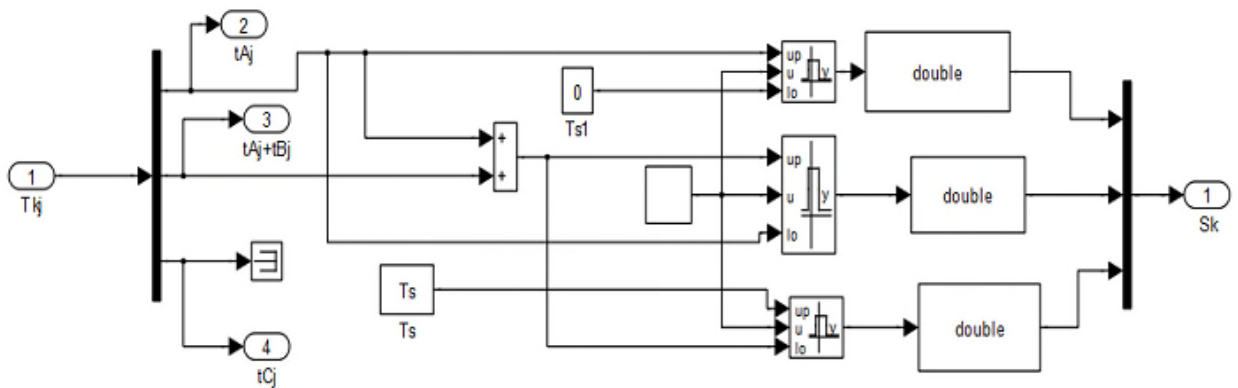


Fig. 4.21 Séquence de commande de MLI des trois phases du CM

4.9.1.2.2 Contrôle du gain de tension “q” par logique floue

Les mesures et le contrôle des courants aux bornes de la charge à la sortie du CM à l’aide d’un régulateur flou permet de calculer le gain de tension (ratio de transformation “q”) [95,102], et par conséquent permet de contrôler la formes sinusoïdale des courants et des tensions à la sortie du convertisseur [103], figure. 4.22.

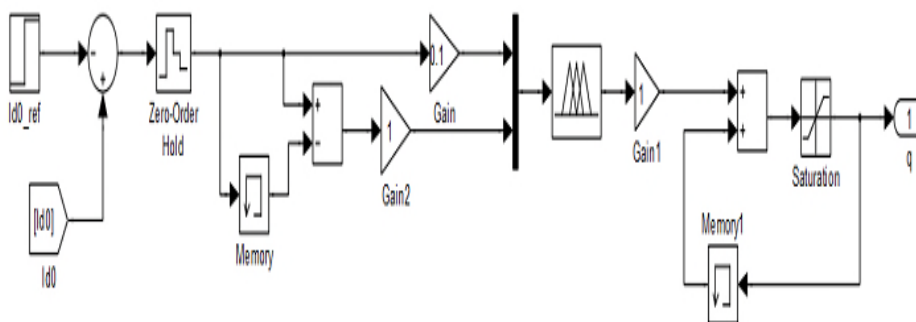


Fig. 4. 22 Schéma de principe du contrôle à base d’un régulateur flou

Les courants de charge sont calculés par la relation :

$$i_{d0} = \sqrt{\frac{2}{3}(i_a^2(t) + i_b^2(t) + i_c^2(t))} \tag{4.51}$$

L'erreur instantanée $e(k)$ est :

$$e(k) = i_{ref} - i_{d0} \tag{4.52}$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k - 1) \tag{4.53}$$

Le principe de la compensation est basé sur un régulateur flou (RLF) qui a comme entrée l'erreur instantanée $e(k)$ et de sa dérivée $\Delta e(k)$ calculée respectivement par les relations (6.47) et (6.48) précédentes. Il fourni à sa sortie un gain de tension $q(k)$ variable en fonction de la perturbation de la tension d'entrée [103-104] :

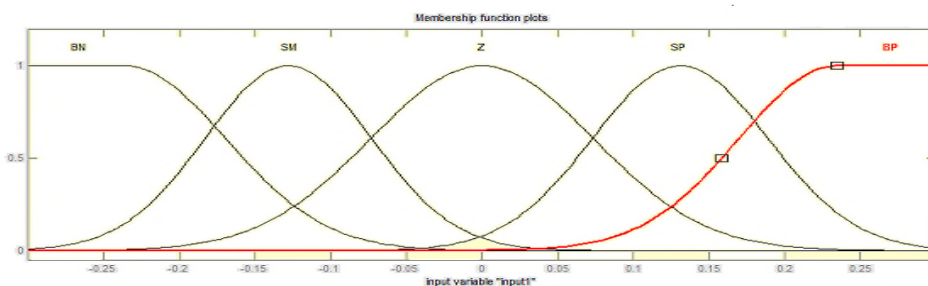
$$\Delta q(k) = q(k - 1) - q(k) \tag{4.54}$$

Le tableau suivant donne la règle d'inférence de la compensation :

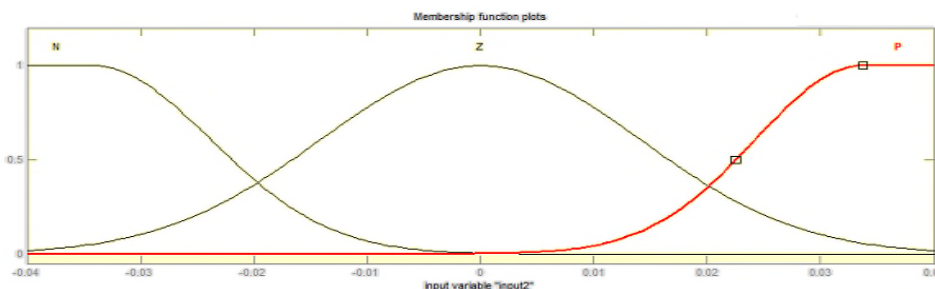
e \ Δe	NG	NP	Z	PP	PG
N	PG	PP	PP	Z	NG
Z	PG	PP	Z	NP	NG
P	PG	Z	NP	NP	NG

Tab.4.2 Règles de commande

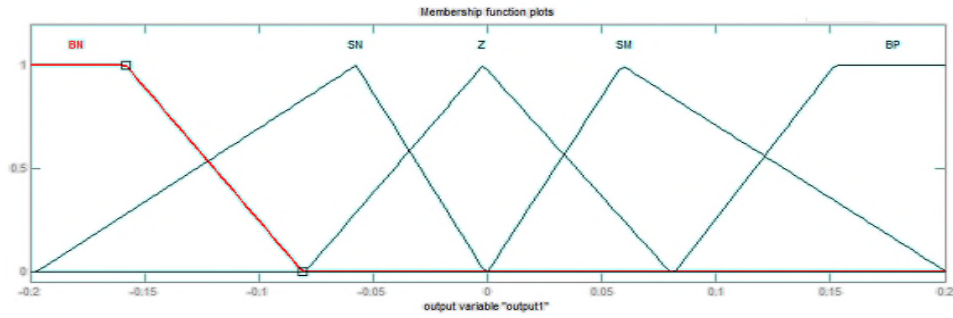
Les fonctions d'appartenance des entrées et des sorties correspondantes sont illustrés à la figure .4.23.



a) Fonctions d'appartenance de l'erreur (variable d'entré)



b) Fonctions d'appartenance de la dérivée de l'erreur (variable d'entré)



c) Fonctions d'appartenances de la sortie (La commande)

Fig. 4. 23 Fonctions d'appartenances des entrées et de sortie

4.9.1.3 Simulations et interprétation des résultats

Concernant l'adaptation du gain de tension à base de la logique floue le travail de simulation a visé la commande MLI à trois intervalles pour le convertisseur matriciel. Cette technique de commande, teste en un premier cas un signal d'entrée purement sinusoïdal et équilibré, et dans un second cas un signal d'entrée perturbé contenant les harmoniques d'ordre 5 et 7. Pour chaque cas, nous avons considéré deux états de fonctionnement, correspondant à deux états d'intervalles : avec et sans compensation par la logique floue du gain de tension. L'analyse des résultats de simulations se base sur l'appréciation de deux paramètres d'évaluation, à savoir : le temps de réponse du système d'adaptation et du THD. Les paramètres du système simulé sont donnés dans le tableau ci-dessous :

Source d'alimentation	$V_{eff} = 220V ; f_e = 50Hz ; f_s = 25 Hz$
Filtre d'entrée	$R_f = 0.3 \Omega ; L_f = 0.6 mH$ et $C_f = 10\mu F ;$
Fréquence de commutation	$f_c = 5kHz.$
Charge linéaire	$R = 5 \Omega ; L = 80 mH ;$

Tab.4.3 Paramètres de simulation

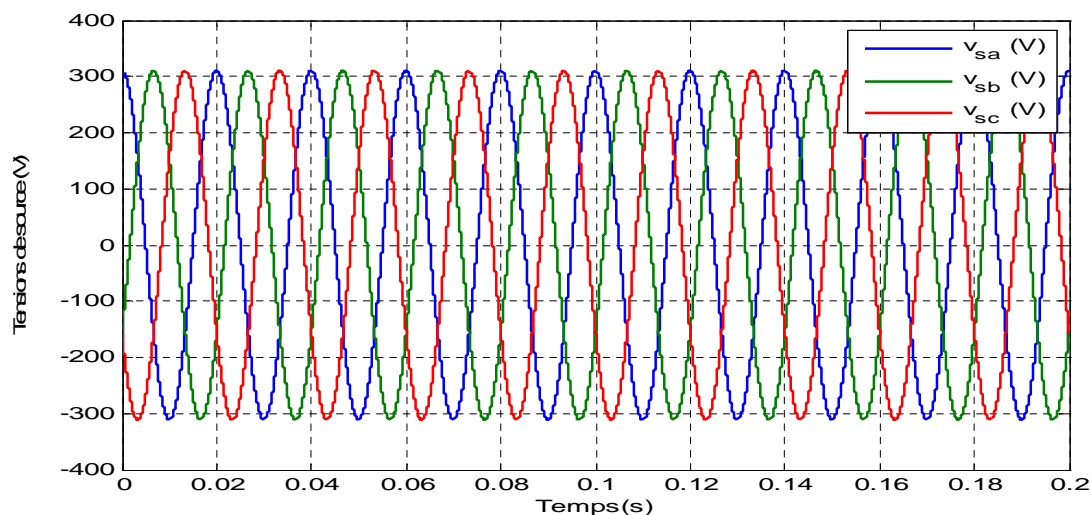
4.9.1.3.1 Convertisseur matriciel alimentant une charge linéaire (charge RL)

➤ Cas sain de la source (avec régulateur flou)

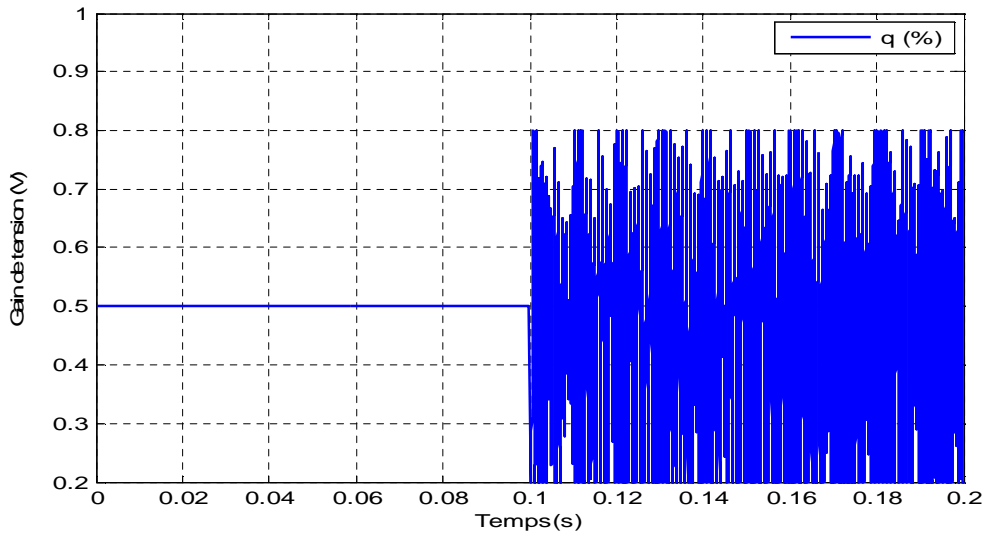
La figure 4.24.a représente l'allure de la source d'alimentation d'entrée supposée sinusoïdal et équilibré de fréquence 50Hz. La figure 4.24.b représentent le gain de tension dans un premier temps de 0 à 0.1s, le gain de tension imposé constant de valeur 0.5, et dans un second temps

de 0.1s à 0.2 s, le gain de tension variable obtenu après avoir insérer le système d'adaptation basé sur un régulateur flou [102]. La simulation montre clairement qu'avant l'introduction du système de d'adaptation, on constate, les situations suivantes : les amplitudes des courants de sortie réel et de référence sont différents, figure 4.24.c, la tension simple de sortie est moyennement sinusoïdale, de fréquence 25Hz imposée par la commande [101], Figure. 4.24.d, les courants circulant dans la charge sont purement sinusoïdales, Figure. 4.24 et un THD de 1,80 % , Figure. 4.24.f.e.

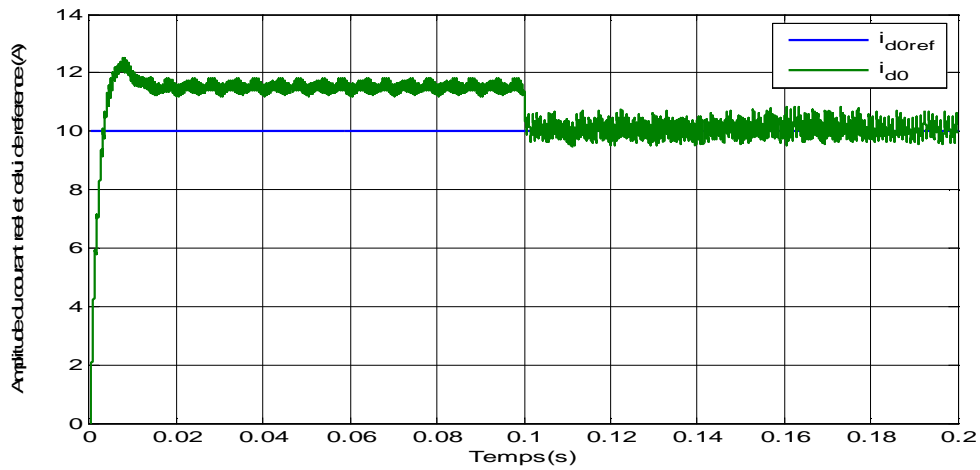
Dans le deuxième test de simulation, on a considéré que la source d'alimentation du convertisseur est altérée par la 5^{ème} et la 7^{ème} harmonique, (figure. 4.25). Les figures 4.25,a,c,d,et e, f), représentent, respectivement, le gain de tension, les amplitudes des courants réel et celui de référence, la tension aux bornes de la charge et les courants de charge. Les mêmes remarques sont constatées avant et après l'insertion du système d'adaptation, à la seule différence que pour le premier intervalle, les grandeurs présentent des oscillations dues à la présence des harmoniques dans le signal d'entrée. Après l'insertion du système d'adaptation entre les instants 0.1s et 0.2s, les caractéristiques du signal de sortie sont tout à fait comparables à celles de la première simulation relatives à un signal non perturbé. La figure.4.25.f montre l'analyse fréquentielle des harmoniques des courants de sortie. Il ressort que le THD à une valeur de 2.57 %. Ce qui demeure dans les normes et ce malgré la présence des harmoniques dans signal d'entrée.



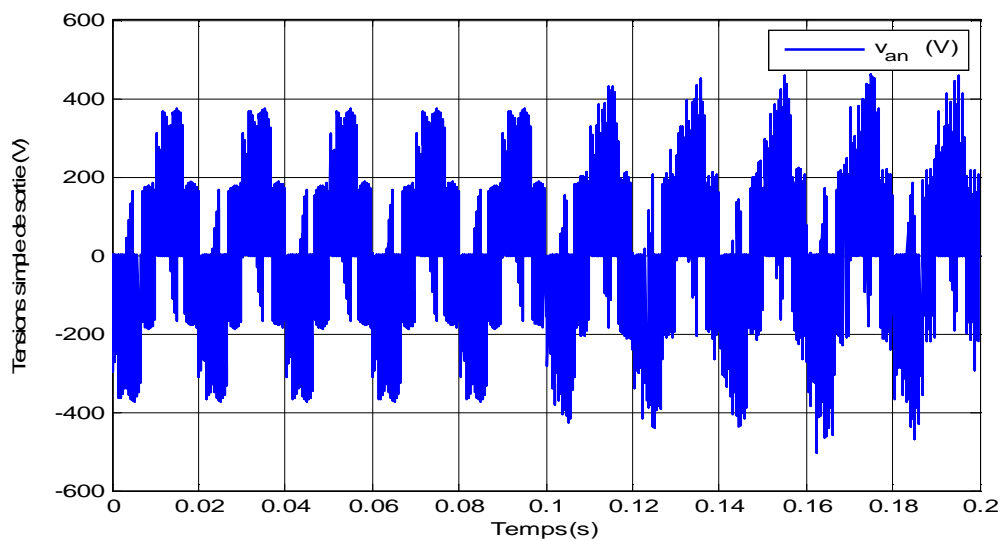
(a) Tension de source (Cas sein)



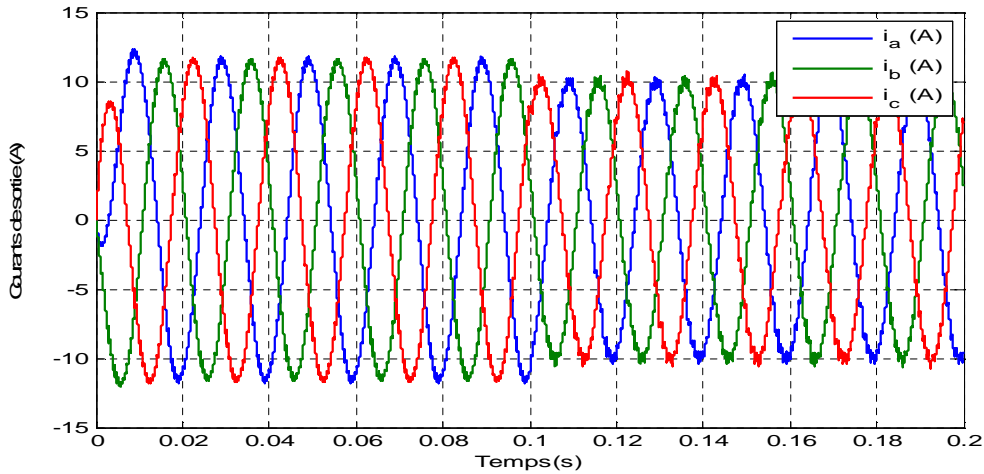
(b) Gain de Tension du convertisseur matriciel



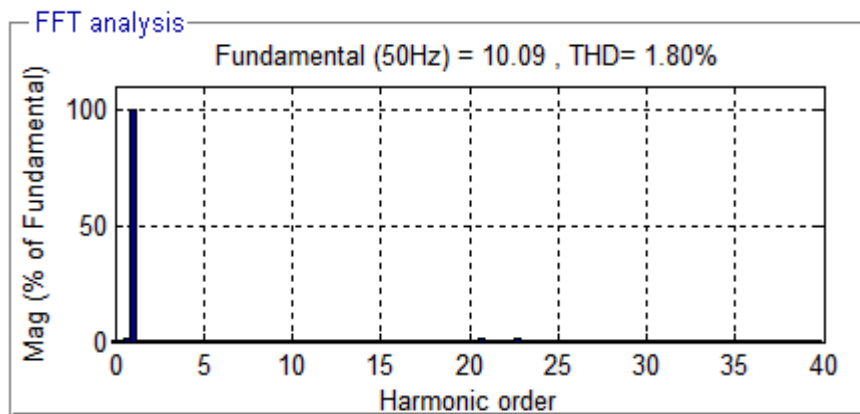
(c) Amplitudes de courant de sortie réel et celui de référence



(d) Tension simple de sortie du convertisseur matriciel

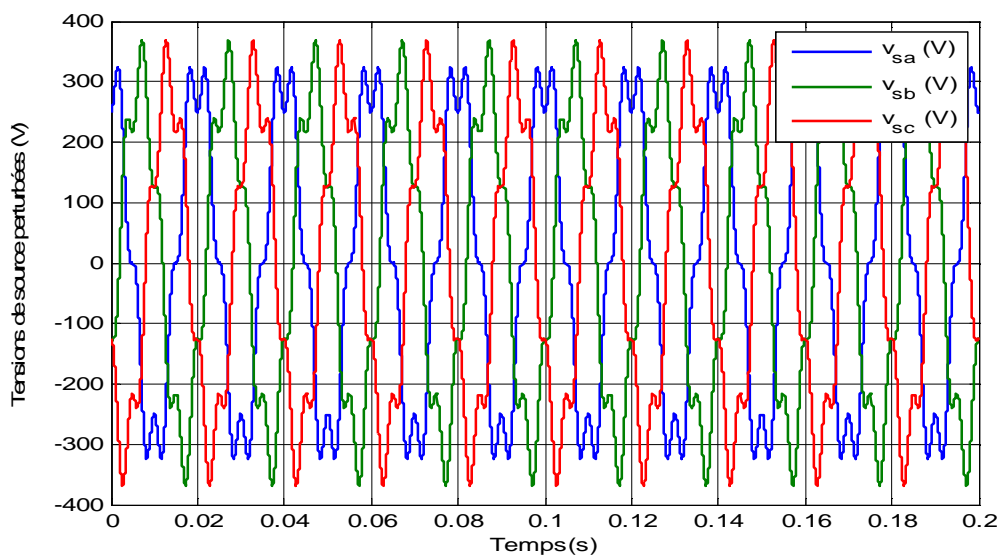


(e) Courants de sortie du convertisseur matriciel

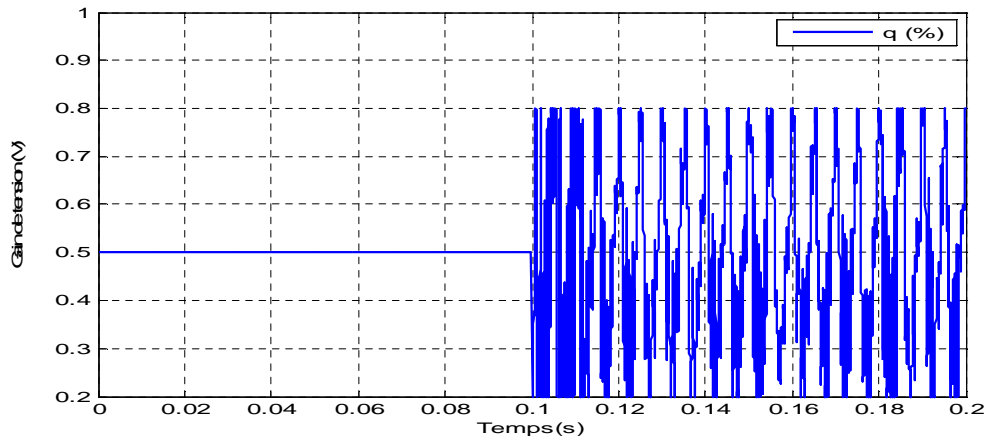


(f) Spectres d'harmoniques des courants de sortie du convertisseur matriciel

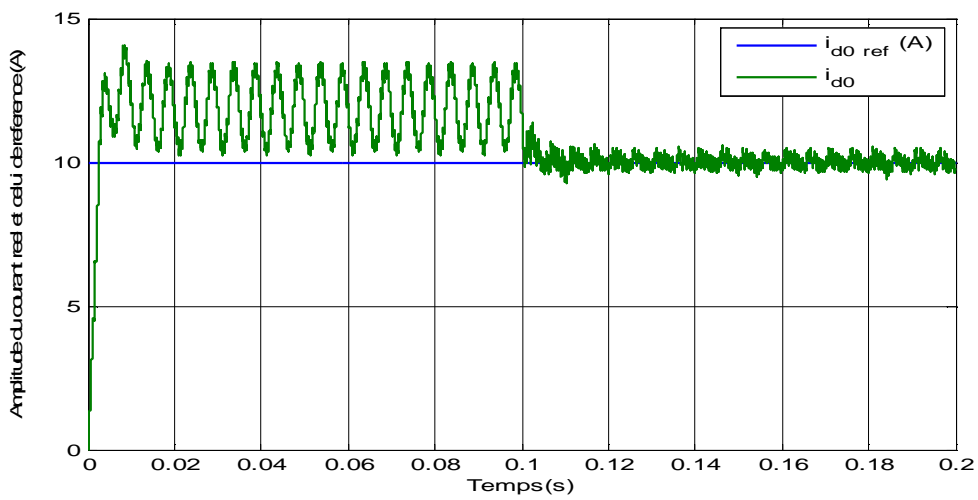
Fig. 4.24 Résultats de simulations, source équilibrée non polluante



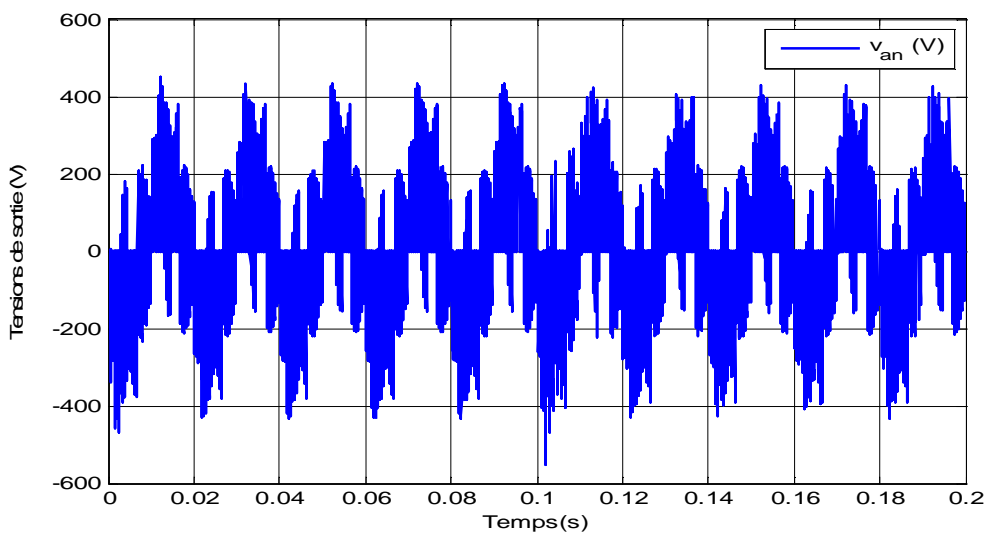
(a) Tension de source (Cas perturbée)



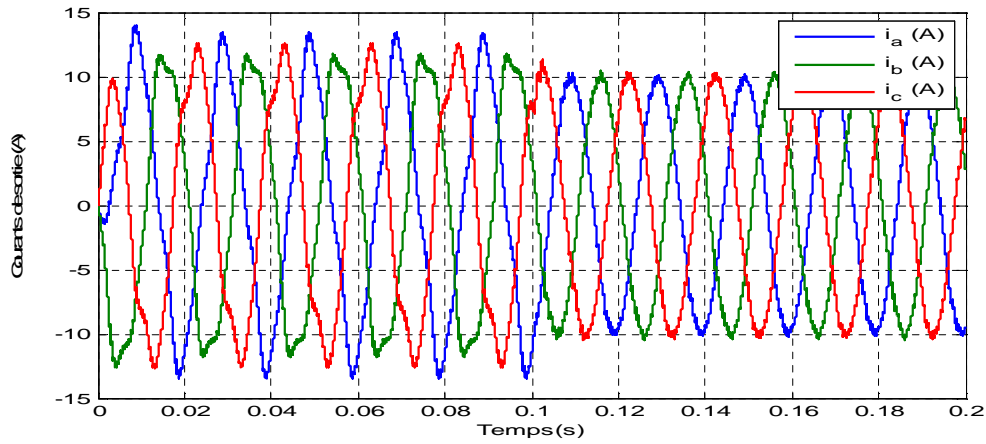
(b) Gain de Tension du convertisseur matriciel



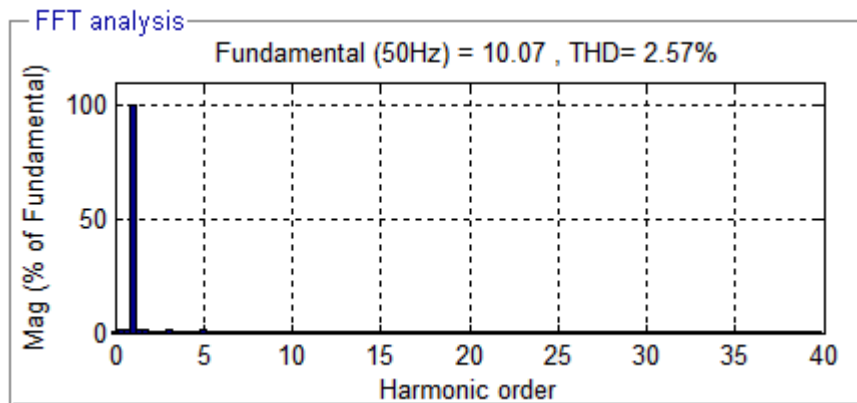
(c) Amplitudes de courant de sortie réel et celui de référence



(d) Tension simple de sortie du convertisseur matriciel



(e) Courants de sortie du convertisseur matriciel



(f) Spectres d'harmoniques des courants de sortie du convertisseur matriciel

Fig. 4.25 Résultats de simulations, source perturbée (5^{ème} et 7^{ème} Harmoniques)

4.9.1.3.2 Convertisseur matriciel alimentant une charge non linéaire

Dans ce cas, la charge linéaire (RL) du cas précédent est connectée en parallèle avec un pont de graitz à six diodes considéré comme une charge non linéaire [102], comme le montre la figure. 4.26.

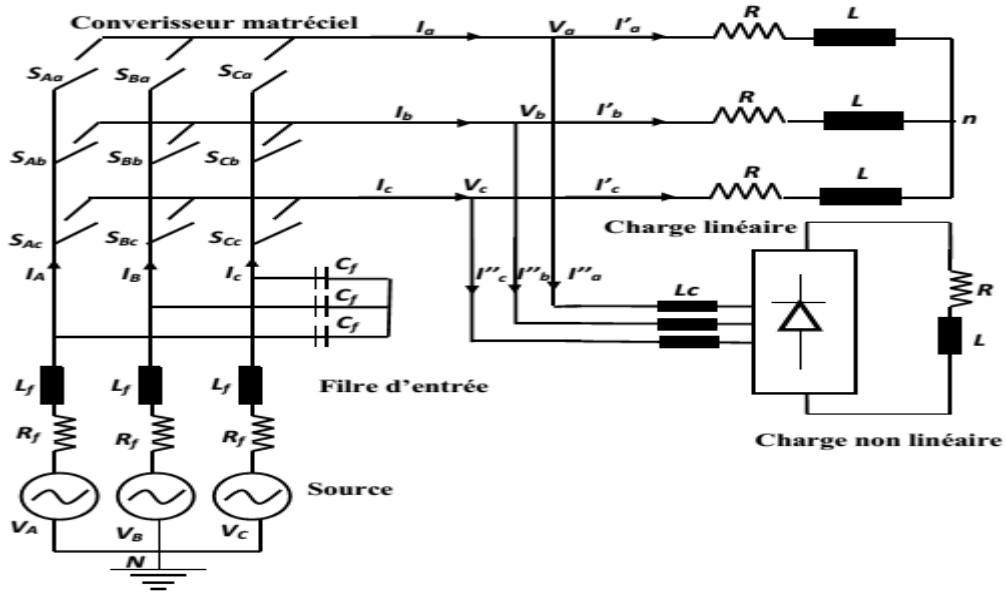
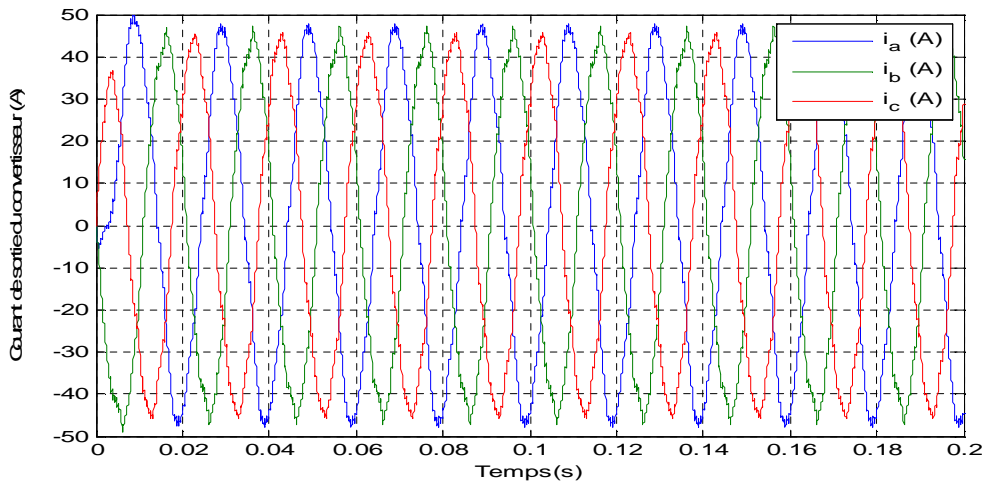
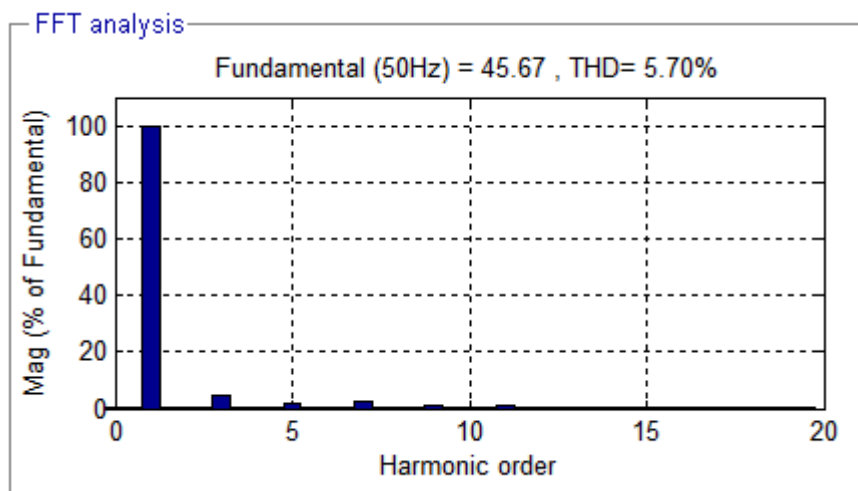


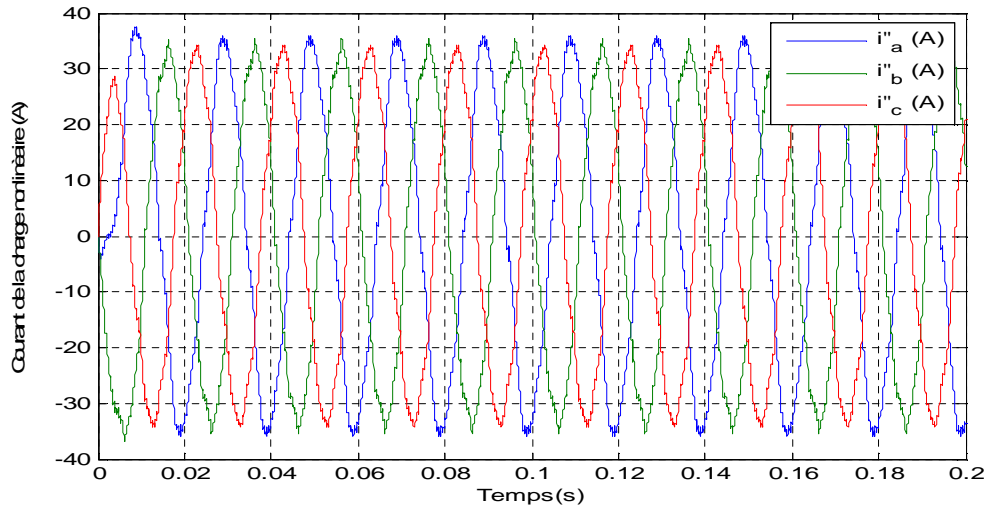
Fig. 4.26 Convertisseur matriciel alimentant une charge non linéaire



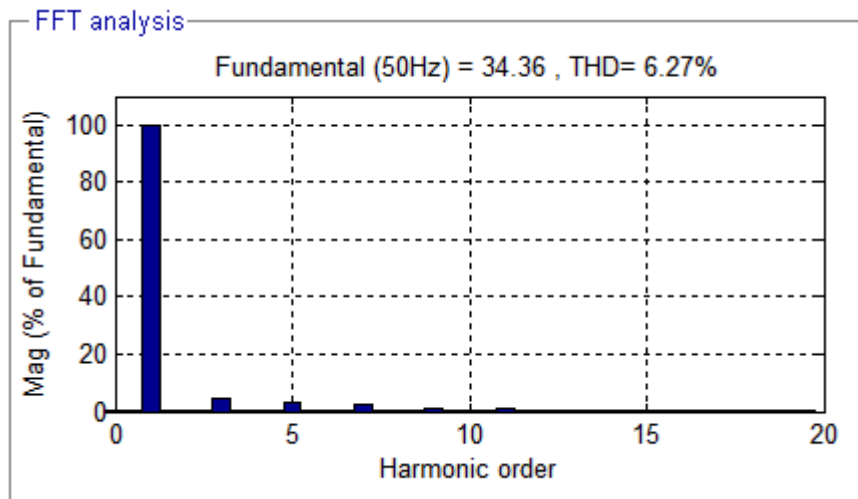
(a) Courants à la sortie du convertisseur matriciel



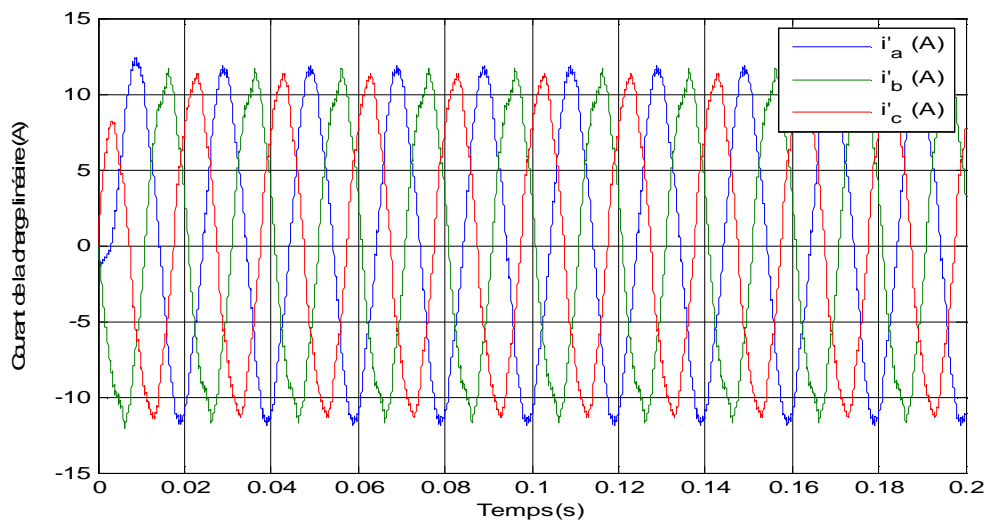
(b) Spectres d'harmoniques des courants de sortie du CM



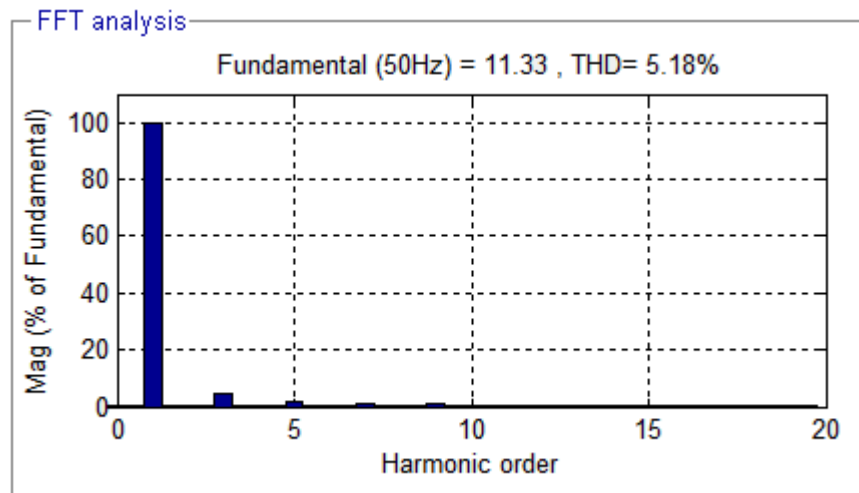
c) Courants de la charge non linéaire



(d) Spectres d'harmoniques des courants de la charge non linéaire



(e) Courants de sortie de la charge linéaire



(f) Spectres d'harmoniques des courants de la charge linéaire

Fig. 4.27 Résultats de simulations, charge non linéaire

Les résultats de simulations présentés par la figure 4.27,a,b,c,d,e,f montrent la forme sinusoïdale des courants : à la sortie du convertisseur matriciel avec un THD d'une valeur de 5.70%, de la charge non linéaire avec un THD de 6.27% et de la charge linéaire avec un THD de 5.18%. Ces résultats montrent clairement l'efficacité du convertisseur matriciel en termes de la compensation des courants harmoniques générés par charge non linéaire.

4.9.1.3.3 Convertisseur matriciel alimentant une machine asynchrone

- **Modèle de la machine asynchrone**

Le comportement électrique et dynamique après transformation de Park, d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil (MAS) est entièrement défini par les trois équations suivantes [105] :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \phi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} = 0 \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (4.55)$$

Avec :

V_{sd} et V_{rd} : tensions du stator et rotor selon les axes d ;

V_{sq} et V_{rq} : tensions du stator et rotor selon les axes q ;

R_s, R_r : résistances du stator et du rotor ;

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ ou θ_s l'angle électrique dont la référence est lié au stator ;

θ : Angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotatorique identique.

Les relations entre les flux et les courants sont exprimées par :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (4.56)$$

Avec :

$$L_s = l_s - M C_{em} = p(\phi_{qs} \cdot i_{ds} - \phi_{qs} \cdot i_{ds})_s, L_r = l_r - M r \text{ et } M = \frac{3}{2} M_{sr} \quad (4.57)$$

L_s, L_r : inductances propres cycliques stator et rotor

M_s et M_r : inductances mutuelles cycliques du stator et du rotor

M : Inductance mutuelle cyclique stator-rotor.

Composantes de Park des courants sont exprimées par :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot \phi_{ds} + \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \phi_{dr} \\ i_{dr} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot \phi_{qs} + \frac{M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \phi_{qr} \\ i_{qs} = \frac{1}{\sigma \cdot L_r} \cdot \phi_{dr} + \frac{M}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot \phi_{ds} \\ i_{qr} = \frac{1}{\sigma \cdot L_r} \cdot \phi_{qr} + \frac{M}{\sigma \cdot L_r \cdot L_s} \cdot \phi_{qs} \end{cases} \quad (4.58)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} \quad (4.59)$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s}, T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (4.60)$$

Ou' :

σ : coefficient de dispersion magnétique ;

T_s, T_r : coefficient de temps statorique, rotorique ;

Le couple électromagnétique est exprimé par la relation suivante :

$$C_{em} = p(\phi_{rq} \cdot i_{rd} - \phi_{rd} \cdot i_{rq}) \quad (4.61)$$

Ou', p est le nombre de paire de pôles.

L'équation mécanique de vitesse est donnée par la relation

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + k_f \cdot \Omega_r = C_{em} - C_r \quad (4.62)$$

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r \Rightarrow \Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (4.63)$$

Avec :

Ω_r : vitesse mécanique du rotor ;

k_f : Coefficient de frottement visqueux ;

$k_f \cdot \Omega_r$: Terme de couple de frottement visqueux ;

J : Moment d'inertie des masses tournantes ;

C_r : Couple résistante imposé à l'arbre de la machine ;

C_{em} : Couple électromagnétique ; p : nombre de paire de pôle ;

La commande directe d'un moteur asynchrone sans aucun type d'asservissement présent la base de l'étude menée dans cette thèse, La figure 4.28 suivant montre la configuration de base de l'alimentation du moteur asynchrone.

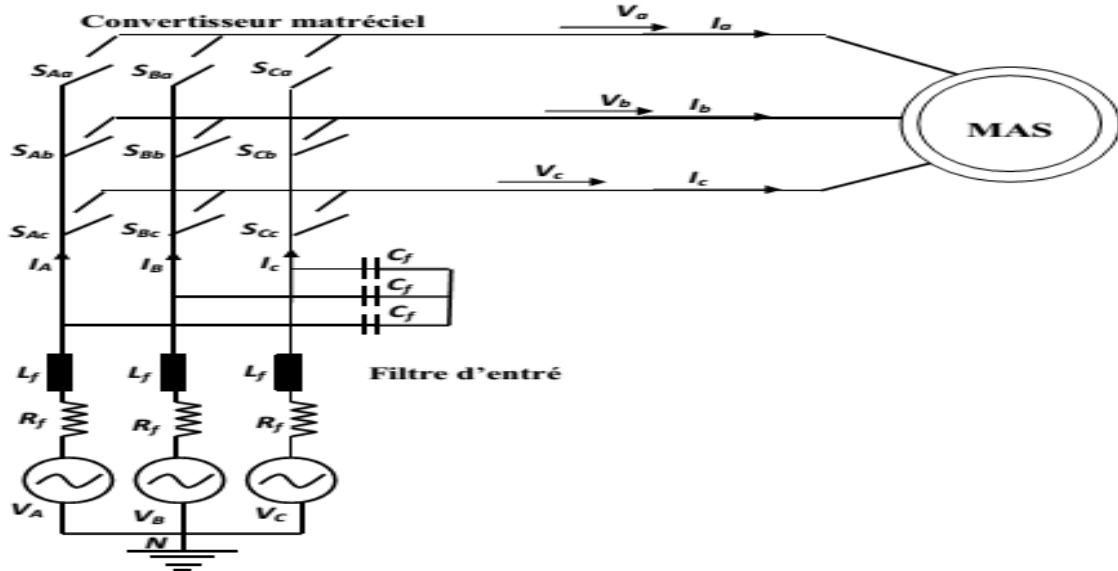
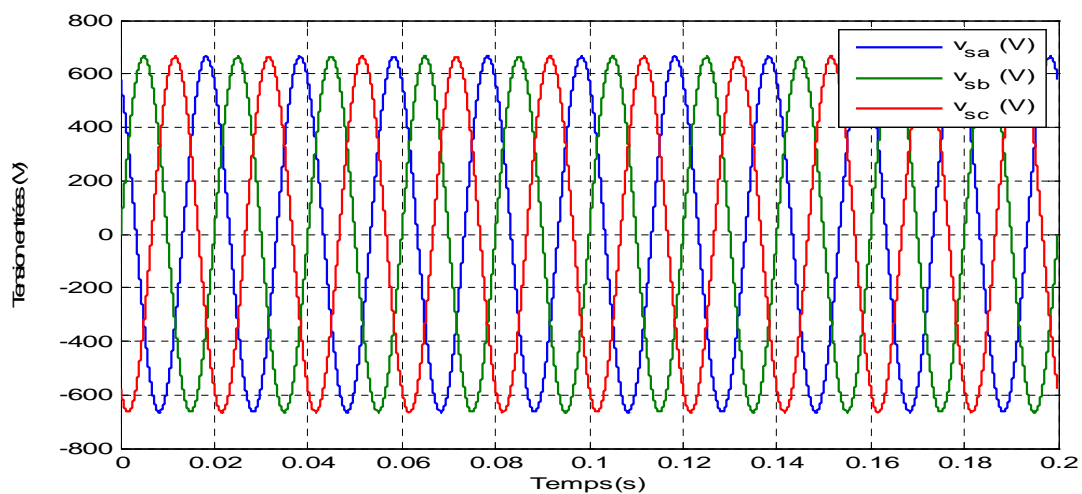
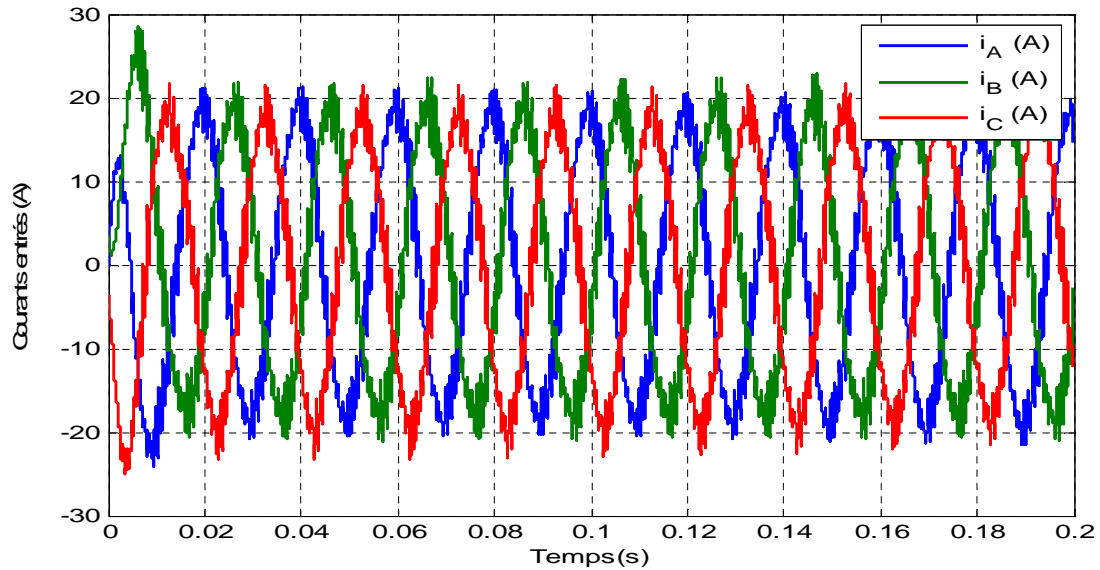


Fig. 4.28 Association convertisseur matriciel machine asynchrone

Pour évaluer l'efficacité de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone, nous avons effectué des testes de simulation sur la structure précédente. La figure 6.29 montre respectivement la forme des trois tensions de la source et la forme des trois courants à l'entrée du convertisseur matriciel.



(a) Tensions de source

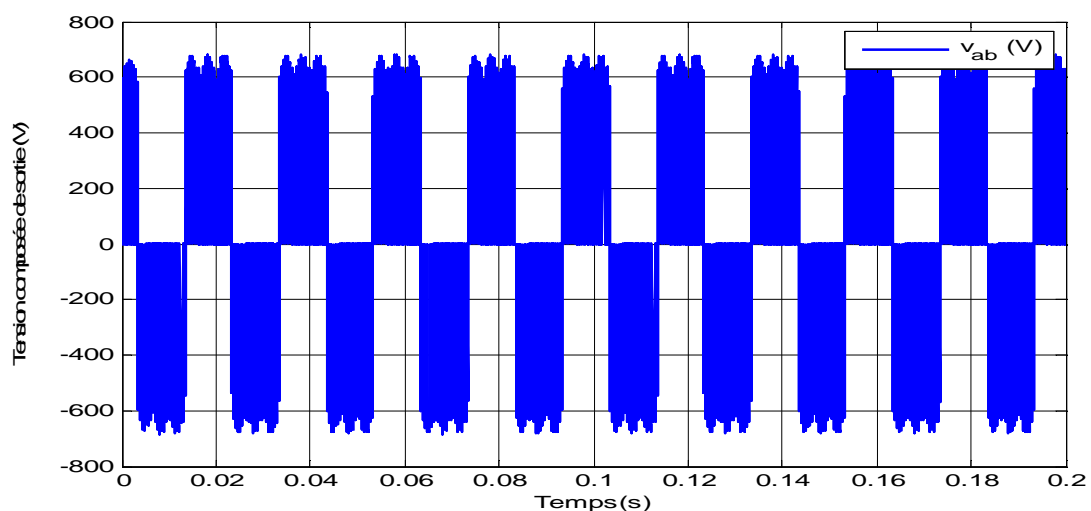


(b) Courants à l'entrée du convertisseur matriciel

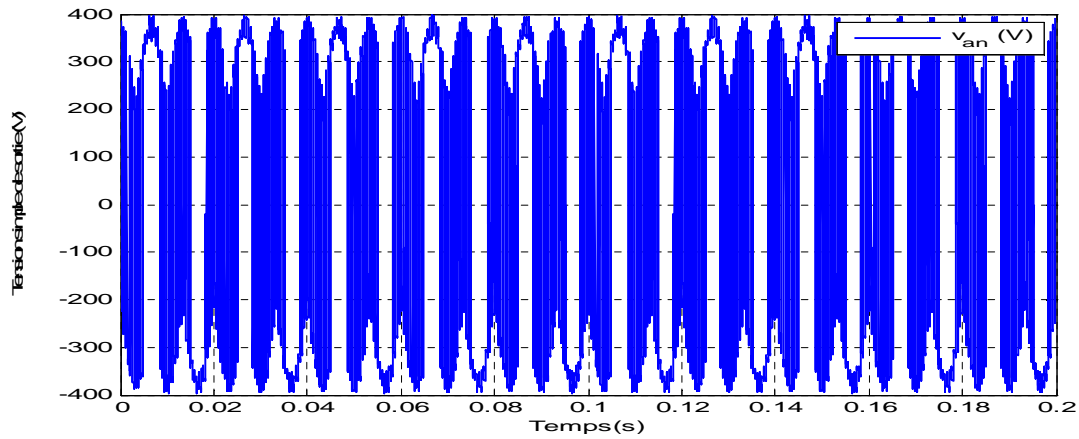
Fig. 4. 29 Grandeurs d'entrée du convertisseur, machine asynchrone

Il est clair qu'avec l'utilisation d'un filtre passif à l'entrée du convertisseur, on a une forme sinusoïdale des tensions et des courants en amont du convertisseur matriciel (CM). (figure. 4. 29)

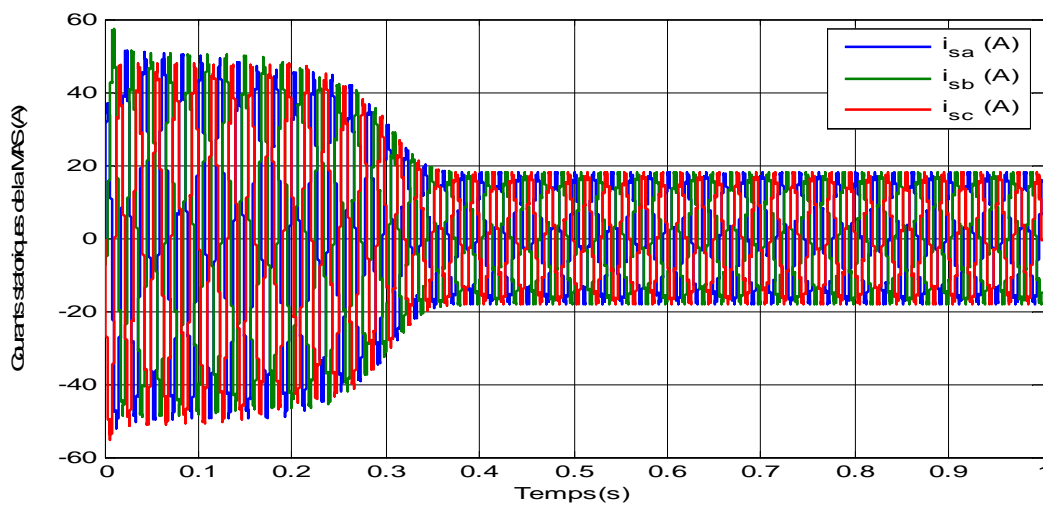
La machine asynchrone à cage d'écureuil associé avec le convertisseur matriciel triphasé répond avec une grande efficacité statique et dynamique à travers ces différentes caractéristiques illustrées sur les figures ci-dessous. En régime permanent, l'analyse temporelle et fréquentielle des courants à la sortie du convertisseur matriciel montre la forme sinusoïdale des courants, avec la diminution considérable du THD à 0.58% (figure.30.c.d).



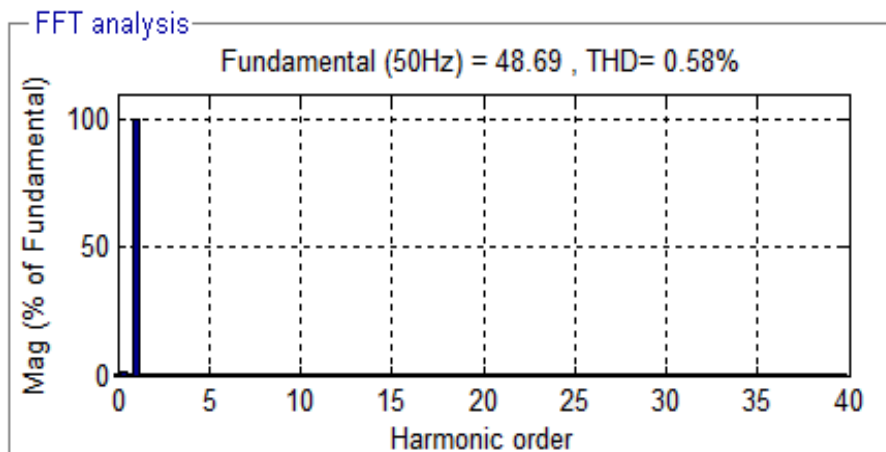
(a) Tensions composées à la sortie du convertisseur matriciel



(b) Tensions simples à la sortie du convertisseur matriciel



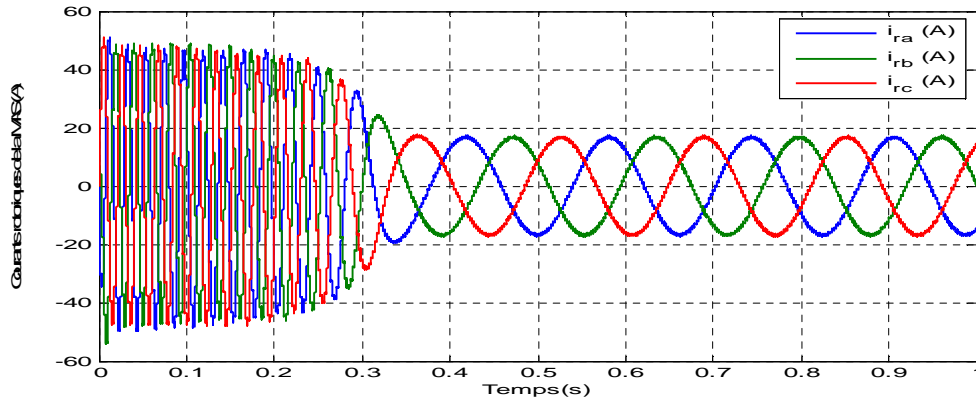
(c) Courants statoriques de la machine asynchrone



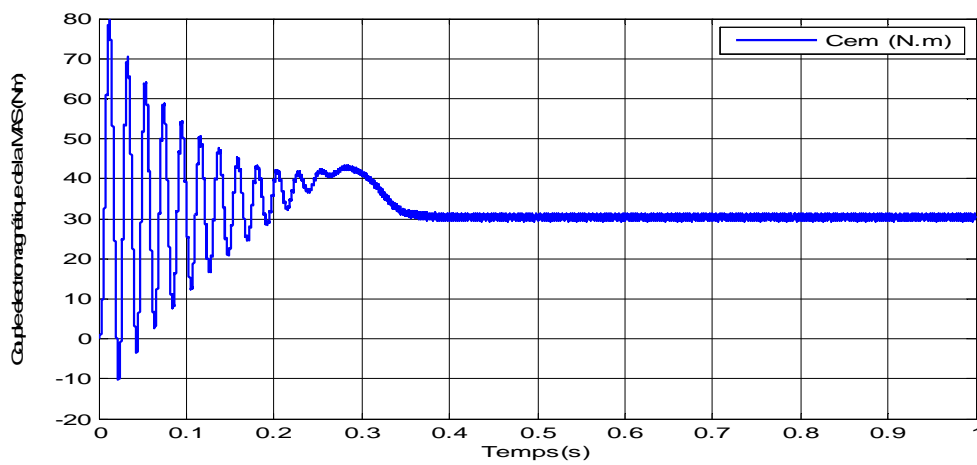
(d) Spectre du courants statoriques de la machine asynchrone

Fig. 4.30 Résultats de simulations des grandeurs statoriques

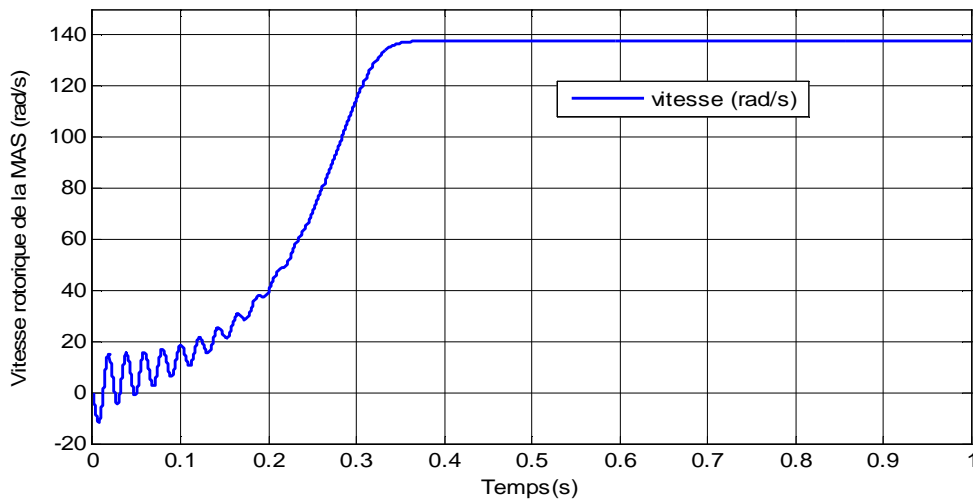
Les figures (4.31,a,b,c) montre respectivement, les courants rotoriques, le couple électromagnétique et la vitesse rotorique de la machine alimentée par le convertisseur matriciel.



(a) Courants rotoriques de la machine asynchrone



(b) Couple électromagnétique ($C_r = 30\text{Nm}$)



(c) Vitesse rotorique (rad/sec)

Fig. 4.31 Résultats de simulations des grandeurs rotoriques

4.10 Conclusion

Dans ce chapitre on a exposé au premier lieu la modélisation suivi par une simulation d'un redresseur MLI. Grace à la structure topologique de ce dernier et la stratégie de commande, le redresseur à MLI peut fonctionner en courants sinusoïdaux et un facteur de puissance unitaire. Le principe de commande à hystérésis et le réglage de tension par un régulateur PI et flou du bus continu du redresseur à MLI sont présentés. Cette stratégie elle est donc simple, robuste et facile à implanter. Les résultats de simulation numériques et expérimentaux montrent les performances de ce type de convertisseur.

Au deuxième lieu, le convertisseur matriciel a fait l'objet de la deuxième partie de ce chapitre, à cet effet, une étude théorique de ce type de convertisseur est présentée en modélisation et simulation. En outre, ce dernier est appliqué pour différentes nature de charges. La technique de commande de ce type de convertisseur à été dotée d'un régulateur intelligent à base de la logique floue (RLF). Les résultats de simulations obtenus montrent l'efficacité et les bonnes performances de ce type de convertisseur en termes de qualité d'énergie électrique.

CONCLUSION GENERALE

Le développement des nouveaux systèmes de filtrage des harmoniques à base de convertisseurs statiques sont, à ce jour, les solutions avancées adéquats tant qu'au niveau de la production que de la distribution. Leur réaction est immédiate et ils s'adaptent automatiquement aux évolutions des perturbations générées par les charges non linéaires. En effet, grâce à l'utilisation de la logique floue, on a constaté qu'elle permet de surpasser les limites des techniques conventionnelles de compensation des harmoniques générées par l'utilisation inévitables des charges non linéaires. A cet effet, nous avons présenté, la compensation des harmoniques des courants à l'aide d'un filtre actif parallèle a base d'un onduleur a deux niveaux de tension commandé par hystérésis, dont la régulation du bus continu est assurée consécutivement par un régulateur PI, puis un régulateur flou. L'analyse temporaire et fréquentielle des courants avant et après compensation montre l'intérêt de ce type de filtrage. Cette étude est validée par une simulation numérique et un essai expérimental. Par ailleurs, on a mis l'accent sur les stratégies de commandes des convertisseurs en proposant, particulièrement, un redresseur à MLI commandé à hystérésis dont la tension de sortie est régulée par un régulateur proportionnel intégrale et par la suite par régulateur flou. Concernant le premier régulateur, qui a fait l'objet d'un essai expérimental du redresseur MLI. Les performances de compensation obtenue par ce dernier ont permis de justifier un taux d'harmonique dans les limites acceptables, cependant le régulateur flou a montré des performances très intéressantes en termes de régulation du bus continu surtout en régime transitoire en comparaison avec le régulateur PI.

Les résultats obtenus, en matière de compensation, lors de l'utilisation d'un convertisseur matricielle, sont très appréciables. En effet, il assure une bonne performance des grandeurs statique et dynamique de la machine, ainsi que la forme sinusoïdale des courants de sortie du convertisseur, quel que soit la nature des perturbations et par conséquent une diminution considérable du taux de distorsion des courants harmoniques.

Les travaux effectués dans cette thèse nous orientent vers quelques perspectives de recherche qu'il nous apparaît utile à savoir :

- Examiner d'autres techniques de commande plus robustes et fiables tel que l'adaptative et le prédictive en vue d'améliorer beaucoup plus les résultats obtenus dans ce travail
- Explorer la synthèse des convertisseurs multi niveaux avec différentes techniques de commande.
- Compléter ce travail par des essais expérimentaux afin de valider les conclusions et confronter les résultats de simulation obtenus à la réalité.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **M. A. E. Alali**, « Contribution à l'Etude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension », Thèse de doctorat, Université de Louis Pasteur, Strasbourg, Septembre 2002.
- [2] **T. GOURAUD**, « Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique », Thèse de doctorat, Université de Nantes, Ecole Centrale de Nantes, Janvier 1997.
- [3] **A. Bouafia**, « Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI », thèse de doctorat, Université de Ferhat Abbas - Setif, 2010.
- [4] **L. Zarri**, « Control of Matrix Converters », thèse de doctorat, université de Bologne, 2010.
- [5] **H. Akagi**, « The State-of-the-Art of Active Filters for Power Conditioning », in Rec. European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, 2005, pp. 1–15.
- [6] **J. L. Javerzac et R. Ott**, « La normalisation de l'électricité », Revue Générale d'Électricité, pp. 16–21, Avril 199.
- [7] **IEEE Std 519-1992**, « IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems», IEEE Industry Applications Society / Power Engineering Society, New York -IEEE, United States, 1993.
- [8] **T. Deflandre, P. Mauras**, « Les harmoniques sur les réseaux électriques » Edition Eyrolles, 1998.
- [9] **D. Ould Abdeslam**, « techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basses tension», Thèse de doctorat, université de Haute Alsace, 2005.
- [10] **S. R. DZONDE NAOUSSI** « Implémentaion des réseaux neuromimétiques sur cible FPGA-application à l'intégration d'un système de filtrage actif » Thèse de doctorat, université de Strasbourg, Novembre, 2011.
- [11] **P. Meynaud**, « Qualité de la tension dans les réseaux électriques – creux de tension, flicker et harmoniques » Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, D 4 260, pp. 1-25,1990
- [12] **A. Robert**, « Qualite de l'electricite dans le marche liberalise ». université de liège, Séminaire organisé par le professeur jean-louis lilien, 8 décembre 2010.
- [13] **V. Ignatova** « Méthodes d'analyse de la qualité de l'énergie électrique. Application aux creux de tension et à la pollution harmonique.»Thèse de doctorat, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, 2006.
- [14] **D. Techniques**, « L'alimentation électrique des systèmes informatiques ».Commission Technique de la securité physique, Octobre 1996.
- [15] **H. Markiewicz, A. Klajn**, « Caractéristiques de la tension dans les réseaux publics de distribution, Norme EN 50160 », Université de technologie de Vroclaw, Juillet 2004.
- [16] **M. M. Abdusalam**, « Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales». Thèse de doctorat de l'université de Nancy, France, 2008.

- [17] **E. Félice**, « Perturbations harmoniques », Paris : Dunod, 2000.
- [18] **J. Arrillaga, N. R. Watson**, « Power system harmonics, University of Canterbury, Christchurch, New Zealand, John Wiley & Sons, 2003.
- [19] **S. R. D. Naoussi** « Implantation de réseaux neuromimétiques sur cible FPGA application à l'intégration d'un système de filtrage actif » Thèse doctorat, université de Strasbourg. Novembre, 2011.
- [20] **B. Szabados** , « Répercussions sur le réseau électrique de l'alimentation des convertisseurs de grande puissance », RGE , N°12, pp.791-796, 1984,
- [21] **K. Aliouane** , « Contribution à l'étude du filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association de filtres actif et passif parallèle », Thèse doctorat de l' I.N.P. Lorraine, Janvier 1995.
- [22] **H. Sasaki, T. Machida**, "A new method to eliminate AC harmonic currents by magnetic flux compensation-considerations on basic design", IEEE Trans. Power Appl. Syst., vol. PAS-90, No. 5, pp. 2009–2019, Janvier 1971.
- [23] **M. X. Wang**, « Filtrage actif de puissance : Etudes et réalisation d'un filtre actif à commande numérique temps réel », Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 1992.
- [24] **H. Djeglroud** , « Filtrage actif de puissance », thèse de doctorat, Université de Constantine, 2007.
- [25] **YIN. BO**, « High performance control of a three phase PWM rectifier », Thesis of doctor, University of Singapore, China, 2008.
- [26] **J. Fadat, Y. Dorali** : " Redresseur à absorption de courants sinusoïdaux: commande dans le repère triphasé », 3EI, no. 52, pp. 46-59, Mars 2008.
- [27] **S. Iida, T. Kawasaki, S. Masukawa**, « A simplified PWM control scheme for three-phase current source converter », 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2003), Toulouse, France, 2003.
- [28] **Bhim Singh, Sanjay Gairola**, « A Zigzag Connected Auto-Transformer Based 24-Pulse AC-DC Converter », IEEE Transactions, 2008.
- [29] **A. O. Monroy, H. Le-Huy, C. Lavoie**, « Modeling and Simulation of a 24-pulse Transformer Rectifier Unit for More Electric Aircraft Power System », 2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS 2012), Bologna, Italy, 2012.
- [30] **A. Alesna, M. Venturini**, « Analyse et conception des optimum-amplitude neuf-Switch AC-AC convertisseur directes », IEEE Transactions on Power Electronics, vol.4, no.1, 101à 112, Janvier 1989.
- [31] **F. Gruson** , « Modulation naturelle généralisée des convertisseur matriciels pour la variation de vitesse », Thèse doctorat de l' Ecole centrale de Lille, Décembre 2010.
- [32] **B. K. Bose**, " Artificial intelligence technique-A new and advancing frontier in power electric and motors drives", Proceedings of the 5th international power electronic s conference, (IPEC'2005),pp. 100-109, Niigata, Japan, April 4-8,2005.
- [33] **J. Fonseca, J. la Fonsa, J. sMartins, C. Couta**, « Fuzzy logic speed control of an induction motor », microprocessors and microsystems .pp.523-534.1999.
- [34] **Bimal. k. Bose, Fellow**, « Expert system, fuzzy logic, and neural network, applications in power electronics and motion control », proceed. Of the IEEE, Vol. 82.N°8, august 1994.
- [35] **H. Buhler**, « Réglage par logique floue », presses polytechnique et université romande, 1994 paris .
- [36] **R. Mudi and Nikhil R .pal**, « Robust self –tuning scheme for PI and PD type fuzzy controllers »,IEEE transactions on fuzzy systems vol.7.N°1 February 1999.
- [37] **Jodouin, J-F.**, " Les réseaux de neurones; principes et définition", Hermes, 1994, 124p.
- [38] **L. A. Zadeh**, "Fuzzy Sets," Information and Control, vol. 8, pp. 338-353, 1965.
- [39] **L. A. Zadah**, «The concept of a linguistic variable and its applications to approximate reasoning », Part 3, information sciences vol.09, pp.43-80, 1976.

- [40] **J. R. Tong –Tong** « La logique floue » Edition Hermes, paris ,1995.
- [41] **A. Kaufmann**, « Introduction à la théories des sous ensemble flous à l’usage des ingénieur »,Tome 1 Edition Mascon, Paris, New york, Barcelone, Milton ,1977.
- [42] **T. Takagi et N. Sugeno** « Fuzzy identification of systems and its applications to modelling and control » IEEE trans, on systems man and cybernetics, vol .SMC 15pp.116-132, 1985.
- [43] **F. Zidani** « Contribution au contrôle et au diagnostic de la machine asynchrone par la logique floue » thèse de doctorat d’etat, département d’électrotechnique, université de batna .2003.
- [44] **D. Dubis, H. Parade** « Fuzzy sets and systems ,theory and applications », Academic press 1980.
- [45] **B.B. Meunie et comarsal** « Logique floue : principe, aide à la décision » Edition Hermes science, lavopsier 2003.
- [46] **L. Baghli** « Contribution à la Commande de la machine, utilisation de la logique floue, des réseaux de Neutrons et des Algorithmes génétique » thèse de doctorat en génie électrique , université Henri poincaré Nancy -1 .1999.
- [47] **A. Boukadoum, T. Bahi**, “ Fuzzy Logic Controlled Shunt Active Power Filter for Harmonic Compensation and Power Quality Improvement ” Journal of Engineering Science and Technology Review 7 (4) 143- 149, 2014.
- [48] **S. NIA** « Contribution à l’étude théorique et expérimentale d’un filtre actif parallèle à commandes analogique et numérique temps réel ». Thèse de doctorat de l’I.N.P.L, Nancy, France, (1996).
- [49] **H. Akagi**, "Modern active filters and traditional passive filters", Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, vol. 54, no. 3, 2006.
- [50] **M. Routimo, M. Salo, H. Tuusa**, " Comparison of voltage-source and currentsource shunt active power filters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no.2, pp. 636-643, March 2007.
- [51] **S. Karimi** « Continuité de service des convertisseurs triphasés de puissance et prototypage "FPGA in the loop": application au filtre actif parallèle »,Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Janvier 2009.
- [52] **K. Haddad, G. Joos**, "Three phase active filter topology based on a reduced switch count voltage source inverter", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 236-241, Aug. 1999.
- [53] **H. Akagi, Y. Tsukamoto, A. Nabae**, « Analysis and design of an active power filter using quad-series voltage source PWM converters », IEEE Trans. on Industry applications, vol. 26, No. 1, pp. 93-98, 1990.
- [54] **J. Xu**, « Filtrage actif parallèle des harmoniques des réseaux de distribution d’électricité » Thèse de l’Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy 20 Janvier 1994.
- [55] **B. Singh, K. Al-Haddad, A. Chandra**, "A review of active filters for power quality improvement ", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 5, pp. 960-971, October1999.
- [56] **A. Boukadoum, T. Bahi**, « Modélisation et simulation de la compensation harmonique » Journées Internationales de Physique des Matériaux et Ses Applications, JIPMA'07, Novembre 25-27, université Annaba 2007.
- [57] **H. Akagi, Y. Kanazawa, A. Nabae**, "Generalized theory of the instantaneous reactive power in three-phase circuits", *International power electronics conference*, pp. 1375-1386, Japan, 1983.
- [58] **A. Boukadoum, T. Bahi, et Y. Soufi**, « Application d’un régulateur PI adaptatif pour le réglage d’un filtre Actif parallèle et compensation harmoniques » Centre Universitaire de

- Souk-Ahras , 1ere Conférence Nationale sur le l'électrotechnique (CNE'10), qui sera organisée le 23 et 24 Novembre 2010.
- [59] **A. Chaoui**, « filtrage actif triphase pour charges non lineaires », thèse de docteur de l'université de ferhat abbas de sétif, 2010.
- [60] **A. Boukadoum, T. Bahi** " Harmonic current suppression by shunt active power filter using fuzzy logic controller " Journal of Theoretical and Applied Information Technology , Vol. 68, N°3, pp 651-656, 2014.
- [61] **F. Mekri**, « Commande robuste des conditionneurs Actifs de puissances », These de Doctorat, Universite des Sciences et de la Technologie d'Oran, Novembre 2007.
- [62] **A. Boukadoum, T. Bahi, A. Bouguerne, Y. Soufi, S. Oudina**, « Hysteresis Band Current and Fuzzy Logic Control for Active Power Filter » 978-1-4673-5271-0/13/\$31.00 ©2013 IEEE explore. 2013.
- [63] **A. Boukadoum, T. Bahi**, " Fuzzy Logic Controlled Shunt Active Power Filter for Harmonic Compensation and Power Quality Improvement " Journal of Engineering Science and Technology Review 7 (4) 143- 149, 2014.
- [64] **N. Belhaouchet**, " Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constantedes Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application : Amélioration de la Qualité de l'Energie" thèse de doctorat, Université de Ferhat Abbas - Setif, 2011.
- [65] **H. Tédjini, Y. Meslem and M. Rahli**, "Contrôle non linéaire avancé du redresseur MLI triphasé en absorption sinusoïdale de courant ", ACTA Electrotechnica, Vol. 49, No. 3, 2008.
- [66] **Birame. M'hamed**, " Commande floue d'un convertisseur AC-DC à UPF en c ascade avec un convertisseur DC-DC double étage alimentant un s système de biberonnage supercapacités d'un véhicule électrique", Mémoire de magister, Université de Batna, Algérie,2003.
- [67] **Noguchi, A. Sato, D. Takeuchi**: "Minimisation of DC reactor and operation characteristics of direct-power-controlled current-source PWM rectifier", IEEE Industrial Electronics conference (IECON 2006), Paris, France, pp. 2787 – 2792, Nov. 2006.
- [68] **P. Ladoux, G. Ollé**, "Compensateur d'harmonique et de puissance réactive", système didactique, RESELEC 2002.
- [69] **M. Liserre**, " Innovative control techniques of power converters for industrial automation", Thèse de Doctorat, Politecnico Di Bari, Italie, Décembre 2001.
- [70] **R. Wu, S. B. Dewan, G. R. Slemon**, "Analysis of AC-to- DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 27, pp. 355-364, Mar./Apr. 1991.
- [71] **T. M. Jahns, V. Blasko**, "Recent advances in power electronics technology for industrial and traction machine drives", Proc. IEEE, vol. 89, no. 6, pp. 963-975, Jun. 2001.
- [72] **J. Fadat, Y. Dorali**, " Redresseur à absorption de courants sinusoïdaux: commande dans le repère triphasé", 3EI, no. 52, pp. 46-59, Mars 2008.
- [73] **M.Sc. Mariusz Cichowlas**, " PWM rectifier with active filtering". Phd Thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics. Warsaw; Poland. 2004.
- [74] **M. Jovanovic, D. E. Crow**, " Merits and Limitations of Full-bridge Rectifier with LC Filter in Meeting IEC 1000-3-2 Harmonic-limit Specifications " , in IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 33, Issue 2, pp. 551-557, April 1997.
- [75] **K. H. Ahmed, S. J. Finney, B. W. Williams**, " Passive Filter Design for Three-phase Inverter Interfacing in Distributed Generation" in Conf. IEEE CPE07', pp.1-9.

- [76] **T. C. Wang, Zhihong Ye, Gautam Sinha, Xiaoming Yuan**, “ Output Filter Design for a Grid-interconnected Three-phase Inverter” IEEE PESC03’ pp. 779-784
- [77] **S.K. Jain, P. Agrawal and H.O. Gupta**, "Fuzzy logic controlled shunt active power filter for power quality improvement" , IEE, Proc-Electr Power-Appl. Vol. 149, No. 5, pp.317-328, September 2002.
- [78] **N. Belhaouchet, L. Rahmani and S. Begag**, "Three-phase shunt active power filter with high-performance operation", Praise Worthy Prize, International Review of Automatic Control (IREACO), Vol. 1, No. 3, pp. 294-302, September 2008.
- [79] **A. Boukadoum, T. Bahi**, « Compensation Harmonic Based on Fuzzy Logic Controller for Shunt Active Power Filter to improve power quality » 2nd International Conference on Electrical Energy and Systems, October 28-30, 2014, Annaba, Algeria
- [80] **A. Boukadoum, T. Bahi, A. Bouguerne, Y. Soufi** “ Logique Floue pour la Compensation des Harmoniques d’un Convertisseur AC/AC à Structure Matricielle Appliqué aux Energies Renouvelables ” Conférence Internationale des Energies Renouvelables (CIER’13) Sousse, Tunisie , 2013.
- [81] **Zheng Zheng and Wang Cong**, “ Measures of Suppressing Harmonic Pollution generated by Power Electronic Equipment, National Science Foundation under Grant 2008A470004 University of Mining and Technology Beijing, China. IEEE. 2009.
- [82] **E. Yamamoto, T. Kume, H. Hara, T. Uchino, J. Kang, and H. Krug**, “Development of matrix converter and its applications in industry,” in Proc. 35th IEEE IECON, Porto, Portugal, 2009, pp. 4–12.
- [83] **S. Masoud Barakati** “ Modeling and Controller Design of a Wind Energy Conversion System Including a Matrix Converter ”, thesis of Doctor of Philosophy in Electrical and Computer Engineering Waterloo, Ontario, Canada, 2008.
- [84] **M. Venturini**, “A new sine wave in sine wave out, conversion technique which eliminates reactive elements,” inProc. Powercon 7, 1980, pp. E3/1–E3/15.
- [85] **M. Venturini. and A. Alesina**. “ The generalised transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor.” IEEE PESC.1989 : 242-252.
- [86] **C. Senthil Kumar, N. Senthil Kumar, M. Eswari**, “ Comparative study of conventional and matrix converter fed brushless dc motor drive”, PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, ISSN 0033-2097, R. 89 NR 7, 2013.
- [87] **Itoh J., Koiwa K., Kato K**, “ Input Current Stabilization Control of a Matrix Converter with Boost-up Functionality, International Power Electronics Conference, 2708 – 2714, 2010.
- [88] **L. Huber, D. Borojevic**, Input Filter Design of Forced Commutated Cycloconverters, Proceedings of 6th Mediterranean Electrotechnical Conference, vol.2, pp. 1356-1359, 1991.
- [89] **P.W. Wheeler and D.A. Grant**, “ Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter”, IEE Proceedings of Electric Power Applications, vol. 144, No. 1, pp. 53-60, Janvier 1997.
- [90] **P.W. Wheeler, H. Zhang and D.A. Grant**, A theoretical and practical investigation of switching frequency harmonics in a matrix converter, Proceedings of UPEC’93, pp. 502505, 1993.
- [91] **D. Casadei, G. Serra, A. Tani, P. Nielsen**, Theoretical and experimental analysis of SVMcontrolled matrix converters under unbalanced supply conditions, Electromotion Journal, vol. 4, n° 1-2, pp. 28-37, 1997.
- [92] **N.R. Zargari, G. Joos, P.D. Ziogas**, Input Filter Design for PWM Current-Source Rectifiers , Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC’93, pp. 824-830. 1993.

- [93] **H. Karaca, R. Akkaya**, “ Modeling, Simulation and Analysis of Matrix Converter Using Matlab&Simulink ”, *International Journal of Modeling and Optimization*, Vol. 2, No. 3,pp; 328-332, June 2012
- [94] **P.W. Wheeler, J. Rodriguez, J.C. Clare, et al.**, *Matrix Converters: a Technology Review* , *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 49, no.2, pp.276-288, April 2002.
- [95] **Hulusi. Karaca, R. Akkaya, H. Doğan** , “ A Novel Compensation Method Based on Fuzzy Logic Control for Matrix Converter under Distorted Input Voltage Conditions ” . *Proceedings of International Conference on Electrical Machines*, Elec. Eng. Dept., University of Selcuk, 42075, Konya, Turkey IEEE. 2008.
- [96] **J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar, P. W. Wheeler**, “A Review of Control and Modulation Methods for Matrix Converters”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, VOL. 59, N^o. 1,pp: 57-70, January 2012.
- [97] **A. Boukadoum, T. Bahi, D. Dib** “ PWM with three intervals and fuzzy logic control Technique for Matrix Converter fed Induction motor ” *British Journal of Applied Science & Technology*, 2013.
- [98] **S. L. Arevalo**, “ Matrix Converter for Frequency Changing Power Supply Applications”, Submitted to the University of Nottingham for the degree of Doctor of Philosophy, January 2008.
- [99] **N. J. M. BEng**, “ Space Vector Modulation of a 4-Leg Matrix Converter ”, Thesis submitted to The University of Nottingham for the degree of Doctor of Philosophy, November 2011.
- [100] **J. Rodriguez, E. Silva, F. Blaabjerg, P. Wheeler, J. Clare, J. Pontt**, *Matrix Converter Controlled with the Direct Transfer Function Approach: Analysis, Modelling and Simulation* , *Taylor&Francis-International Journal of Electronics*, vol. 92, no. 2, pp. 63–85, February 2005.
- [101] **H.W. van der Broeck, H.-C. Skudelny, and G.V.Stanke**, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors," *IEEE Tran. on Industry Applications*, vol. 24, pp: 142 – 150, Jan.-Feb. 1988.
- [102] **Vinod Kumar and R. R. Joshi**, “ Fuzzy Logic Based Light Load Efficiency Improvement of matrix converter Based wind Generation system , *Journal of Theoretical and Applied Information Technology*, 2007.
- [103] **A. Boukadoum, T. Bahi, D. Dib**, « Fuzzy Logic Control Based Matrix Converter for Improvement Output Current Waveforms based Wind Turbine System » *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, Vol.3, No.3,2013.
- [104] **A. Boukadoum, T. Bahi, S. Oudina, Y. Soufi, S. Lekhchine**, « Fuzzy control adaptive of a matrix converter for harmonic compensation caused by nonlinear loads » *Energy Procedia journal*, vol 18, pp: 715 –723, 2012.
- [105] **M. Prinard**, “ *Commande électrique des moteurs électriques* ” Série IEEA, 2004.