



Ecole Nationale Polytechnique
Département Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de doctorat en Génie électrique

Option: Automatique

Présentée par:
SAFA AHMED

Magistère en Génie électrique Université de Tiaret.

Etude de la contribution de l'électronique de puissance dans les microréseaux

Présentée et soutenue publiquement le 04/07/2018

Composition du Jury :

Président:	TADJINE Mohamed	Pr	ENP
Examineurs:	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Pr	ENP
	BOUCHAFAA Farid	Pr	USTHB
	ALLAOUI Tayeb	Pr	U. Tiaret
Rapporteurs:	GHEDAMSI Kaci	Pr	U. Bejaia
	MESSLEM Youcef	Pr	U. Tiaret
	BERKOUK El Madjid	Pr	ENP

ENP 2018



Ecole Nationale Polytechnique
Département Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de doctorat en Génie électrique

Option: Automatique

Présentée par:
SAFA AHMED

Magistère en Génie électrique Université de Tiaret.

Etude de la contribution de l'électronique de puissance dans les microréseaux

Présentée et soutenue publiquement le 04/07/2018

Composition du Jury :

Président:	TADJINE Mohamed	Pr	ENP
Examineurs:	MAHMOUDI Mohand Oulhadj	Pr	ENP
	BOUCHAFAA Farid	Pr	USTHB
	ALLAOUI Tayeb	Pr	U. Tiaret
Rapporteurs:	GHEDAMSI Kaci	Pr	U. Bejaia
	MESSLEM Youcef	Pr	U. Tiaret
	BERKOUK El Madjid	Pr	ENP

ENP 2018

A MON PÈRE, MA MÈRE ET À MA PETITE MERIEM

Remerciement

Louanges tout d'abord à Allah qui m'a donné les facultés nécessaires pour réaliser ma thèse de doctorat et que le salut et la paix soient sur son prophète Mohamed.

Ma reconnaissance et mes remerciements vont ensuite aux personnes ci-après:

Mes encadrants, Monsieur MESSLEM Youcef, et Monsieur BERKOUK El Madjid qui m'ont prodigué les conseils nécessaires et orienté judicieusement pour l'élaboration de ce document.

Ensuite je souhaite remercier l'ensemble des membres du jury pour le temps et l'énergie qu'ils ont dédiés à la lecture et à la correction de mon manuscrit

Monsieur Gouichiche Abd El Madjid pour m'avoir soutenu et donné certains moyens utiles à même de parfaire ce travail

Tous les membres du laboratoire LGEP "KOUADRIA, CHIBANI, CHEDJARA ET ZABAR, ainsi à M .Belabbas pour m'avoir soutenu, aidés et encouragés afin que je puisse terminer ce travail

Et dans le même contexte, je ne peux omettre de remercier particulièrement mon professeur d'anglais Mr BENABED Amar qui m'a été d'un précieux soutien dans la publication de mes travaux.

Un grand merci de tout mon cœur à ma femme, Imane, pour son immense soutien et ses encouragements qui m'ont permis d'achever ce travail. Je remercie aussi mes sœurs et mon frère, pour leur amour sans fin. Sans oublier mes beaux-parents, mes beaux-frères et sœurs pour leurs soutiens indéfectibles. Enfin, je voudrais exprimer ma sincère gratitude à mon père et ma mère, qui m'ont donné le meilleur tout au long de ma vie. Ils m'ont encouragé tout au long de ma carrière académique, et je dois tout mon succès à leur soutien aimant.

الملخص: الهدف من هذا العمل هو دراسة مساهمة الكترونيات الطاقة في إدارة اتصال الشبكة المصغرة microgrid بشبكة الكهرباء الرئيسية. لهذا الغرض استخدمنا موج متعددة الوظائف مرتبط بالشبكة في نقطة الاقتران المشتركة لربط الشبكة المصغرة بشبكة الكهرباء. وسيقدم الموج خدمات إضافية مثل تعويض المتوافقات، موازنة التحميل، والتعويض عن القدرة التفاعلية. أولاً، تم تطوير مستخرج المكونة الأساسية الموجبة للجهد. ثم تم استخدام هذا المستخرج لمزامنة الموج مع الشبكة. بعد ذلك تم استخدام المستخرج لتحسين نظرية الطاقة لحظية من خلال الاستغناء عن مرشح تمريرة منخفضة. وأخيراً، اقترحنا تحسين التحكم بالانزلاق لتعزيز السيطرة على الموج. في هذه الدراسة، قمنا بأخذ الاعتبار حالات وجود نوعية رديئة للطاقة الكهربائية من جهة الشبكة الرئيسية والشبكة المصغرة. وأكدت المحاكاة والنتائج التجريبية أن نوعية الطاقة الخاصة بالشبكة الكهربائية قد تحسنت.

الكلمات الدالة: الشبكة المصغرة، الكترونيات الطاقة، موج متعدد الوظائف، المزامن، نوعية الطاقة، الخدمات الإضافية.

Abstract: The aim of the present work is the study of the contribution of power electronics in the management of the connection of microgrid to the power network. We used a multi-functional Grid Tied Inverter (MFGTI) at the Point of Common Coupling (PCC) to connect the microgrid to the power grid. The MFGTI will guarantee the ancillary services such as harmonics compensation, load balancing, and reactive power compensation. First, a Positive Fundamental Component Estimator PFCE is developed to extract the positive component of the main voltage. This PFCE is then used in the Pseudo Open-Loop Synchronizer that will be used to synchronize the MFGTI to the grid. Then, the PFCE is used to improve the instantaneous power theory method by eliminating the low pass filter. Finally, an improved sliding mode controller is proposed to enhance the control of the MFGTI. Cases of a microgrid having a low power quality and/or the main grid with low power quality are considered. Simulation and experimental results confirmed that in each case, the MFGTI had improved the power quality of the microgrid allowing the microgrid to meet the different power quality standard and requirement.

Keywords : Microgrid, Power Electronics, MFGTI, POLS, PFCE, FLL, Power quality, reactive power, ancillary services.

Résumé: Le but de ce travail est l'étude de la contribution de l'électronique de puissance dans la gestion de la connexion du microréseau au réseau électrique. Nous avons utilisé un onduleur multifonctions (MFGTI) au point de couplage commun (PCC) pour connecter le microréseau au réseau électrique. Le MFGTI garantira la fourniture des services auxiliaires tels que la compensation d'harmoniques, l'équilibrage de charge et la compensation de puissance réactive. Tout d'abord, un estimateur de la composante fondamentale positive PFCE est développé pour extraire la composante positive de la tension principale. Ce PFCE est ensuite utilisé dans le Pseudo Open-Loop Synchronizer POLS qui sera utilisé pour synchroniser le MFGTI avec le réseau. Ensuite, le PFCE est utilisé pour améliorer la méthode basée sur la théorie de la puissance instantanée en éliminant le filtre passe-bas. Enfin, un contrôleur de mode glissant modifié est proposé pour améliorer le contrôle du MFGTI. Ces algorithmes ont été appliqués pour le cas d'un microréseau et réseau électrique perturbés (présence d'harmonique et déséquilibre). Les simulations et les résultats expérimentaux ont confirmé que dans chaque cas, le MFGTI a amélioré la qualité de l'électricité du microréseau, lui permettant de répondre aux différentes normes et exigences de la qualité de l'électricité.

Mot Clés : microréseau, électronique de puissance, onduleur multifonctions, qualité de l'électricité, puissance réactive, services auxiliaire

Table des matières

Liste des figures	
Liste des tables	
Liste d' abréviations	
Introduction Générale.....	17
Chapitre 1. Etat de l'art.....	21
1.1. Introduction.....	22
1.2. La génération distribuée <i>DG</i>	22
1.3. Les microréseaux	25
1.3.1. Architecture du microréseau	25
1.4. Qualité de l'électricité.....	26
1.5. Techniques de synchronisation.....	29
1.6. Le MFGTI.....	31
1.7. Contribution 1	32
1.8. Contribution 2	32
1.9. Contribution 3	33
1.10. Conclusion	33
Chapitre 2. : La synchronisation de MFGTI.....	35
2.1. Introduction.....	36
2.2. Présentation de l'algorithme	36
2.2.1. L'estimateur de la composante positive fondamentale (PFCE).....	36
2.2.2. Normalisation.....	38
2.2.3. L'estimateur de fréquence.....	39
2.2.4. Le choix du coefficient d'amortissement.....	40
2.3. Résultats de simulation	42

2.3.1. Changement de fréquence.....	43
2.3.2. Cas d'une tension distordue	43
2.3.3. Cas d'une tension déséquilibrée.....	44
2.3.4. Cas d'une tension déséquilibrée et distordue.....	45
2.3.5. Cas de LVRT	46
2.4. Discussion.....	47
2.5. Conclusion	48
Chapitre 3. La commande basée sur la théorie des puissances instantanées.....	49
3.1. Introduction.....	50
3.2. Algorithme de contrôle	51
3.2.1. Modèle de panneau photovoltaïque	51
3.2.2. L'algorithme MPPT	53
3.2.3. Validation du modèle	54
3.2.4. Cas de changement des conditions ambiantes	54
3.3. La théorie de la puissance instantanée	55
3.4. L'algorithme basé sur la théorie des puissances instantanées	58
3.4.1. Calcul de la puissance de référence	58
3.4.2. Le régulateur du bus continu.....	59
3.4.3. L'algorithme de commande du MFGTI.....	61
3.5. Résultats de simulation	62
3.5.1. L'injection de la puissance active et réactive dans le réseau	63
3.5.2. Cas idéal	64
3.5.3. Régime transitoire	66
3.5.4. Cas de déséquilibre de tension de source.....	67
3.5.5. Cas de déséquilibre de charge.....	70

3.6. Discussion.....	73
3.7. Conclusion	75
Chapitre 4. Commande basée sur la méthode directe du MFGTI	76
4.1. Introduction.....	77
4.2. Algorithme de contrôle	77
4.2.1. Le PFCE.....	78
4.2.2. Le calcul du courant de référence	78
4.2.3. La SMC-LPF proposée	79
4.3. Résultats de simulation	80
4.3.1. Description du système simulé	80
4.3.2. L'injection de la puissance active et réactive dans le réseau	82
4.3.3. Cas idéal	82
4.3.4. Régime transitoire	84
4.3.5. Cas de déséquilibre de tension de source.....	85
4.3.6. Cas de déséquilibre de charge.....	87
4.4. Discussion.....	90
4.5. Conclusion	92
Chapitre 5. Résultats expérimentaux	93
5.1. Introduction.....	94
5.2. Partie I: L'algorithme de synchronisation	94
5.2.1. Cas d'une tension idéale	96
5.2.2. Cas d'une tension distordue	97
5.2.3. Cas d'une tension déséquilibrée.....	97
5.2.4. Cas d'une tension déséquilibrée et distordue.....	98
5.2.5. Cas d'une situation de LVRT.....	98

5.3. Partie 2 : L'algorithme basé sur la théorie des puissances instantanées	99
5.3.1. Cas idéal	101
5.3.2. Régime transitoire	103
5.3.3. Résultats expérimentaux sous une tension déséquilibrée	104
5.3.4. Résultats expérimentaux sous une charge déséquilibrée	105
5.1. Partie 3: L'algorithme basé sur la méthode directe	107
5.3.5. Cas idéal	107
5.3.6. Cas d'une tension déséquilibrée.....	109
5.3.7. Cas d'une charge déséquilibrée.....	110
5.4. Discussion.....	111
5.5. Conclusion	112
Conclusion générale	113
Annexe A : Les Composantes Symétriques	124
A.1 Composantes symétriques	124
A.2 Représentation complexe.....	124
A.3 Système direct.....	125
A.4 Système inverse	125
A.5 Système homopolaire.....	126
A.6 Représentation matricielle	126
A.7 Calcul du taux de déséquilibre.....	127
Annexe B : L'application de la méthode SMC sur les systèmes à structures variables	128

Liste des figures

Figure 1-1: Topologie du microgrid [3]	26
Figure. 2-1. Le POLS proposé	36
Figure 2-2 Schéma bloc du PFCE.	37
Figure. 2-3. L'estimateur de la fréquence	39
Figure. 2-4 Tracé de Bode de PFCE avec plusieurs λ	40
Figure. 2-5. La réponse de POLS a un saut de fréquence. (a): l'onde de sortie. (b): l'erreur d'amplitude.	41
Figure. 2-6. La réponse de POLS dans le cas de déséquilibre et de distorsion de tension. (a): l'onde de sortie. (b): l'erreur d'amplitude.	41
Figure. 2-7. La réponse des trois algorithmes face à un changement de fréquence	43
Figure. 2-8. Résultat de simulation dans le cas de tension avec perturbation harmonique. a. Profile de tension. b. la sortie unitaire des trois algorithmes. c. l'erreur d'amplitude. d. la fréquence estime	44
Figure. 2-9. Résultat de simulation dans le cas d'une tension déséquilibrée . a. Profile de tension. b. la sortie unitaire des trois algorithmes. c. l'erreur d'amplitude. d. la fréquence estimée.	45
Figure. 2-10. Résultat de simulation dans le cas de tension déséquilibrée avec perturbation harmonique. a. Profile de tension. b. la sortie unitaire des trois algorithmes. c. l'erreur d'amplitude. d. la fréquence estimée.	46
Figure. 2-11. Résultat de simulation dans le cas de LVRT. a. Profile de tension. b. la sortie unitaire des trois algorithmes. c. l'erreur d'amplitude. d. la fréquence estimée	47
Figure. 3-1. Schéma global du système étudié	50
Figure. 3-2. Schéma d'algorithme proposé	51
Figure. 3-3. Modèle à une seule diode de PV	52

Figure. 3-4. L'algorithme de MPPT	54
Figure. 3-5. La puissance active fournie par le système PV sous: (a): différente irradiation et température à 25°. (b): différente température et irradiation constante G=1000W/m²	54
Figure. 3-6. Schéma illustratif du principe de puissance instantanée dans le cas du MFGTI.	57
Figure. 3-7. L'estimateur de \tilde{p} et de q basé sur le PFCE	59
Figure. 3-8. Le régulateur SMC-LPF pour le bus continu	60
Figure. 3-9. Schéma global de l'algorithme de commande	61
Figure. 3-10. Les puissances active et réactive dans le réseau	63
Figure. 3-11. Résultats de simulations sous des conditions idéales : a). La tension du réseau. b) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. c) Courant de source avec PFCE-SMC. d) Courant de source avec PFCE-PI.	65
Figure. 3-12. Spectre de courant de source dans le cas idéal : a) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. b) Courant de source avec PFCE-SMC. c) Courant de source avec PFCE-PI.	66
Figure. 3-13. La réponse de MFGTI sous un changement de charge: a). Courant de charge. b) Courant de source avec PFCE-SMC. c). Courant de source avec PFCE-PI. c) Tension du bus continu	67
Figure. 3-14. Résultats de simulations sous une tension déséquilibrée : a). La tension du réseau. b) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. c) Courant de source avec PFCE-SMC. d) Courant de source avec PFCE-PI.	68
Figure. 3-15. Spectre de courant de source : a) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. b) Courant de source avec SMC. c) Courant de source avec SMC-LPF.	69
Figure. 3-16. La composante inverse dans le courant de source avec et sans MFGTI	69

Figure. 3-17. Résultats de simulations avec une charge déséquilibrée: a). La tension du réseau b) Courant de source sans MFGTI. c) Courant de source avec PFCE-SMC. d) Courant de source avec PFCE-PI.	70
Figure. 3-18. Spectre de courant de source avec une charge déséquilibrée: a) Courant de source sans MFGTI. b) Courant de source avec PFCE-SMC. c) Courant de source avec PFCE-PI.	71
Figure. 3-19. La composante inverse dans le courant de source avec et sans MFGTI	71
Figure. 3-20. Résultats de simulations avec une charge biphasée : a). La tension du réseau. b) Courant de source sans MFGTI. c) Courant de source avec PFCE-SMC. d) Courant de source avec PFCE-PI.	72
Figure. 3-21. Spectre de courant de source avec une charge biphasée. a) Courant de source sans MFGTI. b) Courant de source avec PFCE-SMC. c) Courant de source avec PFCE-PI.	73
Figure. 3-22. La composante inverse dans le courant de source avec et sans MFGTI	73
Figure. 4-1. La commande directe du MFGTI	77
Figure. 4-2. Schéma bloc de la méthode SMC-LPF	79
Figure. 4-3. Schéma global du système étudié.	81
Figure. 4-4. Les puissances active et réactive dans le réseau	82
Figure. 4-5. Résultats de simulations sous des conditions idéales : a). La tension. b) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. c) Courant de source avec SMC-LPF. d) Courant de source avec SMC.	83
Figure. 4-6. Spectre de courant de source : a) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. b) Courant de source avec SMC-LPF. c) Courant de source avec SMC-LPF.	84

Figure. 4-7. La réponse de MFGTI sous un changement de charge : a). Courant de charge.	
b) courant de source avec SMC-LPF. c). Courant de source avec SMC. d) Tension du bus continu	84
Figure. 4-8. Résultats de simulations sous une tension déséquilibrée : a). La tension. b) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. c) Courant de source avec SMC-LPF. d) Courant de source avec SMC.	85
Figure. 4-9. Spectre de courant de source : a) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. b) Courant de source avec SMC-LPF. c) Courant de source avec SMC.	86
Figure. 4-10. La composante inverse de la charge et sa compensation	86
Figure. 4-11. Résultats de simulations sous des conditions idéales : a). La tension. b) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. c) Courant de source avec SMC-LPF. d) Courant de source avec PI.	87
Figure. 4-12. Spectre de courant de source dans le cas de déséquilibre de charge : a) courant de source avant l'insertion de MFGTI. b) Courant de source avec SMC. c) Courant de source avec SMC-LPF.	88
Figure. 4-13. La composante inverse dans le courant de réseau dans le cas de déséquilibre de charge.	88
Figure. 4-14. Résultats de simulations sous des conditions idéales : a). La tension. b) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. c) Courant de source avec SMC-LPF. d) Courant de source avec PI.	89
Figure. 4-15. Spectre de courant de source : a) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. b) Courant de source avec SMC. c) Courant de source avec SMC-LPF.	89
Figure. 4-16. La composante inverse dans le courant de source dans le cas d'une charge biphasé.	90

Figure. 5-1 : Schéma bloc du banc d'essai expérimental pour la méthode de synchronisation	94
Figure. 5-2 Résultat expérimental: la sortie des trois algorithmes sous des conditions idéales	96
Figure. 5-3 Résultat expérimental avec un changement de fréquence	96
Figure. 5-4 Résultat expérimental avec une tension distordue	97
Figure. 5-5 Résultat expérimental avec une tension déséquilibrée	97
Figure. 5-6 Résultat expérimental avec une tension déséquilibrée et distordue	98
Figure. 5-7 Résultat expérimental dans le cas d'un LVRT	99
Figure. 5-8 Schéma global du système utilisé dans l'expérimental	99
Figure. 5-9 Le banc d'essai	100
Figure. 5-10 Résultat expérimental dans le cas idéal. (a)(b) : Sans MFGTI. (c)(d) : PFCE-SMC.(e)(f) :PFCE-PI.	102
Figure. 5-11 Résultat expérimental des puissances active et réactive. (a)(b) : PFCE-SMC.(c)(d) :PFCE-PI.	103
Figure. 5-12 Résultat expérimental du régime transitoire de courant de source. .(a) : PFCE-SMC.(b) :PFCE-PI	103
Figure. 5-13 Résultat expérimental du régime transitoire de V_{dc}. .(a) : PFCE-SMC.(b) :PFCE-PI	104
Figure. 5-14 Résultat expérimental dans le cas de déséquilibre de tension de source. (a)(b) : Sans MFGTI. (c)(d) : PFCE-SMC.(e)(f) :PFCE-PI	105
Figure. 5-15 Résultat expérimental dans le cas de déséquilibre de charge. (a)(b) : Sans MFGTI. (c)(d) : PFCE-SMC.(e)(f) :PFCE-PI	106

Figure. 5-16. Résultats expérimentaux sous une tension idéale en utilisant le SMC-LPF :

(a) : LA tension. (b) : Courant de charge. (c) : Courant de source. (d) : Tension Vdc.

(e) : la Puissance active. (f) : la Puissance réactive. 108

Figure. 5-17. Résultats expérimentaux sous une tension déséquilibrée en utilisant le SMC-

LPF: (a) : La tension. (b) : diagramme de Fernel de la tension. (c) : Courant de charge.

(d) : Diagramme de Fernel du Courant de charge. (c) : Courant de source. (d) :

Diagramme de Fernel du courant de source. 109

Figure. 5-18. Résultats expérimentaux sous une charge déséquilibrée en utilisant le SMC-

LPF: (a) : Courant de charge. (b) : Diagramme de Fernel du Courant de charge. (c) :

Courant de source. (d) : Diagramme de Fernel du courant de source. 110

Figure. A-1. Représentation vectorielle de V_1 et V_2 124

Figure. A-2. Représentation vectorielle des trois tensions du système direct 125

Figure. A-3. Représentation vectorielle des trois tensions du système inverse 126

Figure. A-4. Représentation vectorielle des trois tensions du système homopolaire 126

Liste des tables

Table 1: Les avantages et les inconvénients de DG	24
Table 2: Paramètres de test	42
Table3: Caractéristiques de source de courant lors de l'utilisation de la commande PFCE-SMC	74
Table 4: Caractéristiques du courant de source lors de l'utilisation de la méthode directe.	91
Table 5 : Caractéristiques de la tension des tests expérimentaux.....	95
Table 6: Résumé des résultats expérimentaux de la commande PFCE-SMC	107
Table 7 : Résumé des résultats expérimentaux de la commande SMC-LPF	111
Table 8: Temps d'exécution des algorithmes de synchronisation [72]	111

Liste d'abréviation

3ph-AQSG	Three phase Adaptive Quadratic Signal Generator
APF.....	Active Power Filter
CEM	Compatibilité Electromagnétique
COP21	Conference Of Parties 21
DES.....	Distributed Energy System
DG	Distributed Generation
DR.....	Distributed Resources
DSOGI.....	Dual Second Order Generalized Integrator
EPLL	Enhanced Phase Locked Loop
EGDSC-PLL.....	Enhanced Generalized Delay Signal Cancelation
FLL.....	Frequency Locked Loop
HDN.....	Harmonic Decoupling Network
HPF	High Pass Filter
HPLL.....	Hybrid PLL
IEC	International Electrotechnical Commission
LPF	Low Pass Filter
LVRT	Low Voltage Ride Through
MAF	Moving Average Filter
MFGTI.....	MultiFunctional Grid Tied Inverter
MG.....	Microgrid
MPP.....	Maximum Power Point
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MSOGI.....	Multiple Second Order Generalized Integrator
OLS	Open Loop synchronisation
PCC	Point Of Common Coupling
PFCE	Positive Fundamental Component Estimator
PLL.....	Phase Locked Loop
POLS	Pseudo Open Loop synchronization
PV	Photovoltaïque
RES.....	Renewable Energy Source
SMC.....	Sliding Mode Controller
SOGI	Second Order Generalized Integrator
SRF.....	Synchronous Reference Frame
THD.....	Total Harmonic Distortion
UF	Unbalance Factor
UFPSV.....	Unitary Fundamental Positive Source Voltage
$\alpha\beta$ CDSC	$\alpha\beta$ Cascade Delay signal Cancelation
WLSE-PEA.....	Weighted Least Square Estimation-Phase Estimation Algorithm

Introduction Générale

La configuration classique des réseaux électriques modernes de grandes puissances offre un grand nombre d'avantages par rapport aux anciennes du point de vue de flexibilité. En plus, les grandes unités de production sont rendues plus efficaces et fonctionnent avec seulement un nombre relativement réduit de personnels. Le réseau de transmission à haute tension interconnecté permet de minimiser les besoins en réserves de génération, d'envoyer à tout moment à l'installation de la production d'énergie la plus efficace et de le transporter en vrac sur de grandes distances avec des pertes électriques limitées. Le réseau de distribution peut être conçu pour des flux de puissance unidirectionnels et dimensionnés pour ne prendre en charge que les charges client ou bi directionnel. Dans le début des années 2000, l'utilisation des énergies renouvelables notamment celle basée sur l'énergie solaire et du vent a connu une véritable croissance. Pousser par les objectifs climatiques et des avantages économiques, plusieurs pays dans le monde ont accru leurs ambitions. Vu la nature centralisée des réseaux électriques, l'intégration des sources d'énergie distribuée (Distributed Energy Sources DES) pose un défi pour les opérateurs des réseaux. Les autorités des plusieurs pays ont entamé la dérégulation du marché de l'énergie qui a abouti à une production décentralisée c'est le cas du réseau de la Californie aux USA de même en Algérie les textes règlementaires ont été élaborés reste la mise en place. Face à cette nouvelle tendance énergétique un nouveau concept apparu le micro réseau (Microgrid MG). Un MG est une agrégation des sources et des charges qui apparaissent au réseau central comme une charge dynamique. Donc, un microgrid est un réseau à l'intérieur du réseau. Les motivations qui encourageant les MG sont:

- Réduction des émissions gazeuses (principalement CO₂).
- Efficacité énergétique ou utilisation rationnelle de l'énergie.
- La dérèglementation ou la politique de la concurrence.
- Diversification des sources d'énergie.
- Exigences de puissance nationale et globale.

D'autres raisons, mais avec un accent supplémentaire sur des considérations commerciales telles que:

- Disponibilité de centrales électriques modulaires.
- Facilité de trouver des sites pour les petits générateurs.
- Temps de construction courts et coûts d'investissement réduits pour les petites usines.
- La production peut être située plus près de la charge, ce qui peut réduire les coûts de transmission.

Afin de préserver la stabilité et la qualité de service, les autorités de régulation ont établi des standards (cahier de charge) pour le microgrid afin qu'ils puissent être connectés au réseau. Ces standards exigent entre autres un certain minimum pour les indices de la qualité de l'électricité (Taux de THD, taux de déséquilibre ... etc.).

L'objectif du présent travail de thèse est de développer des algorithmes des contrôles pour améliorer la qualité de l'électricité d'un microgrid afin qu'il soit en accord avec les différents codes de régulations. Et de développer un algorithme qui permet la synchronisation de l'onduleur qui est l'organe central au réseau.

Cette thèse s'articule en cinq chapitres.

Dans le premier chapitre le principe de génération distribuée est introduit, ses avantages apportés au réseau de distribution et ses inconvénients. Le concept micro réseau (Microgrid MG) est ensuite présenté comme la solution pour une intégration optimale et plus contrôlée des sources de génération distribuée. Afin de se connecter au réseau, le MG doit s'aligner au standard de connexions, ainsi, les problèmes de la qualité de l'électricité sont cités. Pour améliorer la qualité de l'électricité d'un MG un convertisseur statique, un onduleur souvent multifonctionnel (MultiFunction Grid Tied Inverter MFGTI), est connecté au PCC. L'état de l'art des techniques de synchronisation des convertisseurs au réseau suivi de l'état de l'art de commande de MFGTI vont conclure ce premier chapitre.

Le deuxième chapitre fait l'objet de développement d'une technique de synchronisation pour les convertisseurs connectés au réseau. Notre objectif est de développer un algorithme à la fois insensible à la qualité de tension de réseau et léger pour une implémentation à des processeurs à faible coût.

Le troisième chapitre présente l'analyse et le développement d'une commande de MFGTI basée sur les principes des puissances instantanées. Le Positive Fundamental Component Estimator PFCE développé au chapitre 2 sera utilisé pour extraire directement la fondamentale du courant de charge sans déphasage ni erreur. Une commande à mode glissant est développée pour le contrôle la tension de bus continu. En conséquence, la méthode développée dans ce chapitre est appelée PFCE-SMC.

Le quatrième chapitre est consacré au développement d'une commande basée sur la méthode directe de contrôle de MFGTI. Une commande à mode glissant est utilisée pour l'estimation de l'amplitude de courant de source à partir de réglage de tension du bus continu. Afin d'améliorer la commande, une action intégrale est ajoutée avec un filtre passe-bas d'où l'appellation SMC-LPF.

Les trois commandes développées sont validées dans le chapitre 5. Dans ce chapitre, un banc expérimental comportant un prototype du MFGTI est élaboré afin de tester et valider les performances des commandes développées.

Enfin, la thèse est conclue avec une conclusion générale qui se termine avec des perspectives pour le présent travail.

Chapitre 1. Etat de l'art

1.1. Introduction

Les institutions et les gouvernements sont poussés à trouver des solutions énergétiques en raison de l'augmentation de la demande croissante d'énergie et afin de répondre aux préoccupations mondiales concernant la durabilité et l'impact environnemental. Cela passe obligatoirement par une modernisation des systèmes d'énergie. Des initiatives telles que COP21 [1], impulsées par l'Organisation des Nations unies, favorisent l'introduction de sources d'énergie renouvelable (Renewable Energy Sources RES) à grande échelle. On note que l'ensemble de la production classique est centralisé et que les réseaux de distribution vieillissent et sont surchargés. La solution préconisée par l'ensemble des acteurs est la décentralisation de cette production en utilisant des sources de générations distribuées. Cette solution a conduit à l'augmentation du nombre de DG qui a engendré de nouveaux problèmes de gestion d'énergie. Cela a vu naître un nouveau paradigme le microgrid (MG) [2]–[4] comme solution. Un MG peut être conçu comme un petit système d'alimentation électrique, composé par génération, stockage et charges, avec la capacité de fonctionner en îlot du réseau électrique public.

1.2. La génération distribuée *DG*

Avant l'apparition du concept de MG, de nombreux chercheurs cherchaient à intégrer la génération distribuée (DG) basée sur le RES [5]. La génération distribuée (DG) se réfère à une source d'alimentation électrique connectée directement au réseau de distribution ou au côté client [5]. Elle comprend :

- Générateurs alimentés par des sources d'énergie renouvelable (sauf les grandes centrales hydroélectriques et parcs éoliens);
- Systèmes combinés de chaleur et d'électricité (Combined heat and power) CHP, également connus sous le nom de cogénération ;
- Les générateurs raccordés au réseau fonctionnent en mode veille, en particulier lorsque la production centralisée est insuffisante ou coûteuse.

La plupart des systèmes DG sont installés dans des réseaux de distribution où ils introduisent un flux de puissance bidirectionnel, brisant le flux d'énergie unidirectionnel traditionnel du réseau haute tension vers le réseau basse tension dans le système d'alimentation centralisé. Selon [5] les rôles des DGs sont indiqués :

- Elle peut fournir l'indépendance et la flexibilité au consommateur dans la planification et le développement de l'installation. Ceci est particulièrement important pour les charges sensibles et critiques dans les environnements soumis à des interruptions.
- Le coût de l'énergie produite par DG diminue au point de devenir compétitif avec l'énergie électrique fournie par le réseau. Les compagnies d'électricité peuvent donc ajouter de la production aux points critiques du réseau électrique, en particulier près des charges. Cela peut entraîner des économies importantes dans l'infrastructure de distribution électrique, en particulier les expansions du réseau.
- Elle permet une production indépendante d'énergie électrique par un consommateur, éventuellement à un tarif moins élevé, ce qui permet d'économiser sur la facture d'électricité. L'excès d'énergie peut être affiché sur le marché au comptant et être réalisé pour générer un profit.
- Avec la baisse des coûts, les producteurs d'électricité indépendants peuvent installer une production et se connecter au réseau électrique, pour vendre de l'énergie à profit.
- Elle a le potentiel de fournir certains des services auxiliaires à la suite de la dérèglementation causée par l'ouverture du marché. Les producteurs d'électricité indépendants, ainsi que les consommateurs ayant une génération indépendante, pourraient fournir ces services.

Une exigence de base dans la connexion d'un générateur au réseau électrique est qu'il ne doit pas nuire à la qualité de l'électricité fournie aux autres clients sur le réseau [6]. Bien que le nombre des systèmes DG doit accroître dans le futur, ils pourraient ne pas offrir automatiquement le niveau de qualité de tension souhaité. Jusqu'à présent, les techniques conventionnelles d'interfaçage de réseau ne sont pas prêtes à faire face aux perturbations du réseau. En plus, avec l'utilisation croissante de sources d'énergie renouvelable connectées au réseau, les systèmes de DG combinés peuvent entraîner des problèmes de qualité de l'électricité[7].

En raison de l'injection de puissance de DG vers le réseau, la chute de tension sur l'impédance du réseau entraîne une augmentation permanente de la tension dans le cas d'absence de charges ou si les charges situées à proximité des systèmes DG consomment moins d'énergie que celle fournie par le DG.

La distribution asymétrique des systèmes DG monophasés provoquera un déséquilibre de tension dans le réseau. Idéalement, un grand nombre de systèmes DG monophasés seraient répartis uniformément parmi les alimentations triphasées et, par conséquent, aucun problème de

déséquilibre de tension ne devrait se produire. En pratique, toute différence provoquera un déséquilibre de tension.

De plus, le système DG introduit également des courants harmoniques et provoque une distorsion de tension au point de connexion au réseau *PCC*. De plus en plus de charges électriques ainsi que les systèmes DG sont conçus sur la base de convertisseurs électroniques de puissance à haute fréquence, ce qui peut réduire la taille et le coût du système. Cependant, des composantes harmoniques de haut rang sont produites et les interactions harmoniques dans le réseau sont également aggravées.

En raison de la variation rapide du flux de puissance active ou réactive des systèmes DG tels que les éoliennes ou les fermes solaires, des fluctuations de tension peuvent apparaître dans le réseau. En conséquence, des problèmes de scintillement (Flicker) (une impression d'instabilité de la sensation visuelle) peuvent être observés dans les systèmes d'éclairage [8].

Une autre préoccupation importante est que, suite à une perturbation du réseau telle que le déclenchement d'un grand générateur ou une chute de tension due à des défauts de réseau dans un départ voisin, de nombreux systèmes DG seront déconnectés du réseau. Cette situation aggravera la pénurie de production d'électricité et compliquera le contrôle de la fréquence du réseau.

Table 1: Les avantages et les inconvénients de DG

Avantages	Inconvénients
Amélioration du rendement via la réduction des pertes dans le réseau,	Gestion d'énergie
Réduction de pollution	Problème de la qualité de l'électricité tel que les harmoniques et le déséquilibre
Amélioration du profil de tension	Intégration de système de stockage
Amélioration de la fiabilité et la sécurité de réseau	
Amélioration de la fiabilité et la sécurité de réseau	
Amélioration de la qualité de l'électricité	
Améliorer la sécurité énergétique	
Économiser les coûts de transmission et de l'infrastructure de production	

1.3. Les microréseaux

Les avantages mentionnés des DG interconnectées dans la Table 1 avec le réseau favorisent l'interconnexion de plusieurs unités. Cependant, augmenter le niveau de pénétration des DG dans les réseaux électriques ajoute plus de complexité et pose des nouveaux défis comme la déconnexion ou l'ilotage du réseau principal. Cela nécessite un nouveau paradigme de réseaux électriques actifs qui peuvent couvrir une partie du réseau de distribution dans les réseaux basse et moyenne tension: un tel système est connu sous le nom de "Microgrids" (MGs) [8, 9]. Basé sur IEEE Std. 1547.4-2011[9], les MGs sont définis comme des ressources distribuées (DR) utilisées pour les îlots déconnectés intentionnellement. Les systèmes d'îlot sont des réseaux d'énergie électrique qui ont des DR et une charge, et la capacité de se déconnecter de la zone de réseau d'énergie électrique et de la mettre en parallèle. De même, pour réaliser le potentiel émergent et le développement des systèmes DG une approche MG, qui compose les RES et des charges associées avec un sous-système, doit être prise en compte comme le montre la Figure 1.

1.3.1. Architecture du microréseau

La gestion relative à l'interconnexion des ressources réparties avec des systèmes d'énergie électrique est régie par la norme IEEE 1547.2 [10]. Ce document expose les problèmes et les aspects règlementaires concernant l'interconnexion des ressources énergétiques distribuées (DER) avec le réseau de distribution, mais ne définit pas une architecture pour MG. Il indique également que la capacité de production d'énergie installée ne doit pas dépasser les 10 MW pour être considérée comme un microréseau. Dans la littérature, il existe différentes architectures proposées pour les microgrids [3], [11]. La plupart d'entre eux partagent certaines caractéristiques de base:

- Les MG sont connectés au réseau de distribution dans un seul point de connexion électrique, appelé point de couplage commun (PCC).
- Les MG sont détachables du réseau de distribution, généralement par un seul interrupteur de protection. Ce dispositif sera appelé le commutateur d'interconnexion dans cette thèse.
- La plupart des DG sont interfacées avec des convertisseurs électroniques de puissance.
- Les systèmes de stockage d'énergie sont également couramment considérés, pour permettre un fonctionnement prévisible de la passerelle MG.
- Généralement, les MG sont gérés à l'aide d'un contrôleur central

Pour illustrer ces caractéristiques, la topologie de MG correspond au concept proposé par Lasseter [3] est présentée dans la Figure 1-1.

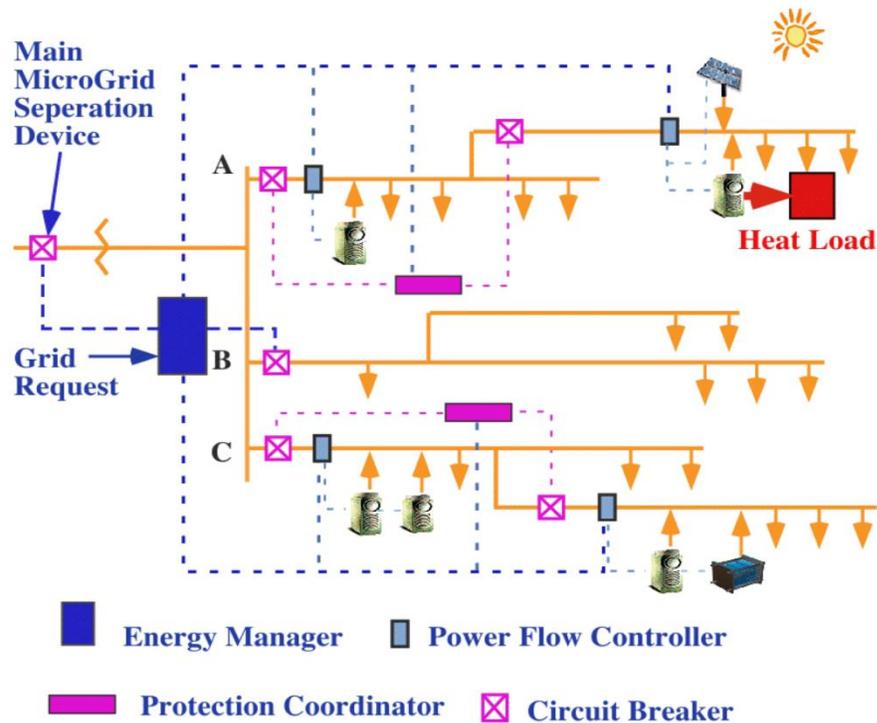


Figure 1-1: Topologie du microgrid [3]

1.4. Qualité de l'électricité

La génération et la transmission de l'énergie électrique ont généralement lieu à certains niveaux de tension et de fréquence nominaux. Cependant, l'utilisation de l'énergie dépend souvent de la tension et/ou de la fréquence contrôlée. Donc, l'interface entre la transmission et l'utilisation nécessite une conversion de puissance. Du point de vue du système de transmission électrique, les dispositifs tels que les circuits d'électroniques de puissance utilisés pour la conversion de puissance peuvent souvent être identifiés comme des charges non linéaires [12].

Dans un système triphasé idéal, les tensions entre phases sont des ondes sinusoïdales continues à fréquence unique et à une amplitude constante. De plus, les angles de phase entre les tensions phase-phase sont égaux et l'ordre des phases est prédéfini. Les courants de phase prélevés par une charge non linéaire connectée à des tensions triphasées idéales via un réseau de transmission ne sont pas sinusoïdaux, mais se composent de divers composants fréquentiels, à savoir des harmoniques et des inters harmoniques. L'harmonique est une composante sinusoïdale d'une onde périodique et sa fréquence est un multiple entier de la fréquence fondamentale (norme

IEEE 519-2014 [13]), alors que l'interharmonique désigne tout élément de signal continu dont la fréquence n'est pas un multiple entier de la fréquence fondamentale. En raison des impédances du réseau, les courants déformés provoquent des chutes de tension non sinusoïdales et, par conséquent, les tensions du réseau se déforment.

Des exemples de tels éléments non linéaires provoquant une distorsion sont les convertisseurs d'électroniques de puissance, l'électronique grand public, les fours à arc électrique, les soudeuses à l'arc et les lampes à décharge électrique. En outre, les transformateurs et les moteurs peuvent également provoquer une distorsion en raison de leurs caractéristiques non idéales. Bien que les charges non linéaires existent depuis des décennies, leur nombre a considérablement augmenté au cours des dernières décennies. Non seulement l'équipement industriel à haute puissance, mais aussi le nombre accru d'appareils électroniques grand public de faible puissance causent de graves distorsions de courant et de tension. Simultanément à l'augmentation du nombre de systèmes d'électroniques de puissance connectés au réseau, les systèmes sont également devenus plus sensibles aux perturbations de la tension d'alimentation.

Les tensions et les courants déformés ont plusieurs effets néfastes. Ils peuvent entraîner des résonances entre les inductances et les capacités du réseau d'alimentation, engendrant des surintensités et des surtensions. Dans les moteurs et les générateurs, les harmoniques et les interharmoniques provoquent des pertes supplémentaires, des pulsations de couple, ou une réduction et une variation de la vitesse angulaire. Puisque la distorsion augmente le courant effectif, les pertes dans la transmission et la distribution de puissance augmentent également.

Dans les transformateurs, les courants déformés provoquent un échauffement et des vibrations mécaniques, ce qui entraîne des contraintes d'isolation thermique et mécanique. La distorsion réduit la précision des différents instruments de mesure et dégrade les caractéristiques de fonctionnement de la protection du système d'alimentation, provoquant ainsi des dysfonctionnements et des défauts. De plus, les circuits du système de communication et l'électronique grand public peuvent être perturbés ou endommagés en raison de la distorsion [14], [15].

De grandes charges industrielles, changeant rapidement ou variant, tels que les fours à arc électrique, les soudeuses, les alternateurs, les laminoirs et les moteurs peuvent également provoquer des fluctuations de la tension d'alimentation [16], ce qui peut encore provoquer le déclenchement de l'équipement. Dans certains cas, un seul déclenchement d'équipement peut nécessiter un redémarrage complet du processus, ce qui entraîne une interruption de la production pendant des heures. Les fluctuations de la tension peuvent également entraîner des changements

d'éclairage importants dans les équipements d'éclairage (norme IEEE 1453-2004, 2005). La fréquence des fluctuations de tension provoquant le Flicker est très inférieure à la fréquence d'alimentation. Cependant, le phénomène de Flicker devient gênant s'il dépasse un certain seuil et le désagrément peut augmenter très rapidement, en fonction des amplitudes de la fluctuation.

Le terme la qualité de l'électricité est couramment utilisé pour définir les interactions entre le système d'alimentation et la charge [17], [18]. Cependant, il n'y a pas de définition commune pour le terme, et par conséquent diverses définitions peuvent être trouvées dans la littérature. Par exemple, la norme IEEE (norme IEEE 100-2000, 2000) définit la qualité de l'électricité comme suit: « Le concept de mise sous tension et de mise à la terre d'un équipement électronique adapté au fonctionnement de cet équipement et compatible avec le système de câblage ». Au contraire, selon [19], la définition est «... la fourniture de tensions et la conception du système afin que l'utilisateur de l'énergie électrique puisse utiliser l'énergie électrique du système de distribution avec succès, sans interférence ou interruption. Une définition large de la qualité de l'électricité limite la fiabilité du système, la sélection diélectrique des équipements et des conducteurs, les pannes à long terme, le déséquilibre de tension dans les systèmes triphasés, l'électronique de puissance et son interface avec l'alimentation électrique. Définition plus étroite met l'accent sur les problèmes de distorsion de forme d'onde. »

Des questions similaires à celles de [19] peuvent être trouvées dans [20]: "La qualité de l'électricité est mesurée en termes d'interruptions de ligne, de creux, de pertes de courant, de flicker, de transitoires, de déséquilibre de phase et de distorsion. Pour tous les appareils du réseau, il existe un problème général d'immunité et d'émission concernant tous ces paramètres de la qualité de l'électricité. » Kazmierkowski et al [20]. En outre, soulignons que le terme « la qualité de l'électricité » renvoie également à des questions non techniques, telles que les problèmes commerciaux entre les sociétés de distribution et les utilisateurs finaux.

Dans [17] Bollen et al, résume les termes relatifs aux interactions entre le système d'alimentation et la charge: Du point de vue technique, la qualité de l'alimentation peut être définie en utilisant la qualité de la tension et la qualité du courant. La qualité de la tension concerne les déviations par rapport à l'onde sinusoïdale continue à fréquence unique idéale avec une fréquence et une amplitude constantes. En conséquence, la qualité du courant concerne les écarts par rapport à l'onde sinusoïdale idéale à fréquence unique avec une fréquence et une amplitude constantes qui sont en phase avec la tension d'alimentation. La qualité de l'électricité est le résultat de la combinaison des concepts précédents. En outre, la compatibilité électromagnétique (CEM) étudie l'interaction mutuelle entre les équipements et l'alimentation. Les aspects non techniques couvrant

l'interaction entre le client et l'entreprise sont inclus dans les termes qualité de l'approvisionnement et qualité de la consommation.

1.5. Techniques de synchronisation

La technique PLL (Phase Locked Loop) est largement utilisée en tant que traqueur de signaux. Une PLL est un système de contrôle linéarisé qui synchronise ses sorties avec la fréquence et la phase de son entrée [21]. Dans les applications du réseau électrique, la PLL de référence synchrone (Synchronous Reference Frame PLL) SRF-PLL [22] est une technique bien connue et adoptée. Néanmoins, les performances du SRF-PLL se détériorent en présence de déséquilibre et de contamination harmonique. Ce problème peut être atténué en réduisant la bande passante des PLL. Cependant, cette technique n'est pas une solution acceptable dans certaines applications, telles que les systèmes de génération distribuée (DES) connectés au réseau [23] et les exigences LVRT [24]. Pour surmonter cette limitation, un LPF supplémentaire est utilisé dans la boucle de contrôle. Cependant, cette technique souffre de trois limitations critiques [25]:

- Seule une approximation de séquence positive est détectée, mais pas l'amplitude réelle et l'angle de phase de la composante.
- Les tensions de séquence positive détectées sont déformées et déséquilibrées ;
- La réponse dynamique du système est considérablement réduite.

Pour améliorer les performances du SRF-PLL, plusieurs techniques de synchronisation ont été citées dans la littérature. Une PLL améliorée à trois phases (Enhanced PLL EPLL) basées sur quatre composantes de phase de signal et symétriques présentées dans [26]. L'EPLL est précise sous une tension de réseau déséquilibrée. Elle a la capacité de réduire, mais pas d'éliminer l'effet de la distorsion harmonique.

Certaines techniques intéressantes conçues dans le cadre de référence double utilisent un réseau de découplage pour annuler dynamiquement l'oscillation à double fréquence créée par le déséquilibre de tension [27], [28]. Ces PLL permettent une synchronisation rapide et précise sous une tension de source non équilibrée. Malheureusement, ils sont sensibles à la distorsion harmonique de tension. MAF-PLL (Moving Average Filter) [29] a une structure simplifiée et fournit la robustesse sous tension de source non équilibrée et déformée, néanmoins, le MAF cause quelques petites inexactitudes lorsque la fréquence du réseau change. De plus, le principal inconvénient du MAF est la lenteur des performances dynamiques.

Un autre problème est la conception des paramètres de contrôle. L'approche conventionnelle néglige la dynamique de l'étape de filtrage [11]. Cependant, cette approche n'est pas précise. Dans [30], une étude orientée des PLL est avancée en considérant la dynamique de l'étape de filtrage. D'après la discussion des auteurs dans [30], les PLL avancées ne peuvent pas atteindre un temps de stabilisation inférieure à deux cycles en raison de la contrainte mentionnée ci-dessus sur la bande passante de PLL. Un filtre de boucle de type PID peut être utilisé pour compenser le retard de phase causé par l'étape de préfiltrage. La PLL avec PID LF atteint un temps de réponse plus faible (1,75 cycle) avec une stabilité élevée par rapport à PI LF [31]. D'autres approches augmentent le type de PLL par un (type 3) pour améliorer les performances dynamiques de la SRF-PLL. Malheureusement, ces approches aggravent le problème de stabilité [32]. Le filtre de Kalman est proposé dans [33] pour estimer la phase et la fréquence de la tension du réseau. Cette méthode améliore la stabilité, mais nécessite un temps d'exécution plus important que le SRF-PLL.

Récemment, une autre approche est apparue, la boucle à verrouillage de fréquence (Frequency Locked Loop FLL) [34]–[38]. La FLL estime la fréquence du signal d'entrée. Puisque la fréquence n'est pas affectée par des changements brusques de la tension principale, les performances de la FLL dans le rejet harmonique et le transitoire d'angle de phase sont meilleures que les algorithmes basés sur la PLL. Un double intégrateur généralisé de second ordre (Dual Second Order Generalized Integrator FLL) DSOGI-FLL a été proposé dans [38]. Le DSOGI-FLL a une bonne performance dans l'estimation de la composante fondamentale de la tension principale. Cependant, les performances diminuent dans le cas d'une tension fortement déformée [19]. Pour surmonter l'inconvénient du DSOGI-FLL, MSOGI-FLL (Multiple SOGI-FLL) est proposé dans [34]. Le MSOGI-FLL utilise plusieurs DSOGI pour chaque composante harmonique et un réseau de découplage d'harmonique (Harmonic Decoupling Network HDN) pour éliminer l'effet des harmoniques. Malgré les bonnes performances du MSOGI-FLL, il a une très lourde charge de calcul (26 μ s [34]). Un filtre en peigne (Comb Filter) est utilisé dans [35] en tant qu'étape de préfiltrage pour un SOGI-FLL afin d'améliorer le rejet harmonique. Une étape de préfiltrage et de filtrage pour la FLL est proposée dans [36]. Ce dernier combine une bonne réponse dynamique et une détection de phase et de fréquence précise au détriment du temps de calcul.

Une autre approche est l'OLS (Open Loop Synchronization). Ces techniques offrent une réponse dynamique rapide et une stabilité inconditionnelle [39]. Dernièrement, il y a eu plus d'intérêt dans le développement de techniques de synchronisation en boucle ouverte (OLS). Pour extraire l'angle de phase du signal, OLS s'appuie sur certaines approches de filtrage telles que la

transformation de Fourier discret [40], le filtre passe-bas [24], le filtre de Kalman [41], l'opérateur $\alpha\beta$ CDSC [39], filtre MAF [42]. Cependant, éviter la boucle de feedback compromet la précision. Puisque ces techniques basées sur des filtres sont sensibles à la fréquence du signal, une information continue sur la fréquence doit être fournie. En tant que solution, une boucle de feedback de la fréquence est utilisée dans [43].

1.6. Le MFGTI

La plupart des unités DG utilisent des convertisseurs d'électronique de puissance en tant qu'interface au réseau [44]. Le développement de ces convertisseurs et leurs algorithmes de contrôle permettent de les utiliser à des fins multiples. En l'an 2000 [5], les auteurs ont étudié l'utilisation potentielle de la DG pour fournir des services auxiliaires. Les chercheurs ont utilisé ce potentiel pour améliorer la qualité de l'électricité d'un microréseau en connectant un onduleur multifonctionnel au réseau (Multi-Functional Grid Tied Inverter) MFGTI au PCC [45]. Parallèlement à l'injection de puissance active provenant d'une source DG, le MFGTI fournira au microréseau des services auxiliaires tels que l'atténuation des harmoniques, la correction du facteur de puissance et l'équilibrage de la charge. La connexion du MFGTI au PCC permettra au microréseau de répondre aux différentes exigences de qualité de l'énergie.

Le MFGTI en trois phases est bien documenté dans la littérature [46]–[62]. La SRF-PLL est couramment utilisée pour synchroniser le MFGTI au réseau et pour estimer les harmoniques [63], [46]–[51]. L'utilisation de PLL souffre du problème de la dérive de la fréquence du réseau, de l'erreur d'estimation sous une tension non idéale et des calculs complexes comme discutés dans [21], [64]. Un algorithme de contrôle sans PLL est proposé dans [52], [55], [65], [66]. Même si les dérives de fréquence du réseau et les problèmes de retards sont omis dans ces travaux, le problème de calcul complexe persiste. De plus, une performance de filtrage médiocre caractérisée par une distorsion harmonique totale (THD) relativement élevée est remarquée.

En plus des harmoniques, le déséquilibre est un problème important dans la qualité de l'énergie. Cela affecte négativement le système d'alimentation et l'équipement électrique. Outre l'instabilité et les pertes de puissance dans le réseau électrique, le déséquilibre provoque une surchauffe des machines électriques, une surcharge des transformateurs et une oscillation dans la sortie des convertisseurs électroniques de puissance [67]. En tant que services auxiliaires, le MFGTI est utilisé dans l'équilibrage de charge. Le problème du déséquilibre est abordé dans [48], [50]–[55], [68]–[71]. Une combinaison de convertisseurs série et shunt est utilisée dans [52], [53],

ce qui complique la structure du système. Un onduleur triphasé à quatre branches est utilisé dans [48], [50], [51] pour compenser le déséquilibre. Le quatrième bras représente un coût supplémentaire par rapport à la configuration à trois fils triphasés plus simples. Une configuration triphasée à trois fils est utilisée dans [55], [68]. Bien que les auteurs utilisent une configuration simple, l'algorithme de contrôle est complexe.

Les solutions mentionnées ci-dessus pour contrôler le MFGTI et fournir des services auxiliaires sont caractérisées soit par un algorithme complexe, une structure d'onduleur complexe, ou par de faibles performances. Dans ce travail, nous avons utilisé un onduleur triphasé à trois fils avec des algorithmes de contrôle simple et robuste qui garantiront de bonnes performances avec un temps de calcul réduit comme on le verra par la suite. Nous abordons le problème du contrôle d'un MFGTI dans un environnement fortement perturbé.

1.7. Contribution 1

Dans cette thèse, nous proposons une nouvelle technique de synchronisation baptisée POLS de Synchronisation en boucle pseudo ouverte (Pseudo Open-Loop Synchronization) [72]. Le terme "pseudo" est utilisé pour désigner le fait que cette méthode n'est pas "réellement" une boucle ouverte comme décrite dans [39], car elle utilise la sortie de l'estimateur de composante fondamentale positive (PFCE) pour estimer la fréquence. Cependant, aucune régulation n'est nécessaire dans cette méthode, d'où le terme de boucle ouverte. Le retour de fréquence est facultatif et peut être supprimé si la fréquence du réseau est stable. Une simplification significative est introduite en évitant le calcul trigonométrique. Le POLS présenté vise à suivre et générer un signal de synchronisation de la tension principale dans des conditions sévères. La flexibilité, la robustesse et la précision des POLS présentés lui permettent de fonctionner dans toutes les conditions de tension du réseau, y compris une situation LVRT. La simplicité de l'algorithme le rend approprié pour la mise en œuvre dans des microcontrôleurs à faible coût.

1.8. Contribution 2

Dans le premier temps, nous allons utiliser les principes de la théorie des puissances instantanées [73] pour dériver un algorithme de contrôle du MFGTI.

Notre contribution principale est l'utilisation d'un nouvel estimateur de composante fondamentale positive PFCE aux côtés d'un nouveau contrôleur de bus continu basé sur la théorie du mode glissant. L'utilisation d'un contrôleur de mode glissant (SMC) combine les avantages

d'avoir une bonne performance dynamique et la robustesse contre la variation des paramètres du système [74], [75]. Le PFCE est basé sur une version simplifiée du générateur de signaux adaptatifs en quadrature triphasée (3ph-AQSG) introduite dans [21]. Cette nouvelle forme de réalisation garantit l'injection de puissance active, la compensation des harmoniques, la puissance réactive et l'équilibrage de la charge dans des conditions de tensions principales indésirables [76].

Le MFGTI est contrôlé en trois étapes. La première étape estime le courant de référence pour améliorer la qualité de l'énergie. Ensuite, le bus continu est régulé pour injecter la puissance active en cas de présence d'un RES ou pour absorber la puissance active du réseau en cas d'absence de RES. Enfin, dans la troisième étape, le courant de sortie du MFGTI est contrôlé.

1.9. Contribution 3

Dans [77], les auteurs ont proposé un algorithme simple et pourtant puissant basé sur la théorie du contrôleur de mode glissant (SMC) pour contrôler un filtre de puissance actif (APF) triphasé à quatre fils. La SMC n'a besoin d'aucun calcul de transformation ou de puissance. Cependant, la méthode proposée est basée sur la méthode directe de contrôle d'un APF [78]–[81]. Par conséquent, une information continue est nécessaire pour fournir la phase de tension dans chaque étape de calcul. Dans [77], les auteurs ont divisé la tension par la tension de crête. Cette méthode est inutile dans des conditions de tension indésirables.

La contribution principale dans cette partie est une version améliorée du contrôleur de mode glissant développé par [77]. Tout d'abord, un filtre passe-bas est ajouté pour supprimer l'effet de distorsion asymétrique et harmonique. Deuxièmement, un nouvel estimateur de composante fondamentale positive (PFCE) est développé pour estimer la phase de la tension principale. Le PFCE rendra l'algorithme immunisé contre les perturbations de la tension principale. Le nouvel algorithme est appliqué à un MFGTI triphasé à trois fils pour l'injection de puissance active, la compensation de puissance réactive, l'atténuation harmonique et l'équilibrage du courant de charge. Notre objectif principal est de permettre au microréseau d'apparaître comme une charge résistive, répondant ainsi à toutes les normes et exigences de qualité de l'alimentation du réseau électrique [23].

1.10. Conclusion

Le déploiement du concept MG implique des changements majeurs dans le fonctionnement et la planification des systèmes de distribution. La majorité des unités de génération distribuée DER,

les dispositifs de stockage d'énergie et les charges flexibles, nécessitent des solutions de contrôle locales pour atténuer les problèmes techniques résultant de son intégration. Simultanément, les DER peuvent être agrégés en petites cellules afin de fournir globalement de nouvelles fonctionnalités aux opérateurs du système. Dans le paradigme de smart grid, le concept MG a été identifié comme une solution possible pour étendre et décentraliser la capacité de surveillance et de contrôle du réseau de distribution. Une MG est une cellule du réseau hautement flexible, active et contrôlable, incorporant des unités de DER basées sur des technologies RES ou à faible teneur en carbone pour des applications de cogénération, des dispositifs de stockage d'énergie et des charges. La coordination des ressources locales MG, obtenue grâce à un réseau approprié de contrôleurs et de système de communication.

Suivant la ligne de notre raisonnement, ce chapitre fournit un aperçu détaillé du concept MG, en ce qui concerne son fonctionnement, et son architecture. De plus, une discussion détaillée sur les ressources d'énergie distribuée DER est également fournie, tout en soulignant sa flexibilité afin de fournir des services de régulation au système MG. Les standards et les conditions de raccordement des MGs au réseau sont également discutés. En ce qui concerne les stratégies de contrôle MG, une attention particulière est accordée aux stratégies liées aux connexions des MG au réseau de distribution à savoir les stratégies de synchronisation et d'amélioration de la qualité de l'électricité. Les problèmes de la qualité de l'électricité ont été analysés ainsi que les méthodes décrites dans la littérature pour pallier ces problèmes.

Premièrement, l'état de l'art des méthodes de synchronisation était présent suivi de l'état de l'art de commande d'onduleur multifonctionnel qui sert comme une interface entre le MG et le réseau de distribution. Enfin, les trois contributions de cette thèse sont introduites. Dans les chapitres qui suivent, le développement des trois commandes sera détaillé.

Chapitre 2. : La synchronisation de MFGTI

2.1. Introduction

Dans ce chapitre, une nouvelle méthode de synchronisation est proposée. Cette méthode est basée sur le principe de synchronisation en boucle ouverte (Open Loop Synchronisation OLS) [39]. Une vraie OLS n'utilise pas un feedback de fréquence, mais cela entraîne une erreur d'estimation si la variation de fréquence est importante [72]. Pour éviter cet inconvénient, une information sur la fréquence est utilisée avec boucle. Pour distinguer notre méthode de celles qui sont purement en boucle ouverte, nous avons nommé cette méthode Pseudo Open Loop Synchronizer POLS [72].

2.2. Présentation de l'algorithme

Le POLS génère un signal sinusoïdal unitaire triphasé pour synchroniser un convertisseur de puissance à la séquence positive fondamentale de la tension du réseau. Le signal généré est constitué d'une forme d'onde sinusoïdale triphasée unitaire fournissant à notre algorithme de commande une information sur la phase instantanée de la tension du réseau.

La structure du POLS proposé est présentée à la Figure. 2-1. Le POLS est composé de quatre blocs. En premier lieu, la tension principale est convertie en repère fixe. Ensuite, le PFCE est utilisé sur v_α et v_β . Les composantes fondamentales estimées sont normalisées et reconverties dans le repère de référence abc. Un estimateur de fréquence optionnel est alors ajouté si la fréquence principale oscillait à plus de ± 2 Hz.

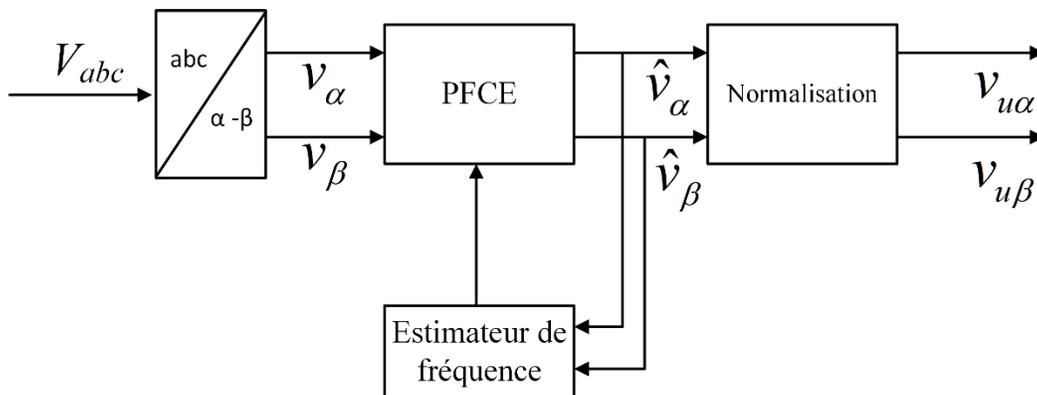


Figure. 2-1. Le POLS proposé

2.2.1. L'estimateur de la composante positive fondamentale (PFCE)

Le PFCE va estimer la composante positive fondamentale de la tension de source.

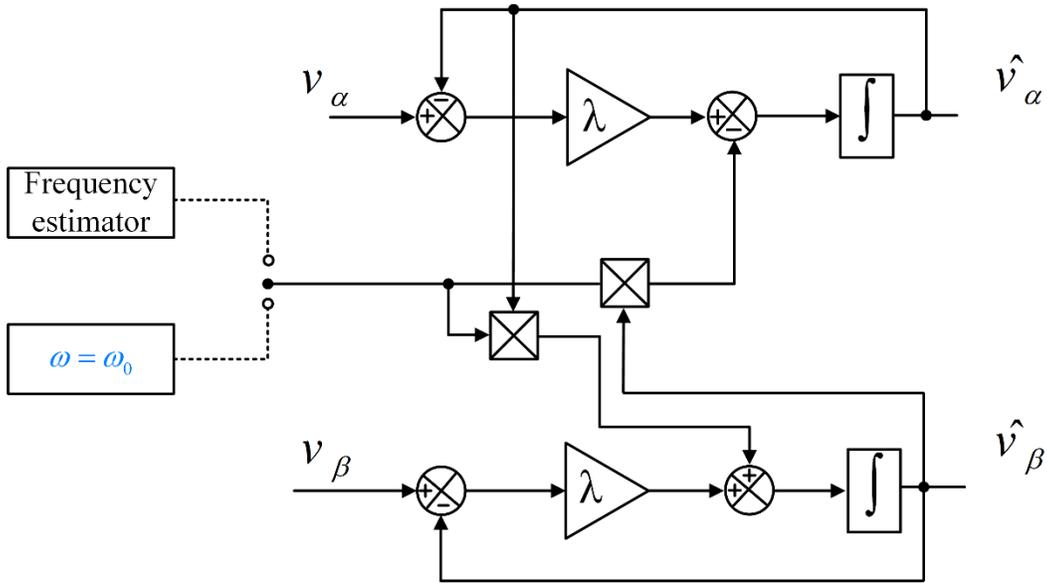


Figure 2-2 Schéma bloc du PFCE.

La transformation synchrone de la tension du réseau est donnée par:

$$v_{dq} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega_0 t) & \cos(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\omega_0 t) & -\sin(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_0 t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

Dans le cas d'un déséquilibre de tension, les deux composantes v_d et v_q pourraient être

décomposées en une séquence positive et négative :

$$v_{dq} = v_{dq}^p + v_{dq}^n \quad (2)$$

Pour élaborer, un estimateur de composantes fondamentales, un modèle dynamique de cet estimateur doit être établi.

Les composantes de référence fixe peuvent être dérivées des composantes de référence synchrone en utilisant la transformation suivante :

$$v_{\alpha\beta} = v_{\alpha\beta}^p + v_{\alpha\beta}^n = e^{j\omega_0 t} v_{dq}^p + e^{-j\omega_0 t} v_{dq}^n \quad (3)$$

Où:

$$e^{J\omega_0 t} = \begin{bmatrix} \cos \omega_0 t & \sin \omega_0 t \\ -\sin \omega_0 t & \cos \omega_0 t \end{bmatrix}, J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} . \omega_0 \text{ La pulsation fondamentale.}$$

La dérivée de $v_{\alpha\beta}$ est donnée par:

$$\dot{v}_{\alpha\beta} = \omega_0 J (v_{\alpha\beta}^p - v_{\alpha\beta}^n) \quad (4)$$

Donc, l'estimateur propose est donné par :

$$\hat{v}_{\alpha\beta} = \omega_0 J (v_{\alpha\beta}^p - v_{\alpha\beta}^n) + \lambda \cdot \tilde{v}_{\alpha\beta} \quad (5)$$

$\hat{v}_{\alpha\beta}$: Tension fondamentale, λ : facteur d'amortissement $\tilde{v}_{\alpha\beta} = v_{\alpha\beta} - \hat{v}_{\alpha\beta}$: les harmoniques.

2.2.2. Normalisation

L'estimateur décrit par (5) fournira la composante fondamentale de la tension principale. Un bloc de normalisation est nécessaire pour calculer la forme d'onde triphasée unitaire. $v_{u\alpha}$ et $v_{u\beta}$.

$$\begin{cases} v_{u\alpha} = \frac{v_{\alpha}}{\sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}} \\ v_{u\beta} = \frac{v_{\beta}}{\sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}} \end{cases} \quad (6)$$

$v_{u\alpha}, v_{u\beta}$: Représentent la forme d'onde unitaire correspondant à la séquence positive fondamentale de v_{α}, v_{β} respectivement .

La forme d'onde triphasée est donnée par:

$$v_{uabc} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Le résultat du processus de normalisation est une forme d'onde de sinus unitaire triphasée qui est en phase avec la composante positive fondamentale de la tension de source. Cette forme

d'onde est utilisée dans un processus de synchronisation d'un convertisseur de puissance relié au réseau.

2.2.3. L'estimateur de fréquence

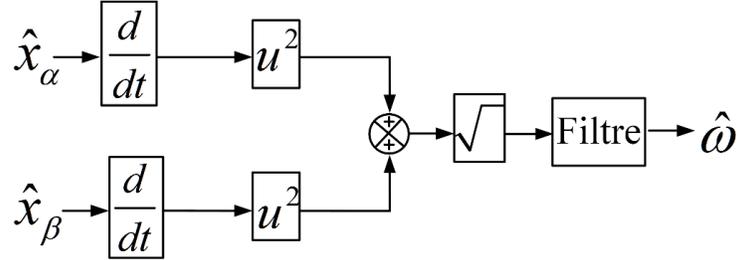


Figure. 2-3. L'estimateur de la fréquence

Dans le cas d'une fréquence fixe, le terme ω_0 dans (5) pourrait être fixé. Cependant, un changement significatif de la fréquence (plus de $\pm 2 \text{ Hz}$) conduira à une erreur de phase. Afin d'adapter le POLS aux changements de fréquence dans le réseau; un estimateur de fréquence est ajouté (Figure. 2-3). Par souci de simplicité, un estimateur de fréquence simple basé sur la transformation de Clark est utilisé.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin(\omega_0 t + \theta_0) \\ -\cos(\omega_0 t + \theta_0) \end{bmatrix}, T_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_\alpha(t) \\ \dot{v}_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_0 \cos(\omega_0 t + \theta_0) \\ \omega_0 \sin(\omega_0 t + \theta_0) \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\dot{v}_\alpha(t)^2 + \dot{v}_\beta(t)^2 = \omega_0^2 \quad (10)$$

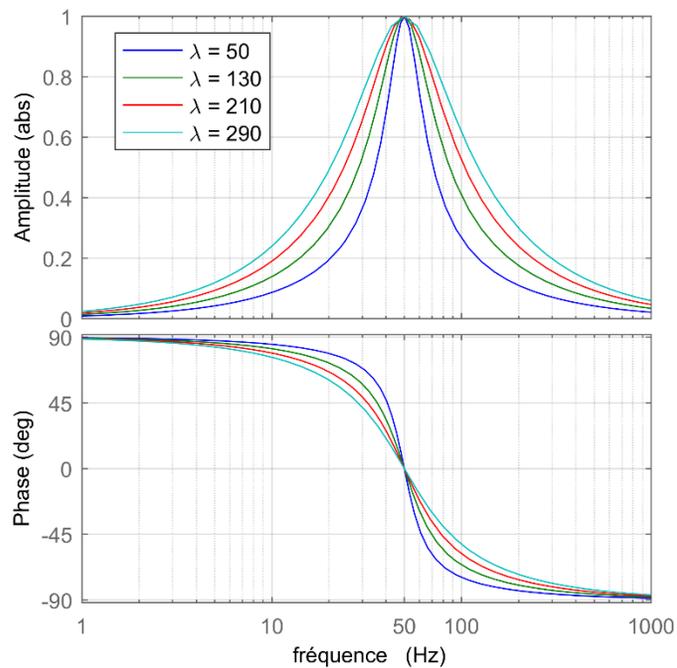
Un filtre de retard avec la fonction de transfert suivante est utilisé pour réduire la fluctuation de la fréquence estimée.

$$H(s) = \frac{1 + 5 \cdot e^{-3s}}{1 + 20 \cdot e^{-3s}} \quad (11)$$

Il est à noter qu'un meilleur temps de calcul est atteint si l'estimateur de fréquence est évité. Cela pourrait être fait si la fréquence du réseau est stable et que le changement ne dépasse pas ± 2 Hz.

2.2.4. Le choix du coefficient d'amortissement

L'ajustement du facteur d'amortissement λ dans l'équation (5) affine les performances souhaitées du POLS. Le facteur d'amortissement affecte directement les performances de l'estimateur. Selon le tracé de Bode de la Figure. 2-4, un faible λ à une meilleure performance de filtrage. Cependant, un faible λ conduira à un temps de réponse plus élevé. Un compromis entre le temps de réponse et l'estimation doit être fait.



Sur la Figure. 2-5, un saut de fréquence de 47 à 52 Hz a été introduit au 0,5 seconde afin d'évaluer notre algorithme. Aucune adaptation de fréquence n'est implémentée. Dans ce scénario, nous remarquons qu'un λ plus élevé entraîne une erreur plus faible et une réponse plus rapide. Même sans aucune adaptation de fréquence, l'algorithme suit toujours la tension principale avec précision.

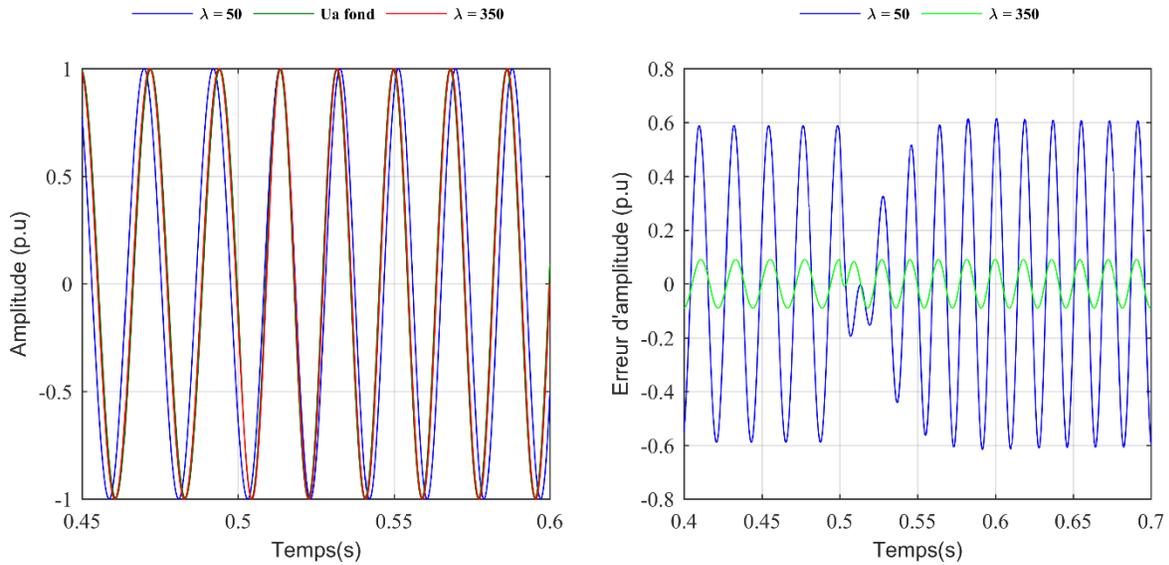


Figure. 2-5. La réponse de POLS a un saut de fréquence. (a): l'onde de sortie. (b): l'erreur d'amplitude.

Sur la Figure. 2-6, une perturbation harmonique (la même que celle utilisée dans la section 2.3.2) est introduite. Dans ce cas, un λ inférieur donne de meilleurs résultats.

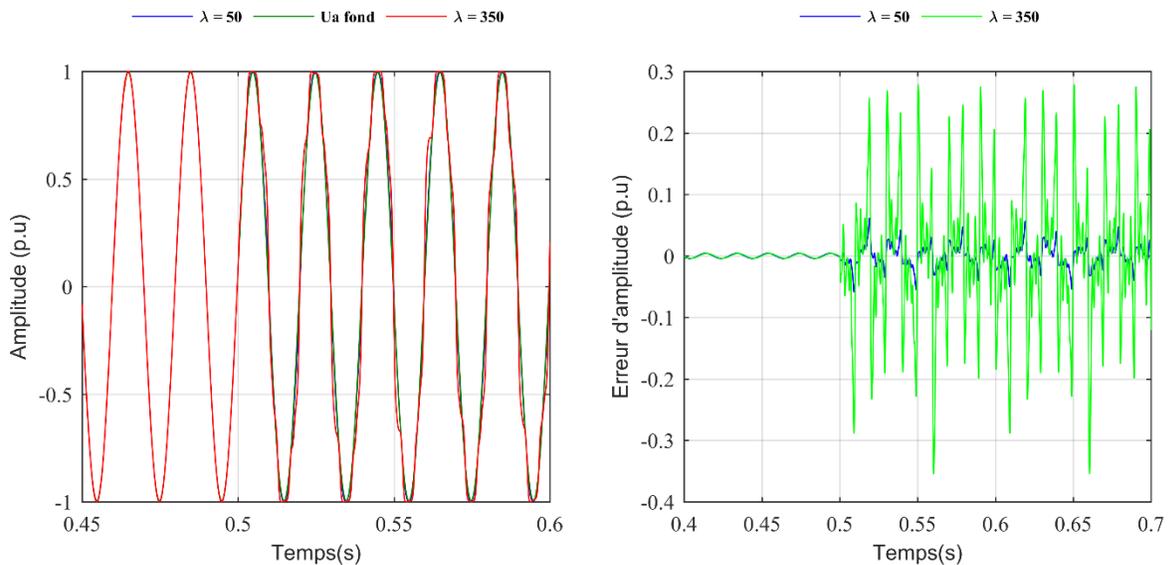


Figure. 2-6. La réponse de POLS dans le cas de déséquilibre et de distorsion de tension. (a): l'onde de sortie. (b): l'erreur d'amplitude.

En conclusion, un compromis doit être fait entre la réponse rapide et l'immunité au changement de fréquence et au rejet harmonique. Dans cette étude, le rejet des harmoniques est

prioritaire ; par conséquent, l'adaptation de fréquence est utilisée pour faire correspondre le changement de fréquence. Même si ce choix conduit à un temps de réponse relativement plus élevé et à un système un peu compliqué, ce choix est universel et adapté à un réseau électrique à comportement inconnu.

2.3. Résultats de simulation

Afin d'évaluer les performances du POLS proposé ; plusieurs scénarios sont implémentés à l'aide de Matlab / Simulink. Le SRF-PLL [72] est choisi comme référence à titre comparatif avec l'état de l'art DSOGI-FLL [38]. Pour les POLS nous avons pris $\lambda = 50$. Pour le SRF-PLL, le $\omega_n = 125 \text{rd / s}$ qui donne un : $K_p = 177,7$, $K_i = 15791$. Pour le DSOGI-FLL $\Gamma = 15$, $K = \sqrt{2}$. Tous les paramètres ont été choisis pour de meilleures performances de filtrage.

Pour le scénario de test, nous simulons l'algorithme sous les conditions suivantes :

- Tension d'onde sinusoïdale pure avec un changement de fréquence : un saut de fréquence de 55Hz à 45Hz est effectué à 0.5s,
- Déséquilibre sévère
- Une tension distordue.
- Une tension déséquilibrée et distordue
- La condition LVRT

La Table 2 présente les paramètres de test. Une forme d'onde de tension est générée dans Simulink.

L'estimation de fréquence et l'erreur d'amplitude entre la tension de séquence positive fondamentale unitaire (UFPSV) et la sortie du POLS sont utilisées comme indicateurs de performance.

Table 2: Paramètres de test

Composante	Amplitude [p.u]	Phase [dégrée]
Composante positive 50Hz	0.733	5
Composante négative	0.21	50.4
3 ^{ème} harmonique	0.8	90
5 ^{ème} harmonique	0.6	45
7 ^{ème} harmonique	0.6	180
11 ^{ème} harmonique	0.35	180
Interharmonique 160 Hz	0.07	-45
Sous-harmonique 20Hz	0.05	0

2.3.1. Changement de fréquence

La Figure. 2-7 montre l'état stationnaire et la réponse transitoire des trois algorithmes lorsqu'un saut de fréquence de 10 Hz se produit à $0,5\text{ s}$. En régime permanent, tous les algorithmes suivent la tension du réseau avec une erreur de phase nulle. Cela confirme les résultats de la SRF-PLL dans d'autres travaux et affirme la précision de l'algorithme présenté. A $0,5\text{ s}$, la fréquence a changé brusquement de 55 Hz à 45 Hz . Le SRF-PLL a eu un temps transitoire d'une seule période. Le POLS avait un dépassement de 4% et un temps transitoire de $1,85$ période. Ce transitoire pourrait être encore réduit en augmentant λ comme discuté dans la section 2.2.4. DSOGI-FLL a eu un temps transitoire de $2,25$ périodes.

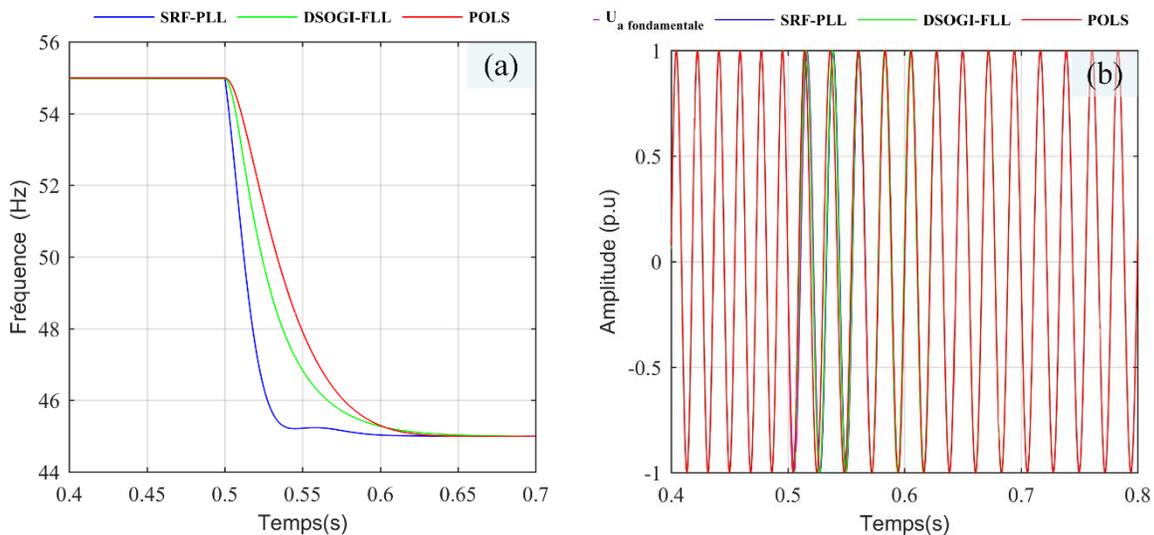


Figure. 2-7. La réponse des trois algorithmes face à un changement de fréquence

2.3.2. Cas d'une tension distordue

Sur la Figure. 2-8, une perturbation harmonique est ajoutée à la tension principale. On note l'effet direct de cette perturbation dans l'estimation de fréquence de la SRF-PLL où une fluctuation persistante apparaît. Néanmoins, la valeur moyenne du signal est d'environ 50 Hz . Cette fluctuation apparaît dans la forme d'onde unitaire provoquant une distorsion. L'effet de cette distorsion est plus clair dans l'erreur d'amplitude où l'on peut en apprécier l'importance. Le DSOGI-FLL est fortement affecté par les harmoniques. L'erreur de magnitude est la plus élevée parmi les trois méthodes. En outre, nous pouvons remarquer une erreur constante dans l'estimation de fréquence. D'autre part, l'estimation de fréquence du POLS est plus précise avec une légère fluctuation. La forme d'onde de sortie est une sinusoïde pure parfaitement synchronisée avec l'entrée. L'erreur d'amplitude est stable et presque nulle tout au long du temps de simulation.

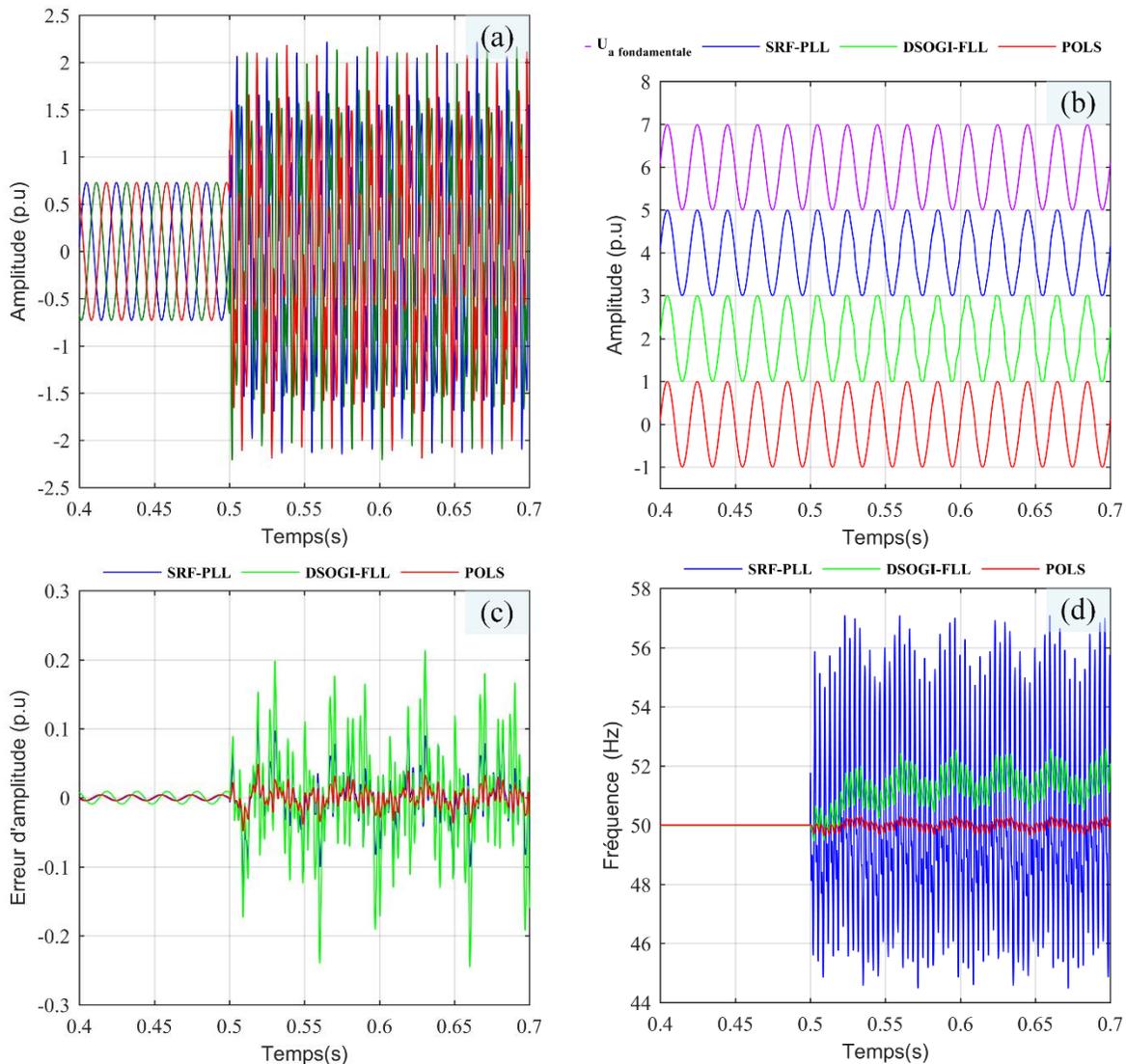


Figure. 2-8. Résultat de simulation dans le cas de tension avec perturbation harmonique. a. Profil de tension. b. la sortie unitaire des trois algorithmes. c. l'erreur d'amplitude. d. la fréquence estime

2.3.3. Cas d'une tension déséquilibrée.

Une séquence négative de 0,21 est ajoutée à la forme d'onde de tension. Le résultat est une tension principale non équilibrée de la Figure. 2-9 . Dans de telles circonstances, une oscillation persistante se produit dans l'estimation de fréquence de la SRF-PLL. La forme d'onde de sortie présente une déviation périodique de l'UFPSV confirmée par l'erreur d'amplitude. Le DSOGI-FLL a obtenu les meilleures performances, avec une erreur d'amplitude la plus faible et une erreur de fréquence insignifiante. Dans le cas du POLS, il y a une oscillation imperceptible dans l'estimation de fréquence (une erreur de 5 Hz) résultant en une erreur de phase négligeable légèrement supérieure à la DSOGI-FLL.

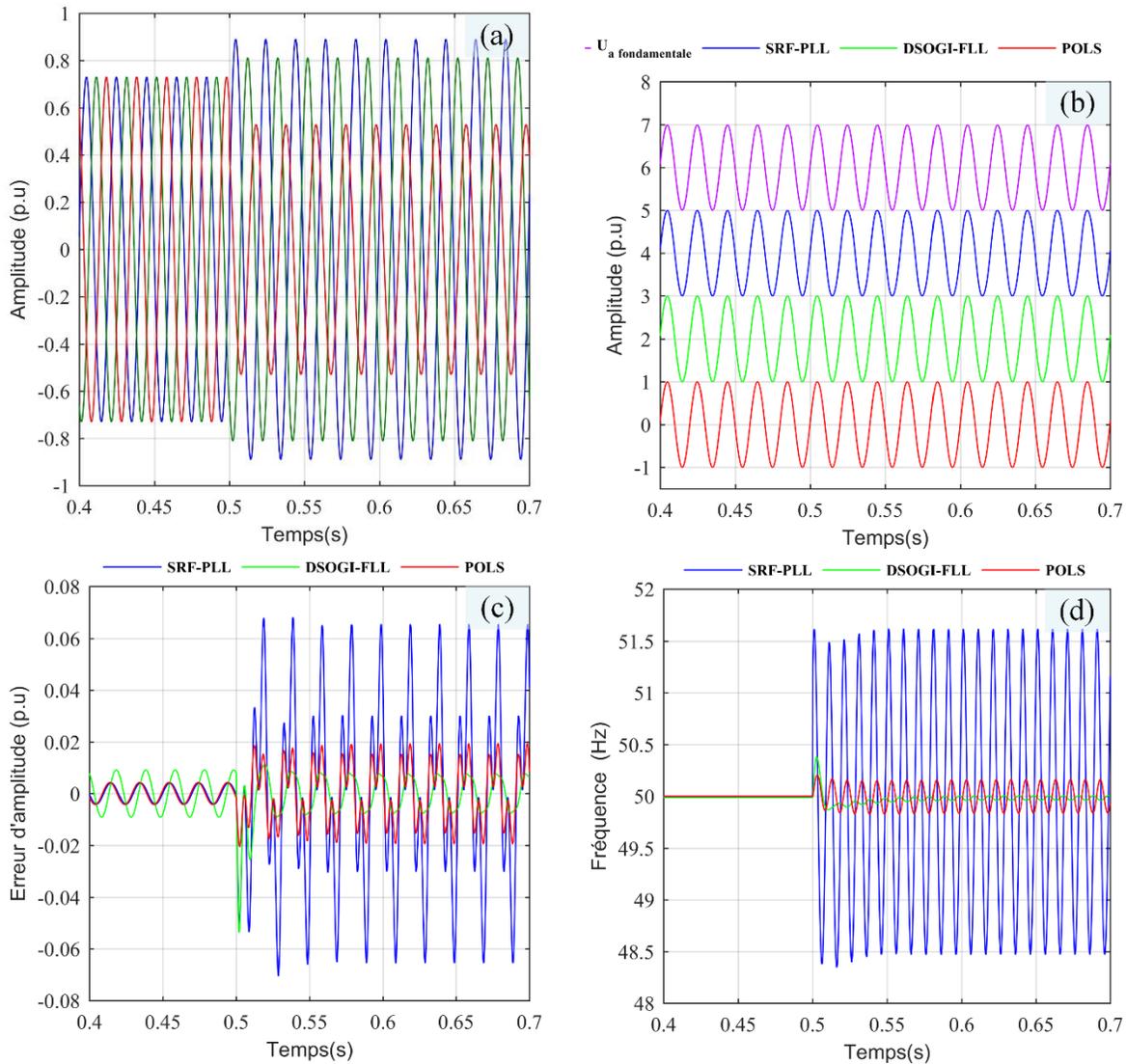


Figure. 2-9. Résultat de simulation dans le cas d'une tension déséquilibrée . a. Profil de tension. b. la sortie unitaire des trois algorithmes. c. l'erreur d'amplitude. d. la fréquence estimée.

2.3.4. Cas d'une tension déséquilibrée et distordue.

La Figure. 2-10 combine l'effet du déséquilibre et de la distorsion harmonique dans le pire des cas. Dans de telles conditions, l'estimation de fréquence de la SRF-PLL est aggravée avec une fluctuation plus importante. L'erreur d'amplitude est plus importante que les autres cas. En raison de la présence d'harmoniques, le DSOGI-FLL ne s'est pas mieux comporté que le SRF-PLL. Le POLS présente une faible oscillation de fréquence. Ceci est reflété dans la forme d'onde de sortie sinusoïdale pure. L'erreur d'amplitude est également faible.

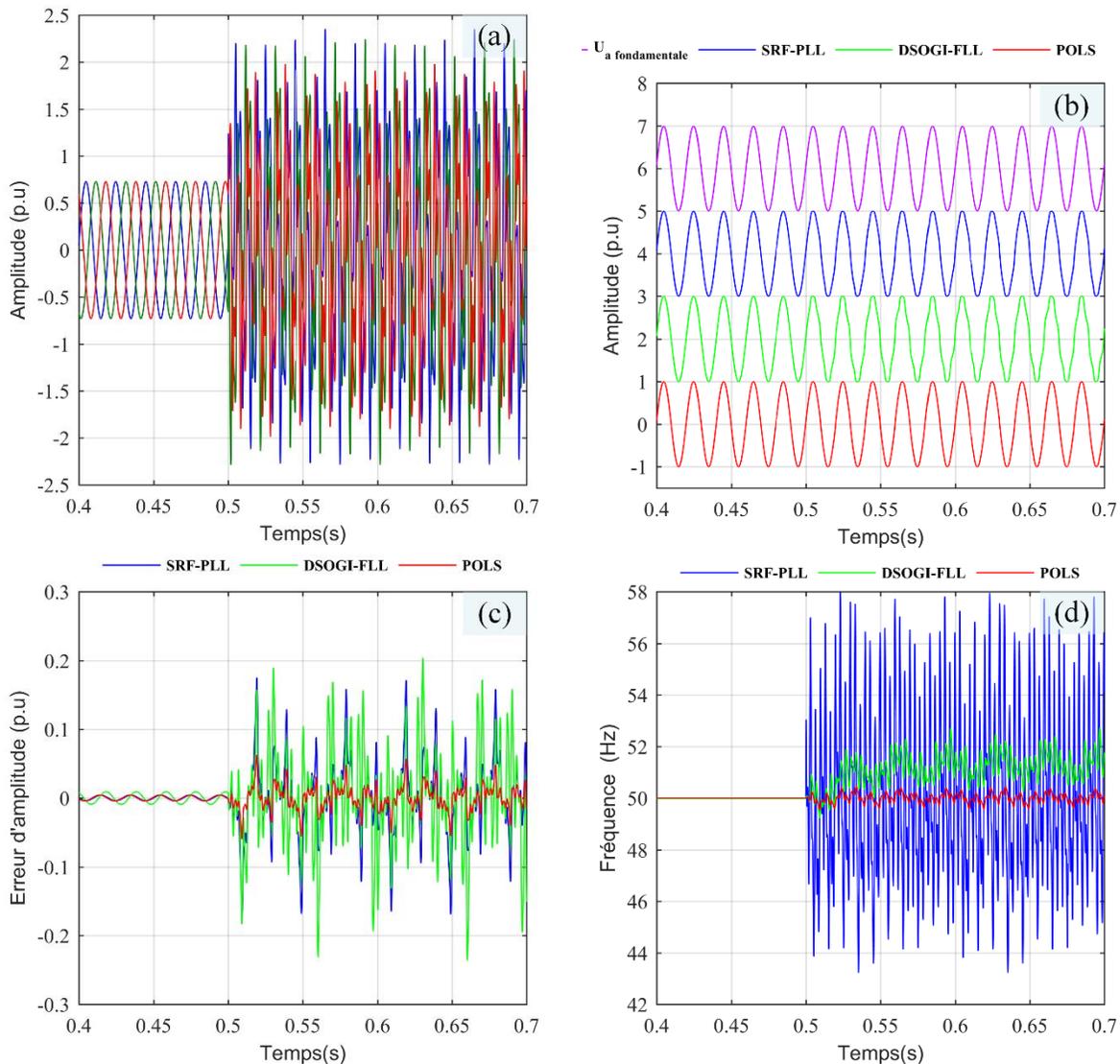


Figure. 2-10. Résultat de simulation dans le cas de tension déséquilibrée avec perturbation harmonique. a. Profil de tension. b. la sortie unitaire des trois algorithmes. c. l'erreur d'amplitude. d. la fréquence estimée.

2.3.5. Cas de LVRT

Le profil de tension dans le cas d'un défaut de sous tension (Low Voltage ride Through LVRT) est simulé. La Figure 2-11 présente les performances des trois algorithmes dans le cas du LVRT. Le SRF-PLL a un temps de réponse très rapide mais avec une erreur d'amplitude importante relativement au deux autres algorithmes. Le DSOGI-FLL a un temps de réponse très long. Le POLS a une réponse rapide avec la moindre erreur d'amplitude.

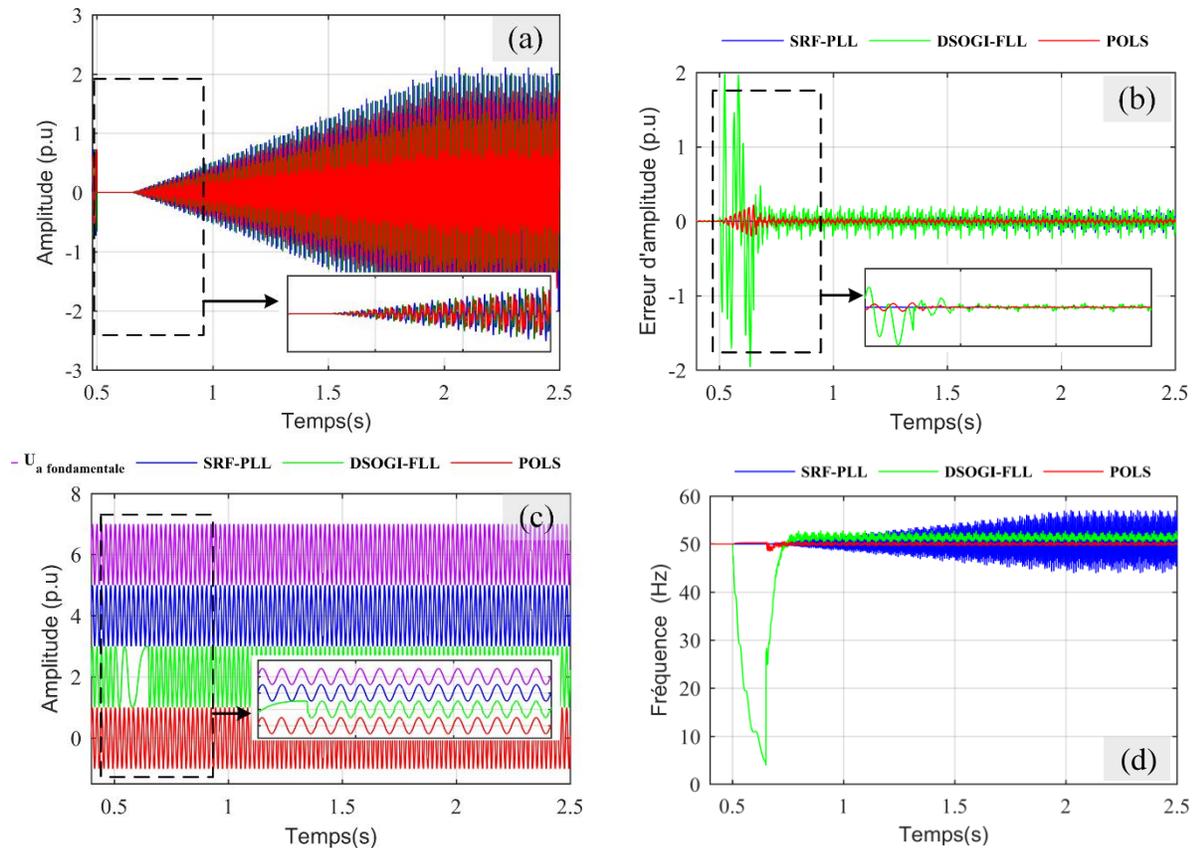


Figure. 2-11. Résultat de simulation dans le cas de LVRT. a. Profil de tension. b. la sortie unitaire des trois algorithmes. c. l'erreur d'amplitude. d. la fréquence estimée

2.4. Discussion

Dans ce chapitre, le POLS est présenté. Son modèle mathématique est établi, détaillé et analysé. Afin d'évaluer ses performances, le POLS est mis sous des conditions extrêmes et comparé d'autres méthodes de synchronisation à savoir le SRF-PLL et le DSOGI-FLL. Tous les paramètres ont été choisis pour des meilleures performances de filtrage. Lors de test de changement de fréquence, le POLS a eu un temps transitoire de 1.85 période due principalement à l'estimateur de fréquence, néanmoins, cela reste toujours court (par rapport au DSOGI et autres algorithmes de synchronisation). Dans le cas d'une tension distordue, le POLS a les meilleures performances. Dans ce cas, le POLS a estimé la composante fondamentale avec une erreur infime. Lors de déséquilibre de tension, le DSOGI a la moindre erreur d'estimation. Il est à noter que le SRF-PLL, malgré sa rapidité dans le cas de changement de fréquence, mais ses performances dégradent dramatiquement dans les cas de condition non idéal.

Dans le cas d'une tension déséquilibrée et distordue, cas réel, le POLS a les meilleures performances, dépassant les performances de SRF-PLL et DSOGI.

2.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une méthode de synchronisation basée sur le principe de méthode de synchronisation en boucle ouverte OLS. Le POLS est basé sur un estimateur de la composante fondamentale PFCE, ce dernier est présenté et analyse. Ensuite, l'estimateur de fréquence est présenté. Nous nous sommes approchés des scénarios les plus probables et les plus sévères afin de valider notre POLS.

Dans les chapitres qui suivent, le PFCE sera utilisé pour remplacer le filtre passe-bas qui est utilisé dans la théorie des puissances instantanées pour le chapitre trois. Le POLS sera utilisé dans le chapitre quatre pour implémenter la commande directe.

Chapitre 3. La commande basée sur la théorie des puissances instantanées

3.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons notre apport à la commande de l'onduleur multifonctionnel (MultiFunctional Grid Tied Inverter MFGTI). La configuration détaillée du système utilisé est montrée dans la Figure. 3-1 qui représente le schéma global du système étudié. Le système est composé d'un réseau principal qui alimente un Microgrid (MG). Le réseau est émulé par une source triphasée connectée à un circuit RL qui représente l'impédance de la ligne. Le MG quant à lui est composé d'une charge non linéaire en série avec un circuit RL qui émule l'effet de ligne électrique. Le MG est connecté au réseau au PCC (Point of Common Coupling). A ce point, on connecte le MFGTI. Donc le MFGTI fait partie du MG et sert comme une interface entre le MG et le réseau principal. Du côté de bus continu, le MFGTI est connecté à un système photovoltaïque (PV) considéré comme une source d'énergie distribuée DES. Le système PV se compose d'un champ des panneaux PV, d'une puissance maximale de 5000W, et d'un hacheur élévateur (boost) pour permettre à un fonctionnement au MPP (Maximum Power Point).

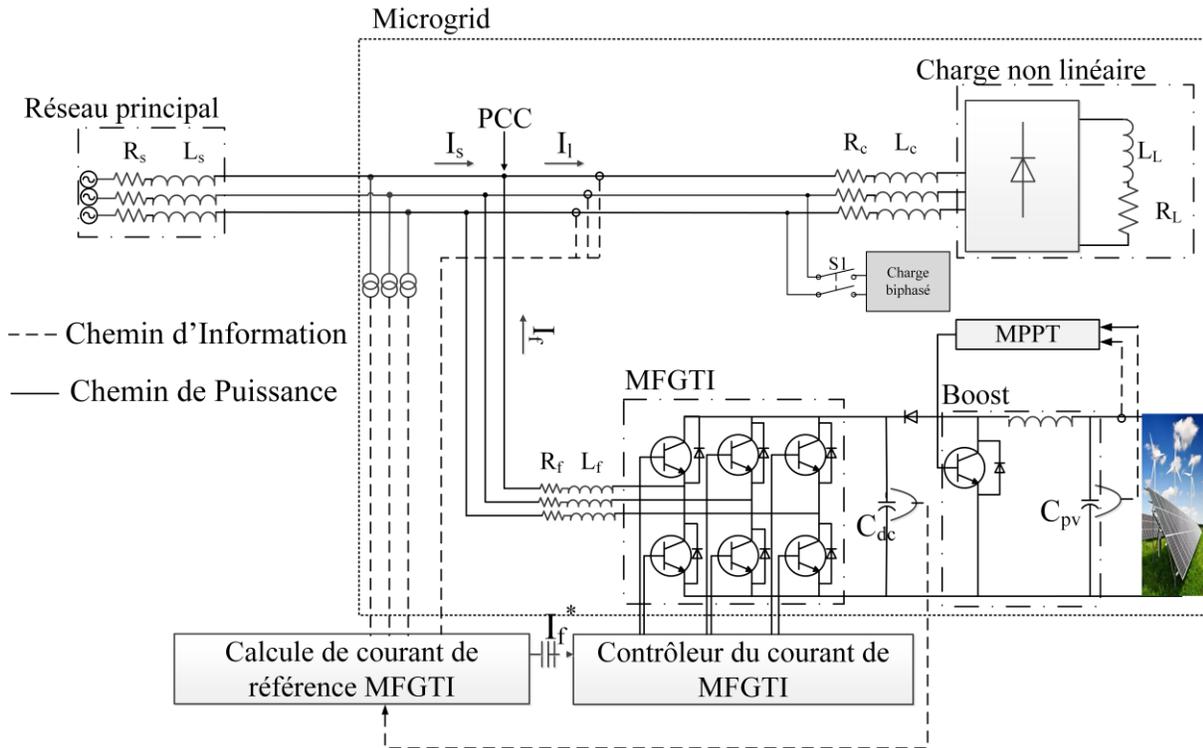


Figure. 3-1. Schéma global du système étudié

3.2. Algorithme de contrôle

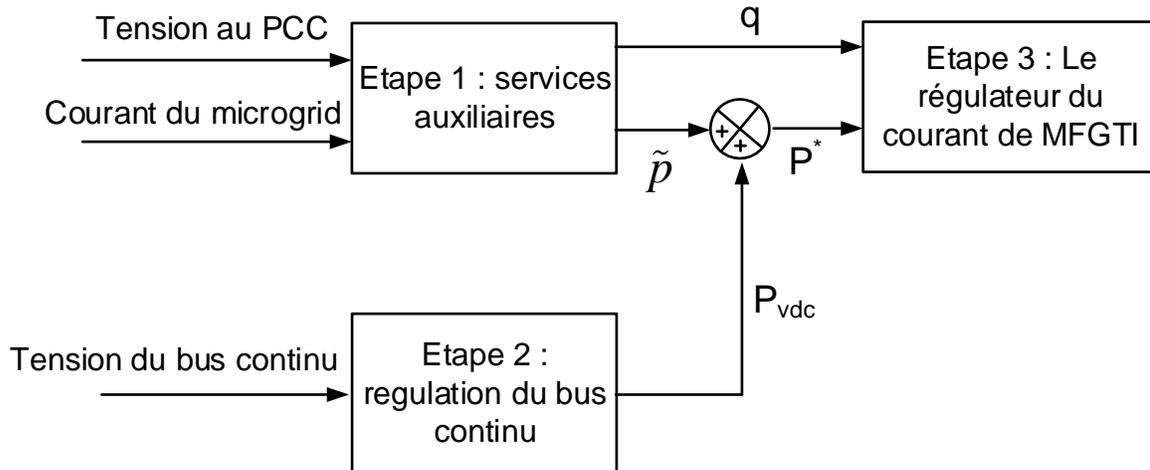


Figure. 3-2. Schéma d'algorithme proposé

Le contrôle est effectué en trois étapes suivant le schéma d'algorithme proposé à la Figure. 3-2. Dans la première étape, on assure les services auxiliaires (atténuation harmonique, compensation de puissance réactive, équilibrage de charge ..., etc.). Dans la deuxième étape, le bus DC est régulé en injectant la puissance active fournie par le RES. Enfin, le courant de sortie du MFGTI est contrôlé. Les performances globales de MFGTI dépendent des performances de chaque étape. Par conséquent, dans ce travail, trois algorithmes combinant simplicité, robustesse et faibles demandes de calcul sont utilisés. Le PFCE (Positive Fundamental Component Estimator) est utilisé pour fournir les services auxiliaires. Le contrôleur SMC est utilisé pour réguler la tension du bus CC et injecter la puissance active. En fin, un contrôleur de courant à hystérésis est utilisé pour sa simplicité et sa robustesse.

3.2.1. Modèle de panneau photovoltaïque

Notre système PV est constitué des panneaux photovoltaïques qui fournissent l'énergie. Ces panneaux sont connectés à un hacheur élévateur commandé par algorithme MPPT (Maximum Power Point Tracking) afin de récolter le maximum d'énergie et améliorer le rendement de notre système PV.

Plusieurs modèles mathématiques sont élaborés dans la littérature [82]. Dans cette thèse nous avons utilisé le modèle à une seule diode amélioré qui est détaillé dans [83].

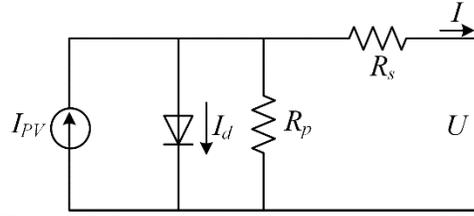


Figure. 3-3. Modèle à une seule diode de PV

Pour le modèle photovoltaïque, nous avons utilisé le modèle à une diode Figure. 3-3. Ce modèle est simple avec une bonne précision et a été utilisé par de nombreux auteurs [82]. Le courant de sortie dans un modèle à une diode est donné par:

$$I = I_{PV} - I_0 \left(e^{\frac{U + R_s I}{U_0 a}} - 1 \right) - \frac{U + R_s I}{R_p} \quad (12)$$

R_s , R_p sont les résistances série et parallèle respectivement. R_s est la résistance d'une cellule PV. R_p existe à cause du courant de fuite de la jonction p-n.

I_{PV} est le courant généré par la lumière incidente. Si nous avons N_p cellules connectées en parallèle, le courant I_{PV} sera alors : $I_{PV} = I_{PV,cell} * N_p$

Les influences externes (température, lumière) affectent le courant I_{PV} . Pour prendre en compte ces influences, le courant I_{PV} est pris comme

$$I_{PV} = (I_{PV,n} + K_I \Delta_T) \frac{G}{G_n} \quad (13)$$

Où $\Delta_T = T - T_n$ et $I_{PV,n}$ est le courant généré dans des conditions nominales ($T = 25^\circ \text{C}$, $G = 1000 \text{W/m}^2$)

I_0 est les courants de saturation. Le courant de saturation de la diode est donné par [83]:

$$I_0 = I_{0,n} \cdot \left(\frac{T}{T_n} \right)^3 \cdot e^{\frac{qE_g}{a\kappa} \left(\frac{1}{T_n} - \frac{1}{T} \right)} \quad (14)$$

Où:

E_g : énergie de bande interdite du semi-conducteur utilisé dans la cellule. $E_g \approx 1.12 \text{ eV}$

q : Charge d'électrons $1.60217646 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

κ : Constante de Boltzmann $1.3806503 \cdot 10^{-23} \text{ J / K}$

a : facteur d'idéalité de jonction pn

Dans [83], les auteurs proposent une équation améliorée de I_0 pour correspondre aux données expérimentales. Ainsi, I_0 est donné par

$$I_0 = I_{sc,n} + K_I \Delta_T \left(\frac{1}{e^{\frac{U_{oc,n} + K_V \Delta_T}{aU_t}} - 1} \right) \quad (15)$$

Où:

$I_{sc, n}$: Courant de court-circuit de la cellule à la température de référence et rayonnement
(A)

$U_{oc, n}$: tension de circuit ouvert de la cellule à la température de référence et rayonnement
(V)

K_I : coefficient de température du courant de court-circuit (A / K)

K_V : coefficient de température de tension en circuit ouvert (V / K)

Cette amélioration augmente la précision du modèle PV simulé, en particulier près de la tension en circuit ouvert et du point MPP.

$U_t = \frac{N_s kT}{q}$ est la tension thermique du réseau avec des cellules N_s connectées en série.

Les cellules connectées en parallèle augmenteront le courant tandis que la série connectée augmentera la tension.

Dans ce chapitre, nous avons utilisé la fiche technique de *KC200GT* utilisée également dans [83].

3.2.2. L'algorithme MPPT

L' algorithme P&O «Perturbe And Observe» [84] est utilisé en raison de sa simplicité et de sa robustesse. Son algorithme est représenté dans l'organigramme (Figure. 3-4). Pour atteindre le point de puissance maximale (MPP), il faut imposer une tension sur les cellules PV, à cet effet, un convertisseur boost (hacheur élévateur) est utilisé.

L'algorithme P&O incrémentera/diminuera le cycle de fonctionnement du convertisseur élévateur (Figure. 3-1) jusqu'à ce qu'il atteigne la puissance maximale pouvant être fournie par le panneau photovoltaïque.

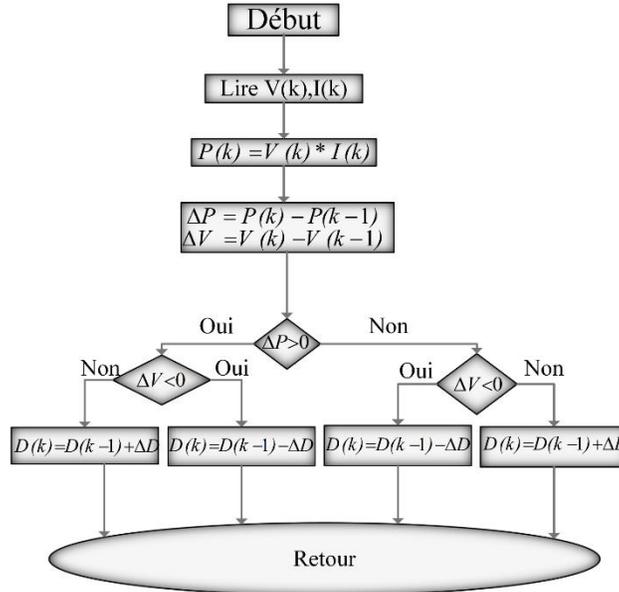


Figure. 3-4. L'algorithme de MPPT

3.2.3. Validation du modèle

Le modèle de PV est implémenté dans Matlab/Simulink selon le schéma détaillé dans la Figure. 3-1. Le système PV est connecté au réseau à travers un hacheur élévateur et un onduleur multifonction. Cette approche permet d'implémenter l'algorithme MPPT dans le hacheur et c'est à l'onduleur de fournir les services auxiliaires.

3.2.4. Cas de changement des conditions ambiantes

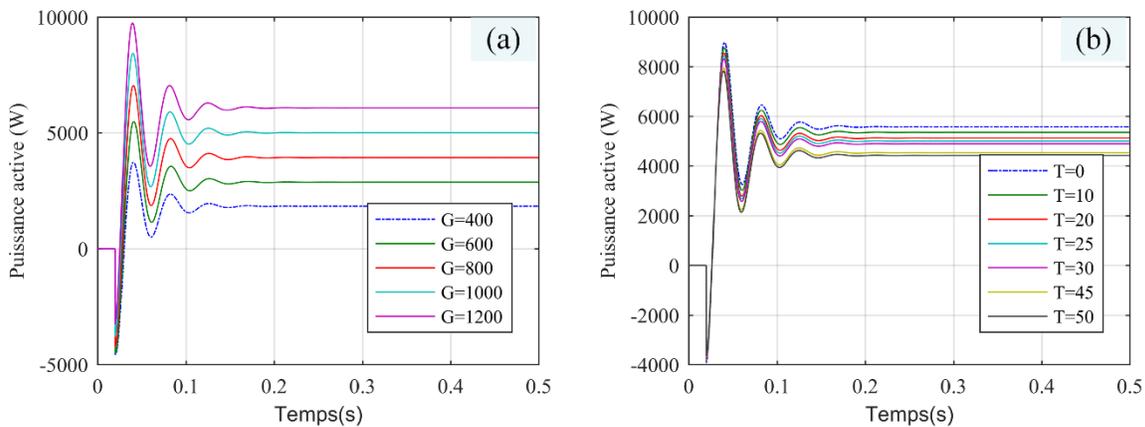


Figure. 3-5. La puissance active fournie par le système PV sous: (a): différente irradiation et température à 25°. (b): différente température et irradiation constante $G=1000\text{W/m}^2$

Suivant l'équation. (13), la génération de puissance dépend de la luminosité G et la température ambiante T . La Figure. 3-5 présente les résultats de simulation du modèle de PV sous de différentes conditions de luminosité et de température.

En dehors de l'atmosphère terrestre, le rayonnement solaire est constant et égal à 1350W/m^2 . Une partie de ce rayonnement est réfléchi par l'atmosphère, le reste, qui est 1000W/m^2 , atteint la surface de la Terre. Donc, sous un ciel clair et sans pollution, la valeur maximale de la luminosité est de 1000W/m^2 . La Figure. 3-5 (a) représenté la production d'énergie d'un système PV sous une température fixe (25°) et irradiation variable. Le système PV produit plus d'énergie si l'irradiation est plus importante. On atteint 5000W sous la condition maximale (1000W/m^2).

Dans Figure. 3-5 (b) l'irradiation est fixe à 1000W/m^2 et on fait varier la température. Le rendement est inversement proportionnel à la température. On produit plus d'énergie sous une température de 0° .

Dans ce qui suit, nous allons prendre les conditions normales d'irradiation et de température à savoir $G=1000\text{W/m}^2$ et $T=25^\circ$.

3.3. La théorie de la puissance instantanée

En 1983, Akagi et al. proposent la théorie de la puissance instantanée également connue sous le nom de théorie pq [85]. Cette théorie calcule la puissance instantanée qui circule dans un système triphasé. Elle utilise la transformation de Clarke des courants et des tensions données par:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (17)$$

Ensuite, une puissance complexe instantanée est calculée:

$$s = e \cdot i^* = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + j(v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta) \quad (18)$$

Ainsi, deux nouvelles entités sont définies, la puissance instantanée réelle p et la puissance instantanée imaginaire q où:

$$\begin{cases} p = v_{\alpha} i_{\alpha} + v_{\beta} i_{\beta} = \bar{p} + \tilde{p} \\ q = v_{\beta} i_{\alpha} - v_{\alpha} i_{\beta} = \bar{q} + \tilde{q} \end{cases} \quad (19)$$

La théorie de la puissance instantanée est intéressante pour sa définition claire et intuitive des différentes puissances qui circulent dans le système triphasé. Dans (19), la puissance réelle p représente l'énergie, par unité de temps, qui circule dans une direction (de la source à la charge et vice versa). Le composant moyen (\bar{p}) représente l'énergie transférée, par unité de temps. La partie oscillante \tilde{p} correspond à l'énergie, par unité de temps, échangée entre la source et la charge. Par définition [73], la valeur moyenne de \tilde{p} est nulle, elle représente toujours une quantité d'énergie qui circule à chaque instant. Par conséquent, c'est l'origine du courant indésirable.

La puissance imaginaire q est définie comme l'énergie échangée entre les phases du système triphasé. Ainsi, la puissance circulant dans chaque phase et correspondant à la puissance imaginaire ne contribue pas au transfert d'énergie entre la source et la charge à un instant quelconque.

De l'explication ci-dessus, on peut dériver: La puissance réelle p peut être décomposée en deux composantes. Une composante directe constante \bar{p} représentant la puissance active et une partie oscillante \tilde{p} représentant les harmoniques. De la même manière, la puissance imaginaire est décomposée en une composante directe \bar{q} se référant à la puissance réactive et une composante oscillante \tilde{q} représentant des harmoniques réactives.

Les termes \tilde{p} , \bar{q} et \tilde{q} ne contribuent pas au transfert d'énergie entre la source et la charge. Par conséquent, ils pourraient être compensés en utilisant un onduleur triphasé sans source d'énergie [73].

Le calcul des harmoniques dans le domaine temporaire rend cette méthode très encourageante. De nombreux chercheurs ont proposé des améliorations et des modifications de cette méthode afin de les utiliser pour filtrer la puissance active [86]–[88].

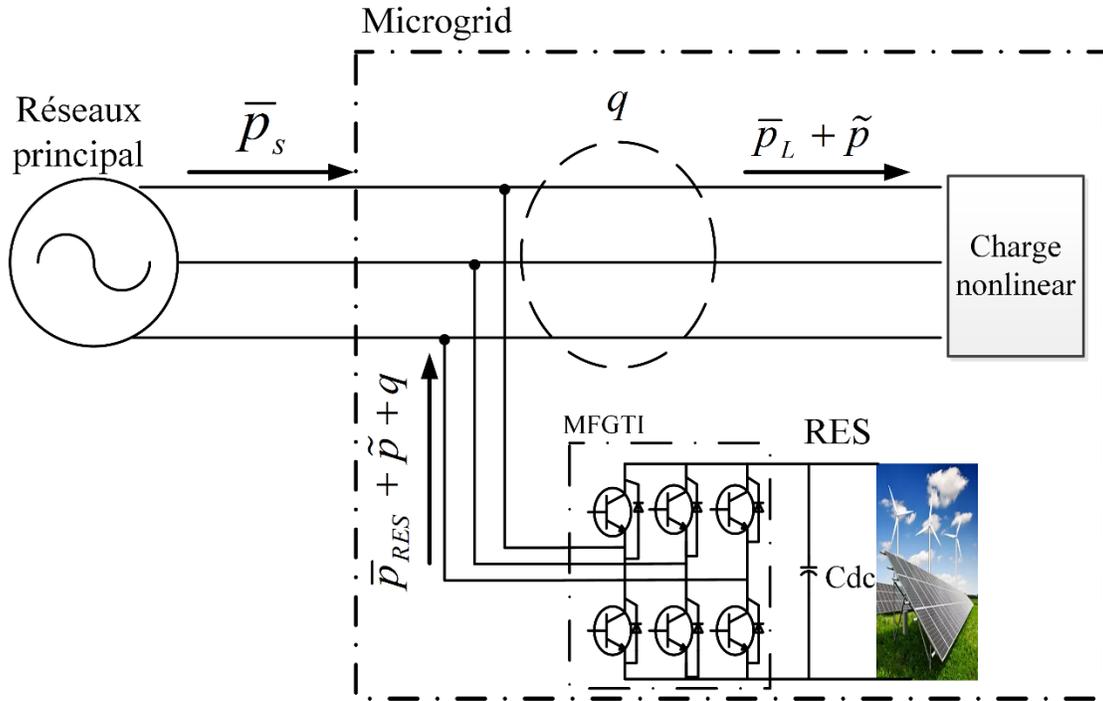


Figure. 3-6. Schéma illustratif du principe de puissance instantanée dans le cas du MFGTI.

Le schéma de la Figure. 3-6 est une illustration des puissances qui surviennent dans un microréseau en présence d'un MFGTI. Les charges dans le microgrid vont tirer une puissance réelle instantanée p . Cette puissance réelle est constituée d'une puissance active \bar{p}_L et d'une puissance de distorsion \tilde{p} due à la nature non linéaire des charges. Une puissance instantanée imaginaire q est échangée entre les phases du MG.

Pour améliorer la qualité de la puissance du microréseau, le MFGTI est utilisé pour fournir \tilde{p} et q et injecter la puissance active fournie par le RES (\bar{p}_{RES}) permettant au réseau de fournir seulement la quantité de puissance active requise par le microréseau où :

$$\bar{p}_L = \bar{p}_s + \bar{p}_{RES} \quad (20)$$

Par conséquent, du point de vue du réseau principal, le microgrid est une charge purement résistive. La compensation de \tilde{p} et q améliorera la qualité de la puissance du microréseau en apportant des avantages économiques et environnementaux [52].

Pour séparer les termes, les auteurs proposent l'utilisation d'un filtre passe-bas ou passe-haut (LPF ou HPF) [73], [88], [89]. Cependant, cela entraîne un retard et une imprécision. Pour surmonter cette limitation, ce document propose l'utilisation d'un PFCE.

Grâce aux définitions de la théorie de la puissance instantanée, on peut estimer le courant de référence d'un onduleur multifonctionnel lié au réseau. Au lieu de filtrer les puissances réelles et imaginaires comme suggérées par la méthode originale, la composante fondamentale des tensions et des courants est extraite. Ensuite, la partie oscillante des courants (harmoniques) est calculée. De même, les puissances sont calculées en utilisant les définitions de la théorie de puissance instantanée. L'extraction des composantes fondamentales est réalisée en utilisant le PFCE proposé. En omettant l'utilisation d'un LPF ou d'un HPF, l'inconvénient principal de la théorie pq est évité. En effet, l'utilisation de PFCE permettra une extraction précise même sous une tension principale déformée ou déséquilibrée.

3.4. L'algorithme basé sur la théorie des puissances instantanées

Dans cette partie, nous allons présenter notre algorithme basé sur la théorie des puissances instantanées. Il s'agit d'une amélioration apportée à ce dernier.

3.4.1. Calcul de la puissance de référence

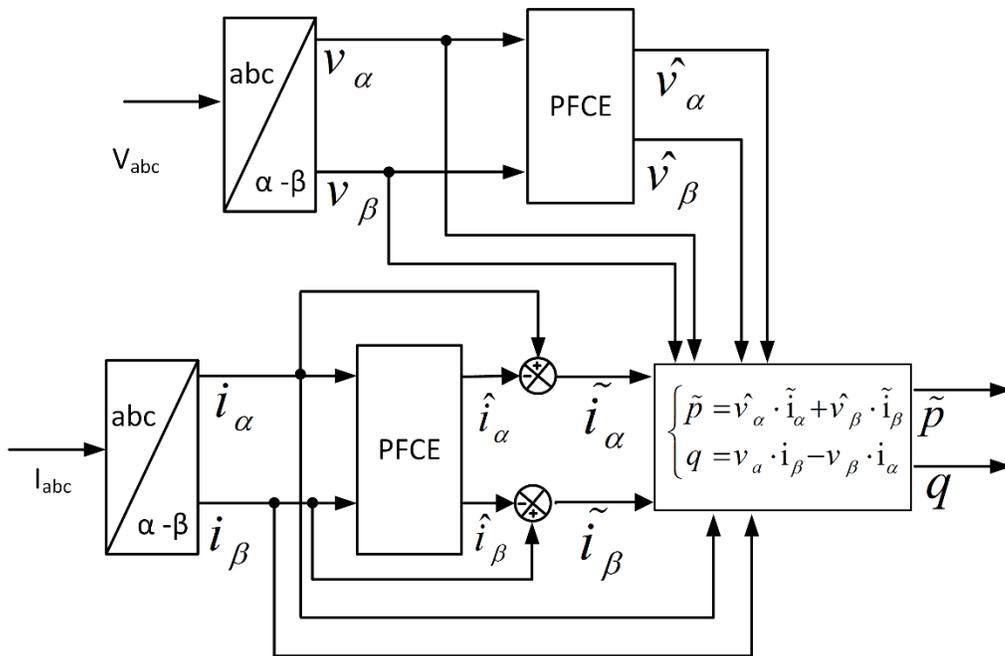


Figure. 3-7. L'estimateur de \tilde{p} et de q basé sur le PFCE

Les courants dans les axes $\alpha\beta$ peuvent être décomposés respectivement en composantes continue et alternative :

$$\begin{cases} i_\alpha = \hat{i}_\alpha + \tilde{i}_\alpha \\ i_\beta = \hat{i}_\beta + \tilde{i}_\beta \end{cases} \quad (21)$$

Le PFCE décrit ci-dessus extrait les composantes fondamentales à la pulsation ω_0 directement des courants dans les axes $\alpha\beta$ (voir chapitre 2). Après cela, les composantes harmoniques des courants de charge sont calculées en soustrayant les composantes fondamentales du courant de microréseau (Figure. 3-7).

$$\begin{cases} \tilde{i}_\alpha = i_\alpha - \hat{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta = i_\beta - \hat{i}_\beta \end{cases} \quad (22)$$

Les puissances réelles et imaginaires sont alors calculées comme défini dans la théorie de la puissance instantanée [85]:

$$\begin{cases} \tilde{p} = \hat{v}_\alpha \cdot \tilde{i}_\alpha + \hat{v}_\beta \cdot \tilde{i}_\beta \\ q = v_a \cdot i_\beta - v_\beta \cdot i_\alpha \end{cases} \quad (23)$$

3.4.2. Le régulateur du bus continu

Les performances dynamiques du bus DC ont une grande importance dans le fonctionnement d'un MFGTI. La nature dynamique du microréseau fait qu'il est très important que le régulateur soit insensible aux paramètres du système, à la tension principale et aux conditions de charge. D'autre part, pour correspondre aux changements rapides des fluctuations du *RES* et du réseau, le temps de réponse doit être très court. Ainsi, au lieu du régulateur *PI* utilisé dans [46], [90] et qui s'avère très difficile à adapter dans de telles circonstances [91], [92], nous proposons une approche en mode glissant. La SMC est connu pour être robuste et avoir un temps de réponse rapide [93].

Nous avons suivi le principe de commande mode glissant des systèmes à structure variable [94] présenter dans l'annexe B. La Figure. 3-8 présente le schéma de principe du contrôleur de

mode glissant développé pour commander le V_{dc} . En raison de sa robustesse et de son temps de réponse rapide, la SMC est choisi pour remplacer le PI . La sortie du contrôleur sera la puissance active à injecter. Cette puissance sera ajoutée à la puissance d'oscillation \tilde{p} calculée dans la section 3.1.2.

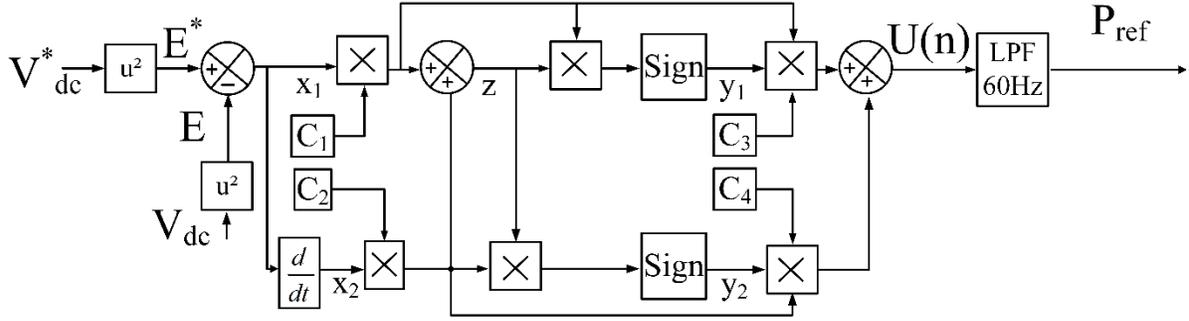


Figure. 3-8. Le régulateur SMC-LPF pour le bus continu

Dans la Figure. 3-1, l'énergie emmagasinée dans le condensateur C_{cd} est donnée par:

$$W_{dc} = \frac{1}{2} C_{dc} \cdot V_{dc}^2 \quad (24)$$

Puisque la sortie du régulateur est une puissance active. Il sera astucieux d'utiliser le carré de la tension du bus continu comme une entrée du régulateur. Tout d'abord, la variable d'état x_1 est définie comme l'erreur entre le carré de la tension du bus continu V_{dc}^2 et sa référence. Soit $E=V_{dc}^2$ et $E^*=V^{*2}$

$$x_1 = E^* - E \quad (25)$$

La deuxième variable d'état x_2 est définie comme la dérivée de x_1

$$x_2 = \dot{x}_1 \quad (26)$$

Les valeurs des fonctions de commutation y_1 et y_2 sont définies comme étant [76], [77], [95]:

$$\begin{cases} y_1 = 1 & \text{if } zx_1 > 0 \\ y_1 = -1 & \text{if } zx_1 < 0 \\ y_2 = 1 & \text{if } zx_2 > 0 \\ y_2 = -1 & \text{if } zx_2 < 0 \end{cases} \quad (27)$$

Ces valeurs garantissent la convergence des états de systèmes vers la surface hyperplan [96], [97] (voire l'annexe B). z est une fonction de commutation hyperplan donné par $z = c_1x_1 + c_2x_2$. c_1, c_2 sont les coefficients positifs de mode glissant.

La sortie du contrôleur de mode glissant U_n est prise comme:

$$U_n = c_3x_1y_1 + c_4x_2y_2 \quad (28)$$

Le choix des coefficients affecte la stabilité de la commande.

Pour minimiser les oscillations de la puissance de sortie, un filtre passe-bas avec une fréquence de 60Hz est ajouté.

3.4.3. L'algorithme de commande du MFGTI

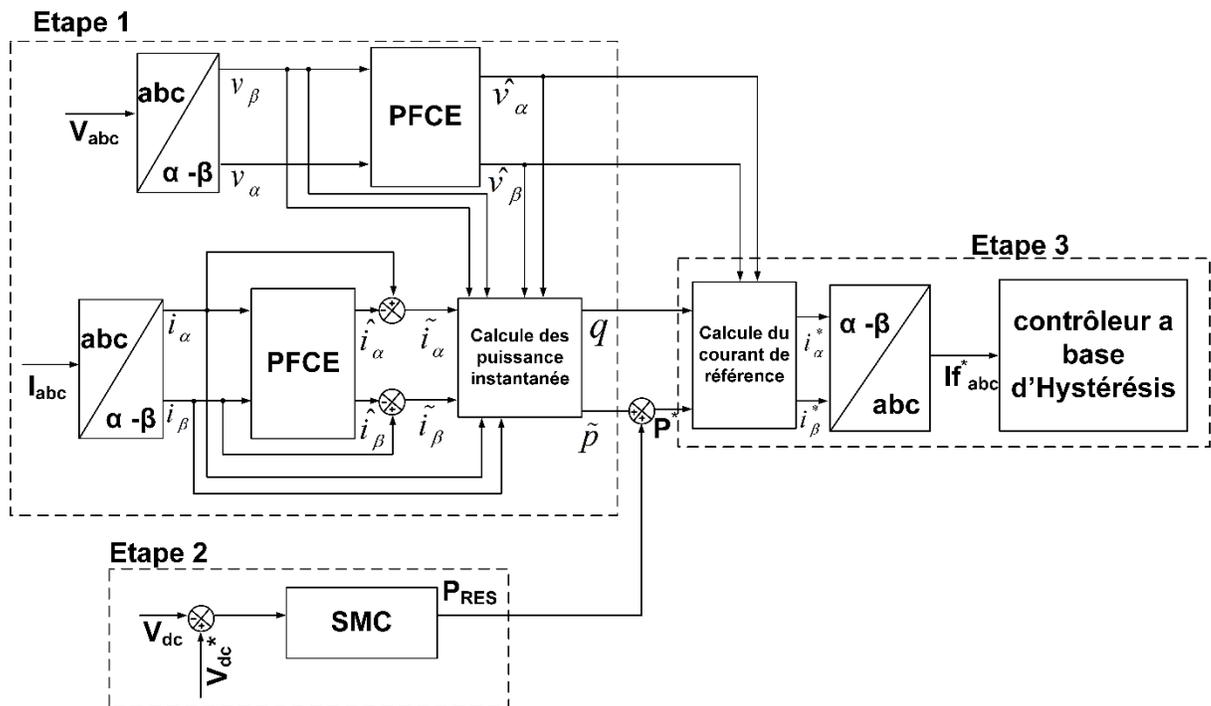


Figure. 3-9. Schéma global de l'algorithme de commande

L'algorithme de commande complet est illustré sur le schéma de la Figure. 3-9 . Après avoir ajouté la puissance active de compensation requise pour réguler la tension du bus continue (P_{RES}) à la composante alternative de la puissance instantanée réelle dérivée en (23), le courant de référence dans le repère α - β est calculé par:

$$\begin{cases} i_{\alpha}^* = \frac{\hat{v}_{\alpha}}{\hat{v}_{\alpha}^2 + \hat{v}_{\beta}^2} (\tilde{p} + P_{RES}) - \frac{\hat{v}_{\beta}}{\hat{v}_{\alpha}^2 + \hat{v}_{\beta}^2} q \\ i_{\beta}^* = \frac{\hat{v}_{\beta}}{\hat{v}_{\alpha}^2 + \hat{v}_{\beta}^2} (\tilde{p} + P_{RES}) - \frac{\hat{v}_{\alpha}}{\hat{v}_{\alpha}^2 + \hat{v}_{\beta}^2} q \end{cases} \quad (29)$$

Les références actuelles obtenues à partir de (29) comprennent deux termes. Le premier terme contient les composantes de courant harmonique et le second terme est constitué d'une composante de courant fondamentale en phase avec la tension d'alimentation. Par conséquent, une quantité de puissance active est absorbée ou libérée par le condensateur continu pour réguler la tension du bus continu; de même, des courants réactifs sont générés pour maintenir les courants de microréseau en phase avec la tension d'alimentation. Ensuite, les courants de référence du filtre dans les coordonnées a-b-c sont définis par:

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^* \\ i_{\beta}^* \end{bmatrix} \quad (30)$$

Le courant de référence obtenu à partir de (30) est transmis au contrôleur de courant. Un contrôleur de courant basé sur l'hystérésis est utilisé en raison de sa simplicité et de sa robustesse.

3.5. Résultats de simulation

Afin de tester notre algorithme. Le schéma propose dans la Figure. 3-1 est utilisé. Le microgrid est composé d'une charge non linéaire en série avec un circuit RL qui représente les lignes de tension. Le microgrid comprend aussi un MFGTI composé d'un onduleur triphasé connecte à un système photovoltaïque via un hacheur élévateur. La description du système photovoltaïque est présentée dans l'annexe. Le MFGTI est connecté au PCC via un filtre de découplage (un circuit RL). Ce filtre assure la commande du courant de l'onduleur et permet de filtrer les courants de haute fréquence issus de commutation de semi-conducteur de l'onduleur.

Le réseau principal est émulé par une source de tension programmable en série avec un circuit RL qui émule les lignes électriques. La source de tension programmable nous permet de simuler le cas de déséquilibre de tension de source.

La charge de microgrid est composée d'une charge non linéaire. Pour simuler le déséquilibre de charge, une charge biphasée est connectée en parallèle avec la charge principale.

3.5.1. L'injection de la puissance active et réactive dans le réseau

En plus des services auxiliaires déjà cités, le MFGTI utilise une source d'énergie distribuée *DES* afin de fournir de la puissance active au réseau. Dans notre travail, l'énergie fournie par le système photovoltaïque est choisie comme une *DES*. Nous allons étudier ce système PV et l'analyser.

On analysera le bilan de puissance ainsi que le comportement du système sous différentes charges.

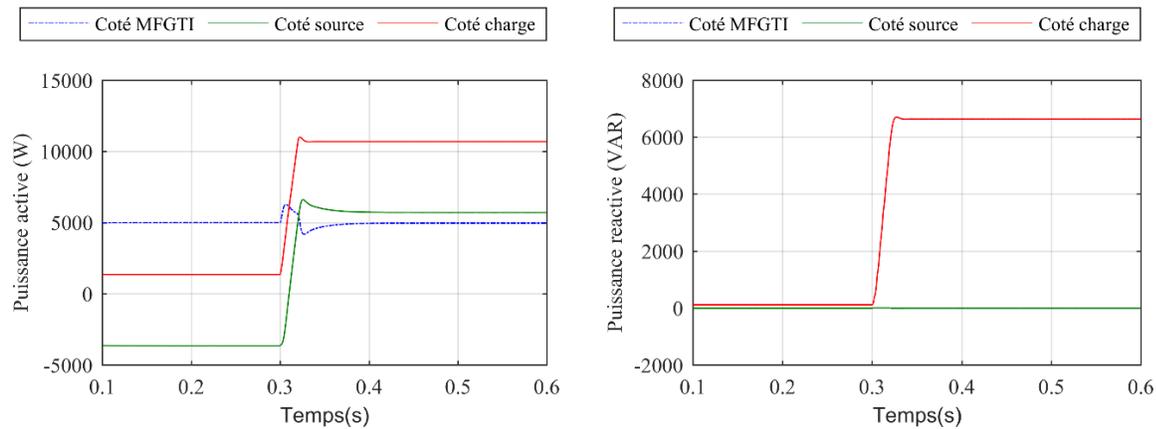


Figure. 3-10. Les puissances active et réactive dans le réseau

Nous avons réalisé le scénario suivant pour évaluer notre solution. Le MFGTI est connecté à un système PV d'une puissance de $5000W$. Le MG consomme $1360W$. Le MFGTI fournit la totalité de puissance à son MG, le surplus est envoyé vers le réseau principal (côté source). A l'instant $0.3s$, une nouvelle charge est connectée au MG, le MG aura besoin de $11KW$. Maintenant, le MFGTI fournit la totalité de sa puissance active à son MG, la différence ($6000W$) est importée depuis le réseau.

On note les bonnes performances dynamiques du MFGTI lors de ce changement brusque de charge. Ces performances sont dues probablement à la commande mode glissant du bus continu.

Un des services auxiliaires fournis par le MFGTI est la compensation de la puissance réactive. La Figure. 3-10.b montre l'efficacité du MFGTI lors de compensation de la puissance

réactive. Les deux courbes de puissance réactive coté MFGTI et côté charge sont superposées ce qui signifie que le MFGTI a compensé la totalité de puissance réactive consommée par le réseau.

Dans ce qui suit, l'amélioration de la qualité d'énergie du MG est mise en test. Ce test comporte trois cas:

1. Cas idéal: la tension du réseau et la charge du MG sont équilibrées.
2. Régime transitoire: un changement de charge du MG
3. Cas de déséquilibre de la tension du réseau
4. Cas de déséquilibre de charge

3.5.2. Cas idéal

Dans ce test, les performances statiques de deux régulateurs du bus continu, le PFCE-SMC et le PFCE-PI, sont mesurées. Le MFGTI aura le rôle de compenser les harmoniques et injecter les puissances active et réactive seulement. Il est à noter que dans le cas idéal et sans injection de puissance active (cas du filtre actif) les deux régulateurs auront les mêmes performances. Dans le cas de MFGTI avec une injection de puissance active, le PFCE-SMC donne un meilleur résultat avec un courant de source purement sinusoïdal Figure. 3-11 .

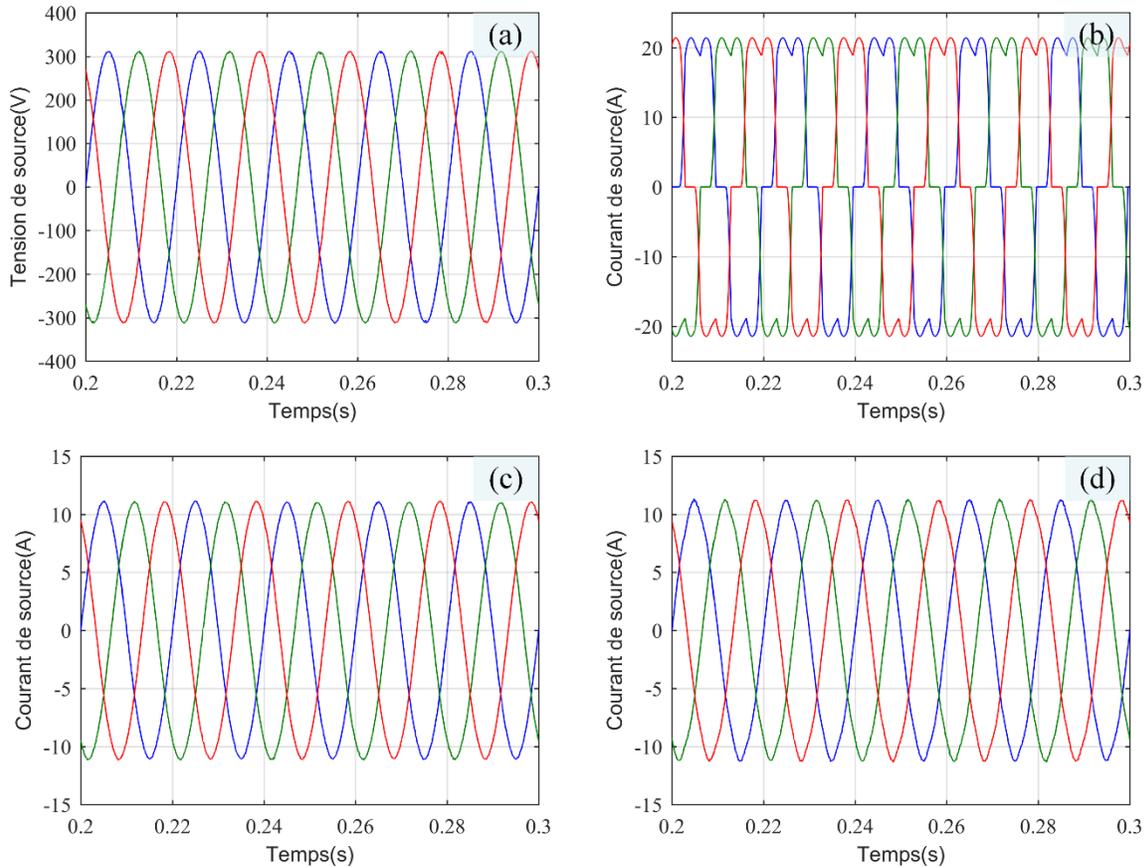


Figure. 3-11. Résultats de simulations sous des conditions idéales : a). La tension du réseau. b) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. c) Courant de source avec PFCE-SMC. d) Courant de source avec PFCE-PI.

La Figure. 3-12 montre le spectre de courant de source sans MFGTI et avec un MFGTI en utilisant le PFCE-SMC et le régulateur PFCE-PI. On note que le MFGTI a clairement réduit la présence d'harmoniques dans les deux cas. Dans le cas du régulateur PI, on note une infime présence des harmoniques d'ordre 5 et 7. La composante fondamentale de courant de source est réduite sous la présence de MFGTI due à l'injection de la puissance active.

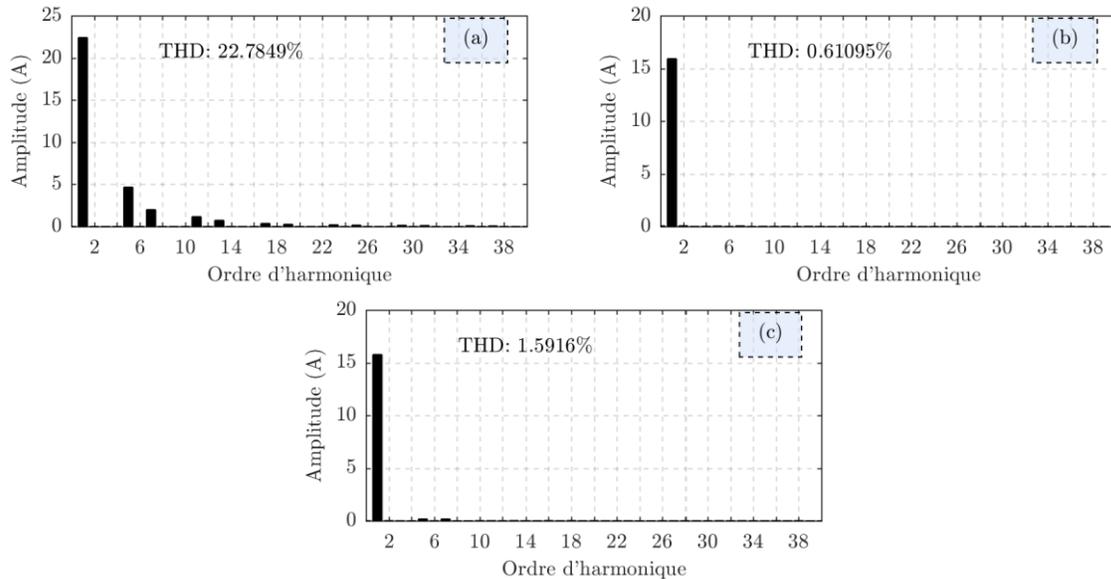


Figure. 3-12. Spectre de courant de source dans le cas idéal : a) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. b) Courant de source avec PFCE-SMC. c) Courant de source avec PFCE-PI.

3.5.3. Régime transitoire

Un changement de charge est effectué à 0.3s. le courant de charge est passé de 20 à 25A. Le courant de source est augmenté de 10A aussi en passant de 10 à 15A. En utilisant le PFCE-SMC, on obtient un régime dynamique plus souple avec un dépassement infime et un temps de réponse d'une demi-période. Le *PFCE-PI* a réagi rapidement aussi avec un temps de réponse d'une période, mais avec un dépassement de 5A.

Pour la tension du bus continu, le PFCE-SMC a introduit une exigüe erreur statique (0.6%). Les deux régulateurs ont un régime dynamique imperceptible.

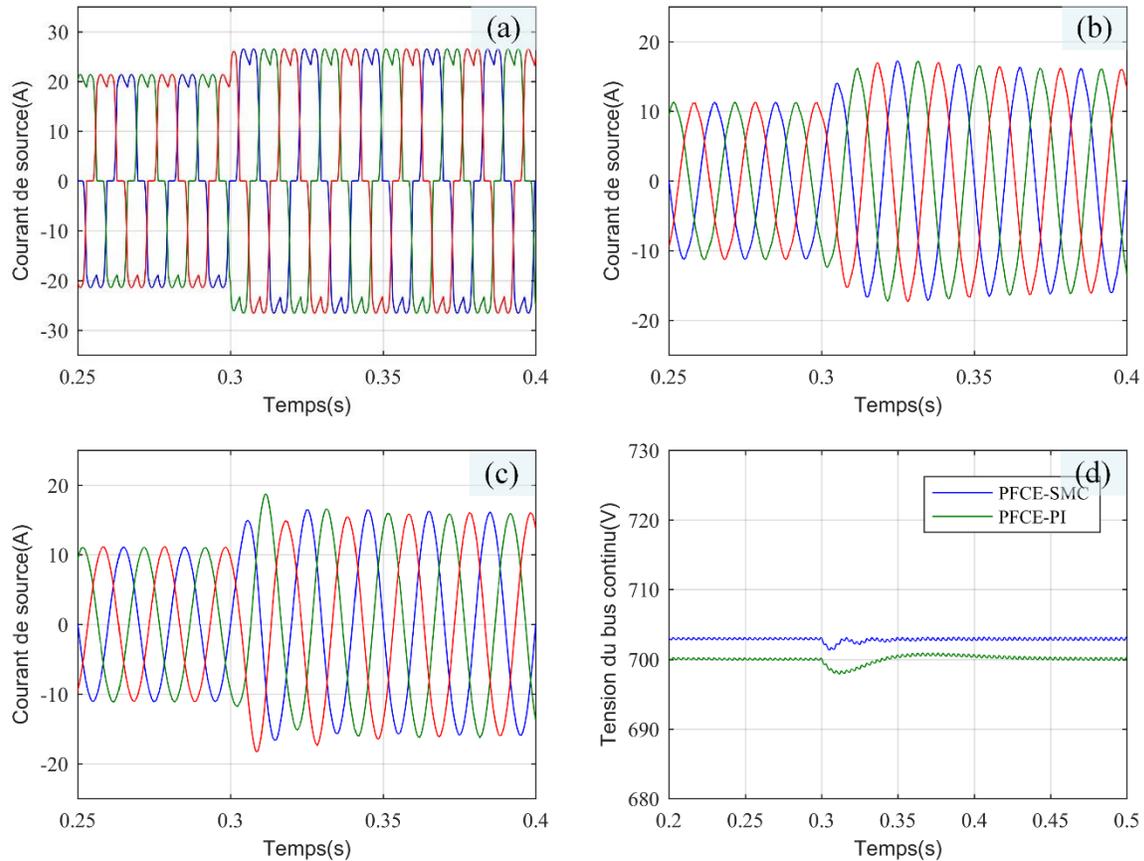


Figure. 3-13. La réponse de MFGTI sous un changement de charge: a). Courant de charge. b) Courant de source avec PFCE-SMC. c). Courant de source avec PFCE-PI. d) Tension du bus continu

3.5.4. Cas de déséquilibre de tension de source

Dans le cas d'un réseau déséquilibré. Le MG va absorber un courant non équilibré même si la charge est équilibrée. La chute de tension causée par le courant déséquilibré du MG va aggraver la situation et amplifier le déséquilibre de tension du réseau. Le but de MFGTI est de compenser le déséquilibre du courant du MG causé par le déséquilibre de la tension du réseau.

La Figure. 3-14 présente les performances de MFGTI sous un réseau déséquilibré. On note la forme sinusoïdale équilibrée de deux algorithmes qui confirme l'efficacité du PFCE utilisé pour calculer la puissance distordue et la puissance réactive.

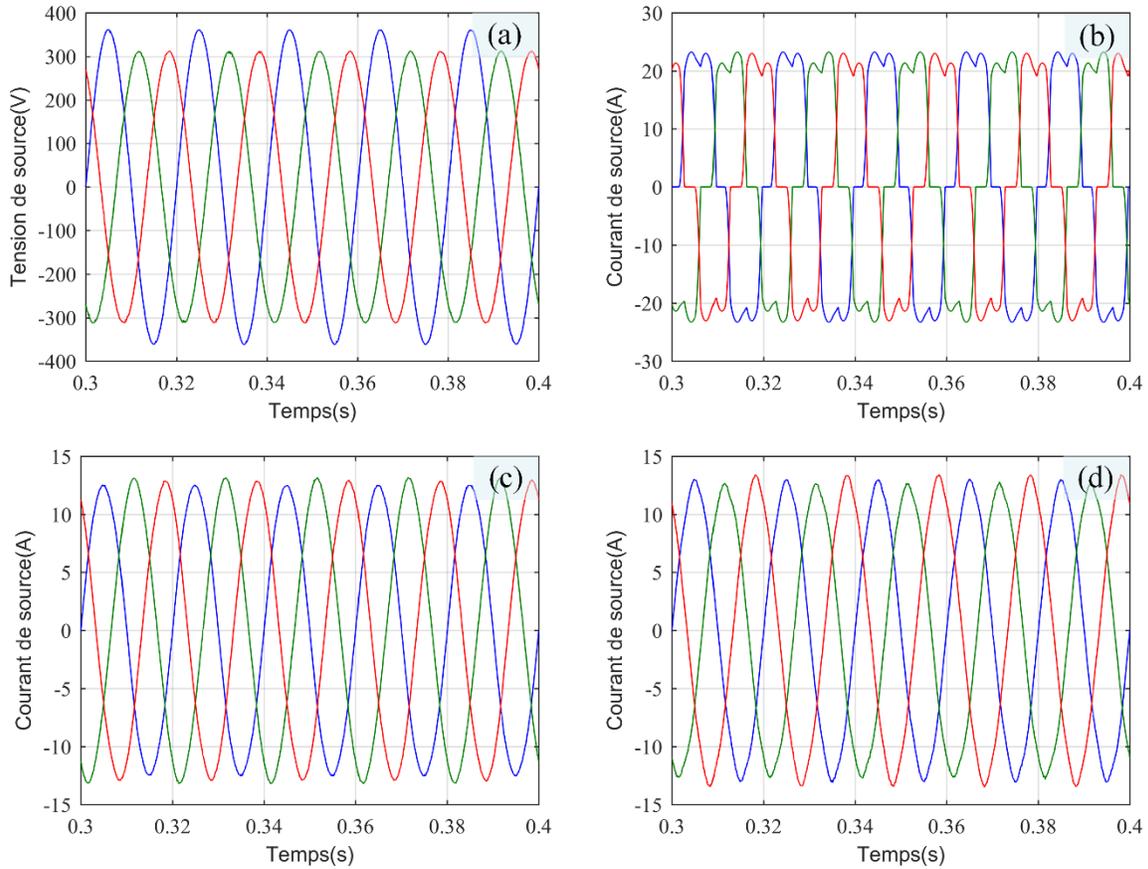


Figure. 3-14. Résultats de simulations sous une tension déséquilibrée : a). La tension du réseau. b) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. c) Courant de source avec PFCE-SMC. d) Courant de source avec PFCE-PI.

Pour la compensation des harmoniques, le MFGTI a compensé toutes les harmoniques de faible ordre. On note la présence d'harmonique d'ordre trois dans la Figure. 3-15 (a) due à l'absence de fils de neutre.

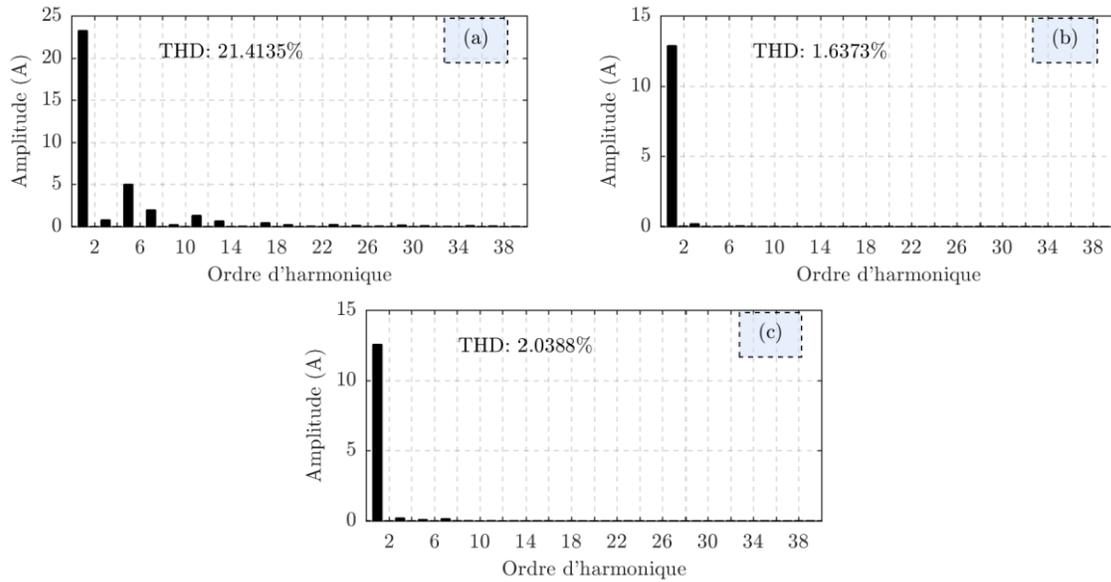


Figure. 3-15. Spectre de courant de source : a) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. b) Courant de source avec PFCE-SMC. c) Courant de source avec PFCE-PI.

La Figure. 3-16 présente la composante inverse du courant de source avec et sans MFGTI. Puisque la composante inverse a une fréquence double de la fréquence fondamentale [76], c'est le *PFCE* qui estime la composante inverse du courant. Ainsi, on peut conclure que les deux méthodes de commande de bus continu ont quasiment les mêmes performances.

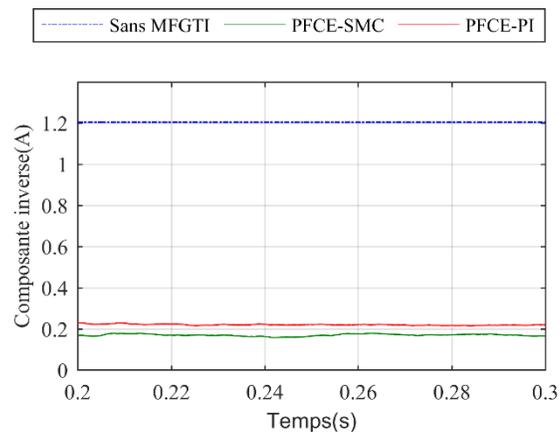


Figure. 3-16. La composante inverse dans le courant de source avec et sans MFGTI

3.5.5. Cas de déséquilibre de charge

a). Charge triphasée déséquilibrée

Lors de fermeture de l'interrupteur S_1 , un déséquilibre de charge est créé. La forme d'onde du courant de source avant et après l'insertion du MFGTI est présentée dans la Figure. 3-17. Le MFGTI a équilibré les phases et compensé les harmoniques (Figure. 3-18).

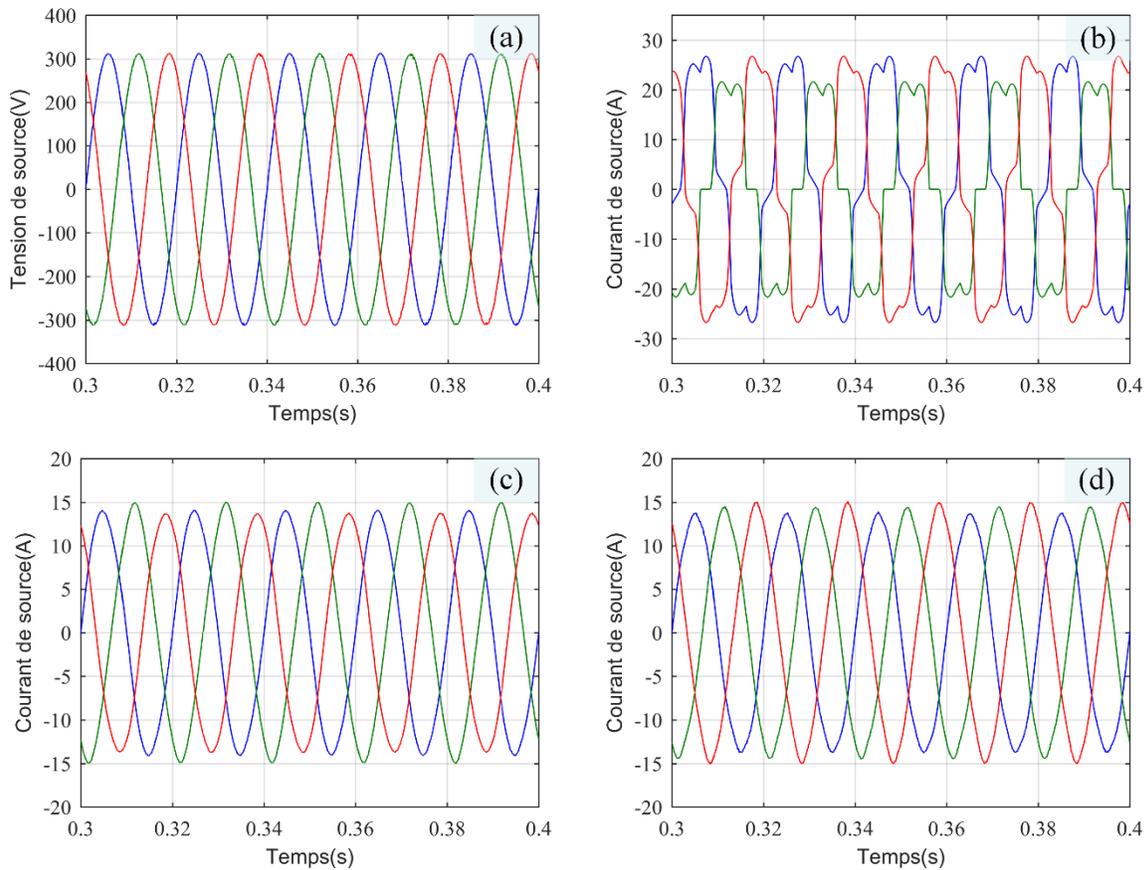


Figure. 3-17. Résultats de simulations avec une charge déséquilibrée: a). La tension du réseau b) Courant de source sans MFGTI. c) Courant de source avec PFCE-SMC. d) Courant de source avec PFCE-PI.

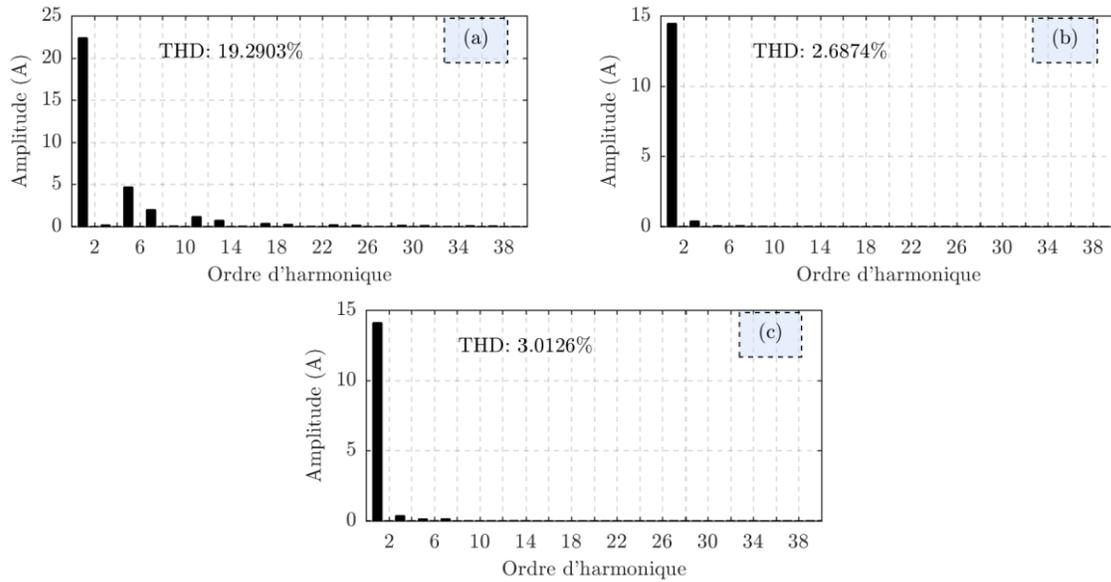


Figure. 3-18. Spectre de courant de source avec une charge déséquilibrée: a) Courant de source sans MFGTI. b) Courant de source avec PFCE-SMC. c) Courant de source avec PFCE-PI.

La Figure. 3-19 montre la composante inverse existante dans le réseau avant l'insertion du *MFGTI*. Le *MFGTI* a compensé la composante inverse dans le cas de régulateur *SMC-LPF* et *PI* d'une manière similaire.

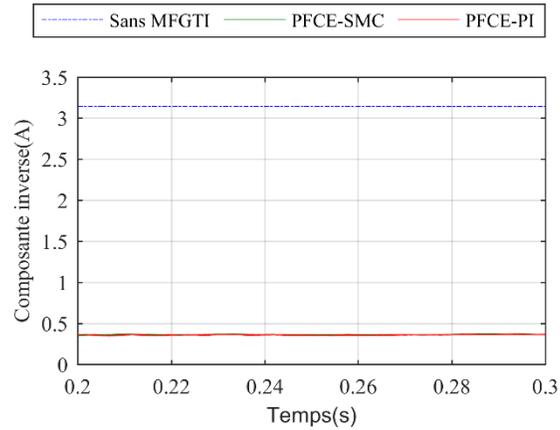


Figure. 3-19. La composante inverse dans le courant de source avec et sans MFGTI

b). Charge biphasée dans un réseau triphasé

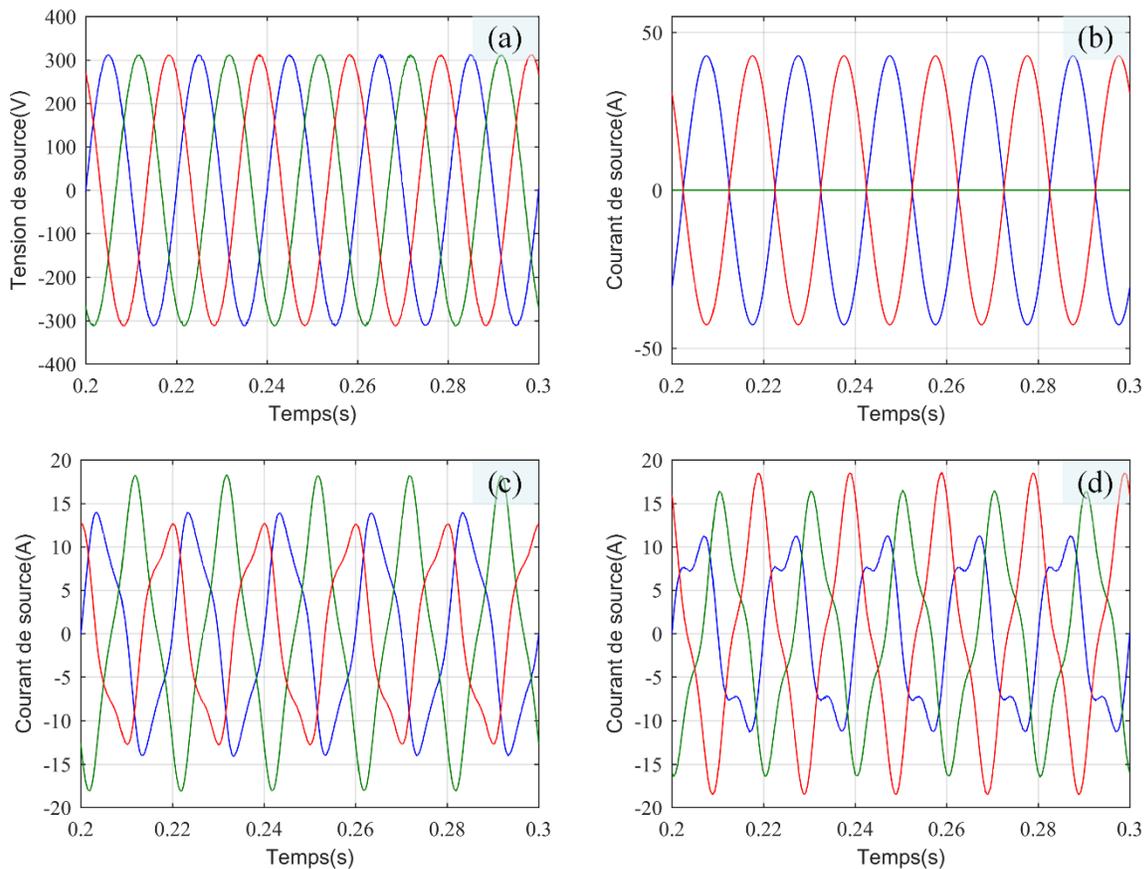


Figure. 3-20. Résultats de simulations avec une charge biphasée : a). La tension du réseau. b) Courant de source sans MFGTI. c) Courant de source avec PFCE-SMC. d) Courant de source avec PFCE-PI.

Dans le cas d'une charge biphasée, ou par exemple dans le cas d'un défaut d'une phase, le MFGTI doit compenser la troisième phase. La figure 3-20 montre l'allure du courant de réseau avant et après l'insertion du MFGTI. On remarque la présence de la troisième phase dans le cas des deux régulateurs. Mais le courant de réseau est fortement perturbé. Avec un THD de 17 et 26% en utilisant le PFCE-SMC et PFCE-PI respectivement.

Figure 3-22 présente la composante inverse présente dans le courant du réseau. On remarque que les deux algorithmes ont réduit considérablement la composante inverse de 25A à 2.5A.

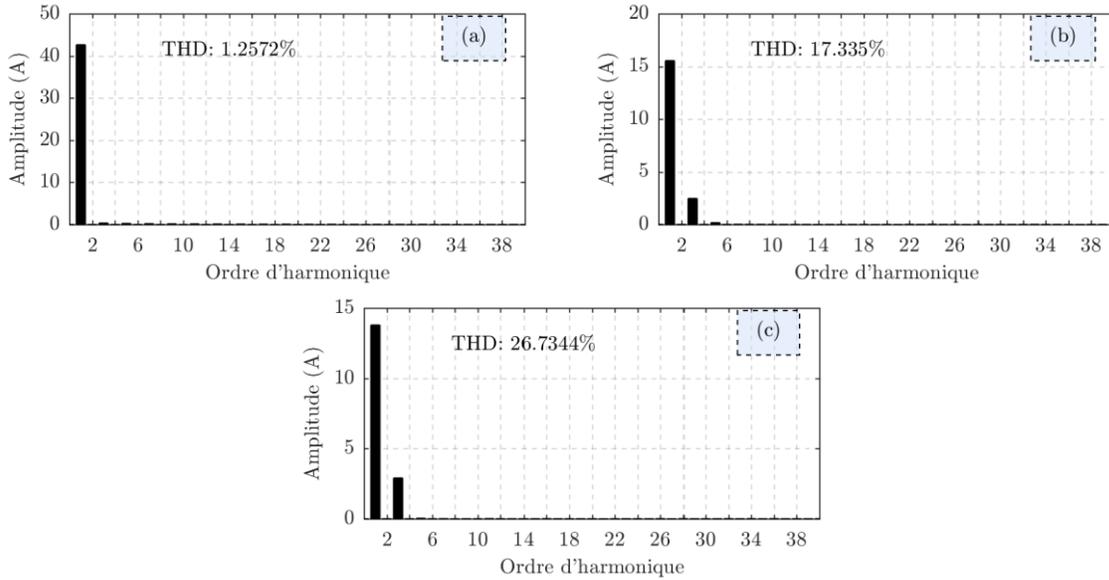


Figure. 3-21. Spectre de courant de source avec une charge biphasée. a) Courant de source sans MFGTI. b) Courant de source avec PFCE-SMC. c) Courant de source avec PFCE-PI.

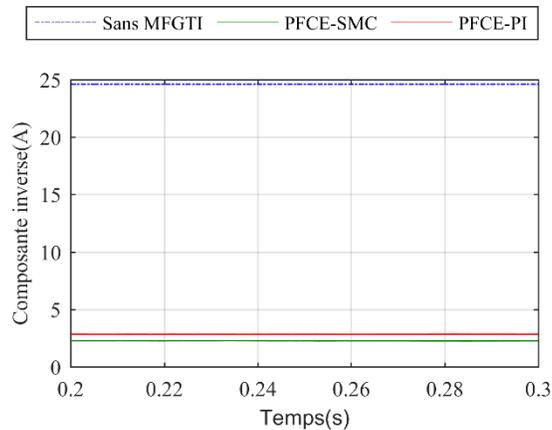


Figure. 3-22. La composante inverse dans le courant de source avec et sans MFGTI

3.6. Discussion

La Table3 résume les résultats de simulation effectuée . Notre principale préoccupation est la qualité du courant du réseau qui doit obéir aux normes en vigueur.

Sous des conditions idéales de tension et avec un MG non linéaire équilibrée, le *MFGTI* élimine toutes les harmoniques, améliorant ainsi le THD à une valeur bien inférieure à celles des plupart des standards [10], [13]. On aperçoit la supériorité statique et dynamique de l'algorithme *PFCE-SMC* avec une *THD* inférieur à ce de *PFCE-PI* et le temps de réponse est d'une demi-période.

Table3: Caractéristiques de source de courant lors de l'utilisation de la commande PFCE-SMC

Cas	Caractéristique du courant de source	Sans MFGTI	MFGTI avec PFCE-SMC	MFGTI avec PFCE-PI
Idéal	THD (%)	22	0.6	1.6
	Fondamentale (A)			
	5 ^{eme} harmonique (A)	5.6	0.003	0.15
	7 ^{eme} harmonique (A)	2.31	0.05	0.17
	Temps de réponse (s)	-	0.01	0.02
Source déséquilibrée	THD (%)	21	1.6	2
	Fondamentale (A)	23.24	12.87	12.56
	3 ^{eme} harmonique (A)	0.78	0.18	0.2
	5 ^{eme} harmonique (A)	5	0.04	0.01
	7 ^{eme} harmonique (A)	2	0.04	0.14
	Composante directe (A)	23.6	12.74	12.75
	Composante inverse (A)	1.20	0.17	0.22
	Taux de déséquilibre ¹ (%)	5.1	1.4	1.75
Charge triphasée déséquilibrée	THD (%)	19	2.7	3
	Fondamentale (A)	22.38	14.44	14.1
	3 ^{eme} harmonique (A)	0.17	0.39	0.36
	5 ^{eme} harmonique (A)	4.68	0.04	0.12
	7 ^{eme} harmonique (A)	2	0.05	0.13
	Composante directe (A)	25.51	14.08	14.1
	Composante inverse (A)	3.14	0.36	0.36
	Taux de déséquilibre ¹ (%)	12.3	2.58	2.59
Charge biphasée	THD (%)	-	17	26
	Fondamentale (A)		15.51	13.78
	3 ^{eme} harmonique (A)	-	2.46	2.9
	5 ^{eme} harmonique (A)	-	0.17	0.03
	7 ^{eme} harmonique (A)	-	0.03	0.01
	Composante directe (A)	24.61	13.25	13.23
	Composante inverse (A)	24.61	2.29	2.85
	Taux de déséquilibre ¹ (%)	100	17.32	21.57

¹: calculé selon la méthode de IEC. Voir l'annexe A.

Sous une tension déséquilibrée, le MG absorbe un courant déséquilibré. Le MFGTI doit compenser la composante inverse du courant afin d'améliorer la qualité du courant de réseau. Sous ces conditions et en utilisant le *PFCE-SMC*, le *MFGTI* a réduit le taux de déséquilibre du courant de réseau de 5.1% à 1.4%. La troisième harmonique créée elle aussi par le déséquilibre est réduite à 0.18 A. Le *PFCE-SMC* s'exceller modérément par rapport au *PFCE-PI*.

Le déséquilibre de charge peut se manifester lors d'une mauvaise distribution de charge monophasée dans le MG. Nous avons simulé ce cas en prenant un déséquilibre important de 12.3%. Dans ce cas, le *MFGTI* a réduit ce taux à 2.6%. Même si cette amélioration est importante, mais

elle reste insuffisante pour atteindre le 2% requis par IEC (international Electrotechnical Commission) [67], [98].

Le dernier cas représente un cas extrême qui surgit si une phase est déconnectée lors d'un défaut dans le MG. Dans ce cas, le taux de déséquilibre est élevé à 100%. Dans cette situation critique le *MFGTI* et en utilisant le *PFCE-SMC* a contribué efficacement dans la réduction de la sévérité de situation en amenant ce déséquilibre à 17%. Ainsi, le THD est à 17%. Les résultats sont mauvais avec l'utilisation du *PFCE-PI*.

3.7. Conclusion

Dans ce chapitre, notre apport à la commande du *MFGTI* en utilisant la théorie des puissances instantanées est présenté. Premièrement, la configuration du système est détaillée en présentant la modélisation du système *PV* et la commande *MPPT* utilisé. Ensuite, l'algorithme de contrôle du *MFGTI* est élaboré. Enfin, les résultats de simulation suivie d'une discussion sont étalés.

La discussion a montré l'avantage de l'utilisation du *PFCE-SMC* surtout en termes de temps de réponse et les performances lors de compensation des harmoniques et de la puissance réactive. Mais, nous avons montré la limitation de cette méthode surtout quand il s'agit d'un déséquilibre sévère. Dans le chapitre suivant et afin de remédier aux contraintes un autre algorithme basé sur la méthode directe sera élaboré et mis en test.

Chapitre 4. Commande basée sur la méthode

directe du MFGTI

4.1. Introduction

Après la présentation de la méthode basée sur la théorie des puissances instantanées, le présent chapitre est destiné à la présentation d'une commande basée sur la méthode directe de commande de MFGTI. Dans la littérature, la méthode directe est souvent utilisée pour la commande du filtre actif. On trouve cette méthode dans les travaux de B.N. Singh *et al* [77], [99] et Suttichai Saetieo [95]. Contrairement à la méthode basée sur la théorie des puissances instantanées, cette méthode se fait en une seule étape (Figure. 4-1). Dans ce travail, notre objectif est la validation de cette méthode dans notre cas. Pour cela nous conservons le même système utilise dans le troisième chapitre.

4.2. Algorithme de contrôle

L'idée de base de la méthode directe est l'utilisation de l'effet de perturbation de la charge sur la tension de bus continu. L'algorithme de contrôle va estimer l'amplitude de courant de source à partir de l'erreur entre la valeur instantanée de V_{dc} et sa référence. La multiplication de la sortie du contrôleur au sinus unitaire de la composante fondamentale de la tension nous donne le courant de source de référence.

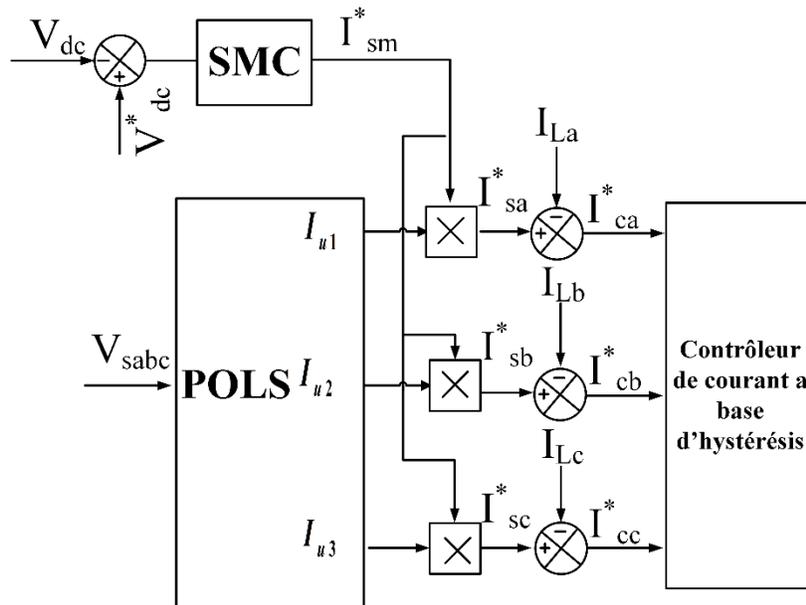


Figure. 4-1. La commande directe du MFGTI

4.2.1. Le PFCE

Afin d'estimer le sinus unitaire de la tension triphasée, plusieurs approches ont été proposées dans la littérature. Dans [77] les auteurs ont proposé de diviser l'onde de la tension par l'amplitude. Mathématiquement, le résultat sera un sinus unitaire. Mais vu que la tension de réseau est souvent déséquilibrée et perturbée, la qualité d'onde de sortie sera mauvaise. Une autre approche est d'utiliser une *PLL* pour estimer l'angle de la tension ensuite on multiplie cet angle par trois sinusoïdes unitaires déphasées de 120° . Cette approche est pratique sur un réseau perturbé, en utilisant une *PLL* robuste, la qualité de l'onde de sortie est considérablement améliorée.

Cependant, la plupart des *PLL* existantes ont un compromis entre la robustesse et la complexité. L'utilisation d'une *PLL* pour l'estimation de sinusoïde unitaire souffre de la complexité de la *PLL* elle-même et des trois sinus utilisés.

Dans cette partie, nous avons utilisé la méthode développée pour estimer les trois sinusoïdes unitaires. Le *PFCE* a l'avantage d'être robuste, simple et moins exigeant en termes de ressource de calcul.

4.2.2. Le calcul du courant de référence

Le régulateur sur la tension continue va estimer l'amplitude du courant de source. En utilisant le *PFCE*, nous obtiendrons une image de la composante fondamentale de la tension de source.

$$\begin{cases} I_{u1} = \sin(\theta) \\ I_{u2} = \sin(\theta - 2\pi/3) \\ I_{u3} = \sin(\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

La multiplication de ces deux entités nous donne la référence de courant de source.

$$\begin{cases} I_{sa}^* = I_{sm}^* \cdot \sin(\theta) \\ I_{sb}^* = I_{sm}^* \cdot \sin(\theta - 2\pi/3) \\ I_{sc}^* = I_{sm}^* \cdot \sin(\theta + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2)$$

L'avantage de cette méthode réside dans le fait que le courant de source de référence représente uniquement la composante fondamentale en phase avec la tension. Pas de calcul implicite des harmoniques, composante négative ou de la puissance réactive. La référence pour le

MFGTI est obtenu en soustrayant la référence de courant de source du courant de charge (Figure. 4-1).

$$\begin{cases} I_{ca}^* = I_{sa}^* - I_{la} \\ I_{cb}^* = I_{sb}^* - I_{lb} \\ I_{cc}^* = I_{sc}^* - I_{lc} \end{cases} \quad (3)$$

4.2.3. La SMC-LPF proposée

Un régulateur à base de la théorie de mode glissant est utilisé pour réguler la tension de bus continue.

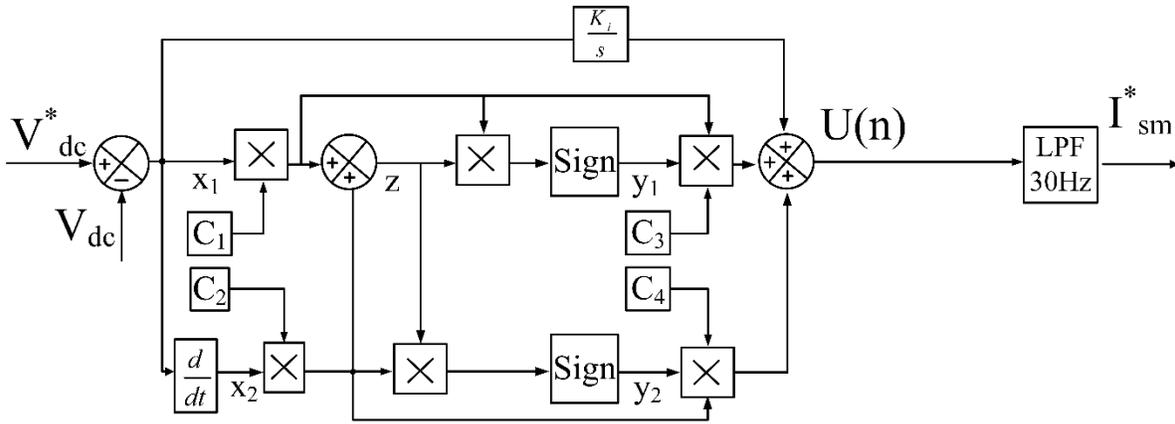


Figure. 4-2. Schéma bloc de la méthode SMC-LPF

Le schéma bloc de l'algorithme est représenté dans la Figure. 4-2. L'algorithme va prendre l'erreur de la tension V_{dc} avec sa référence. On définit x_1 :

$$x_1 = V_e(n) = V_{dc}^*(n) - V_{dc}(n) \quad (4)$$

On définit x_2 comme étant la dérivée de x_1 :

$$x_2 = \dot{x}_1 = \frac{1}{T_s} (V_e(n) - V_e(n-1)) \quad (5)$$

T_s est le temps d'échantillonnage, V_e est l'erreur de la tension.

Dans le réglage en mode glissant les valeurs de la fonction de commutation est défini comme étant :

$$\begin{cases} Y_1 = 1 & \text{if } zx_1 > 0 \\ Y_1 = -1 & \text{if } zx_1 < 0 \\ Y_2 = 1 & \text{if } zx_2 > 0 \\ Y_2 = -1 & \text{if } zx_2 < 0 \end{cases} \quad (6)$$

Où z représente la fonction d'hyperplan de commutation

$$z = c_1x_1 + c_2x_2 \quad (7)$$

Une action intégrale est ajoutée au régulateur afin d'éliminer l'erreur statique et diminuer le « *chattering* ».

La sortie du régulateur est donnée par :

$$U(n) = c_3x_1Y_1 + c_4x_2Y_2 + \frac{K_i}{s} \quad (8)$$

Où c_1, c_2, c_3 et c_4 sont les coefficients de mode glissant. K_i est le gain d'intégration.

4.3. Résultats de simulation

Nous avons utilisé le même système utilisé dans le précédent chapitre. Cela nous permet de comparer les performances et de tirer des conclusions en ce qui concerne les avantages et les inconvénients de chaque méthode. Les mêmes scénarios sont utilisés.

4.3.1. Description du système simulé

Afin de tester notre algorithme. Le schéma proposé dans la Figure. 4-3 est utilisé. Le microgrid est composé d'une charge non linéaire en série avec un circuit RL qui représente les lignes de tension. Le microgrid comprend aussi un MFGTI composé d'un onduleur triphasé connecté à un système photovoltaïque à travers un hacheur élévateur. La description du système photovoltaïque est présentée chapitre 3. Le MFGTI est connecté au PCC à travers un filtre de découplage (un circuit RL). Ce filtre assure la commande du courant de l'onduleur et permet de filtrer les courants à haute fréquence issue de commutation des semi-conducteurs de l'onduleur.

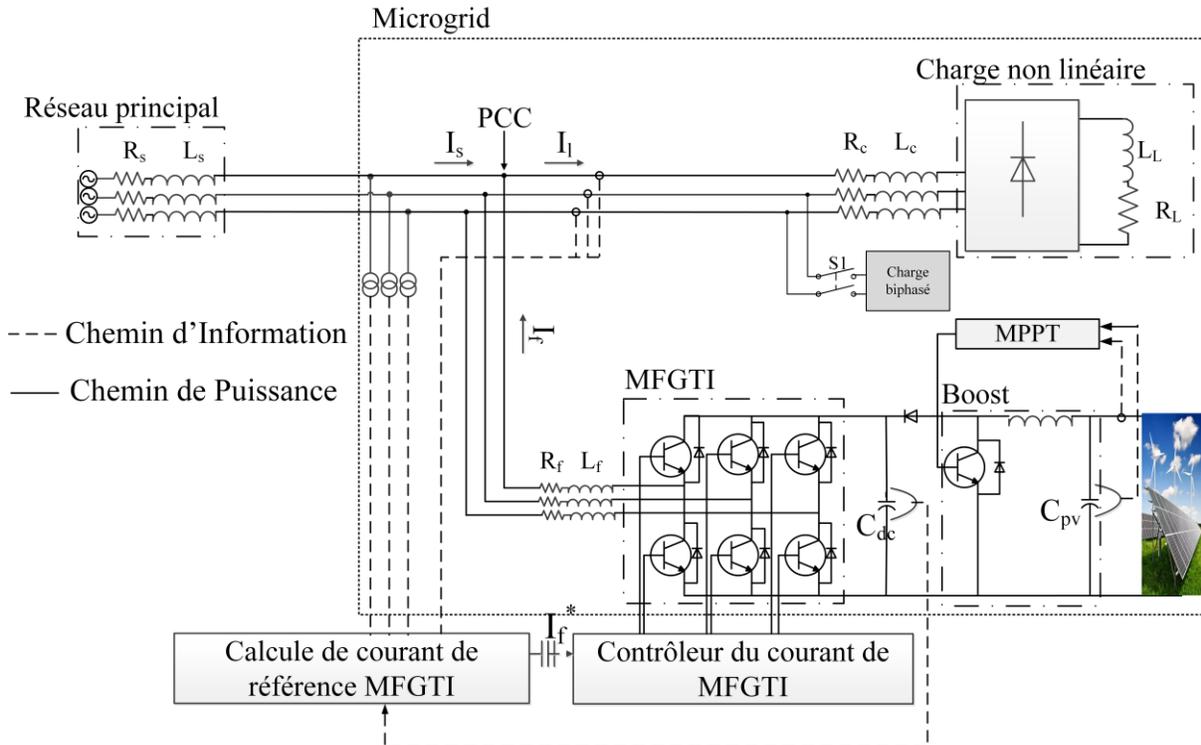


Figure. 4-3. Schéma global du système étudié.

Le réseau principal est émulé par une source de tension programmable en série avec le circuit RL . La source de tension programmable nous permet de simuler le cas de déséquilibre de tension de source.

Pour simuler le déséquilibre de charge, une charge biphasée est connectée en parallèle avec la charge principale.

4.3.2. L'injection de la puissance active et réactive dans le réseau

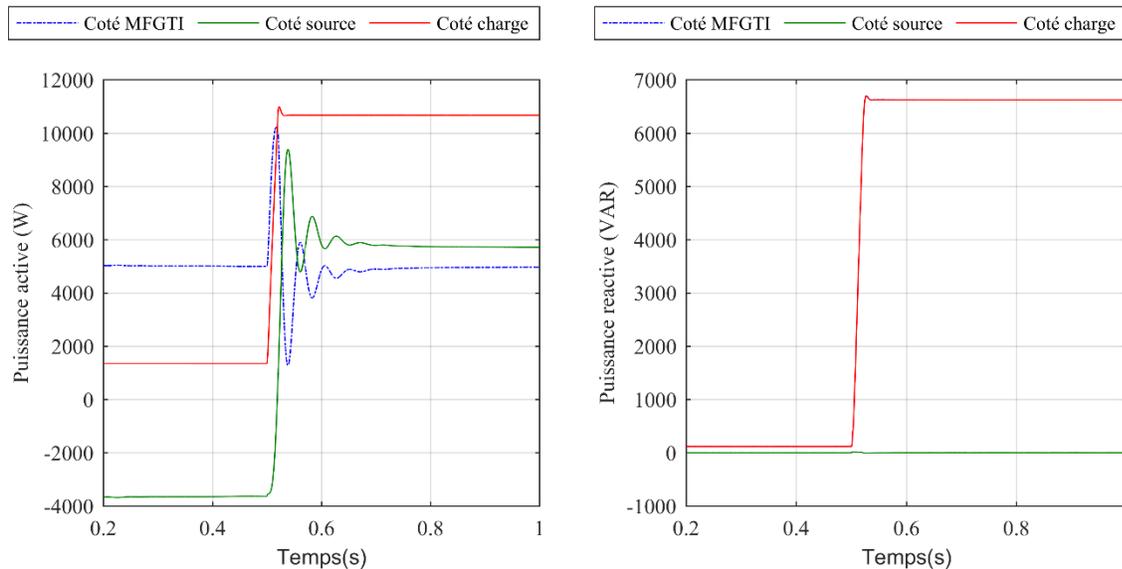


Figure. 4-4. Les puissances active et réactive dans le réseau

Figure. 4-4 présente les performances du MFGTI pendant l'injection de la puissance active et réactive en utilisant la commande SMC-LPF. Avant 0.5s, le MG a consommé 1350W. Étant donné que notre système PV a généré 5000W, le reste de la puissance est délivré au réseau d'où le signe négatif de la puissance active coté source. A 0.5s, la consommation du MG est passée au 10kW. Après un court régime dynamique, la puissance active fournie par le MFGTI est établie, le reste de la puissance actif est maintenant délivré par le réseau principal (côté source). Pour la puissance réactive, le MFGTI compense toute la puissance réactive consommée par le MG sans erreur ni un retard.

4.3.3. Cas idéal

Dans ce cas, les performances de MFGTI en utilisant la SMC classique et la SMC-LPF sont mises en test.

Sous les conditions idéales, le MFGTI va filtrer les harmoniques issues du microgrid, injecter la puissance active générée par le système PV et compenser la puissance réactive. La

Figure. 4-5 présente le courant du réseau avant et après l'insertion du *MFGTI*. Dans cette figure, on remarque l'allure purement sinusoïdale obtenue avec la méthode proposée (*SMC-LPF*). L'amplitude du courant est réduite après l'insertion du *MFGTI* due à l'injection de la puissance active générée par le système *PV*.

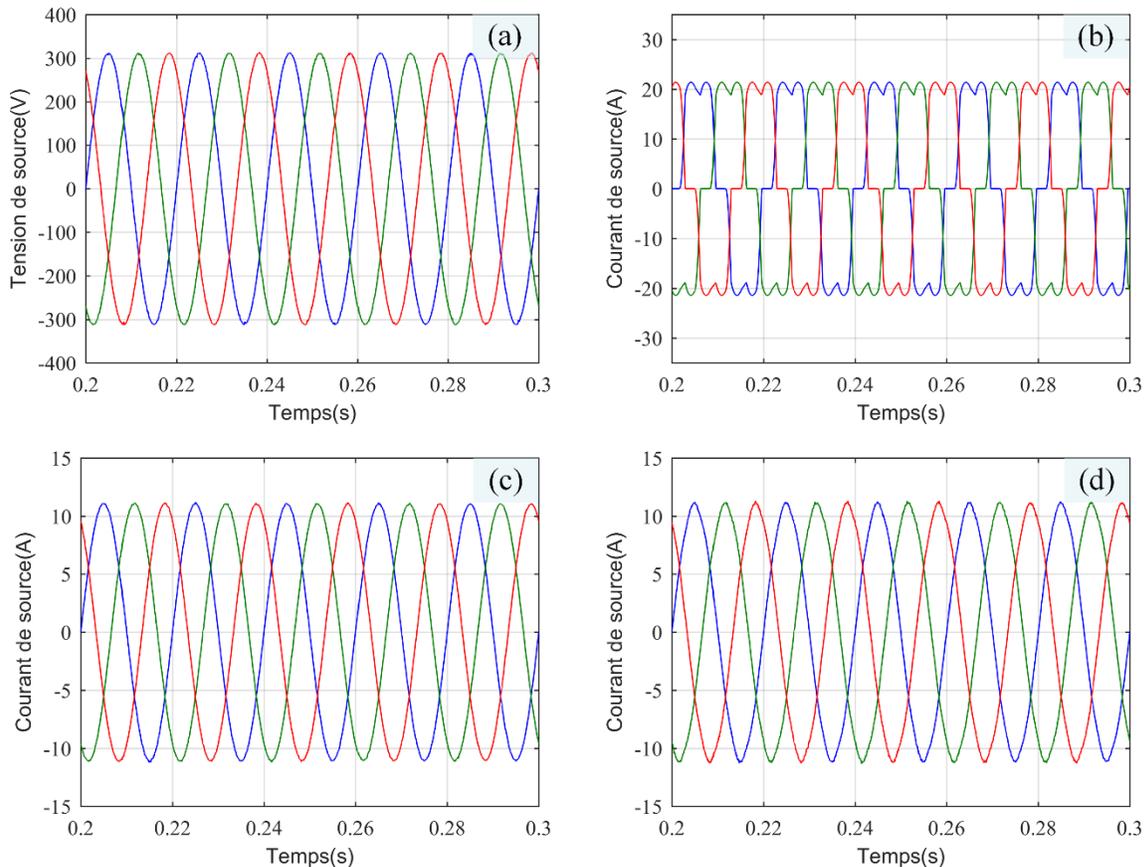


Figure. 4-5. Résultats de simulations sous des conditions idéales : a). La tension. b) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. c) Courant de source avec SMC-LPF. d) Courant de source avec SMC.

La Figure. 4-6 confirme la supériorité de la méthode *SMC-LPF* en termes d'amélioration de la qualité de courant du *MG*. Le THD de courant de source est réduit de 22.78% à 0.36% grâce à la méthode de *SMC-LPF* contre 1.2% dans le cas de *SMC* classiques. Le spectre de courant de source (côté réseau) montre une présence d'harmoniques, particulièrement les harmoniques d'ordre faible (cinquième et septième harmoniques). En utilisant la *SMC-LPF*, les harmoniques d'ordre faible ont disparu. Alors que dans le cas de *SMC* classique on note une mince présence de ces harmoniques.

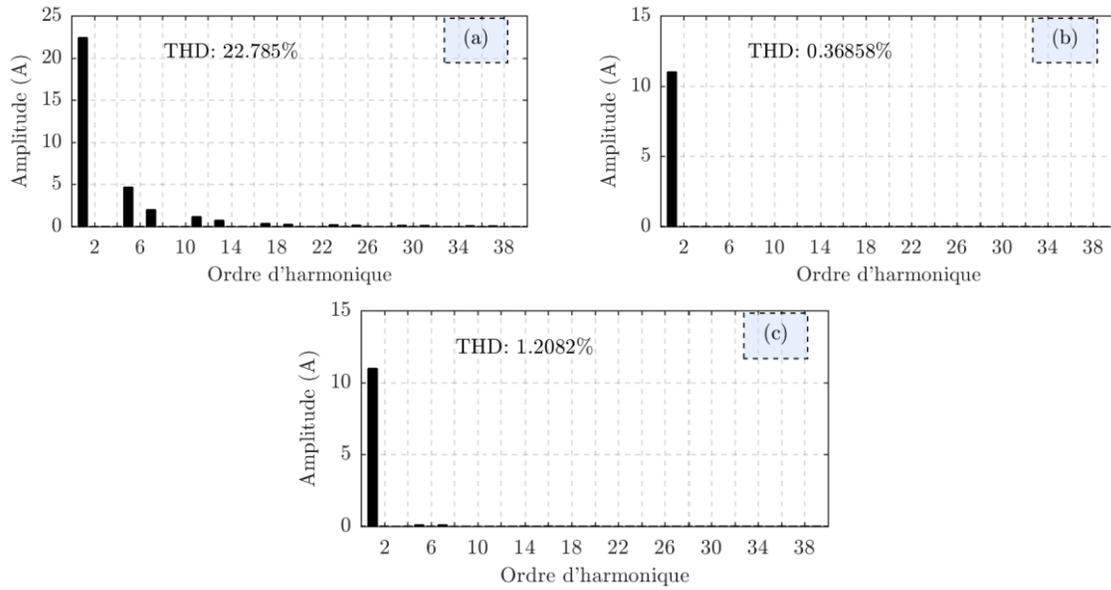


Figure. 4-6. Spectre de courant de source : a) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. b) Courant de source avec SMC-LPF. c) Courant de source avec SMC-LPF.

4.3.4. Régime transitoire

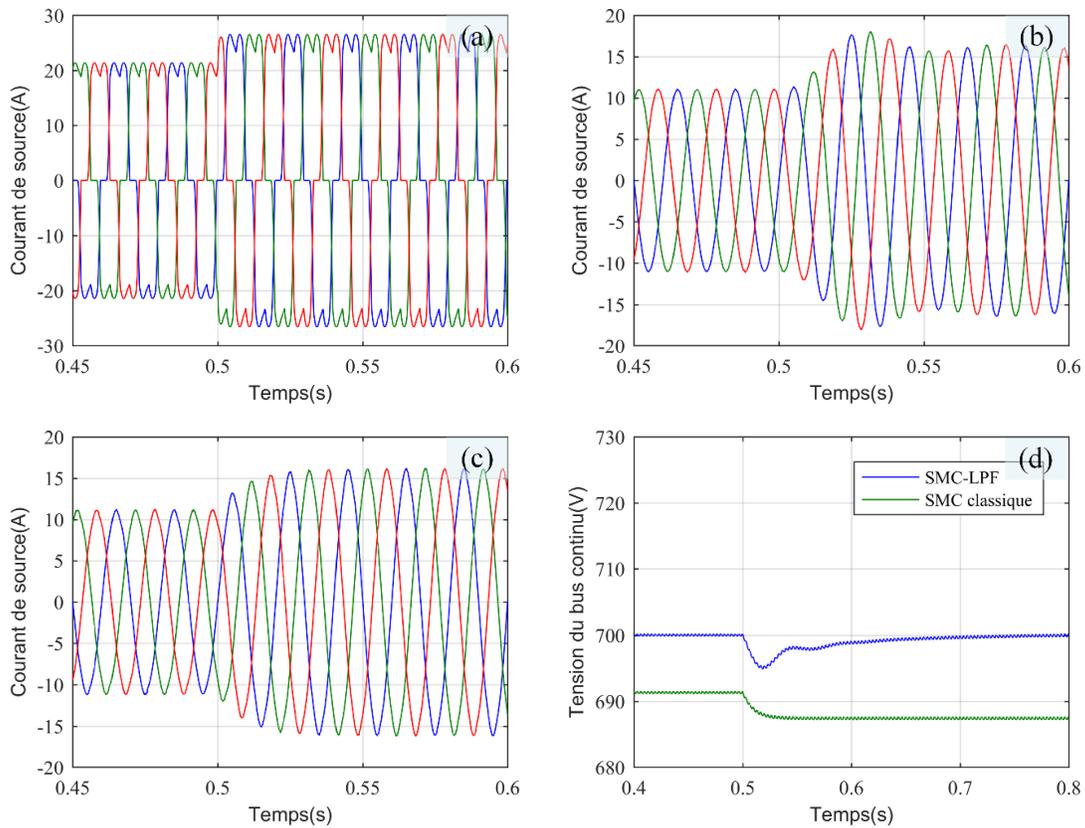


Figure. 4-7. La réponse de MFGTI sous un changement de charge : a). Courant de charge. b) courant de source avec SMC-LPF. c). Courant de source avec SMC. d) Tension du bus continu

Afin de tester les performances dynamiques du MFGTI, un changement de charge (une augmentation) est introduit à 0.5s. Due à la présence du filtre, la SMC-LPF présente un temps de réponse plus important (2.5 périodes) relativement au SMC classique (une seule période).

Grâce à l'action intégrale incorporer dans la SMC. La SMC-LPF présente une erreur statique nulle, alors que la SMC classique a une faible erreur statique de l'ordre de 2%.

4.3.5. Cas de déséquilibre de tension de source

Dans ce cas, un déséquilibre de tension de source est introduit. Le courant consommé par le microgrid est à la fois déséquilibré et non sinusoïdal.

La nature déséquilibrée de la tension et du courant est illustrée dans la Figure. 4-8. Sous cette tension, l'algorithme va forcer le MFGTI à injecter la composante négative absorbée par la charge afin d'équilibrer le courant de source. Avec la SMC classique, on aperçoit une amélioration de la qualité de courant de source. Le dernier est plus sinusoïdal et les phases sont plus équilibrées sans qu'il atteigne l'équilibre idéal. Les résultats sont améliorés en utilisant la *SMC-LPF* avec un courant de source sinusoïdal et parfaitement équilibré.

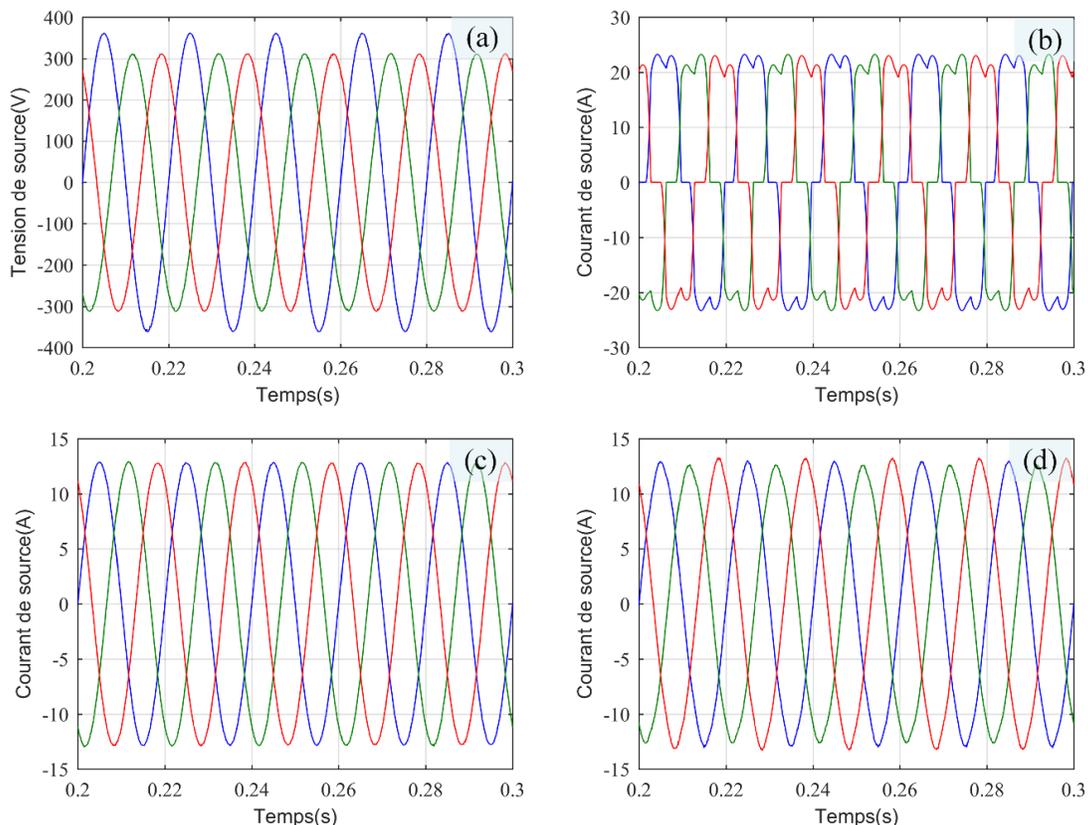


Figure. 4-8. Résultats de simulations sous une tension déséquilibrée : a) La tension. b) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. c) Courant de source avec SMC-LPF. d) Courant de source avec SMC.

Le spectre du courant présente dans Figure. 4-9 montre l'efficacité du *MFGTI*. Le THD du courant de source est réduit de 20.75% à 0.66% et 1.44% pour la *SMC-LPF* et *SMC* classique respectivement.

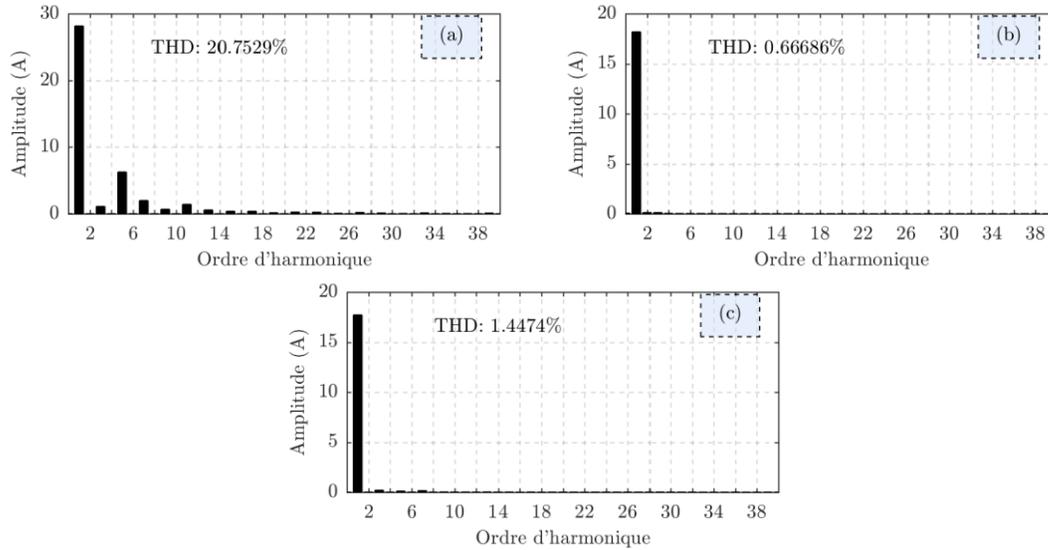


Figure. 4-9. Spectre de courant de source : a) Courant de source avant l'insertion de *MFGTI*. b) Courant de source avec *SMC-LPF*. c) Courant de source avec *SMC*.

La Figure. 4-10 présente la composante inverse fournie par le réseau au *MG*. Sans *MFGTI*, le réseau a fourni une composante inverse de 1.2A. Après l'insertion du *MFGTI*, ce dernier a compensé la totalité de cette composante dans le cas de *SMC-LPF*. Dans le cas de *SMC* classique, une petite partie de cette composante (0.2A) est toujours fournie par le réseau.

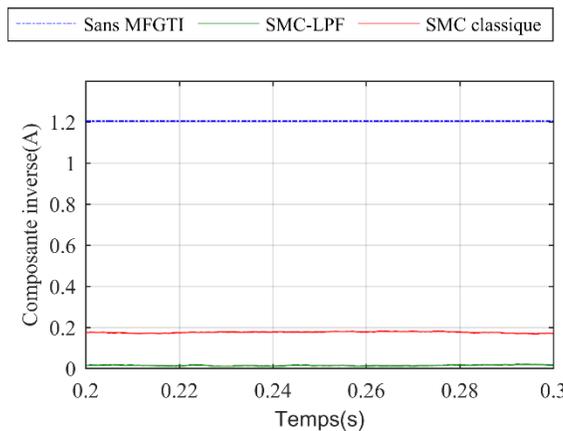


Figure. 4-10. La composante inverse de la charge et sa compensation

4.3.6. Cas de déséquilibre de charge

Deux cas de déséquilibre de charge sont envisagés dans cette partie. Premièrement le cas le plus répandu, un déséquilibre triphasé. Ce cas est fréquent surtout dans les réseaux triphasés qui ont des charges monophasées mal distribuées sur les trois phases. Le deuxième cas vise surtout le cas où une phase est en défaut.

a). Charge triphasée déséquilibrée

Un déséquilibre sévère de 12% est introduit dans le courant de source en connectant une charge biphasée dans le microgrid. Sous cette condition, le MFGTI avec SMC classique a nettement amélioré la qualité courant de source en réduisant le déséquilibre à 1.83% et le THD à 2.2%. La *SMC-LPF* surpasse nettement les performances de SMC classique. En effet, en utilisant la *SMC-LPF* le taux de déséquilibre est réduit à 0.16% et le THD est à 0.4% (Figure. 4-12) Ces résultats prouvent l'efficacité de notre algorithme et sa fiabilité et robustesse relativement à l'algorithme classique.

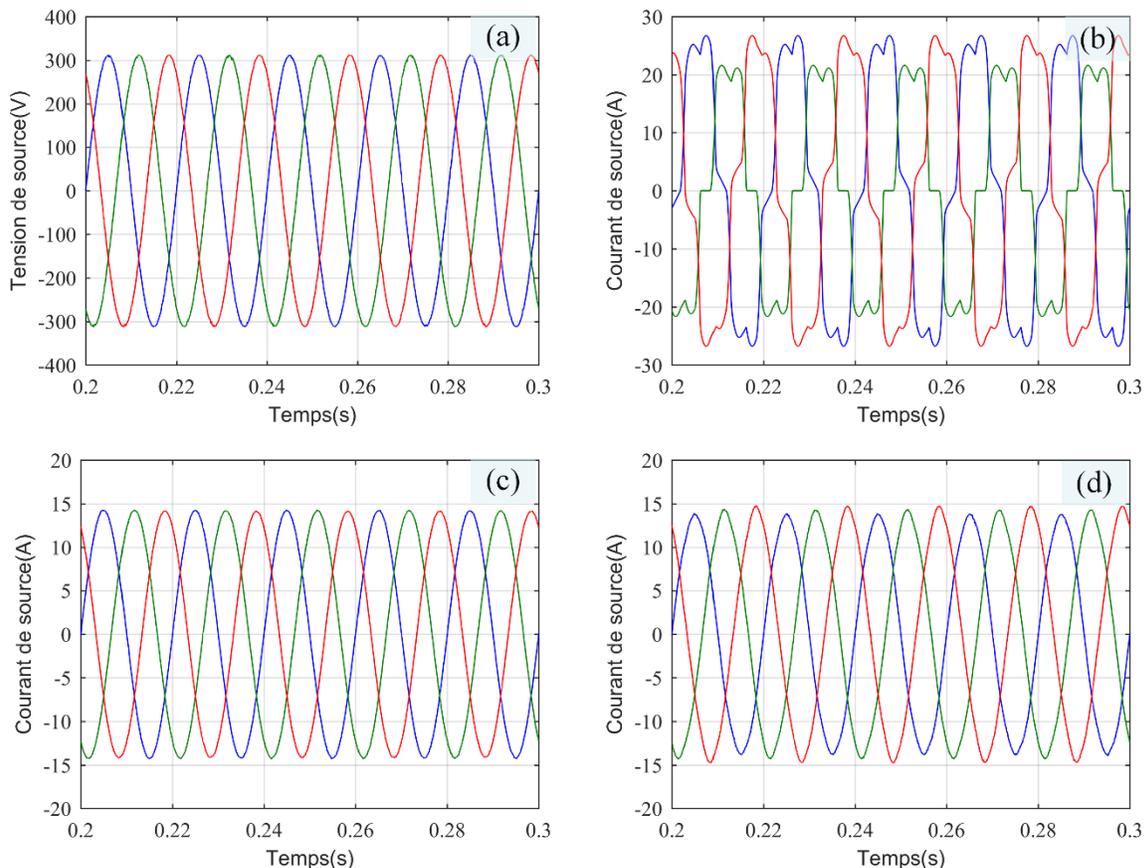


Figure. 4-11. Résultats de simulations sous des conditions idéales : a). La tension. b) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. c) Courant de source avec SMC-LPF. d) Courant de source avec PI.

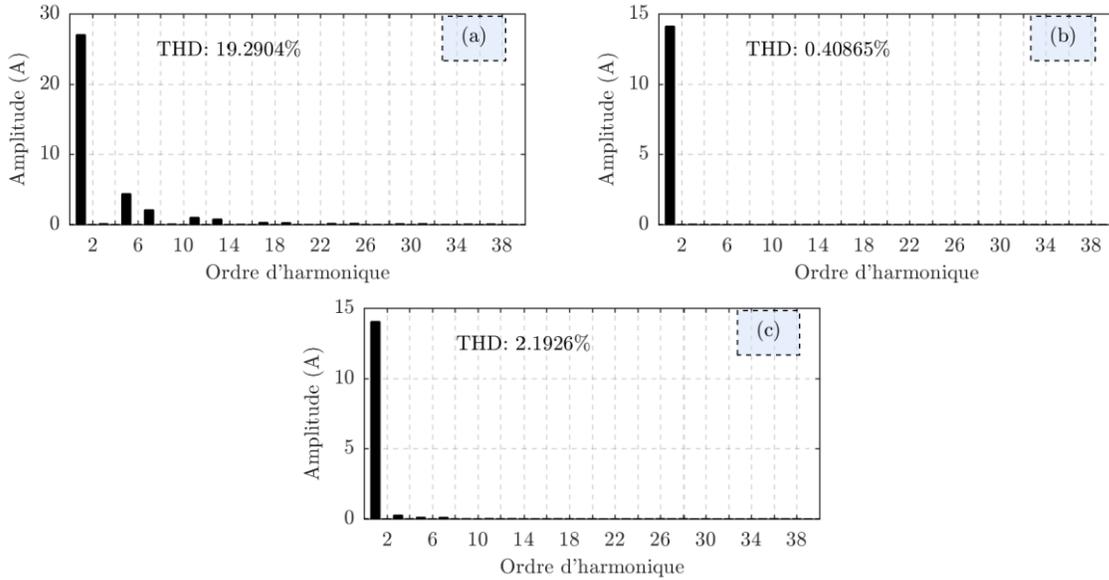


Figure. 4-12. Spectre de courant de source dans le cas de déséquilibre de charge : a) courant de source avant l'insertion de MFGTI. b) Courant de source avec SMC-LPF. c) Courant de source avec SMC .

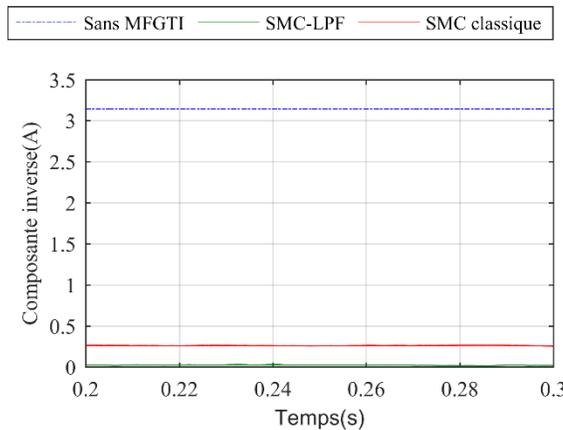


Figure. 4-13. La composante inverse dans le courant de réseau dans le cas de déséquilibre de charge.

a). Charge biphasée dans un réseau triphasé

Ce cas présente un défaut dans une phase à l'intérieur du microgrid. Dans ce cas, deux phases seulement sont fonctionnelles. Lors de ce test, le MFGTI a pour but d'équilibrer les phases tout en maintenant une bonne qualité d'énergie. En utilisant la SMC classique, la phase «a» (la phase endommagée) n'est plus nulle (Figure. 4-14). Le réseau ne voit pas une rupture complète de phase, mais juste un courant triphasé déséquilibré. On note la nature de courant sévèrement déséquilibré et distordu lors de l'utilisation de SMC classique. La SMC-LPF donne un résultat meilleur avec un courant sinusoïdal et peu déséquilibré.

Le spectre du courant de source dans la Figure. 4-15 met en évidence la supériorité de la méthode *SMC-LPF* qui a réduit le THD de courant de source à 1.45% par rapport au 18.75% obtenu lors de l'utilisation de *SMC* classique.

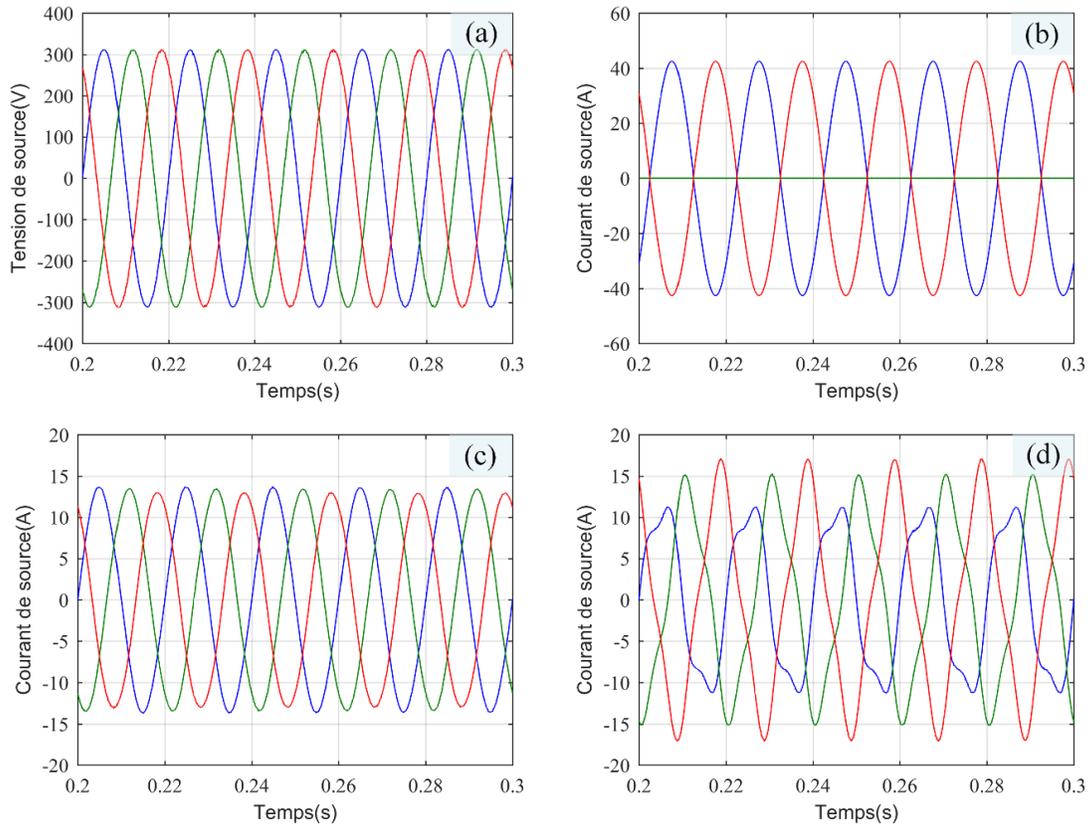


Figure. 4-14. Résultats de simulations sous des conditions idéales : a). La tension. b) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. c) Courant de source avec SMC-LPF. d) Courant de source avec PI.

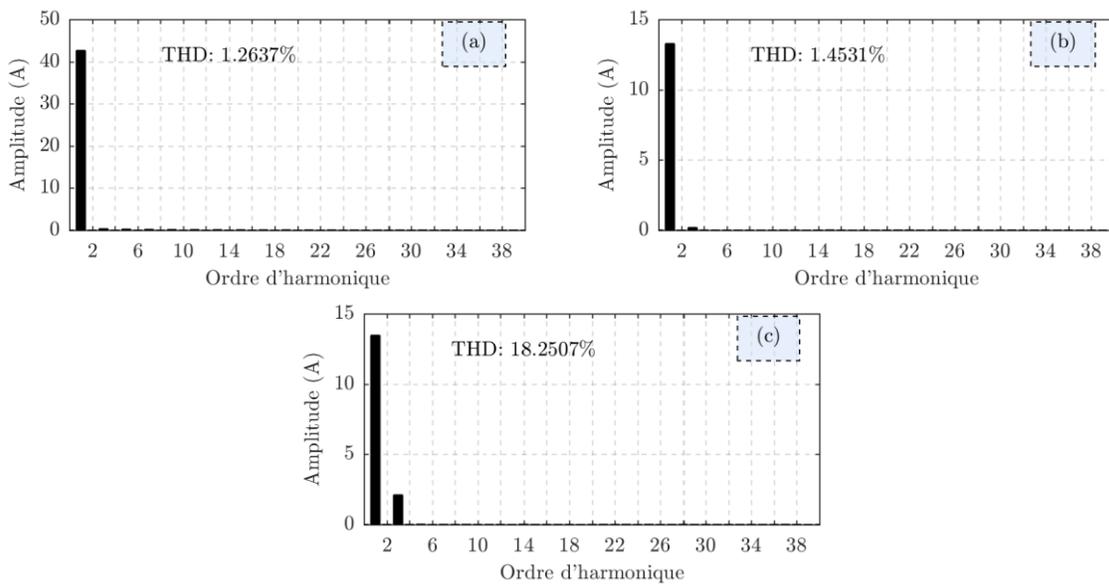


Figure. 4-15. Spectre de courant de source : a) Courant de source avant l'insertion de MFGTI. b) Courant de source avec SMC-LPF. c) Courant de source avec SMC .

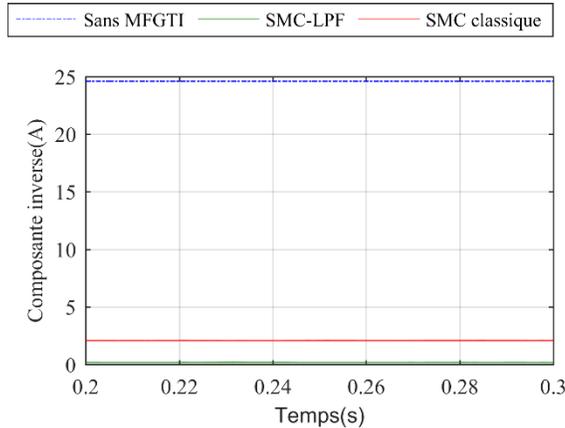


Figure. 4-16. La composante inverse dans le courant de source dans le cas d'une charge biphasé.

La Table 4 donne plus de détails sur les performances du MFGTI. Le taux de déséquilibre est réduit de 100% à 15.84% en utilisant la SMC classique et a seulement 1.5% en utilisant la SMC-LPF.

4.4. Discussion

L'utilisation de la commande basée sur la théorie des puissances instantanée a fait l'objet du précédent chapitre. La combinaison PFCE-SMC est alors utilisée. Cette combinaison a démontré ses mérites dans le cas idéal, régime transitoire et les cas des faibles déséquilibres. Afin d'améliorer d'avantages les performances du MFGTI, ce chapitre est dédié à la commande basée sur la méthode directe. Pour une comparaison juste, le même système et les mêmes paramètres du chapitre 3 sont utilisés.

La Table 4 résume les performances de MFGTI lors de simulation des différents cas. Dans le cas idéal, les deux algorithmes ont d'excellentes performances avec un avantage de la SMC-LPF. La SMC classique a un temps de réponse très court (0.02s).

Sous une tension déséquilibrée, la SMC-LPF a éliminé quasiment le déséquilibre de courant de source en réduisant la composante inverse à 0.02A seulement. Les performances de filtrage sont toujours satisfaisantes avec un THD qui est réduit de 20% à 0.6%.

Un MG avec un courant déséquilibré représente un cas très réponsu vu la difficulté de distribue correctement les charges monophasées sur les trois phases. L'équilibrage de charge est l'un des services auxiliaires fournis par le MFGTI. Pour tester l'habilité du MFGTI a équilibré notre réseau de test, nous avons simulé un MG avec un taux de déséquilibre de 12.32%. En utilisant

la méthode directe, le MFGTI a réduit le déséquilibre et le THD a des valeurs bien au-dessous de la norme. La SMC-LPF n'a laissé presque aucune trace de déséquilibre en éliminant la quasi-totalité de la composante inverse dans le courant de source. Ainsi, le taux de déséquilibre est réduit à 0.16%.

Table 4: Caractéristiques du courant de source lors de l'utilisation de la méthode directe.

Cas	Caractéristique du courant de source	Sans MFGTI	MFGTI avec SMC-LPF	MFGTI avec SMC classique
Idéal	THD(%)	22	0.3	1.2
	Fondamentale (A)	27.72	15.93	15.89
	5 ^{eme} harmonique (A)	5.66	0.01	0.12
	7 ^{eme} harmonique (A)	2.31	0.008	0.14
	Temps de réponse (s)	-	0.05	0.02
Tension de source déséquilibrée avec un taux de déséquilibre de 5%	THD (%)	20	0.6	1.44
	Fondamentale (A)	29.19	18.18	17.71
	3 ^{eme} harmonique (A)	0.98	0.10	0.2
	5 ^{eme} harmonique (A)	6	0.025	0.1
	7 ^{eme} harmonique (A)	2.3	0.02	0.14
	Composante directe (A)	29	18.16	17.89
	Composante inverse (A)	1.51	0.023	0.21
	Taux de déséquilibre ¹ (%)	5.19	0.13	1.19
Charge triphasée déséquilibrée	THD (%)	19	0.4	2.2
	Fondamentale (A)	22.38	14.11	14.04
	3 ^{eme} harmonique (A)	0.17	0.02	0.25
	5 ^{eme} harmonique (A)	4.68	0.012	0.10
	7 ^{eme} harmonique (A)	2	0.009	0.10
	Composante directe (A)	25.51	14.1	14.05
	Composante inverse (A)	3.14	0.023	0.25
	Taux de déséquilibre ¹ (%)	12.32	0.16	1.833
Charge biphasée	THD (%)	-	1.45	18.25
	Fondamentale (A)	42	13.28	13.47
	3 ^{eme} harmonique (A)	-	0.19	2.11
	5 ^{eme} harmonique (A)	-	0.007	0.023
	7 ^{eme} harmonique (A)	-	0.007	0.010
	Composante directe (A)	24.61	13.25	13.19
	Composante inverse (A)	24.61	0.2	2.089
	Taux de déséquilibre ¹ (%)	100	1.5	15.84

¹ : calculé selon la méthode de IEC. Voir l'annexe A.

Dans le chapitre 3 nous avons remarqué que la charge biphasée était le challenge majeur du MFGTI. Le MFGTI avait eu du mal à fournir ses services auxiliaires dans le cas d'une charge

biphasée. En utilisant la SMC-LPF, le MFGTI était à la hauteur. Le taux de déséquilibre est réduit de 100% à seulement 1.5% tout en gardant une qualité de courant impeccable avec un THD de 1.45%.

Par rapport à la commande développée dans le chapitre 3, à savoir la PFCE-SMC, la SMC-LPF excelle dans l'équilibrage des charges même avec un déséquilibre sévère. Par contre, la PFCE-SMC a un temps de réponse plus court. Cela étant dit un temps de réponse de 2.5 périodes est considéré comme un temps de réponse acceptable.

4.5. Conclusion

Dans ce chapitre, une commande basée sur la méthode directe est développée et après mise en test. La commande est basée sur l'approche de mode glissant où une action intégrale est ajoutée afin d'éliminer l'erreur statique. Afin d'avoir une base de comparaison, le même système utilisé dans le chapitre 3 est utilisé. Les simulations effectuées prouvent l'efficacité de la commande développée.

La discussion qui a suivi la présentation des résultats de simulation a mis le point sur les mérites de cette commande et son avantage par la commande développée dans le chapitre 3.

Dans le chapitre qui suit, la validation expérimentale des méthodes développées dans les chapitres 2,3 et 4 sera présentée.

Chapitre 5. Résultats expérimentaux

5.1. Introduction

L'objectif de cette partie est la validation expérimentale de nos algorithmes développés dans les chapitres précédents. Pour cela, nous avons développés un banc d'essai au laboratoire de Génie Electrique et des Plasmas LGEP à l'université de Tiaret. L'étude est menée en trois parties. Ce banc d'essai comporte deux systèmes. Le premier système utilisé dans la partie I a pour but d'évaluer les performances de la méthode de synchronisation, il s'agit d'une carte de prototypage DSPACE1104. Le deuxième système est un prototype à échelle réduite du système électrique présenté dans chapitre 3. Ce deuxième système sera utilisé dans la partie II et III afin de valider les commandes du MFGTI. Des capteurs de courants et tension et de qualités d'énergie sont disposées tous au tour du banc afin de mesurer et de suivre les différentes grandeurs électriques.

5.2. Partie I: L'algorithme de synchronisation

L'algorithme de synchronisation développé dans le chapitre 2 sera mis en test et validé dans cette section. Le banc d'essai présenté dans la Figure. 5-1 comporte deux unités essentielles. La première unité c'est l'émulateur de capteur de tension: Un générateur de signaux implémenté dans la carte dSPACE 1104 va générer des tensions selon le cas souhaité (la Table 5 présente les caractéristiques de tension). Un convertisseur numérique analogique va convertir les signaux de tension en signal analogique. La sortie de cette unité est identique à la sortie d'un capteur de tension triphasé. La deuxième unité représente l'implémentation numérique de l'algorithme de synchronisation. Cette unité présente à son entrée les trois tensions mesurées, et comme sortie les trois tensions sinusoïdales unitaires en phase avec la composante fondamentale directe de la tension mesurée.

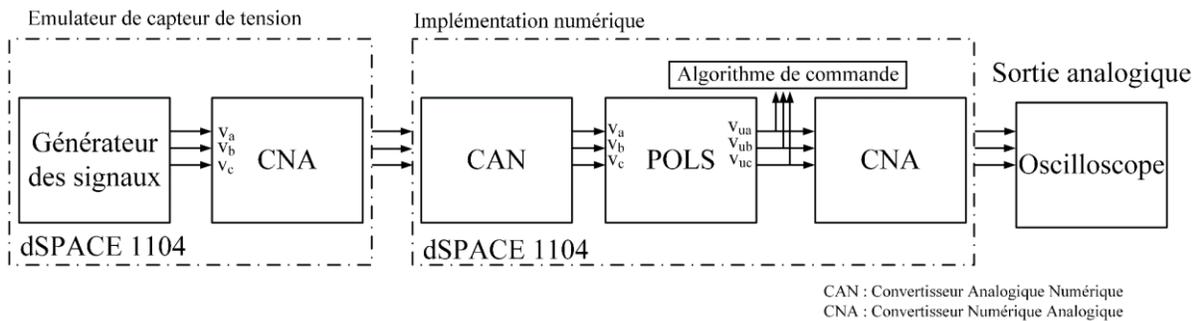


Figure. 5-1 : Schéma bloc du banc d'essai expérimental pour la méthode de synchronisation

Dans ce qui suit, le Pseudo Open Loop Synchroniser POLS sera mis en test pour valider ses performances. Le POLS sera comparé au SRF-PLL et DSOGI-FLL.

Cinq cas de tension sont pris en compte et on s'intéresse au profil de tension dans les cas suivants

- Cas idéal: les performances statiques et dynamiques des trois algorithmes sont testées dans ce cas.
- Cas d'une tension distordue.
- Cas d'une tension déséquilibré.
- Cas d'une tension déséquilibrée et distordue.
- Cas où la capacité de maintien de l'alimentation est en creux de tension par défaut (Low Voltage Ride Through LVRT).

Dans la table on présente les caractéristiques de la tension

Table 5 : Caractéristiques de la tension des tests expérimentaux

Composante	Amplitude [P.U]	La Phase [degré]
Directe (50Hz)	0.733	5
Inverse (50 Hz)	0.21	50.4
3 ^{eme} harmonique	0.8	90
5 ^{eme} harmonique	0.6	45
7 ^{eme} harmonique	0.6	180
11 ^{eme} harmonique	0.35	180
Inter harmonique 160 Hz	0.07	-45
Sous Harmonique 20 Hz	0.05	0

5.2.1. Cas d'une tension idéale

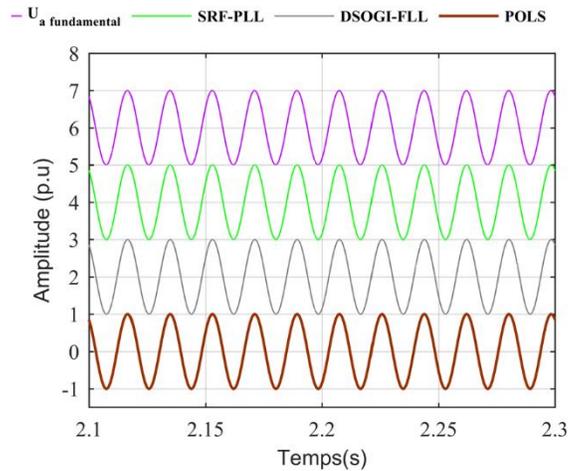


Figure. 5-2 Résultat expérimental: la sortie des trois algorithmes sous des conditions idéales

La Figure. 5-2 présente la sortie des trois algorithmes dans le cas idéal. On remarque la similarité entre les trois algorithmes. Chaque algorithme fournit une onde sinusoïdale unitaire en parfaite synchronisation avec la composante fondamentale de la tension d'entrée.

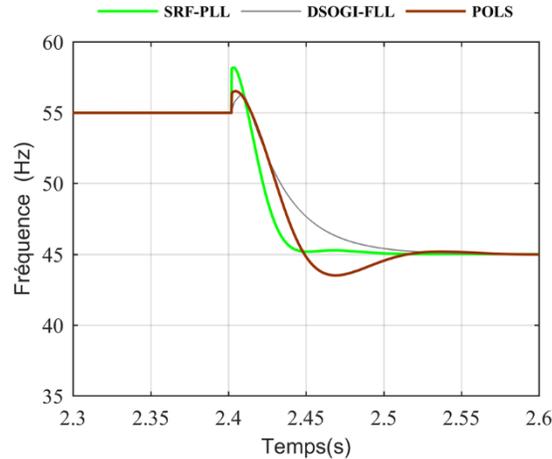


Figure. 5-3 Résultat expérimental avec un changement de fréquence

Pour tester la dynamique des trois algorithmes. Un changement brusque de fréquence de 55Hz à 45Hz est effectué. On constate que le SRF-PLL a le temps de réponse le plus rapide suivi du POLS.

5.2.2. Cas d'une tension distordue

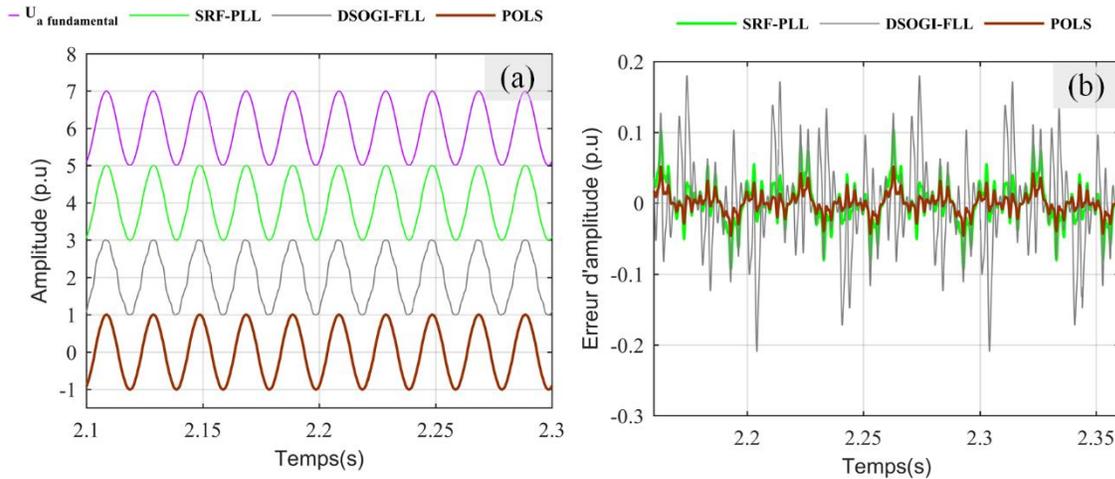


Figure. 5-4 Résultat expérimental avec une tension distordue

Figure. 5-4 présente les résultats expérimentaux des trois algorithmes sous une tension distordue. On remarque que la sortie de SRF-PLL et POLS est moins distordue que celle de DSOGI-FLL. Ceci est traduit par une erreur d'amplitude de DSOGI-FLL plus importante. L'erreur de POLS est la plus réduite des trois algorithmes.

5.2.3. Cas d'une tension déséquilibrée

Dans le cas d'une tension déséquilibrée, le DSOGI-FLL a l'erreur la plus réduite. Le POLS a une erreur légèrement plus importante que celle de DSOGI-FLL. Le SRF-PLL a une erreur trois fois plus importante que celle de POLS (Figure. 5-5).

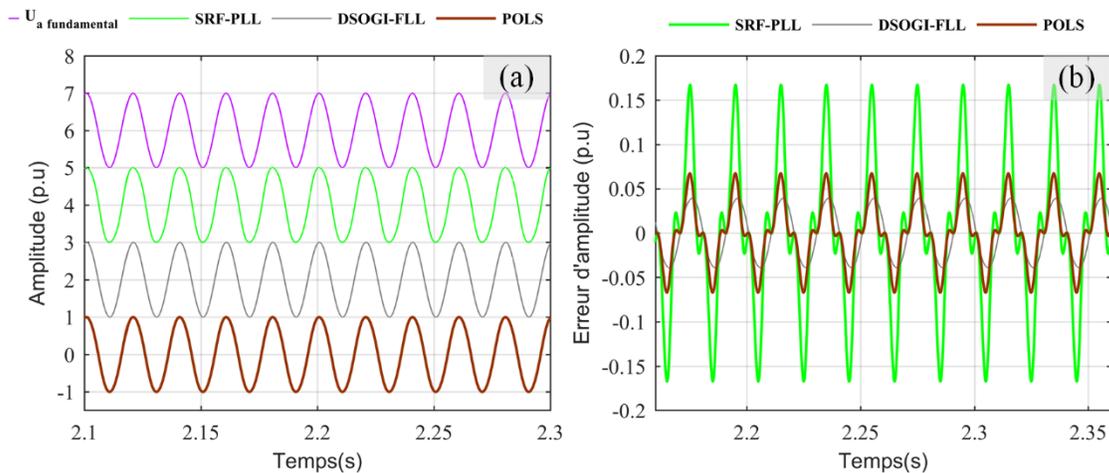


Figure. 5-5 Résultat expérimental avec une tension déséquilibrée

5.2.4. Cas d'une tension déséquilibrée et distordue

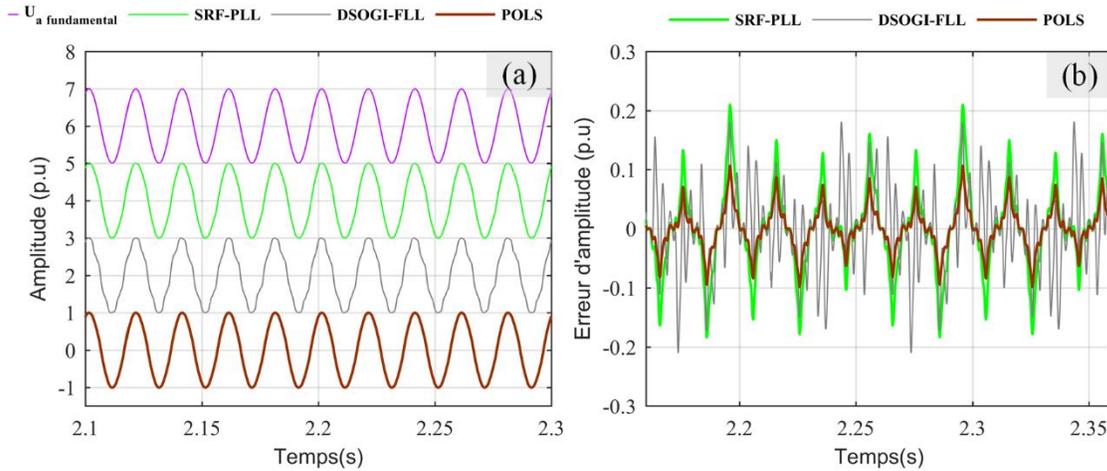


Figure. 5-6 Résultat expérimental avec une tension déséquilibrée et distordue

Le cas d'une tension distordu et déséquilibré reflète le cas le plus répondu dans la réalité. Dans ce cas, le POLS offre les meilleures performances avec une sortie sinusoïdale et en phase avec la composante fondamentale. On peut apprécie les performances de POLS dans la Figure. 5-6

5.2.5. Cas d'une situation de LVRT

Le profil de tension du LVRT selon le code du réseau allemand [100] est mis en œuvre expérimentalement. C'est le code le plus sévère point de vue contraint. Les paramètres de la tension sont les mêmes qu'en cas de déséquilibre perturbé (Table 5). La forme d'onde de tension et la réponse des trois algorithmes sont illustrées à la Figure. 5-7. Le DSOGI-FLL présente les performances dynamiques les plus faibles avec un temps transitoire et une erreur d'amplitude la plus élevée. Le POLS a eu les meilleures performances dynamiques avec un temps transitoire imperceptible. Les performances des POLS peuvent être plus appréciées dans la forme d'onde de sortie. Le POLS avait une forme d'onde de sortie sinusoïdale pure avec une synchronisation parfaite avec la composante fondamentale positive de la tension.

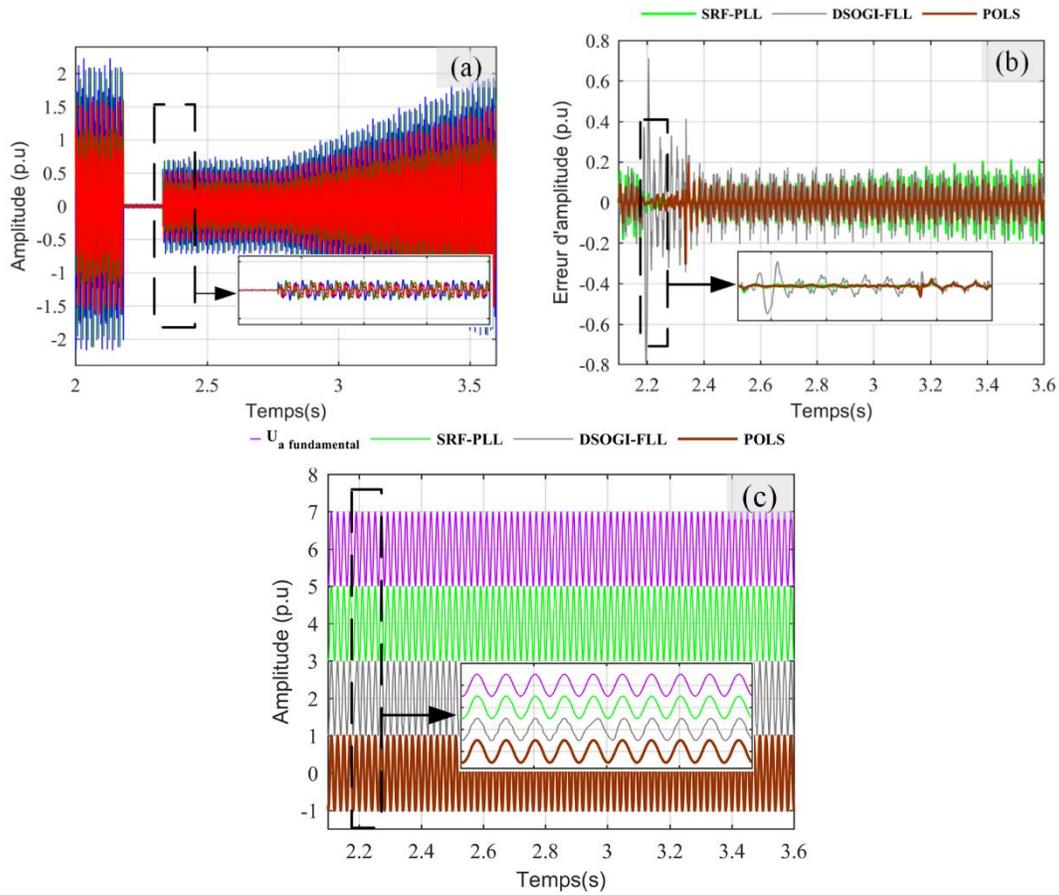


Figure. 5-7 Résultat expérimental dans le cas d'un LVRT

5.3. Partie 2 : L'algorithme basé sur la théorie des puissances instantanées

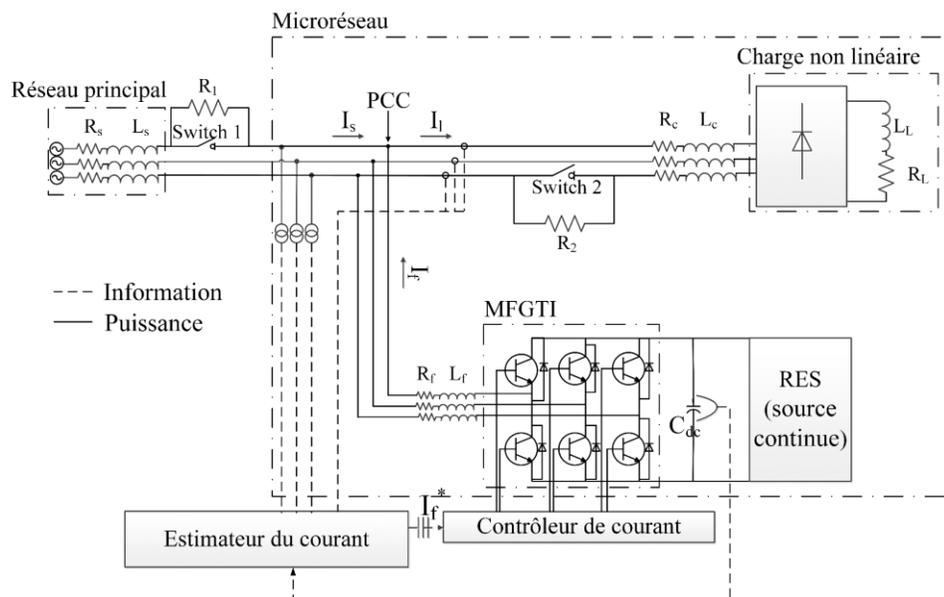


Figure. 5-8 Schéma global du système utilisé dans l'expérimental

Pour tester les performances du MFGTI, un prototype du système est développé comme le montre la Figure. 5-9. Le réseau principal est émulé par une source triphasée couplée à une résistance et une inductance (R_s, L_s) pour imiter les lignes électriques. Le microréseau est représenté par une charge non linéaire qui consiste en un pont redresseur non contrôlé alimente une charge inductive (L_L, R_L). Les lignes électriques de microgrid sont émulées en utilisant une résistance avec une inductance (R_c, L_c). La source d'énergie renouvelable est également émulée en utilisant une source de courant continu. Deux résistances sont incluses (R_1 et R_2) pour créer un déséquilibre de tension et un déséquilibre de charge (Figure. 5-8). Le prototype développé permet la simulation d'une situation réelle dans le monde réel. La performance du MFGTI sera analysée dans différentes circonstances.

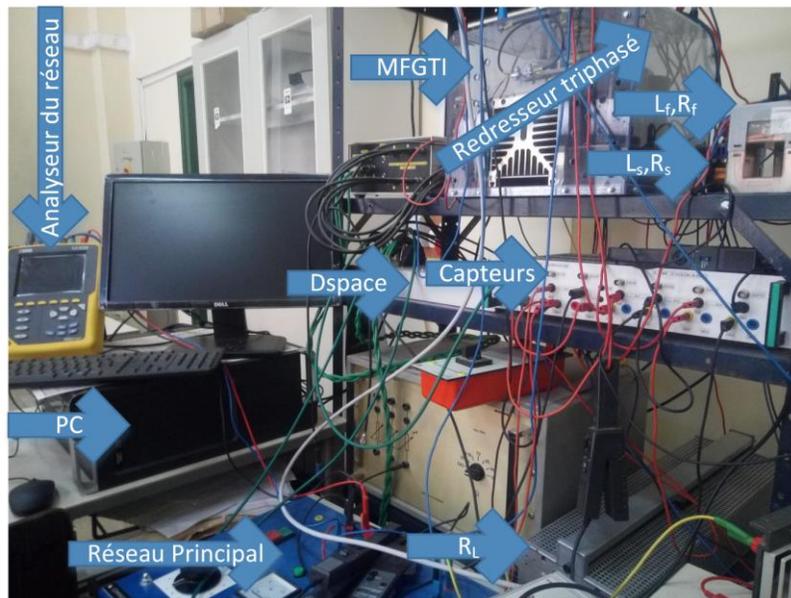


Figure. 5-9 Le banc d'essai

Le banc d'essai expérimental (Figure. 5-9) comprend les éléments suivants:

- dSPACE 1104 où l'algorithme est implémenté et exécuté.
- Un autotransformateur comme réseau principal.
- Inductance pour émuler la ligne d'alimentation (comme décrit dans le paragraphe précédent).
- Pour la charge, un redresseur à six impulsions est utilisé avec une charge inductive.
- Onduleur Semikron basé sur Semikron IGBT.

- Carte électronique pour détecter les courants (LEM LA55-P) et les tensions (LEM LV25-P).

- Un analyseur de puissance (Chauvin arneau CA8332B) [101].

Dans le but d'étudier les performances du MFGTI, quatre situations qui reflètent les opérations réelles d'un microréseau sont considérées:

- Cas I: sous tension normale et charge non linéaire équilibrée,
- Cas II: le fonctionnement dynamique pendant un changement de charge,
- Cas III: charge non linéaire non équilibrée,
- Cas IV: charge non linéaire sous un déséquilibre de tension.

L'objectif de l'expérience est d'évaluer et de comparer les performances de la combinaison PFCE-SMC proposée. La comparaison se fait en deux étapes. Dans la première étape, le PFCE est évalué en le comparant à une méthode récente basée sur la théorie de la puissance instantanée [89]. Cette méthode utilise un filtre Butterworth de cinquième ordre comme filtre passe-bas. Pour une comparaison équitable, le contrôleur de bus continu SMC est utilisé dans les deux cas. Dans un deuxième temps, les performances du contrôleur de bus continu SMC sont comparées à celles d'un contrôleur PI classique. Pour la deuxième étape de comparaison, le PFCE est utilisé dans les deux cas.

5.3.1. Cas idéal

Dans cette section, les performances MFGTI dans des conditions de tension idéales sont étudiées. Les performances de filtrage des trois algorithmes sont présentées dans la Figure. 5-10. Avant la compensation, le courant de charge avait un THD de 19,7% avec une présence élevée des cinquième et septième harmoniques (Figure. 5-10 (a2)). En utilisant un filtre passe-bas Butterworth de cinquième ordre, le THD est abaissé à 8,4%, alors que les harmoniques inférieures persistent (Figure. 5-10 (b2)). L'utilisation de PFCE élimine les harmoniques d'ordre faible; par conséquent, le THD est abaissé à 2,5% et 3,7% dans le cas de PFCE-SMC, PFCE-PI respectivement.

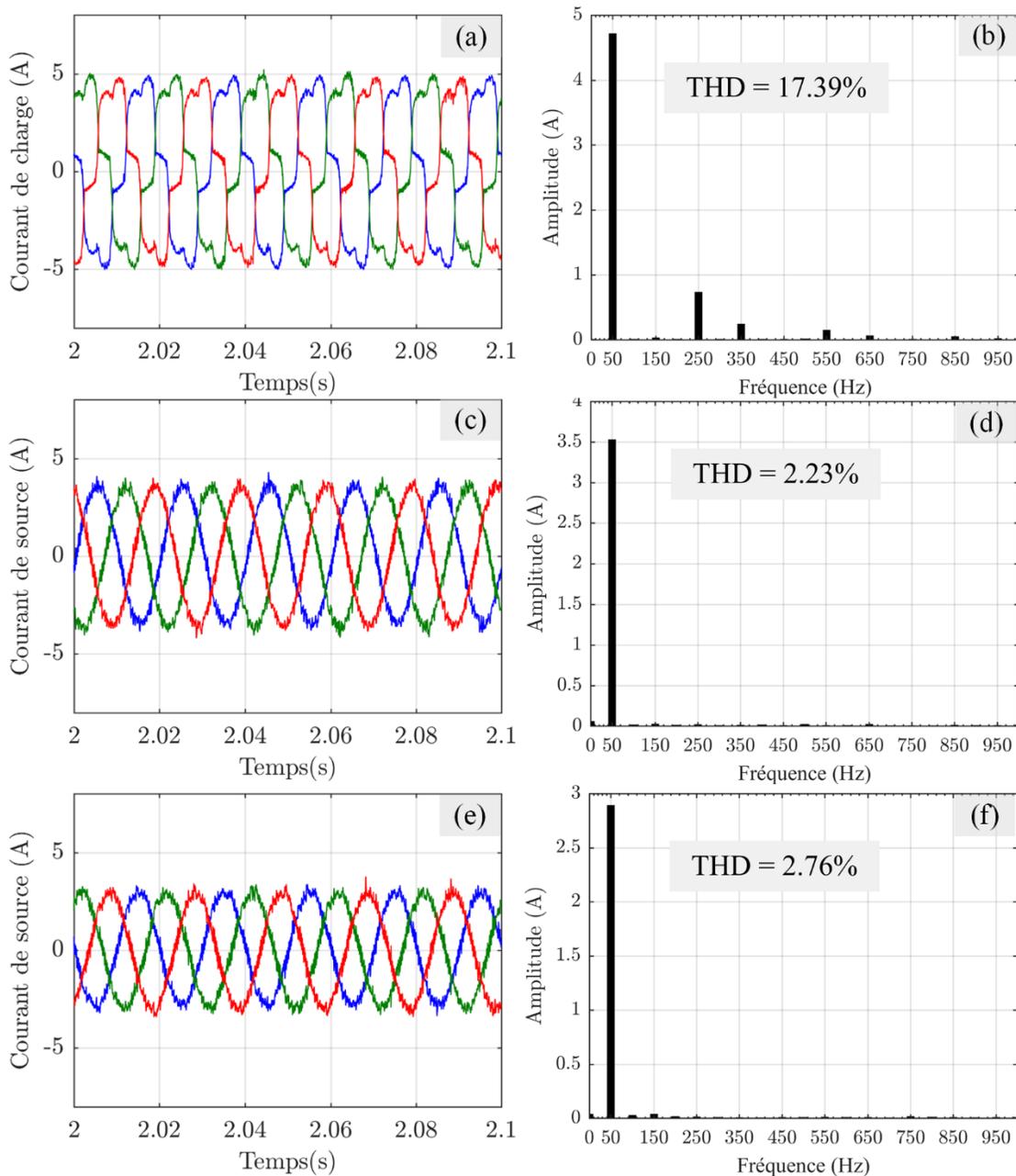


Figure. 5-10 Résultat expérimental dans le cas idéal. (a)(b) : Sans MFGTI. (c)(d) : PFCE-SMC.(e)(f) :PFCE-PI.

La forme d'onde de tension du bus continu est illustrée à la Figure. 5-13. La forme d'onde du bus continu est filtrée à l'aide d'un filtre passe-bas de 500 Hz pour filtrer les pointes de tension [102]. Une ondulation de tension dans la limite autorisée (5%) est notée dans les trois algorithmes. L'ondulation de tension dans le cas de SMC est de 2% contre 3,6% avec le régulateur PI. Une erreur statistique constante de 6% est constatée dans le cas de PFCE-SMC.

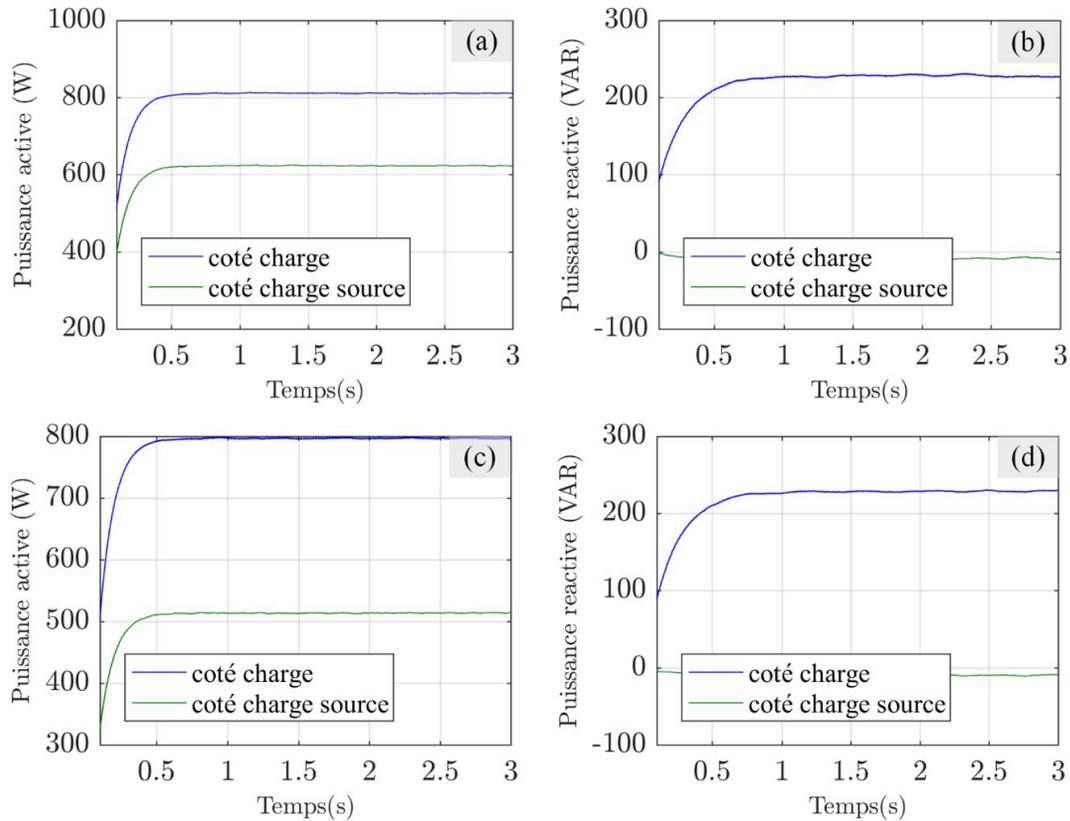


Figure. 5-11 Résultat expérimental des puissances active et réactive. (a)(b) : PFCE-SMC.(c)(d) :PFCE-PI.

5.3.2. Régime transitoire

La réponse transitoire était l'un des motifs derrière l'adoption du contrôleur du mode glissant. Dans cette section, l'utilisation bénéfique d'une SMC sur un contrôleur PI est étudiée. Dans ce test, le MFGTI est mis en marche avec un bus continu chargé à seulement 5V et une source DC déconnectée.

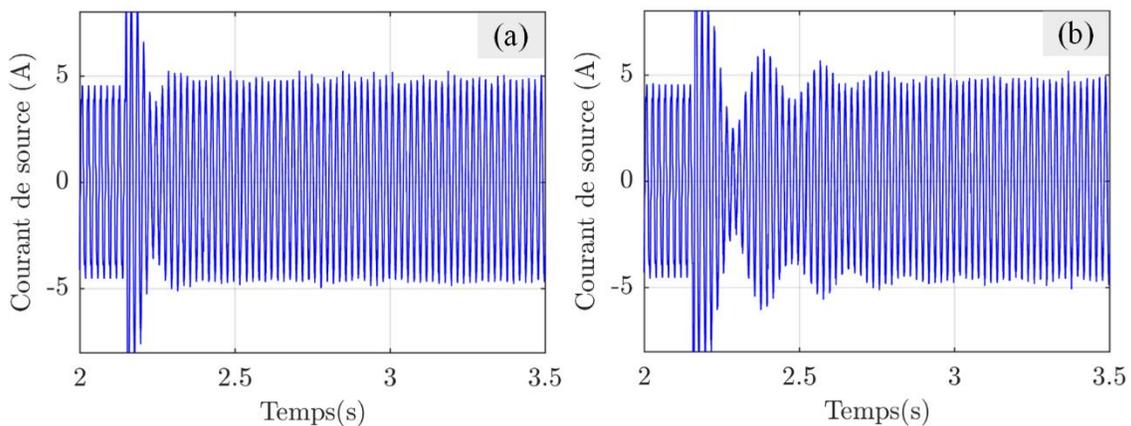


Figure. 5-12 Résultat expérimental du régime transitoire de courant de source. (a) : PFCE-SMC.(b) :PFCE-PI

Les performances transitoires sont illustrées à la Figure. 5-12 et à la Figure. 5-13. Le temps de stabilisation est considérablement réduit par l'utilisation de SMC. Une réduction de 0,4 s pour le régulateur PI à 0,1 s dans les cas de SMC est observée. Les paramètres PI sont choisis pour avoir un dépassement raisonnable. Un temps de stabilisation plus rapide se traduira par un dépassement de courant continu plus élevé, d'où un dépassement de courant plus élevé. Le contrôleur SMC fournit un temps de stabilisation faible avec un dépassement faible. Il est à noter que le comportement transitoire de la tension du bus affecte le courant de la source (Figure. 5-12).

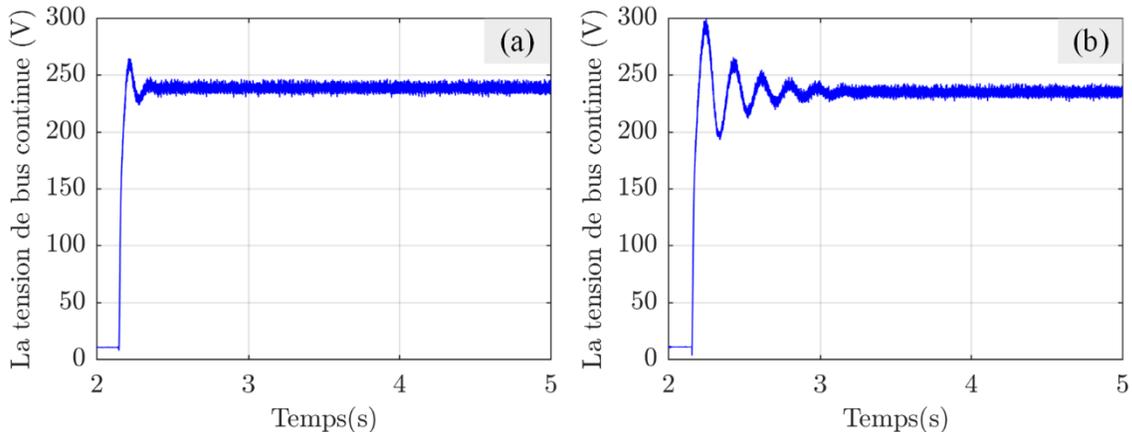


Figure. 5-13 Résultat expérimental du régime transitoire de V_{dc} . (a) : PFCE-SMC.(b) :PFCE-PI

5.3.3. Résultats expérimentaux sous une tension déséquilibrée

L'équilibrage de charge est l'un des services auxiliaires fournis par le MFGTI. Ce dernier va compenser le courant de séquence négative absorbé par un microgrid déséquilibré. Ainsi, il apparaîtra comme un système triphasé équilibré. Dans ce cas, les performances PFCE-SMC dans l'équilibrage de la charge sont contrôlées.

En désactivant le commutateur 2 (Figure. 5-8), un déséquilibre de charge de 11,1% est créé (Tableau .I). Le THD le plus bas est obtenu avec l'utilisation du PFCE-SMC (Figure. 5-14).en matière d'équilibrage de charge, les méthodes SMC sont avantageuses par rapport à la PI avec un déséquilibre abaissé à 0,3%, 0,6% pour le LPF et PFCE respectivement contre 1% pour le PFCE-PI (Table 6).

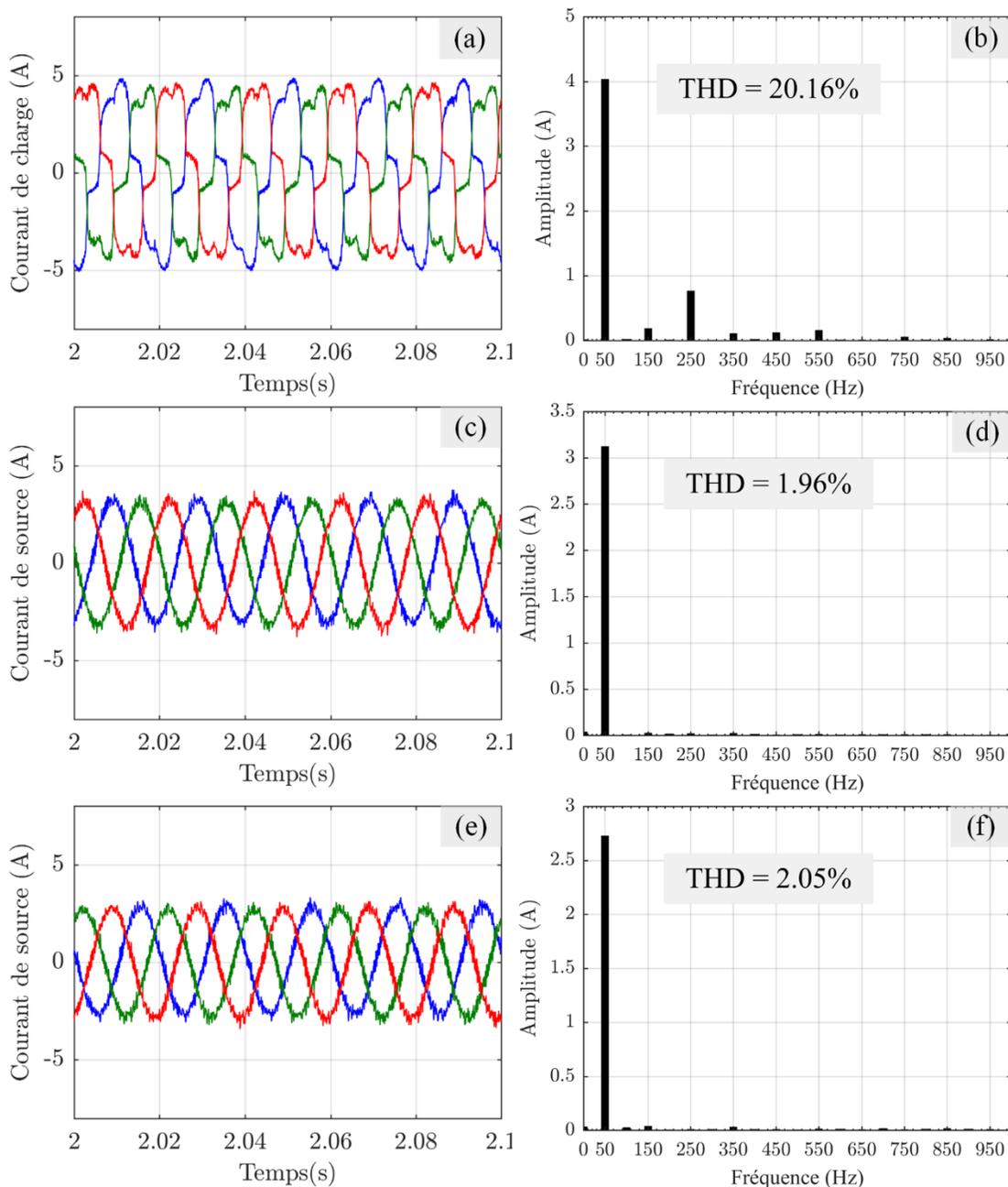


Figure. 5-14 Résultat expérimental dans le cas de déséquilibre de tension de source. (a)(b) : Sans MFGTI. (c)(d) : PFCE-SMC.(e)(f) :PFCE-PI

5.3.4. Résultats expérimentaux sous une charge déséquilibrée

Dans le cas du déséquilibre de tension de réseau, le microgrid absorbe un courant déséquilibré. Le MFGTI compensera ce déséquilibre en fournissant au réseau un courant équilibré même sous une tension non équilibrée.

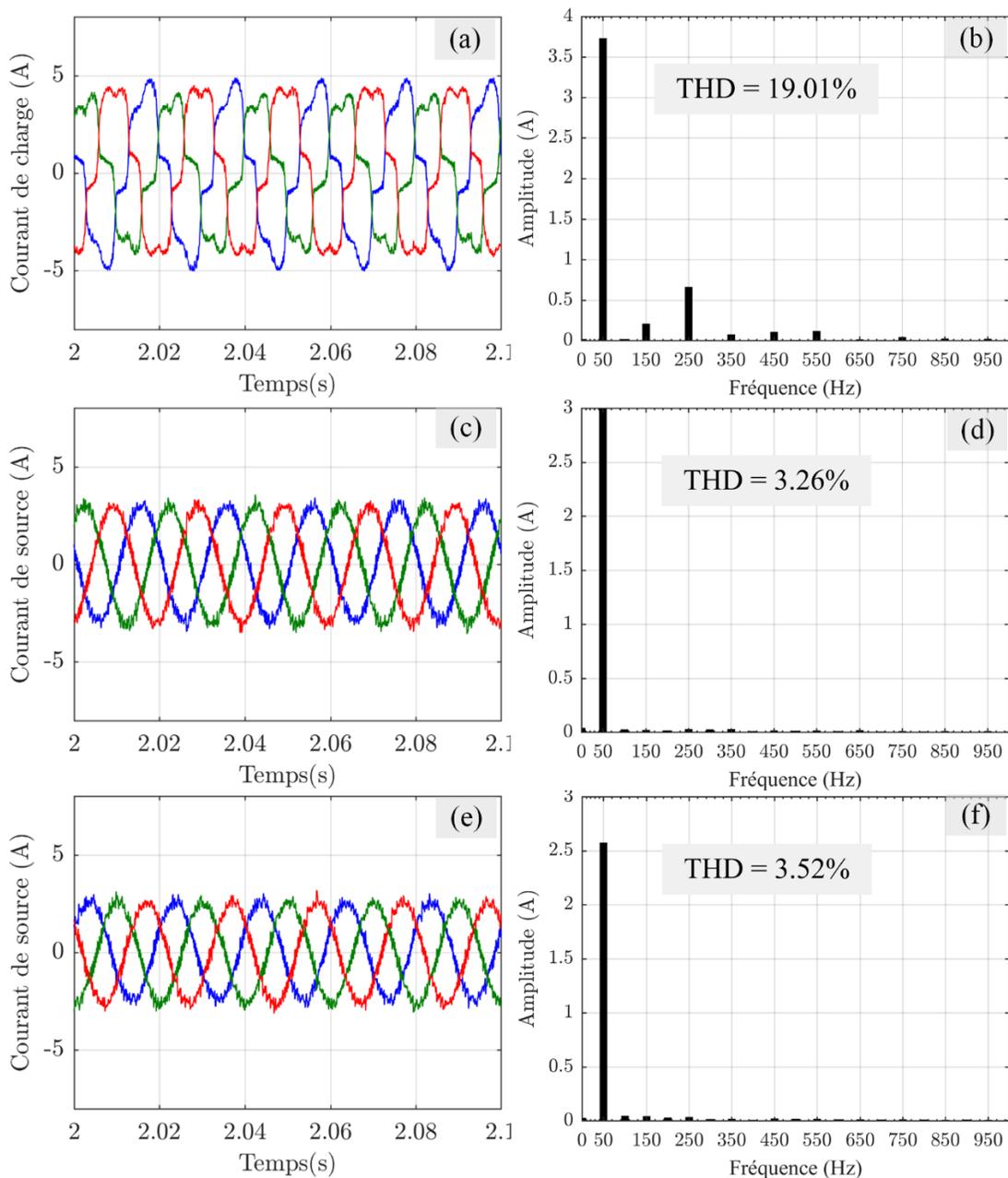


Figure. 5-15 Résultat expérimental dans le cas de déséquilibre de charge. (a)(b) : Sans MFGTI. (c)(d) : PFCE-SMC.(e)(f) :PFCE-PI

Lorsque l'interrupteur 1 (Figure. 5-8) est désactivé, un déséquilibre de tension de 10,4% est introduit. Cela entraîne un déséquilibre du courant de charge de 10,8% même sous une charge équilibrée.

En cas de déséquilibre de la tension, le PFCE-SMC a abaissé le déséquilibre du courant de charge à 0,9% contre 1,1% pour le PFCE-PI et 3% pour la méthode LPF (Table 6). En ce qui concerne les performances de filtrage, le PFCE-SMC présente le THD le plus bas (Figure. 5-15).

Table 6: Résumé des résultats expérimentaux de la commande PFCE-SMC

Case	Paramètre	Sans MFGTI	LPF	SMC	PI
Cas 1 : tension idéale	THD (%)	19.7	8.4	2.5	3.7
	Temps de réponse de V_{dc}	-	0.1	0.1	0.4
	Dépassement de V_{dc}	-	12	9	24
Cas 2 : Charge déséquilibrée	THD (%)	18.2	8.4	2.9	3.6
	Taux de déséquilibre de courant (%)	11.1	0.3	0.6	1
Cas 3 : tension déséquilibrée	THD (%)	19.1	8.7	2.8	4.1
	Taux de déséquilibre de courant (%)	10.8	3	0.9	1.1

5.1.Partie 3: L' algorithme basé sur la méthode directe

La dernière partie de nos essais expérimentaux concerne la validation de la commande de MFGTI basée sur la méthode directe. Le même banc d'essai présenté dans la deuxième partie sera utilisé sous les mêmes conditions.

5.3.5. Cas idéal

Dans ce cas, les performances du MFGTI en compensant les harmoniques, la puissance réactive et l'injection de la puissance active sont testées. R1 et R2 sont tous les deux désactivés. Figure. 5-16 représente les principaux résultats de ce test. Avant compensation, le microréseau a consommé un courant avec un THD de 21,2% (Table 7), une puissance réactive de 100VAR et une puissance active de 553W. Après compensation, la qualité du courant source est renforcée avec un THD de 2,6%, une puissance réactive de -6VAR. le MFGTI a injecté 144W à partir de la source renouvelable réduisant la puissance active de la source à 409W.

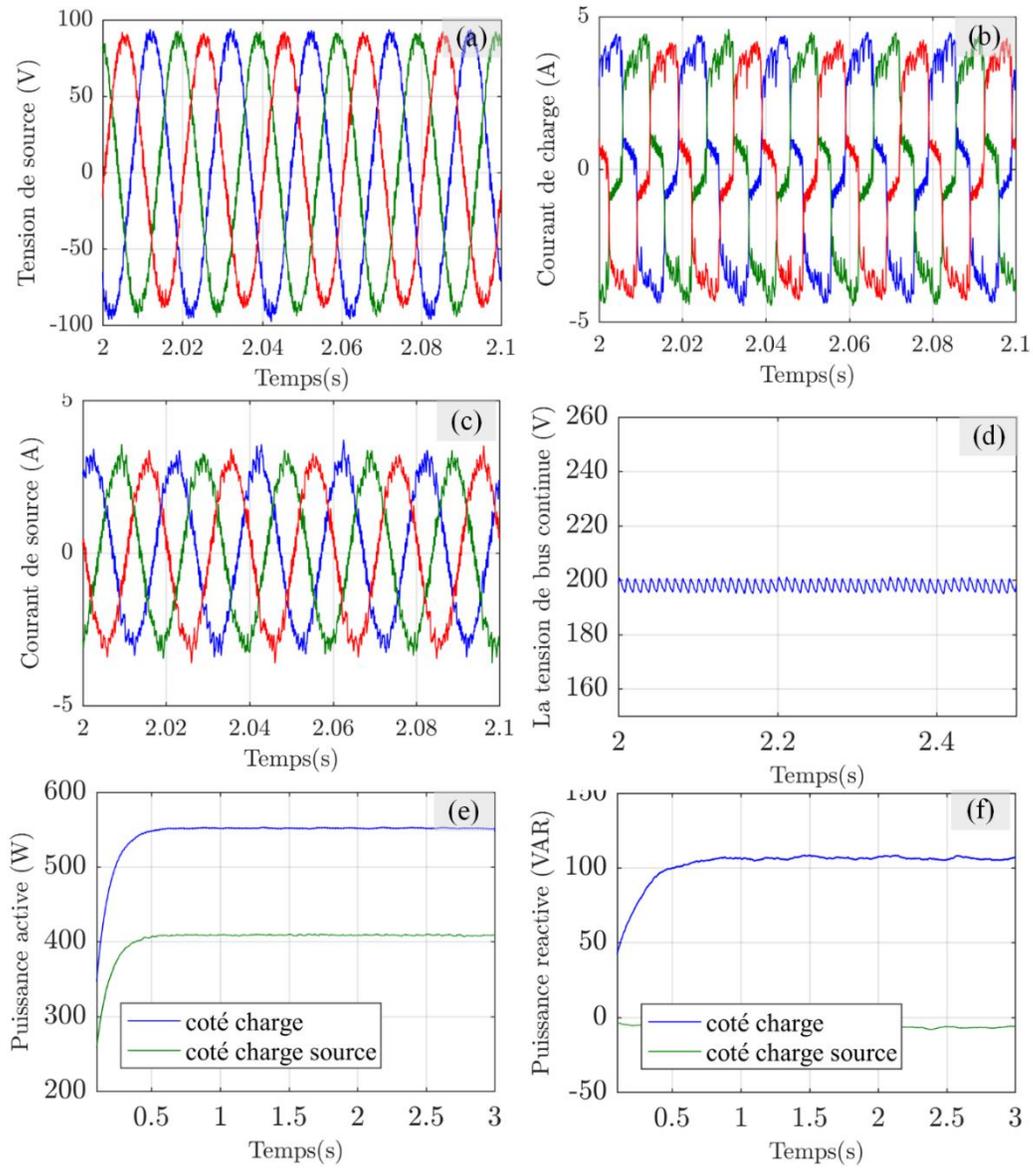


Figure. 5-16. Résultats expérimentaux sous une tension idéale en utilisant le SMC-LPF : (a) :LA tension. (b) : Courant de charge. (c) : Courant de source. (d) : Tension Vdc. (e) : la Puissance active. (f) : la Puissance réactive.

5.3.6. Cas d'une tension déséquilibrée

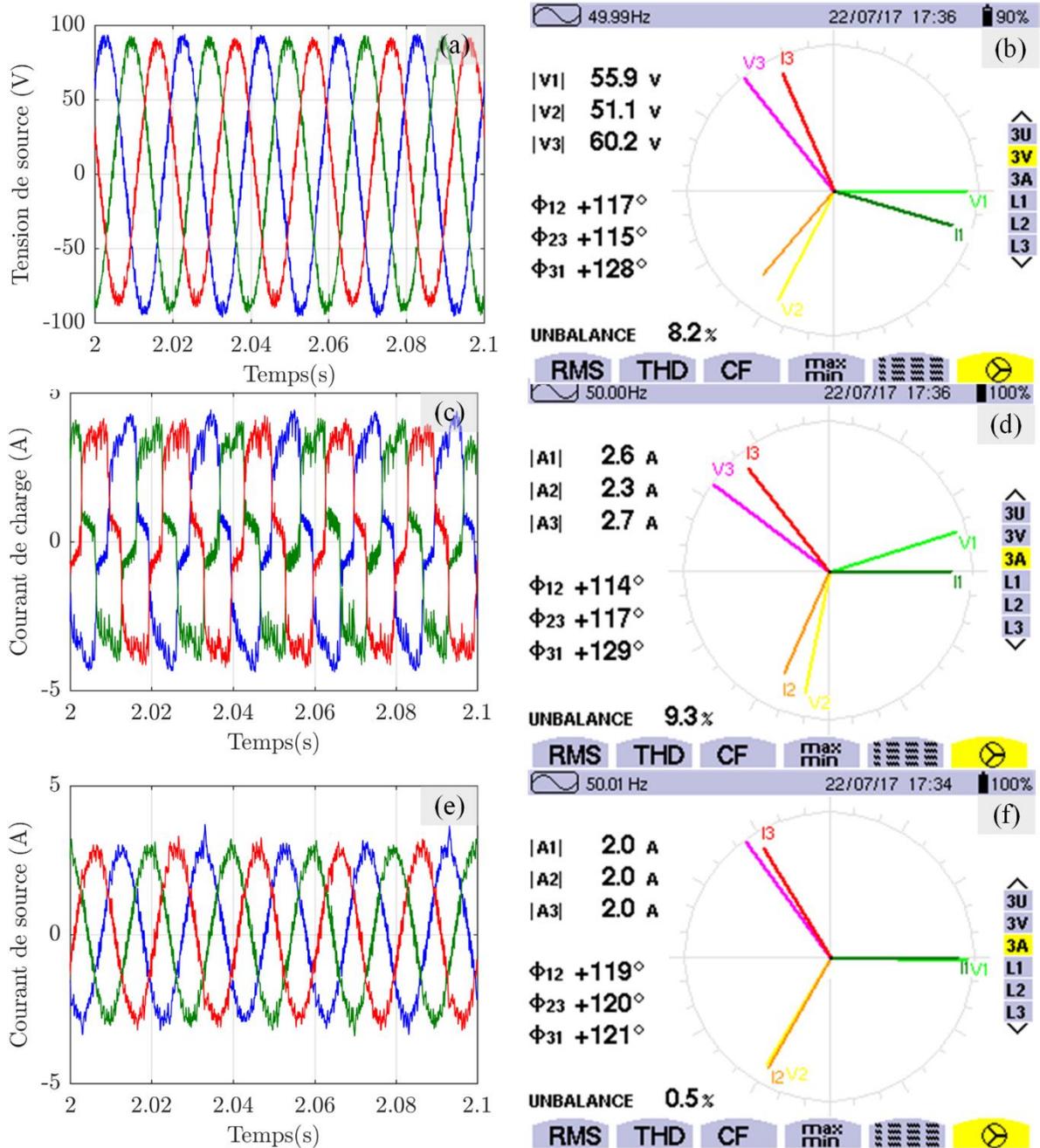


Figure. 5-17. Résultats expérimentaux sous une tension déséquilibrée en utilisant le SMC-LPF: (a) : La tension. (b) : diagramme de Fernel de la tension. (c) : Courant de charge. (d) : Diagramme de Fernel du Courant de charge. (e) : Courant de source. (f) : Diagramme de Fernel du courant de source.

La résistance R1 est activée, ce qui crée un déséquilibre de tension de 10,1%. (Figure. 5-17) Un déséquilibre de tension affecte le courant du micro réseau en augmentant son déséquilibre à 9,3%. Après compensation, le courant de source déséquilibré est réduit à 0,5%. Les harmoniques

sont également compensées; le THD est réduit de 18,8% à 2,8% (Table 7). Le MFGTI équilibre le courant de la source en injectant un courant de séquence négative. Par conséquent, la quantité de puissance active injectée est réduite à 80W (Table 7).

5.3.7. Cas d'une charge déséquilibrée

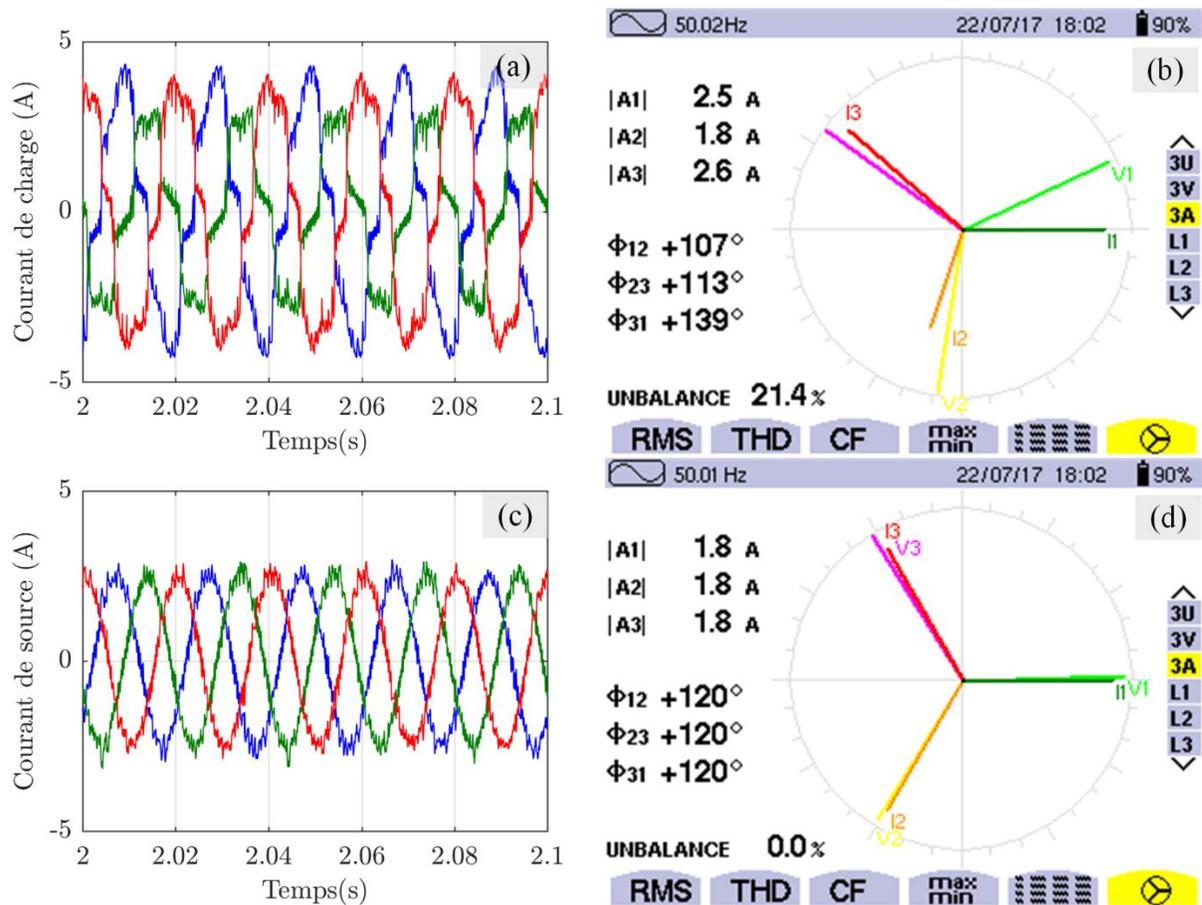


Figure. 5-18. Résultats expérimentaux sous une charge déséquilibrée en utilisant le SMC-LPF: (a) : Courant de charge. (b) : Diagramme de Fernel du Courant de charge. (c) : Courant de source. (d) : Diagramme de Fernel du courant de source.

Lorsque la résistance R_2 de la Figure. 5-8 est activée, un déséquilibre de 21,4% est introduit dans le courant de micro réseau. Le MFGTI compense entièrement le déséquilibre (Figure. 5-18) et réduis le THD de 19,1% à 2,5%. Comme dans le cas II, pour compenser le déséquilibre, le MFGTI avait besoin d'une quantité de puissance active injectant seulement 83W (Table 7).

Table 7 : Résumé des résultats expérimentaux de la commande SMC-LPF

Cas	Paramètre	Sans MFGTI	SMC-LPF
Tension idéale	THD Puissance réactive Puissance active	21.2% 100VAR 553W	2.6% -6VAR 409W
Tension déséquilibrée	THD Taux de déséquilibre de courant de source	18.8% 9.3%	2.8% 0.5%
Charge déséquilibrée	THD Taux de déséquilibre de courant de source	19.1% 21.4%	2.5% 0.0%

5.4. Discussion

La validation expérimentale des trois commandes développées dans les chapitres 2,3 et 4 a fait l'objet de ce chapitre. Un banc d'essai a été élaboré au niveau du laboratoire LGEP Tiaret pour implémenter ces trois commandes. Ce banc d'essai nous a permis de reproduire à une échelle réduite les cas les plus répandus dans les réseaux électriques intelligents lorsqu'ils sont connectés à une source d'énergie renouvelable.

Dans la première partie, pour méthode POLS, les résultats expérimentaux sont identiques à celle de la simulation. L'algorithme POLS est facilement intégrable dans un algorithme de contrôle en temps réel. La Table 8 présente le temps d'exécution de plusieurs algorithmes de synchronisation . On note la rapidité d'exécution de la méthode POLS.

Table 8: Temps d'exécution des algorithmes de synchronisation [72]

Méthode	Temps d'exécution (μ s)
POLS	1.72
POLS sans estimateur de fréquence	1.042
DSOGI-FLL	3.2
MSOGI-FLL	26
WLSE-PEA	13
HPLL	9.69
EGDSC-PLL	10.63

Dans la deuxième partie, la méthode PFCE-SMC est validée. bien que le banc d'essai n'est qu'un prototype réduit du système simulé, on note une similitude entre les résultats de simulation et celle d'expérimentation. La supériorité de la méthode PFCE-SMC sur PFCE-PI est confirmée expérimentalement.

Dans la troisième partie, la méthode SMC-LPF est mise en test expérimentalement sur le même banc d'essai élaboré dans la deuxième partie. Là encore, les résultats pratiques sont similaires avec ceux de simulation. La SMC-LPF s'excellente dans l'équilibrage de charge malgré le taux élevé de déséquilibre.

5.5. Conclusion

Dans ce chapitre, la validation pratique des méthodes développées dans les chapitres précédents est présentée. L'élaboration du banc d'essai a permis de mener à bien cette étude.

Les résultats expérimentaux montrent une similitude avec les résultats de simulation. Cela confirme l'efficacité et les performances de nos méthodes dans le monde réel. Il est à noter que les trois méthodes développées ont fait l'objet de publications dans des revues spécialisées [23], [72], [76].

Conclusion générale

L'amélioration de la commande du MFGTI (MultiFunctional Grid Tied Inverter) est le point de focus de cette thèse. L'étude de cette thèse s'inscrit dans le concept de microréseau (Microgrid MG) afin de faciliter l'intégration des sources d'énergie distribués spécifiquement celles basées sur les énergies renouvelables. Le MFGTI se positionne comme une interface entre le MG et le réseau de distribution ce qui lui permet d'améliorer la qualité de l'électricité du MG en obéissant aux différents standards et recommandations de connections.

Le MFGTI doit fournir à la fois de la puissance active issue d'une source d'énergie renouvelable, dans notre cas un système PV, et des services auxiliaires qui permettent d'améliorer la qualité de l'électricité du MG et d'optimiser son fonctionnement. Dans ce contexte, deux aspects majeurs relatifs à la commande du MFGTI ont été développés à savoir la synchronisation et la génération des courants de référence pour le MFGTI.

Avant de détailler les méthodes développées, on a entamé le sujet avec une introduction sur les sources d'énergie distribuées. Ensuite, le concept de MG est introduit suivi d'une analyse sur les problèmes de qualité de l'électricité. Un état de l'art sur les techniques de synchronisation des convertisseurs au réseau a été présenté. Cela nous a permis de dégager les points forts nécessaires pour le contrôle des différents organes du MG. Ainsi, une étude sur les techniques de commande du MFGTI est abordée.

La synchronisation des convertisseurs au réseau joue un rôle important dans les performances et la stabilité de la commande de ces convertisseurs. Une Estimation instantanée et précise est nécessaire même sous des conditions sévères. D'autre part, l'estimation de la phase de tension ne représente qu'une partie d'un algorithme plus complexe qui sert au contrôle du convertisseur. La simplicité d'implémentation de l'algorithme de contrôle est indispensable. Le développement d'un algorithme de synchronisation à la fois précis, robuste et simple à implémenter fait l'objet de notre première contribution. Le Pseudo Open Loop Synchroniser (POLS) est élaboré, détaillé puis analysé. Le POLS extrait directement la composante fondamentale de la tension de réseau en utilisant le Positive Fundamental Component Estimator (PFCE) ensuite une phase de normalisation est indispensable pour générer trois ondes sinusoïdales unitaires en phase avec la composante fondamentale directe de la tension de réseau. Les performances et l'efficacité de notre POLS ont été validées par des tests rigoureux.

Deuxième aspect important que nous avons mis en évidence dans la commande de MFGTI est la génération du courant de référence. L'état de l'art présenté dans le premier chapitre montre la richesse de la littérature dans ce sens. Deux méthodes prometteuses ont attiré notre attention. La méthode basée sur la théorie des puissances instantanées et la méthode directe.

La nouvelle technique de synchronisation a fait l'objet du deuxième chapitre. Le POLS est basé sur l'extraction de la composante fondamentale de la tension principale dans le référentiel fixe en utilisant le PFCE proposé. Les composantes extraites sont ensuite normalisées pour obtenir une forme d'onde de sinus unitaire triphasé. Le PFCE extraira la composante fondamentale de la tension principale même en cas de déséquilibre et de distorsion importants. Le réglage du facteur d'amortissement λ permet plus de contrôle sur le PFCE. Une faible valeur de λ permet une meilleure extraction de la composante fondamentale de la tension. Dans le cas d'une fréquence de réseau instable, un estimateur de fréquence est proposé pour suivre la tension avec précision, même avec une fréquence variable. La simplicité est un avantage majeur du POLS proposé. La composante fondamentale est extraite directement de la tension. Aucun filtrage ou préfiltrage n'est requis. Aucun calcul trigonométrique ou complexe n'est nécessaire. Le temps de calcul est le plus bas parmi les techniques de synchronisation modernes, ce qui rend le POLS adapté à la mise en œuvre dans les processeurs à faible coût. Les performances de POLS présentées sont meilleures que celles des SRF-PLL conventionnelles et des DSOGI-FLL. Des simulations et tests expérimentaux sont réalisés et présentés. Les résultats ont montré que le POLS se comporte de manière adéquate dans des conditions de tension de réseau sévères, y compris une situation LVRT. Le signal triphasé de sortie est purement sinusoïdal même sous un déséquilibre et une distorsion harmonique. L'ajout de l'estimateur de fréquence a rendu le POLS adaptable aux changements de fréquence. On peut conclure que le POLS convient comme solution pour la synchronisation du réseau dans différentes conditions de tension du réseau. Le suivi des composantes fondamentales positives de la tension principale est précis et rapide, quelle que soit la qualité de la tension.

Le troisième chapitre propose un algorithme de contrôle robuste pour un MFGTI dans des conditions de déséquilibre. Le *MFGTI* est utilisé pour injecter la puissance active générée par un *RES*, compenser la puissance réactive et les harmoniques, et équilibrer les courants du microréseau. L'algorithme présenté est réalisé en trois étapes. La première étape utilise le *PFCE* permettant une compensation de puissance réactive, un équilibrage de charge et un filtrage des harmoniques. Pour améliorer la réponse dynamique et la compensation des courants de déséquilibre, une *SMC* est proposée pour contrôler la tension du bus continu dans la seconde étape. La troisième étape utilise un contrôleur de courant à hystérésis. La combinaison *PFCE-SMC* est une solution simple et robuste qui offre de bonnes performances même dans des conditions de tension et de charge indésirables. Les résultats expérimentaux, présenté au dernier chapitre, ont montré l'efficacité de l'algorithme *PFCE-SMC* proposé dans l'injection de la puissance active *RES* et l'amélioration de la qualité d'électricité du microréseau. Les tests expérimentaux comprenaient une comparaison du

PFCE avec une solution de filtre passe-bas (LPF) et du SMC avec un contrôleur PI. Trois cas ont été considérés : tension de réseau principale normale, charge déséquilibré et tension du réseau principale déséquilibré. Le PFCE fournit de meilleurs résultats en termes de filtrage comparé au LPF. Les deux régulateurs PI et SMC ont des performances de filtrage et d'injection de puissance similaires. Cependant, la SMC a les meilleurs résultats du point de vue équilibrage du courant de charge sous une charge déséquilibrée ou une tension principale déséquilibrée. En termes de comportement transitoire, la SMC a eu un temps de stabilisation et un dépassement inférieurs à ceux obtenus avec le régulateur PI. Par conséquent, l'algorithme de contrôle PFCE-SMC est recommandé pour être utilisé dans des applications réelles en raison de sa faible charge de calcul et sa robustesse dans le cas de conditions non idéales.

Bien que le PFCE-SMC a ses mérites, mais ses performances se détériorent en présence d'un déséquilibre sévère. Le quatrième chapitre propose une commande directe du MFGTI. La nouvelle approche de contrôle utilisée pour contrôler un MFGTI lui permet d'injecter de la puissance active, de compenser la puissance réactive, d'atténuer les harmoniques et d'équilibrer la charge. Un contrôleur de mode glissant améliorer et un POLS sont utilisés pour estimer le courant de référence. Pour démontrer l'efficacité de l'amélioration proposée, la SMC conventionnel est comparé au SMC amélioré. La simulation et les résultats expérimentaux confirment nos attentes. Avec l'utilisation du SMC amélioré, le MFGTI pourrait répondre à l'ensemble des exigences de qualité de l'électricité sans affecter sa capacité à injecter la puissance active dans le réseau. Même en l'absence des conditions de tension principale idéales et d'une charge non linéaire non équilibrée, le réseau électrique fournira uniquement un courant sinusoïdal triphasé équilibré. De plus, la possibilité d'injecter de l'énergie active élimine le besoin d'autres convertisseurs, ce qui est l'une des raisons de choisir la configuration MFGTI.

Les différentes méthodes développées sont testées en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Nous avons étudié différents cas selon la qualité d'électricité du réseau.

Le banc expérimental développé dans le cadre de cette étude peut être utilisé à d'autre variante de RES. En effet, c'est un prototype à échelle réduite élaboré dans le laboratoire de Génie Electrique et des Plasma (LGEP, Tiaret). Il permet de s'approcher des conditions réelles de fonctionnement de MFGTI.

Plusieurs perspectives à ce travail existent. Nous proposons les quelques idées suivantes :

- Améliorer le banc expérimentale en intégrant des sources d'énergie renouvelable tel que photovoltaïque ou éolienne.

- Ajouter une source de tension programmable
- Etudie l'implémentation de ces algorithmes dans le cas des systèmes MFGTI utilisant des convertisseurs multiniveaux.

Références Bibliographiques

- [1] C. J. Rhodes, « The 2015 Paris climate change conference: COP21 », *Sci. Prog.*, vol. 99, n° 1, p. 97–104, 2016.
- [2] S. K. Sahoo, A. K. Sinha, et N. K. Kishore, « Control Techniques in AC, DC, and Hybrid AC-DC Microgrid: A Review », *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. PP, n° 99, p. 1-1, 2017.
- [3] R. H. Lasseter, « MicroGrids », in *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, 2002*, 2002, vol. 1, p. 305-308 vol.1.
- [4] S. Parhizi, H. Lotfi, A. Khodaei, et S. Bahramirad, « State of the Art in Research on Microgrids: A Review », *IEEE Access*, vol. 3, p. 890-925, 2015.
- [5] G. Joos, B. T. Ooi, D. McGillis, F. D. Galiana, et R. Marceau, « The potential of distributed generation to provide ancillary services », in *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, 2000*, 2000, vol. 3, p. 1762-1767 vol. 3.
- [6] L. Freris et D. Infield, *Renewable Energy in Power Systems*. John Wiley & Sons, 2008.
- [7] J. M. Sexauer et S. Mohagheghi, « Voltage Quality Assessment in a Distribution System With Distributed Generation #x2014;A Probabilistic Load Flow Approach », *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 28, n° 3, p. 1652-1662, juill. 2013.
- [8] « IEC 60050 - International Electrotechnical Vocabulary - Details for IEC number 161-08-13: “flicker” ». .
- [9] « IEEE Guide for Design, Operation, and Integration of Distributed Resource Island Systems with Electric Power Systems », *IEEE Std 15474-2011*, p. 1-54, juill. 2011.
- [10] « IEEE Draft Application Guide for IEEE Standard 1547, Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems », *IEEE Unapproved Draft Std P15472D11 Sept 2008*, 2008.
- [11] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuña, et M. Castilla, « Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids #x2014;A General Approach Toward Standardization », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 1, p. 158-172, 2011.
- [12] J. Arrillaga et N. R. Watson, *Power System Harmonics*. John Wiley & Sons, 2004.
- [13] « IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems », *IEEE Std 519-2014 Revis. IEEE Std 519-1992*, p. 1-29, 2014.
- [14] E. Andreas, *Power Quality*. InTech, 2011.
- [15] A. Baghini, *Handbook of Power Quality*, 1^{re} éd. Wiley, 2008.
- [16] H. Andrei, C. Cepisca, et S. Grigorescu, « Power Quality and Electrical Arc Furnaces », *Power Qual.*, 2011.
- [17] M. H. Bollen, *Understanding Power Quality Problems: Voltage Sags and Interruptions*. Wiley, 2000.
- [18] « IEC 60050 - International Electrotechnical Vocabulary - Details for IEC number 614-01-01: “power quality” ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.electropedia.org/iev/iev.nsf/display?openform&ievref=614-01-01>. [Consulté le: 13-avr-2018].
- [19] G. T. Heydt, « Electric Power Quality: A Tutorial Introduction », *IEEE Comput. Appl. Power*, vol. 11, n° 1, p. 15-19, 1998.
- [20] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, et F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics: Selected Problems*. Elsevier, 2002.

- [21] G. Escobar, M. F. Martinez-Montejano, A. A. Valdez, P. R. Martinez, et M. Hernandez-Gomez, « Fixed-Reference-Frame Phase-Locked Loop for Grid Synchronization Under Unbalanced Operation », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 5, p. 1943-1951, 2011.
- [22] V. Kaura et V. Blasko, « Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, n° 1, p. 58-63, 1997.
- [23] **A. Safa**, E. M. Berkouk, Y. Messlem, et A. Gouichiche, « An improved sliding mode controller for a multifunctional photovoltaic grid tied inverter », *J. Renew. Sustain. Energy*, vol. 9, n° 6, p. 065506, nov. 2017.
- [24] K. J. Lee, J. P. Lee, D. Shin, D. W. Yoo, et H. J. Kim, « A Novel Grid Synchronization PLL Method Based on Adaptive Low-Pass Notch Filter for Grid-Connected PCS », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 1, p. 292-301, 2014.
- [25] « New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions », in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06*, 2006, p. 1-7.
- [26] M. Karimi-Ghartemani, « Linear and Pseudolinear Enhanced Phased-Locked Loop (EPLL) Structures », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 3, p. 1464-1474, mars 2014.
- [27] A. K. Pati et N. C. Sahoo, « Adaptive super-twisting sliding mode control for a three-phase single-stage grid-connected differential boost inverter based photovoltaic system », *ISA Trans.*, vol. 69, p. 296-306, 2017.
- [28] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, et D. Boroyevich, « Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, n° 2, p. 584-592, 2007.
- [29] S. Golestan, M. Ramezani, J. M. Guerrero, F. D. Freijedo, et M. Monfared, « Moving Average Filter Based Phase-Locked Loops: Performance Analysis and Design Guidelines », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 6, p. 2750-2763, juin 2014.
- [30] S. Golestan, M. Monfared, et F. D. Freijedo, « Design-Oriented Study of Advanced Synchronous Reference Frame Phase-Locked Loops », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, n° 2, p. 765-778, févr. 2013.
- [31] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo, et J. M. Guerrero, « Performance Improvement of a Prefiltered Synchronous-Reference-Frame PLL by Using a PID-Type Loop Filter », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 7, p. 3469-3479, juill. 2014.
- [32] L. Zheng, H. Geng, et G. Yang, « Fast and Robust Phase Estimation Algorithm for Heavily Distorted Grid Conditions », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, n° 11, p. 6845-6855, 2016.
- [33] X. Cai, C. Wang, et R. Kennel, « A Fast and Precise Grid Synchronization Method Based on Fixed Gain Filter », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. PP, n° 99, p. 1-1, 2018.
- [34] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, et F. Blaabjerg, « Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 1, p. 127-138, 2011.
- [35] H. Liu, Y. Xing, et H. Hu, « Enhanced Frequency-Locked Loop With a Comb Filter Under Adverse Grid Conditions », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n° 12, p. 8046-8051, déc. 2016.
- [36] P. Kanjiya, V. Khadkikar, et M. S. E. Moursi, « A Novel Type-1 Frequency-Locked Loop for Fast Detection of Frequency and Phase With Improved Stability Margins », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n° 3, p. 2550-2561, mars 2016.
- [37] S. Vazquez, J. A. Sanchez, M. R. Reyes, J. I. Leon, et J. M. Carrasco, « Adaptive Vectorial Filter for Grid Synchronization of Power Converters Under Unbalanced and/or Distorted Grid Conditions », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 3, p. 1355-1367, mars 2014.

- [38] N. F. Guerrero-Rodríguez, A. B. Rey-Boué, L. C. Herrero-de Lucas, et F. Martinez-Rodrigo, « Control and synchronization algorithms for a grid-connected photovoltaic system under harmonic distortions, frequency variations and unbalances », *Renew. Energy*, vol. 80, p. 380-395, août 2015.
- [39] S. Golestan, A. Vidal, A. G. Yepes, J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, et J. Doval-Gandoy, « A True Open-Loop Synchronization Technique », *IEEE Trans. Ind. Inform.*, vol. 12, n° 3, p. 1093-1103, 2016.
- [40] B. P. McGrath, D. G. Holmes, et J. J. H. Galloway, « Power converter line synchronization using a discrete Fourier transform (DFT) based on a variable sample rate », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, n° 4, p. 877-884, 2005.
- [41] A. Bagheri, M. Mardaneh, A. Rajaei, et A. Rahideh, « Detection of Grid Voltage Fundamental and Harmonic Components Using Kalman Filter and Generalized Averaging Method », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n° 2, p. 1064-1073, 2016.
- [42] E. Robles, J. Pou, S. Ceballos, J. Zaragoza, J. L. Martin, et P. Ibanez, « Frequency-Adaptive Stationary-Reference-Frame Grid Voltage Sequence Detector for Distributed Generation Systems », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 9, p. 4275-4287, 2011.
- [43] C. J. Ramos, A. P. Martins, et A. S. Carvalho, « Frequency and Phase-Angle Estimation Using Ordinary Least Squares », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 9, p. 5677-5688, 2015.
- [44] Z. Zeng, H. Yang, R. Zhao, et C. Cheng, « Topologies and control strategies of multi-functional grid-connected inverters for power quality enhancement: A comprehensive review », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 24, p. 223-270, 2013.
- [45] M. R. Miveh, M. F. Rahmat, A. A. Ghadimi, et M. W. Mustafa, « Power Quality Improvement in Autonomous Microgrids Using Multi-functional Voltage Source Inverters: A Comprehensive Review », *J. Power Electron.*, vol. 15, n° 4, p. 1054-1065, 2015.
- [46] E. Pouresmaeil, C. Miguel-Espinar, M. Massot-Campos, D. Montesinos-Miracle, et O. Gomis-Bellmunt, « A Control Technique for Integration of DG Units to the Electrical Networks », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n° 7, p. 2881-2893, 2013.
- [47] N. R. Tummuru, M. K. Mishra, et S. Srinivas, « Multifunctional VSC Controlled Microgrid Using Instantaneous Symmetrical Components Theory », *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 5, n° 1, p. 313-322, 2014.
- [48] Y. Li, D. M. Vilathgamuwa, et P. C. Loh, « Microgrid power quality enhancement using a three-phase four-wire grid-interfacing compensator », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, n° 6, p. 1707-1719, 2005.
- [49] Z. Zou, Z. Wang, et M. Cheng, « Modeling, Analysis, and Design of Multifunction Grid-Interfaced Inverters With Output LCL Filter », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 7, p. 3830-3839, 2014.
- [50] P. Acuna, L. Moran, M. Rivera, J. Dixon, et J. Rodriguez, « Improved Active Power Filter Performance for Renewable Power Generation Systems », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, n° 2, p. 687-694, 2014.
- [51] M. Singh et A. Chandra, « Real-Time Implementation of ANFIS Control for Renewable Interfacing Inverter in 3P4W Distribution Network », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n° 1, p. 121-128, 2013.
- [52] F. Wang, J. L. Duarte, et M. A. M. Hendrix, « Grid-Interfacing Converter Systems With Enhanced Voltage Quality for Microgrid Application—Concept and Implementation », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, n° 12, p. 3501-3513, 2011.
- [53] Y. W. Li, D. M. Vilathgamuwa, et P. C. Loh, « A grid-interfacing power quality compensator for three-phase three-wire microgrid applications », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, n° 4, p. 1021-1031, 2006.

- [54] J. M. Guerrero, P. C. Loh, T.-L. Lee, et M. Chandorkar, « Advanced Control Architectures for Intelligent Microgrids—Part II: Power Quality, Energy Storage, and AC/DC Microgrids », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n° 4, p. 1263-1270, 2013.
- [55] F. Nejabatkhah, Y. W. Li, et B. Wu, « Control Strategies of Three-Phase Distributed Generation Inverters for Grid Unbalanced Voltage Compensation », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, n° 7, p. 5228-5241, 2016.
- [56] Z. Zeng, H. Yang, S. Tang, et R. Zhao, « Objective-Oriented Power Quality Compensation of Multifunctional Grid-Tied Inverters and Its Application in Microgrids », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n° 3, p. 1255-1265, 2015.
- [57] S. Munir et Y. W. Li, « Residential Distribution System Harmonic Compensation Using PV Interfacing Inverter », *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 4, n° 2, p. 816-827, 2013.
- [58] S. Ouchen, A. Betka, S. Abdeddaim, et A. Menadi, « Fuzzy-predictive direct power control implementation of a grid connected photovoltaic system, associated with an active power filter », *Energy Convers. Manag.*, vol. 122, p. 515-525, 2016.
- [59] J. He, Y. W. Li, et F. Blaabjerg, « Flexible Microgrid Power Quality Enhancement Using Adaptive Hybrid Voltage and Current Controller », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, n° 6, p. 2784-2794, 2014.
- [60] M. Mehrasa, E. Pouresmaeil, H. Mehrjerdi, B. N. Jørgensen, et J. P. S. Catalão, « Control technique for enhancing the stable operation of distributed generation units within a microgrid », *Energy Convers. Manag.*, vol. 97, n° Supplement C, p. 362-373, juin 2015.
- [61] M. Mehrasa, E. Pouresmaeil, B. N. Jørgensen, et J. P. S. Catalão, « A control plan for the stable operation of microgrids during grid-connected and islanded modes », *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 129, n° Supplement C, p. 10-22, déc. 2015.
- [62] M. Mehrasa, M. E. Adabi, E. Pouresmaeil, et J. Adabi, « Passivity-based control technique for integration of DG resources into the power grid », *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 58, n° Supplement C, p. 281-290, juin 2014.
- [63] N. F. Guerrero-Rodríguez, L. C. Herrero-de Lucas, S. de Pablo-Gómez, et A. B. Rey-Boué, « Performance study of a synchronization algorithm for a 3-phase photovoltaic grid-connected system under harmonic distortions and unbalances », *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 116, p. 252-265, 2014.
- [64] L. Feola, R. Langella, et A. Testa, « On the Effects of Unbalances, Harmonics and Interharmonics on PLL Systems », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 62, n° 9, p. 2399-2409, 2013.
- [65] E. H. Watanabe, M. Aredes, J. L. Afonso, J. G. Pinto, L. F. C. Monteiro, et H. Akagi, « Instantaneous p-q power theory for control of compensators in micro-grids », in *2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC)*, 2010, p. 17-26.
- [66] J. He, Y. Li, et F. Blaabjerg, « Flexible Microgrid Power Quality Enhancement Using Adaptive Hybrid Voltage and Current Controller », 2014.
- [67] A. von Jouanne et B. Banerjee, « Assessment of voltage unbalance », *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 16, n° 4, p. 782-790, 2001.
- [68] S. Dasgupta, S. N. Mohan, S. K. Sahoo, et S. K. Panda, « Lyapunov Function-Based Current Controller to Control Active and Reactive Power Flow From a Renewable Energy Source to a Generalized Three-Phase Microgrid System », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, n° 2, p. 799-813, 2013.
- [69] B. Meersman, B. Renders, L. Degroote, T. Vandoorn, et L. Vandevelde, « Three-phase inverter-connected DG-units and voltage unbalance », *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 81, n° 4, p. 899-906, 2011.

- [70] H.-S. Kim, J.-S. Kim, et K.-H. Kim, « Power Quality Improvement for Grid Connected Inverters under Distorted and Unbalanced Grids », *J. Power Electron.*, vol. 16, n° 4, p. 1578-1586, 2016.
- [71] R. Chilipi, N. Al Sayari, K. Al Hosani, et A. R. Beig, « Control scheme for grid-tied distributed generation inverter under unbalanced and distorted utility conditions with power quality ancillary services », *IET Renew. Power Gener.*, vol. 10, n° 2, p. 140-149, 2016.
- [72] **A. Safa**, E. M. Berkouk, Y. Messlem, Z. Chedjara, et A. Gouichiche, « A Pseudo Open Loop Synchronization technique for heavily distorted grid voltage », *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 158, p. 136-146, mai 2018.
- [73] H. Akagi, E. H. Watanabe, et M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, 1^{re} éd. Wiley-IEEE Press, 2007.
- [74] **A. Safa**, G. Madjid, M. Youcef, et T. Hamza, « Real time control of an active power filter under distorted voltage condition », *Int. J. Power Electron. Drive Syst. IJPEDS*, vol. 2, n° 4, p. 424–433, 2012.
- [75] **A. Safa**, Y. Messlem, E.-M. Berkouk, et B. Belkacem, « A modified STF based control algorithm to control an active power filter with reactive compensation and active power injection », in *The Second International Conference on Electrical Engineering and Control Applications, Constantine, Algeria, 2014*.
- [76] **A. Safa**, E. L. Madjid Berkouk, Y. Messlem, et A. Gouichiche, « A robust control algorithm for a multifunctional grid tied inverter to enhance the power quality of a microgrid under unbalanced conditions », *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 100, p. 253-264, sept. 2018.
- [77] B. N. Singh, « Sliding mode control technique for indirect current controlled active filter », p. 51-58.
- [78] B. Singh, K. Al-Haddad, et A. Chandra, « A new control approach to three-phase active filter for harmonics and reactive power compensation », *Power Syst. IEEE Trans. On*, vol. 13, n° 1, p. 133–138, 1998.
- [79] **A. Safa**, A. Gouichiche, Y. Messlem, et E.-M. Berkouk, « Sliding mode control applied to a power active filter for harmonic mitigation and reactive power compensation », in *INTERNATIONAL CONFERENCE on ELECTRICAL ENGINEERING and AUTOMATIC CONTROL (ICEEAC'2013)*, 2013.
- [80] **S. Ahmed**, Abdelmadjid Gouichiche, Youcef Messlem, et El-Madjid Berkouk, « Sliding mode control applied to a grid connected photovoltaic inverter for active and reactive power injection and harmonic mitigation », **présenté à the 3rd international conference on information processing and electrical engineering, university of Tebessa, Tebessa, Algeria, 2014**.
- [81] « An improved sliding mode control for an active power filter to interface a microgrid to the power grid », 2015.
- [82] J. P. Ram, H. Manghani, D. S. Pillai, T. S. Babu, M. Miyatake, et N. Rajasekar, « Analysis on solar PV emulators: A review », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 81, p. 149-160, janv. 2018.
- [83] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, et E. Ruppert, « Modelling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays », *Braz. J. Power Electron.*, vol. 14, n° 1, p. 35–45, 2009.
- [84] J. P. Ram, T. S. Babu, et N. Rajasekar, « A comprehensive review on solar PV maximum power point tracking techniques », *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 67, p. 826-847, janv. 2017.

- [85] H. Akagi, Y. Kanazawa, et A. Nabae, « Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, n° 3, p. 625-630, 1984.
- [86] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, et S. Hansen, « Detection is key - Harmonic detection methods for active power filter applications », *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 13, n° 4, p. 22-33, 2007.
- [87] T. C. Green et J. H. Marks, « Control techniques for active power filters », *Electr. Power Appl. IEE Proc.* -, vol. 152, n° 2, p. 369-381, 2005.
- [88] E. H. Watanabe, M. Aredes, J. L. Afonso, J. G. Pinto, L. F. C. Monteiro, et H. Akagi, « Instantaneous p-q power theory for control of compensators in micro-grids », in *Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC), 2010 International School on*, 2010, p. 17-26.
- [89] N. D. Tuyen et G. Fujita, « PV-Active Power Filter Combination Supplies Power to Nonlinear Load and Compensates Utility Current », *IEEE Power Energy Technol. Syst. J.*, vol. 2, n° 1, p. 32-42, mars 2015.
- [90] M. Abdusalam, P. Poure, S. Karimi, et S. Saadate, « New digital reference current generation for shunt active power filter under distorted voltage conditions », *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 79, n° 5, p. 759-765, 2009.
- [91] S. Yang, Q. Lei, F. Z. Peng, et Z. Qian, « A Robust Control Scheme for Grid-Connected Voltage-Source Inverters », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 1, p. 202-212, 2011.
- [92] J. M. Espi, J. Castello, R. García-Gil, G. Garcera, et E. Figueres, « An Adaptive Robust Predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, n° 8, p. 3537-3546, 2011.
- [93] G. Abdelmajid, B. Mohamed Seghir, S. Ahmed, et M. Youcef, « Sensorless Sliding Mode Vector Control of Induction Motor Drives », *Int. J. Power Electron. Drive Syst. IJPEDS*, vol. 2, n° 3, 2012.
- [94] U. Itkis, *Control systems of variable structure*. 1976.
- [95] S. Saetieo, R. Devaraj, et D. A. Torrey, « The design and implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control », in *Conference Record of the 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1994*, 1994, p. 1135-1142 vol.2.
- [96] J. Y. Hung, W. Gao, et J. C. Hung, « Variable structure control: a survey », *Ind. Electron. IEEE Trans. On*, vol. 40, n° 1, p. 2-22, 1993.
- [97] « Parameter selection in the sliding mode control design using genetic algorithms », *淡江理工學刊*, vol. 1, n° 2, p. 115-122, 1998.
- [98] « IEC Glossary ».
- [99] B. N. Singh, A. Chandra, et K. Al-Haddad, « Performance comparison of two current control techniques applied to an active filter », in *8th International Conference on Harmonics And Quality of Power, 1998. Proceedings*, 1998, vol. 1, p. 133-138 vol.1.
- [100] W. Bartels *et al.*, « Generating plants connected to the medium-voltage network », *Tech. Guidel. BDEW*, 2008.
- [101] « <http://www.chauvin-arnoux.com/en/produit/CA8332B> », *Chauvin Arnoux Metrix*. [En ligne]. Disponible sur: <http://www.chauvin-arnoux.com/en/produit/CA8332B>.
- [102] X. Pei, W. Zhou, et Y. Kang, « Analysis and Calculation of DC-Link Current and Voltage Ripples for Three-Phase Inverter With Unbalanced Load », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n° 10, p. 5401-5412, oct. 2015.
- [103] « IEC 60050 - International Electrotechnical Vocabulary - Details for IEV number 614-01-33: “unbalance factor” ».

Annexe A : Les Composantes

Symétriques

A.1 Composantes symétriques

Soient deux vecteurs \vec{V}_1 et \vec{V}_2 . $\vec{V}_1 \xrightarrow{R_\theta} \vec{V}_2$

R_θ est la rotation vectorielle d'angle θ (Figure A-1)

\vec{V}_2 est l'image \vec{V}_1 par R_θ $\vec{V}_2 = R_\theta \cdot \vec{V}_1$

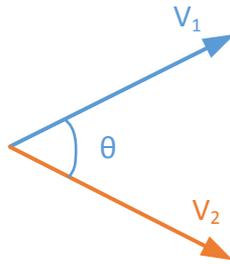


Figure. A-1. Représentation vectorielle de V_1 et V_2

A.2 Représentation complexe

Soient V_1 et V_2 est la représentation complexe de \vec{V}_1 et \vec{V}_2 .

La Rotation de R_θ dans le plan complexe est effectuée en utilisant l'opérateur $e^{j\theta}$

Ainsi, on écrit $V_2 = e^{j\theta} \cdot V_1$.

Le nombre imaginaire j est une rotation d'angle 90° : $j = e^{j90^\circ}$

Pour une application dans le système triphasé nous allons utiliser l'opérateur a défini

comme étant une rotation à 120° . $a = e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ (on note que $a^2 = (e^{j120^\circ})^2 = e^{j240^\circ}$)

Théorème

Tout système triphasé déséquilibré peut être décomposé en une somme d'un système direct, d'un système inverse et d'un système homopolaire.

A.3 Système direct

Le système direct est un système triphasé équilibré de séquence directe (*abc*), comme à la figure

$$\begin{bmatrix} V_{da} \\ V_{db} \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d \\ a^2 \cdot V_d \\ a \cdot V_d \end{bmatrix} \quad (1)$$

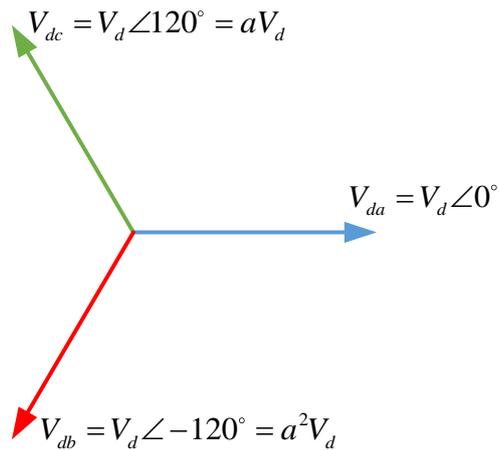


Figure. A-2. Représentation vectorielle des trois tensions du système direct

A.4 Système inverse

Le système inverse est un système triphasé équilibré de séquence inverse (*acb*), comme à la.

$$\begin{bmatrix} V_{ia} \\ V_{ib} \\ V_{ic} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_i \\ a \cdot V_i \\ a^2 \cdot V_i \end{bmatrix} \quad (2)$$

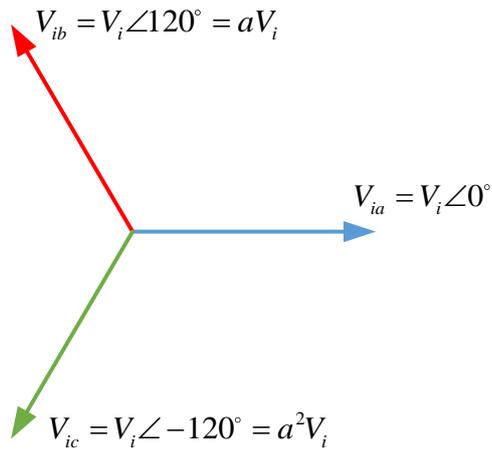


Figure. A-3. Représentation vectorielle des trois tensions du système inverse

A.5 Système homopolaire

Le système homopolaire est un système triphasé où les tensions sont égales, comme à la



Figure. A-4. Représentation vectorielle des trois tensions du système homopolaire

$$\begin{bmatrix} V_{oa} \\ V_{ob} \\ V_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_o \\ V_o \\ V_o \end{bmatrix} \quad (3)$$

A.6 Représentation matricielle

Les trois systèmes illustrés ci-dessus peuvent être obtenus à partir d'un calcul matriciel.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_i \\ V_o \end{bmatrix} \quad (4)$$

Le calcul des tensions des trois systèmes se fait à partir de l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_i \\ V_o \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

A.7 Calcul du taux de déséquilibre

Deux méthodes principales pour le calcul du taux de déséquilibre la méthode américaine NEMA (National Electrical Manufacturers Association) et la méthode de IEC (International Electrotechnical Commission)

Selon la norme NEMA, le taux de déséquilibre (Unbalance Factor UF) se calcule à partir de divergence maximum d'une phase sur la moyenne de la valeur efficace de la tension entre phases [67]

$$UF = \frac{\text{Ecart Maximum de la Moyenne}}{\text{Moyenne de trois tensions entre phases}} \times 100 \quad (6)$$

Le IEC utilise le rapport entre la composante inverse et directe [103]

$$UF = \frac{\text{Composante inverse}}{\text{Composante directe}} \times 100 \quad (7)$$

Annexe B : L'application de la méthode SMC sur les systèmes à structures variables

La commande SMC « *Sliding mode control* » développée fait partie de contrôle de système à structures variable. Considérant le système linéaire invariant dans le temps :

$$y^{(n)}(t) + a_1 y^{(n-1)}(t) + \dots + a_{n-1} y^{(1)}(t) + a_n y(t) = u(t) \quad (1)$$

où $y^{(n)}$ est la n^{ième} dérivée de y

Ou $u(t)$ est l'entrée et $y(t)$ est la sortie. Supposant que les variables d'états suivantes sont sélectionnées

$$\begin{aligned} x_1(t) &= y(t) \\ x_2(t) &= \dot{x}_1(t) \\ &\cdot \\ &\cdot \\ x_n(t) &= \dot{x}_{n-1}(t) \end{aligned} \quad (2)$$

La forme matricielle du système peut être décrite comme:

$$\dot{x}(t) = A \cdot x(t) + b \cdot u(t) \quad (3)$$

$$\text{avec } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ & & & \vdots & & \vdots \\ & & & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \vdots & 0 & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & -a_2 & -a_1 & \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Où $x = [x_1 \quad \dots \quad x_n]^T$ est un vecteur à n dimension, A est une matrice $n \times n$, b est un vecteur d'entrée de dimension n .

Dans le design de SMC, la première étape est la détermination de fonction de commutation. La surface de glissement est donnée par :

$$z = c_1 x_1(t) + c_2 x_2(t) + \dots + c_n x_n(t) = c^T x(t) = 0 \quad (4)$$

Où $c = [c_1 \quad \dots \quad c_n]^T$ est le vecteur de coefficient de surface de glissement.

$$c_1 y(t) + c_2 y^{(1)}(t) + \dots + c_{n-1} y^{(n-2)}(t) + y^{(n-1)}(t) = 0 \quad (5)$$

Si on suppose que $D = \left(\frac{d}{dt}\right)$

$$(D^{(n-1)} + c_{n-1} D^{(n-2)} + \dots + c_1) y(t) = 0 \quad (6)$$

Soient $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{n-1}$ les valeurs propres de (6). Donc, la fonction hyperplan de commutation peut être représentée par

$$z = (D - \lambda_1)(D - \lambda_2) \dots (D - \lambda_{n-1}) y(t) = 0 \quad (7)$$

Comparant (6) et (7) nous aurons

$$\begin{aligned} c_1 &= (-1)^{n-1} \lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_{n-1} \\ c_2 &= (-1)^{n-2} (\lambda_2 \lambda_3 \dots \lambda_{n-1} + \lambda_1 \lambda_3 \dots \lambda_{n-1} + \lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_{n-2}) \\ &\cdot \\ &\cdot \\ c_{n-1} &= -(\lambda_1 + \lambda_2 + \dots + \lambda_{n-1}) \end{aligned} \quad (8)$$

Ainsi, le vecteur de coefficients c peut être choisi de manière appropriée en affectant les valeurs propres désirées de sorte que le système commandé soit stable et que le comportement dynamique de la commande de mode glissant puisse être dominé par la surface de glissement spécifique.

La deuxième étape de la conception de contrôle de mode glissant est le choix de la loi de contrôle. En général, la loi de contrôle peut être considérée séparément par les deux termes de contrôle (u_h et u_{eq}) et est représentée par

$$u(t) = u_h(t) + u_{eq}(t) = -k^T x(t) \quad (9)$$

Où le vecteur de gain de rétroaction discontinue $k_h = [k_h^1, k_h^2, \dots, k_h^n]^T$ de la partie de commande de convergence u_h est de transférer l'état n'importe où pour converger à l'hyperplan de commutation, et le vecteur de gain de retour équivalent k_{eq} de la partie de commande équivalente u_{eq} est de garder l'état du système restant sur la surface de glissement $s = 0$. Lorsque le gain de rétroaction $k_h = [k_h^1, k_h^2, \dots, k_h^n]^T$ est approprié choisi comme

$$k_h^i = \begin{cases} \alpha_i & \text{for } s \cdot x_i > 0 \\ 0 & \text{for } s \cdot x_i = 0 \\ \beta_i & \text{for } s \cdot x_i < 0 \end{cases} \quad i=1,2,\dots,n \quad (10)$$

On montre que si les paramètres de gain α_i et β_i , $i = 1, 2, \dots, n$ sont choisis pour que la condition

$$s \cdot \dot{s} < 0 \quad (11)$$

est satisfaite, alors la convergence se produira, c'est-à-dire que la trajectoire d'état du système sera attirée vers la surface de glissement $s = 0$. Lorsque l'état est sur la surface de glissement, le but de la commande équivalente est de garder l'état restant sur la surface de glissement de sorte qu'il peut être dérivé de la définition de la dérivée temporelle de s , \dot{s} , égale à zéro, c'est-à-dire

$$u_{eq} = u \Big|_{\dot{s}=0} \quad (12)$$

De (3) et (4) nous avons

$$\dot{s}(t) = c^T \dot{x}(t) = c^T (Ax(t) + bu_{eq}(t)) = 0 \quad (13)$$

$$k_{eq}^T = (c^T b)^{-1} c^T A \quad (14)$$

Par conséquent, sous le mode de glissement ($s = 0$), le système en boucle fermée équivalent peut-être obtenu, en substituant (14) dans (3), comme suit:

$$\dot{x} = [A - b(c^T b)^{-1} c^T A] x \quad (15)$$

Nous voyons que le vecteur de coefficient, c , régira le comportement dynamique du système dans le mode glissant. Dans le contrôle de mode glissant du système à structure variable, les gains de commutation vont changer la structure du système contrôlé et affecter le comportement transitoire dans la structure de commutation et les caractéristiques dynamiques du système.