



**HAL**  
open science

# Commande avancée des systèmes de conversion d'énergie utilisés dans les microgrids

Leila Ammeh

► **To cite this version:**

Leila Ammeh. Commande avancée des systèmes de conversion d'énergie utilisés dans les microgrids. Automatique / Robotique. Normandie Université; Université Ibn Tofail. Faculté des sciences de Kénitra, 2020. Français. NNT: 2020NORMC234 . tel-03501933

**HAL Id: tel-03501933**

**<https://theses.hal.science/tel-03501933>**

Submitted on 24 Dec 2021

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



Normandie Université

## THÈSE

**Pour obtenir le diplôme de doctorat**

**Spécialité AUTOMATIQUE, SIGNAL, PRODUCTIQUE, ROBOTIQUE**

**Préparée au sein de l'Université de Caen Normandie**

**En cotutelle internationale avec Université IBN TOFAIL de KENITRA , MAROC**

### **Commande avancée des systèmes de conversion d'énergie utilisés dans les microgrids**

**Présentée et soutenue par  
Leila AMMEH**

**Thèse soutenue publiquement le 23/12/2020  
devant le jury composé de**

M. ABDELMAJID ABOULOIFA	Professeur des universités, Université Hassan II de Casablanca	Rapporteur du jury
Mme FRANCOISE LAMNABHI LAGARRIGUE	Directeur de recherche Emérite, Ecole Supérieure d'Electricité	Rapporteur du jury
M. RACHID EL BOUAYADI	Professeur des universités, Université IBN TOFAIL de KENITRA	Membre du jury
M. HASSAN EL FADIL	Professeur des universités, Université IBN TOFAIL de KENITRA	Membre du jury
M. FOUAD GIRI	Professeur des universités, Université Caen Normandie	Membre du jury
M. SAAD LISSANE ELHAQ	Professeur des universités, Université Hassan II de Casablanca	Membre du jury
M. TAREK AHMED-ALI	Professeur des universités, ENSICAEN	Directeur de thèse
M. MOHAMED HALOUA	Professeur des universités, Université Mohammed BV Rabat	Président du jury

**Thèse dirigée par TAREK AHMED-ALI, Groupe de recherche en informatique, image, automatique et instrumentation**







## Dédicace

J'ai l'honneur de dédier ce travail

*A la mémoire de ma chère grand-mère HASBI Jamaa*

*A mes chers parents BAGNINE Khadija et AMMEH Mahjoub*

*A ma sœur et amie CHOUKAI Oumaima*

*A ma tante Bagnine Nadia, mon frère AMMEH Ahmad et leurs  
familles*

*A mes deuxièmes parents Mme. REDA Soumia et M. CHOUKAI  
Youssef et leur famille*

## Remerciements

En tout premier lieu, je voudrais adresser toute ma gratitude à Monsieur EL FADIL Hassan, mon Directeur de thèse à l'université Ibn Tofail de Kenitra, pour la qualité de son encadrement tout au long de cette thèse, sa disponibilité permanente, sa patience, sa compréhension et surtout pour les outils méthodologiques qu'il m'a fournis.

Je souhaite, aussi, exprimer mes sincères remerciements à Monsieur TAREK AHMAD Ali, mon Directeur de thèse à l'université de Caen Normandie pour le temps qu'il m'a consacré, son aide précieuse et ses efforts inconditionnels afin d'assurer la réussite de cette thèse.

Je voudrais adresser, également, ma reconnaissance à Monsieur Fouad Giri Professeur des Universités à l'université de Caen Normandie pour son suivi, ses conseils judicieux, son soutien et son appui scientifique.

J'aimerais remercier énormément mes amis et collègues pour leurs échanges de connaissances, et leurs encouragements.

En fin, je présente mes remerciements à toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'accomplissement de ce travail.

## Liste des publications

### 1. Publications

- L. Ammeh, F. Giri, T. Ahmed-Ali, H. El Fadil. Sampled-Data Based Observer Design for Nonlinear Systems with Output Distributed Delay. *International Journal of Control*. 2019. 1-19. 10.1080/00207179.2019.1680871. (paru)
- L. Ammeh, H. El Fadil, A. Yahya, K. Ouhaddach, F. Giri, T. Ahmed- Ali. A Nonlinear Backstepping Controller for Inverters used in Microgrids. *IFAC-PapersOnLine*. 2017. 50 (1). doi.org/10.1016/j.ifacol.2017.08.1348. (paru)
- L. Ammeh, H. El Fadil. M. Oulcaid, F. Giri, T. Ahmed-Ali. New strategy control of voltage source inverters for flexible AC microgrids operation. *Electric Power Systems Research*. (en soumission)
- L. Ammeh, H. El Fadil. M. Oulcaid, F. Giri, T. Ahmed-Ali, H. El Hassnaoui. DC Bus Voltage Regulation and Current Control for Microgrids Connected Voltage Source Inverters. *International Review of Electrical Engineering*. (en soumission)
- M. Oulcaid, H. El Fadil, L. Ammeh, A. Yahya, F. Giri. Parameter extraction of photovoltaic cell and module: Analysis and discussion of various combinations and test cases. *Sustainable Energy Technologies and Assessments*. 2020. (paru)
- M. Oulcaid, H. El Fadil, L. Ammeh, A. Yahya, F. Giri. One shape parameter-based explicit model for photovoltaic cell and panel. *Sustainable Energy, Grids and Networks*. 2020. (paru)
- H. El Fadil, A. Yahya, M. Oulcaid, L. Ammeh, F. Giri. Output feedback nonlinear control of power system under large penetration of renewable energy sources. *International Journal of Modelling, Identification and Control*. 2019. 31 (4). 337-347. DOI: 10.1504/IJMIC.2019.099825. (paru)
- A. Yahya, H. El Fadil, M. Oulcaid, L. Ammeh, F. Giri, J. M. Guerrero. Control of Grid Connected Photovoltaic Systems with Microinverters: New Theoretical Design and Numerical Evaluation, *Asian Journal of Control*. 2017. DOI: 10.1002/asjc.1704. (paru)

### 2. Communications

- L. Ammeh, H. El Fadil, M. Oulcaid, F. Giri, T. Ahmed- Ali. Adaptive Output Feedback Controller of Voltage Source Inverters in Microgrid Connected Mode. *IFAC World Congress 2020, Germany, July 11-17, 2020*.

- L. Ammeh, F. Giri, T. Ahmed-Ali, E. Magarotto, H. El Fadil. Observer Design for Nonlinear Systems with Output Distributed Delay. 58<sup>th</sup> IEEE Conference on Decision and Control, Nice, France, December 11-13, 2019.
- L. Ammeh, H. El Fadil, M. Oulcaid, F. Giri, T. Ahmed- Ali. Microgrid Voltage Control with On-Line grid Parameters Estimation. 7<sup>th</sup> International Renewable and Sustainable Energy Conference. Agadir, Morocco, November 27-30, 2019.
- L. Ammeh, H. El Fadil, M. Oulcaid ,A. Yahya, F. Giri. Current Controller for Inverters used in Microgrids Connected Mode, International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT'2018) Rabat-Kenitra, Morocco, November 21-23, 2018
- L. Ammeh, H. El Fadil, M. Oulcaid ,A. Yahya, F. Giri, T. Ahmed- Ali. An Adaptive Nonlinear Controller for Microgrid Inverters. 3<sup>rd</sup> International Conference on Electrical and Information Technologies, Rabat, Morocco, 15-17 November, 2017.
- L. Ammeh, H. El Fadil, K. Ouhaddach. Nonlinear Control of Voltage Source Inverters in Microgrids. 4<sup>th</sup> International Conference on Automation, Control Engineering and Computer Science, Tangier, Morocco, March 28-30, 2017.
- H. El Fadil, M. Oulcaid, A. Yahya, L. Ammeh, Giri, F. Adaptive Sliding Mode Control of Power System with Photovoltaic Generator. 16<sup>th</sup> International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, March 21-24, 2019.
- M. Oulcaid, H. El Fadil, L. Ammeh, A. Yahya, F. Giri. Static Behavior and Global Maximum Power Point Characteristics of Photovoltaic Array under Partial Shading - 3rd International Conference on Electrical and Information Technologies, Rabat, Morocco, November 15-17, 2017.
- K. Ouhaddach, H. El Fadil, A. Senhaji Malih, L. Ammeh. New MPPT Optimizer for Wind Turbine Energy Sources. 4<sup>th</sup> International Conference on Automation, Control Engineering and Computer Science, Tangier, Morocco, March 28-30, 2017.

### 3. Brevets

- L. AMMEH, H. EL FADIL. Une méthode de contrôle des onduleurs de source de tension pour la flexibilité des microréseaux électriques à courant alternatif (date de dépôt 03/08/2020).



## ملخص

إن تغير المناخ، و تزايد الاحتياجات العالمية للطاقة الكهربائية ، ونضوب مصادر الطاقة الأحفورية، و كذا الرغبة في الاعتماد القوي على موارد الطاقة المتجددة، كلها عوامل أدت إلى ظهور شبكات كهربائية مصغرة.

هذه الشبكات الكهربائية المصغرة تتميز بتواجد مستقبليات كهربائية غير خطية وغير متوازنة، وعدم انتظام إنتاج موارد الطاقة المتجددة، والترابط بين عدة مكونات ذات طبيعة مختلفة، مما يشكل مجموعة من التحديات لها علاقة باستقرار الشبكة الكهربائية، وجودة الطاقة المنتجة و أيضا استمرار توفير الطاقة الكهربائية اللازمة. وفي هذا السياق تدرج هذه الأطروحة التي تهدف إلى تطوير استراتيجيات مراقبة وأدوات تحكم جديدة، صالحة للشبكات المصغرة المتصلة بالشبكة الكهربائية الرئيسية وكذلك الشبكات المصغرة المعزولة، و التي تمكن من تعديل التوتر الكهربائي والتردد، والتحكم في الطاقة النشطة و التفاعلية المتبادلة بين الشبكة الكهربائية المصغرة و الشبكة الكهربائية الرئيسية، تعويض الطاقة التفاعلية ، تعديل التوتر ضمان مرونة التشغيل، تقدير إنتاج الموارد الطاقية المتجددة و الحمولة الكهربائية للشبكة الكهربائية الكهربائي المستمر للشبكة المصغرة و كذا إعدادات الشبكة الكهربائية الرئيسية، ربط العديد من محولات الطاقة المتوازية، و تقاسم القوة النشطة و التفاعلية بين جميع مصادر الطاقة في الشبكة الكهربائية المصغرة، والأخذ بعين الاعتبار التأخر المتواجد على مستوى أنظمة التواصل في الشبكات الكهربائية المصغرة.

خلال إنجاز هذه الأطروحة تم استخدام تقنيات الباكستين و مراقب الكسب الكبير و أيضا أدوات تحليل مبنية على نظرية ليابونوف من أجل الوصول إلى النتائج المحققة و التي تم التأكد من فعاليتها بالاستناد إلى العديد من وضعيات المحاكاة الأخذ بعين الاعتبار تنوع ظروف عمل الشبكات الكهربائية المصغرة.

الكلمات المفتاحية : الشبكات الكهربائية المصغرة ، حمولة كهربائية غير خطية، تقاسم الطاقة الكهربائية النشطة و التفاعلية، محولات الطاقة الكهربائية المتوازية، أنظمة غير خطية مع مخرج متأخر.

## Résumé

Les changements climatiques, la croissance de la demande électrique mondiale, la déplétion des ressources fossiles et la volonté d'une forte intégration des ressources d'énergie renouvelables ont conduit à l'émergence des microréseaux électriques (les microgrids).

Dans un microgrid, la présence des charges non linéaires et déséquilibrées, l'intermittence des ressources d'énergie renouvelables et l'interconnexion de plusieurs composantes de natures différentes présentent des contraintes de stabilité, de qualité d'énergie et de fiabilité d'alimentation électrique. C'est dans ce contexte que s'inscrit ce travail de thèse qui aboutit à l'élaboration de nouvelles stratégies de contrôle et nouveaux outils de commande, valables pour les microgrids connectés au réseau aussi bien que les microgrids isolés, destinés à la régulation de la tension et de la fréquence, le contrôle des puissances active et réactive échangées entre le microgrid et le réseau électrique, la compensation de l'énergie réactive, la flexibilité du fonctionnement du microgrid, l'estimation des paramètres du réseau électrique, l'estimation de la charge du microgrid, la régulation de la tension du bus continu, l'estimation de la production des ressources d'énergie distribuées, la connexion en parallèle de plusieurs onduleurs de source de tension, le partage des puissances active et réactive et la prise en considération du retard présent dans les systèmes de communication dans les microgrids. La technique du Backstepping, l'observateur Grand Gain et les outils d'analyse de stabilité de Lyapunov ont été employés pour l'élaboration des contrôleurs établis dans les travaux de cette thèse.

Mots clés : microgrid, charge non linéaire, partage de puissance, onduleurs de source de tension parallèles, systèmes non linéaires à retard distribué.

## **Abstract**

Climate change, the increasing power demand, the depletion of fossil fuel reserves and the desire for a strong integration of renewable energy resources have led to the emergence of electric microgrids.

In a microgrid, the presence of nonlinear and unbalanced loads and the intermittency of renewable energy resources lead to many challenges of stability, power quality issues and power supply reliability. In this context, this thesis is carried out, leading to the development of new control strategies and tools, that can be used for grid connected microgrids as well as islanded microgrids, allowing voltage and frequency regulation, control of active and reactive power exchanged between the microgrid and the main grid, reactive power compensation, flexible microgrid operation, grid parameters and microgrid load estimation, DC bus voltage regulation, estimation of distributed energy resources production, parallel voltage source inverters, active and reactive power sharing and consideration of the delay present in microgrid communication systems. The Backstepping technique, the High Gain Observer and Lyapunov's stability analysis tools have been used for the elaboration of the controllers established in this thesis.

**Keywords:** microgrid, nonlinear load, power sharing, parallel voltage source inverters, nonlinear systems distributed delay.

# Table des matières

<b>Dédicace</b> .....	1
<b>Remerciements</b> .....	2
<b>Liste des publications</b> .....	3
<b>ملخص</b> .....	5
<b>Résumé</b> .....	6
<b>Abstract</b> .....	7
<b>Table des matières</b> .....	8
<b>Liste des figures</b> .....	12
<b>Abréviations</b> .....	17
<b>Chapitre 1 : Introduction générale</b> .....	18
1.1. Contexte général et motivations .....	19
1.2. Etat d’art sur la commande des onduleurs de source de tension dans les microgrids	20
1.3. Contributions de la thèse .....	23
1.4. Organisation de la thèse.....	26
<b>Chapitre 2 : Généralités sur les microgrids</b> .....	29
2.1. Introduction .....	30
2.2. Ressources d’énergie distribuées.....	30
2.3. Microgrids .....	33
2.3.1. Définition .....	33
2.3.2. Modes de fonctionnement .....	34
2.3.3. Avantages et motivations .....	35
2.3.4. Enjeux et contraintes .....	38
2.3.5. Microgrids AC et DC .....	39
2.4. Normes et standards.....	42
2.5. Contrôle hiérarchique dans un microgrid .....	44
2.6. Systèmes de communication dans un microgrid .....	46

2.7. Conclusion .....	48
<b>Chapitre 3 : Régulation de la tension et du courant des VSI utilisés dans les microgrids</b> .....	50
3.1. Introduction .....	51
3.2. Modélisation du système .....	52
3.3. Commande du courant en mode connecté.....	55
3.3.1. Objectif de la commande.....	55
3.3.2. Synthèse du régulateur .....	55
- Commande de $x_5$ .....	55
- Commande de $x_6$ .....	58
3.3.3. Etude de la stabilité du système .....	59
3.3.4. Simulations et discussions.....	60
3.4. Commande de la tension en modes connecté et isolé en présence d'une charge non linéaire avec courant harmonique .....	67
3.4.1. Objectif de la commande.....	67
3.4.2. Synthèse du régulateur de la tension .....	68
3.4.3. Etude de stabilité .....	70
3.4.4. Simulations et discussions.....	71
3.5. Commande de la tension en modes connecté et isolé avec estimation de la résistance de la charge.....	80
3.5.1. Objectif de la commande.....	80
3.5.2. Synthèse de la commande adaptative.....	80
3.5.3. Etude de stabilité .....	82
3.5.4. Simulations et discussions.....	84
3.6. Conclusion .....	91
<b>Chapitre 4 : Nouvelle stratégie de contrôle des microgrids à courant alternatif flexibles</b> .....	93
4.1. Introduction .....	94

4.2.	Présentation du système.....	95
4.2.1.	Stratégie de contrôle.....	95
4.2.2.	Modèle mathématique.....	97
4.3.	Synthèse du régulateur.....	98
4.3.1.	Commande du courant en mode connecté à un réseau électrique stable.....	98
4.3.2.	Commande de la tension en modes connecté à un réseau de distribution électrique faible	104
4.3.3.	Commande de la tension en modes isolé .....	106
4.4.	Observateur Grand Gain.....	107
4.4.1.	Mode connecté .....	107
4.4.2.	Mode isolé.....	109
4.5.	Etude de stabilité .....	110
4.6.	Simulations et discussions .....	113
4.6.1.	Protocole de simulation.....	113
4.6.2.	Performances du contrôleur en mode connecté à un réseau électrique stable..	115
-	Charge résistive.....	115
-	Charge non linéaire .....	117
4.6.3.	Performances du contrôleur en mode connecté à un réseau électrique faible..	118
-	Charge résistive.....	119
-	Charge non linéaire .....	120
4.6.4.	Performances du contrôleur en mode isolé .....	121
-	Charge résistive.....	122
-	Charge non linéaire .....	123
4.7.	Conclusion .....	123
<b>Chapitre 5 : Régulation de la tension du bus continu et du courant injecté dans le réseau électrique.....</b>		<b>125</b>
5.1.	Introduction .....	126
5.2.	Présentation du système.....	127

5.3.	Synthèse du régulateur.....	132
5.3.1.	Boucle interne .....	132
5.3.2.	Boucle externe.....	136
5.4.	Etude de stabilité .....	137
5.5.	Observateur Grand Gain.....	138
5.6.	Simulations et discussions .....	139
5.7.	Conclusion.....	144
<b>Chapitre 6 : Commande des VSI parallèles dans un microgrid en mode isolé avec le partage des puissances active et réactive.....</b>		<b>146</b>
6.1.	Introduction .....	147
6.2.	Modélisation du microgrid avec n VSI.....	149
6.3.	Stratégie de contrôle .....	153
6.3.1.	Commande du VSI maître.....	153
6.3.2.	Commande du VSI esclave .....	156
6.3.3.	Partage des puissances active et réactive .....	157
6.4.	Etude de stabilité .....	158
6.5.	Simulations et discussions .....	159
6.6.	Conclusion.....	165
<b>Chapitre 7 : Observateurs pour une classe des systèmes non linéaires avec une sortie échantillonnée à retard distribué.....</b>		<b>166</b>
7.1.	Introduction .....	167
7.2.	Formulation de la problématique.....	169
7.3.	Synthèse et analyse de l'observateur basé sur le prédicteur inter-échantillons.....	171
7.4.	Synthèse de l'observateur basé sur le prédicteur bloqueur d'ordre zéro (ZOH).....	178
7.5.	Simulations et discussions .....	183
7.6.	Conclusion et remarques .....	187
<b>Conclusion générale et perspectives de recherche .....</b>		<b>188</b>
Références bibliographiques .....		191

## Liste des figures

Figure 1. 1: Guide de lecture.....	28
Figure 2. 1: Emissions du CO2 mondiales [AIE].....	31
Figure 2. 2: Consommation électrique mondiale [AIE].....	31
Figure 2. 3: Architecture d'un microgrid.....	34
Figure 2. 4: Exemple d'un microgrid AC.....	40
Figure 2. 5: Exemple d'un microgrid DC.....	41
Figure 2. 6: Exemple d'un microgrid hybride.....	42
Figure 2. 7: Niveaux de commande hiérarchique dans un microgrid.....	46
Figure 2. 8: Système de communication centralisée.....	48
Figure 2. 9: Système de communication décentralisée.....	48
Figure 3.1: Modélisation du système de l'onduleur de source de tension, le filtre LC et l'inductance de couplage.....	52
Figure 3.2: Diagramme de simulation du contrôleur du courant en mode connecté.....	61
Figure 3.3: Tension du réseau de distribution.....	62
Figure 3.7: Courant de la charge résistive.....	64
Figure 3.8: Composante directe du courant injecté (en gras) et sa référence (en pointillé) avec charge non linéaire.....	65
Figure 3.9: : Composante quadrature du courant injecté (en gras) et sa référence (en pointillé) avec charge non linéaire.....	65
Figure 3.10: Courant injecté dans le réseau avec une charge non linéaire.....	66
Figure 3.11: Courant de charge non linéaire.....	66
Figure 3.12: Charge non linéaire avec un générateur du courant harmonique.....	67
Figure 3.13: Diagramme de simulation du contrôleur de tension en présence de courant harmonique.....	71
Figure 3.14: Résistance et courant de charge.....	72
Figure 3.15: Courant harmonique de charge.....	72



Figure 3.16: Composante directe de la tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) avec une charge résistive.....	73
Figure 3.17: Composante quadratique de la tension de sortie (en gras) et sa référence avec une charge résistive.....	73
Figure 3.18: Tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) avec charge résistive...	74
Figure 3.19: Fréquence de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) avec charge résistive	74
Figure 3.20: Composante directe de la tension de sortie avec un courant harmonique .....	75
Figure 3.21: Composante quadrature de la tension de sortie avec un courant harmonique .....	75
Figure 3.22: Fréquence de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) avec courant harmonique .....	76
Figure 3.25: Tension de sortie monophasé (en gras) et sa référence (en pointillé) avec charge résistive.....	77
Figure 3.26: Fréquence de sortie avec charge résistive.....	77
Figure 3.27: Composante directe de la tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) avec un courant harmonique .....	78
Figure 3.28: Composante quadratique de la tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) avec un courant harmonique.....	78
Figure 3.29: Tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) avec un courant harmonique.....	79
Figure 3.30: Fréquence de sortie avec un courant harmonique.....	79
Figure 3.32: Composante directe de la tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) .....	85
Figure 3.33: Composante quadratique de la tension de sortie (en gars) et sa référence (en pointillé) .....	85
Figure 3.36: Résistance de la charge (en pointillé) et son estimé (en pointillé) .....	86
Figure 3.37: Tension du réseau distordue .....	87
Figure 4. 1: Logigramme de la stratégie de contrôle.....	97
Figure 4. 2: charge triphasée (a) purement résistive, (b) non linéaire.....	115

Figure 4. 3: Courant de sortie monophasé avec sa composante quadratique en présence d'une charge résistive.....	116
Figure 4. 4: Estimation de l'inductance et de la résistance du réseau en présence d'une charge résistive.....	116
Figure 4. 5: Estimation de la tension du réseau et du courant de la charge en présence d'une charge résistive.....	117
Figure 4. 6: Courant de sortie monophasé avec sa composante quadratique en présence d'une charge non linéaire .....	117
Figure 4. 7: Estimation de l'inductance et de la résistance du réseau en présence d'une charge non linéaire .....	118
Figure 4. 8: Estimation de la tension du réseau et du courant de la charge en présence d'une charge non linéaire .....	118
Figure 4. 9: Tension de sortie monophasée et sa référence en présence d'une charge résistive .....	119
Figure 4. 10: Estimation de l'inductance et de la résistance du réseau en présence d'une charge résistive.....	119
Figure 4. 11: Estimation de la tension du réseau et du courant de la charge en présence d'une charge résistive.....	120
Figure 4. 12: Tension de sortie monophasée et sa référence en présence d'une charge non linéaire.....	120
Figure 4. 13: Estimation de l'inductance et de la résistance du réseau en présence d'une charge non linéaire.....	121
Figure 4. 14: Estimation de la tension du réseau et du courant de la charge en présence d'une charge non linéaire .....	121
Figure 4. 15 : Tension de sortie monophasée avec sa référence en présence d'une charge résistive.....	122
Figure 4. 16: Estimation du courant de charge en présence d'une charge résistive .....	122
Figure 4. 17: Tension de sortie monophasée avec sa référence en présence d'une charge non linéaire.....	123
Figure 4. 18: Estimation du courant de charge en présence d'une charge non linéaire.....	123

Figure 5. 1 : modèle triphasé d'un microgrid avec une seule RED .....	128
Figure 5. 2: Diagramme de simulation.....	140
Figure 5. 3: Courant de la charge .....	141
Figure 5. 4: Tension du réseau électrique .....	142
Figure 5. 5: Tension du bus continu (en gras) et sa référence (en pointillé).....	143
Figure 5. 6: Courant de sortie monophasé (en gras) et sa référence (en pointillé).....	143
Figure 5. 7: La composante quadratique du courant de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé).....	144
Figure 5. 8: Le courant généré par la RED (en pointillé) et son estimé en (gras).....	144
Figure 6. 1: Microgrid avec n VSI .....	150
Figure 6. 2: algorithme de partage des puissances active et réactive.....	160
Figure 6. 3: Tension du bus à courant alternatif du microgrid.....	162
Figure 6. 4: Courant de sortie du VSI 2 (VSI esclave 1) et sa référence .....	162
Figure 6. 5: Courant de sortie du VSI 3 (VSI esclave 2) et sa référence .....	163
Figure 6. 6: Puissances générées par les RED 1, 2 et 3.....	163
Figure 6. 7: Puissances actives aux sorties des trois VSI.....	164
Figure 6. 8: Puissances réactives aux sorties des trois VSI.....	164
Figure 6. 9: Courant de charge .....	165
Figure 7. 1: Système avec un retard distribué et échantillonnage.....	169
Figure 7. 2: tracé de $D(\alpha) = \delta(\theta) - \alpha$ and $g(\alpha) = \frac{\gamma(d, h, \theta)e^{2\alpha d}}{2}$ .....	178
Figure 7. 3: Les performances de l'observateur ZOH dans le cas où $K=30$ , $d=9$ et l'intervalle d'échantillonnage 0.7s .....	185
Figure 7. 4: Les performances de l'observateur ZOH dans le cas où $K=30$ , $d=9$ et l'intervalle d'échantillonnage 0.8s .....	186
Figure 7. 5: Les performances de l'observateur ZOH dans le cas où $K=40$ , $d=1.7$ et l'intervalle d'échantillonnage 0.6s .....	186
Figure 7. 6: Les performances de l'observateur inter-échantillons dans le cas où $K=30$ , $d=14.8$ et l'intervalle d'échantillonnage 30s .....	187

## Liste des tableaux

Tableau 3.1: Paramètres du système .....	61
Tableau 3.2: Paramètres de simulation pour la commande de courant en mode connecté .....	61
Tableau 3.3: Paramètres du contrôleur de tension en présence du courant harmonique.....	71
Tableau 4. 1 : Paramètre du système.....	113
Tableau 4. 2 : Paramètres du contrôleur en mode connecté à un réseau électrique stable.....	114
Tableau 4. 3: Paramètres du contrôleur en mode connecté à un réseau électrique faible .....	114
Tableau 4. 4: Paramètres du contrôleur en mode isolé .....	115
Tableau 5. 1: Paramètres du système .....	140
Tableau 5. 2: Paramètres du contrôleur.....	141
Tableau 6. 1 : Paramètres du système .....	159
Tableau 6. 2: paramètres des contrôleurs des VSI maître et esclaves.....	161
Tableau 7. 1 : Le retard maximal admissible et l'intervalle d'échantillonnage pour des valeurs différentes de K, pour les deux observateurs inter-échantillons et ZOH .....	184

## **Abréviations**

AIE : Agence Internationale de l'Energie

CCHT : Courant Continu Haute Tension

GD : générateur électrique distribué

PCC : Point de Couplage Commun

RCC: Rapport de Court-Circuit

RED: Ressources d'Energie Distribuées

SGE : Système de Gestion d'Energie

SL EE : Système Local d'Energie Electrique

SPOF : Single point of failure

SSE: Système de Stockage d'Energie

VSI : Voltage Source Inverter (Onduleur de Source de Tension)

ZOH: Zero Order Holder (Bloqueur d'Ordre Zéro)

# **Chapitre 1 : Introduction générale**

### 1.1. Contexte général et motivations

Depuis des années, l'énergie électrique est produite dans des centrales très puissantes thermiques, nucléaires ou hydrauliques générant de l'électricité à grande échelle. Ces centrales sont souvent situées dans des zones géographiques éloignées des utilisateurs finaux, pour cette raison, elles sont connectées aux réseaux de transport et de distribution électriques avec un flux de puissances active et réactive unidirectionnel des hautes vers les basses tensions. Toutefois, ce mode de production électrique centralisée est confronté à des défis majeurs tant économiques qu'environnementaux dont la consommation électrique mondiale qui ne cesse d'augmenter, les émissions des gaz ayant un effet néfaste sur la nature, les ressources énergétiques fossiles et fissiles épuisables ainsi que les pertes de puissance dues aux lignes de transmission et de distribution. Afin de faire face à ces défis, les énergéticiens ont introduit le mode de production décentralisée ou distribuée.

La production décentralisée génère de l'énergie électrique au niveau local à proximité des consommateurs finaux à partir des RED telles que les panneaux photovoltaïques, les éoliennes, les microturbines et les piles à combustibles. Certaines de ces ressources combinent entre la production de chaleur et de l'électricité. Ce sont les systèmes de cogénération. Les RED réduisent les émissions des gaz à effet de serre, diminuent les pertes de puissance en ligne de transmission ainsi que les coûts de construction et de maintenance. Néanmoins, vu l'aspect intermittent des ressources renouvelables et l'apparition de nouveaux types de charges électriques, l'intégration d'une seule unité de RED dans un réseau électrique peut causer des fluctuations de tension et de fréquence ainsi que la surchauffe des lignes électriques qui peut dépasser les limites exigées par les standards internationaux conduisant à des problèmes de qualité de puissance dans le réseau électrique. La solution adoptée afin de résoudre ces problèmes est le concept des microgrids.

Les microgrids ont connu un grand intérêt ces dernières années. Cet intérêt s'explique par les raisons suivantes :

- La volonté de plusieurs pays à intégrer les énergies renouvelables dans leurs ressources énergétiques nationales pour des causes environnementales et économiques.
- Le développement technologique intéressant pour faire face aux défis liés à l'intégration, le contrôle et le fonctionnement des RED.
- La diminution continue du coût des installations des RED.

L'objectif principal des microgrids, qui peuvent être connectés au réseau électrique ou isolés, est d'offrir, d'une manière économique, l'énergie électrique nécessaire au fonctionnement des charges critiques, augmenter la fiabilité, la flexibilité et la stabilité du système électrique ainsi que d'améliorer la qualité de puissance en intégrant plusieurs RED.

Un microgrid possède une architecture et un fonctionnement différents d'un réseau électrique classique, ce qu'il lui offre à la fois des avantages et des défis supplémentaires. En effet, le fonctionnement des microgrids est soumis à plusieurs perturbations liées aux conditions météorologiques, à la nature des charges électriques et à la transition entre les différents modes opératoires, engendrant des instabilités, des variations de fréquence et de tension, présence des courants harmoniques, nécessité des équipements de protection spéciaux tenant compte du flux énergétique bidirectionnel ainsi que le partage des puissances active et réactive entre l'ensemble des RED qui doit être garanti. Pour faire face à tous ces défis et assurer une alimentation électrique fiable, durable et sans interruptions grâce aux RED, les microgrids nécessitent des exigences de contrôle et des stratégies de commande particulières afin d'assurer un équilibre local et maximiser leurs bénéfices économiques. Le contrôle des microgrids doit permettre les fonctions suivantes :

- Présenter le microgrid au réseau principal comme étant une seule entité contrôlable.
- Interdire l'échange de puissance qui dépasse les limites imposées.
- Réguler la fréquence et la tension pour qu'elles soient égales aux valeurs admissibles par les standards internationaux.
- Répartir les ressources pour maintenir un équilibre énergétique.
- Reconnecter et resynchroniser le microgrid avec le réseau en toute sécurité.

### 1.2. Etat d'art sur la commande des onduleurs de source de tension dans les microgrids

La majorité des RED ne sont pas compatibles pour qu'elles soient directement connectées au microgrid. Donc, les convertisseurs de puissance sont nécessaires comme étant une interface entre le microgrid et les RED. Nous pouvons citer à titre d'exemple les panneaux photovoltaïques et les batteries qui génèrent un courant continu ou bien les éoliennes qui produisent un courant alternatif ayant besoin d'une amélioration de sa qualité en termes de tension et de fréquence. Ainsi, les convertisseurs de puissance permettent et améliorent



l'intégration et le contrôle des RED. Dans les microgrids, on utilise des onduleurs de source de tension, en anglais Voltage Source Inverter (VSI).

Dans la littérature, une diversité de techniques et méthodes de contrôle ont été employées pour commander les VSI.

Les régulateurs Proportionnel Intégral PI et Proportionnel Intégral Dérivé PID ont été utilisés pour réguler la tension et le courant injecté au réseau dans les deux modes de fonctionnement des microréseaux ; connecté et isolé, ils peuvent être mis en œuvre dans le repère naturel abc ou dans le repère synchrone dq [1]–[3]. Ces contrôleurs sont faciles à mettre en œuvre. Ils ont des structures simples et une bonne réponse transitoire. Ils garantissent une erreur nulle en régime permanent dans la référence dq. Mais les performances précitées ne sont pas atteintes en présence de des grandeurs perturbatrices déséquilibrées [4], [2].

Dans [5]–[7], un contrôleur proportionnel résonnant PR a été employé pour réguler le courant d'un VSI connecté au réseau. Ce contrôleur est souvent implémenté dans le repère  $\alpha\beta$  mais il peut également être implémenté dans le repère abc. Lorsqu'il est utilisé pour réguler un signal sinusoïdal, il permet d'obtenir une erreur nulle en régime permanent. Cette capacité peut être explorée pour la compensation des harmoniques dans les microréseaux [6], [8]. Cependant, le contrôleur PR est sensible aux variations de fréquence du réseau et ses paramètres doivent être réglés avec précision [8], [9].

Un contrôleur deadbeat a été proposé en [10], pour contrôler les puissances active et réactive dans un microréseau connecté au réseau dans le repère  $\alpha\beta$ . Dans [11], un contrôleur de tension deadbeat direct pour des applications de microréseaux isolés a été étudié en utilisant un modèle du système activement amorti. Le contrôleur deadbeat offre de bonnes performances pour que le courant de sortie suive la référence désirée. Il a une réponse transitoire rapide et une large bande passante. Cependant, il est sensible aux paramètres du réseau et au retard causé par les calculs. Il nécessite une conception précise du filtre [8], [9], [11], [12].

La commande prédictive a été déployée pour contrôler la tension et le courant dans les microréseaux [13]–[16]. Ce contrôleur prévoit le comportement futur du système sur la base son état actuel. Il présente l'avantage de prendre en compte les non linéarités et les contraintes du système, en réduisant la fréquence de commutation et en réalisant un contrôle précis du courant. Cependant, la commande prédictive est très sensible aux changements de paramètres. Cela nécessite beaucoup de calculs et un modèle exact du filtre [9], [12], [13].

Réduire le taux de distorsion d'harmoniques THD ainsi que le contrôle des puissances active et réactive afin d'améliorer la qualité d'énergie [17] étaient les principales préoccupations de [18], où un contrôleur répétitif a été proposé pour réguler le courant de sortie du VSI connecté au réseau. Dans [19], [20], une technique répétitive a également été envisagée pour contrôler le courant de sortie des ressources d'énergie renouvelable distribuées basées sur un onduleur. Avec cette technique, l'erreur en régime permanent est nulle à toutes les fréquences d'harmoniques. Elle assure une compensation du THD et un contrôle du courant en présence de charges non linéaires et de perturbations périodiques. Son principal inconvénient est son temps de réponse qui est lent lors des fluctuations des charges [9], [12].

Un contrôleur d'hystérésis a été proposé dans [21] pour le contrôle des onduleurs de source de tension ayant la topologie quatre bras dans le but de réduire sa fréquence de commutation afin de compenser les non-linéarités des charges. Cette méthode de contrôle est simple, facile à mettre en œuvre et a une réponse transitoire rapide. Son principal défaut est que la fréquence de commutation dépend de la variation des charges et des conditions de fonctionnement du système, ce qui entraîne des problèmes de résonance, des ondulations de courant élevées, une application limitée à des faibles puissances, une conception de filtre difficile et des problèmes d'harmoniques [8], [9].

Dans [22], [23], [24], le contrôleur H infini était utilisé comme régulateur de tension et de courant dans les microgrids. Ce contrôleur assure une faible distorsion harmonique totale et une performance robuste en présence des charges non linéaires et non équilibrées. Mais, cela nécessite une compréhension mathématique élevée et un système avancé de traitement du signal numérique [2], [9], [12], [13].

Les auteurs de [25] ont proposé un régulateur quadratique linéaire pour contrôler la tension du réseau. Dans [26], cette méthode a été appliquée pour réguler le courant en mode connecté au réseau et la tension en mode îloté. Le régulateur quadratique linéaire présente l'avantage d'une réponse transitoire rapide et d'une structure simple mais il se caractérise par un manque de robustesse en présence des perturbations [2], [9].

La commande du mode de glissement a été utilisé pour contrôler les VSI des microgrids en mode connecté [27], [28] ainsi qu'en mode îloté [29]. Cette approche montre des performances de contrôle robustes malgré la variation des paramètres et fournit une forte action de contrôle lorsque le système s'écarte de ses points de fonctionnement nominaux. Elle a un bon rejet des

perturbations, une mise en œuvre facile et une distorsion d'harmoniques totale acceptable. Cependant, elle souffre du problème des oscillation « chattering » et devrait être associée à une action intégrale supplémentaire pour éliminer les erreurs de suivi [9], [12].

### 1.3. Contributions de la thèse

Cette thèse porte sur la commande des onduleurs de source de tension et le contrôle des microgrids. Au cours de ce travail de recherche, nous avons proposé des nouvelles commandes des onduleurs de source de tension et nouvelles stratégies de contrôle des microgrids par la technique du Backstepping et l'observateur Grand Gain. Les contributions ont inclus la modélisation mathématique des onduleurs de source de tension utilisés dans les microgrids, la régulation des grandeurs caractéristiques à savoir le courant injecté dans le réseau électrique de distribution ainsi que la tension et la fréquence au PCC, l'estimation des charges locales des microgrids et des paramètres du réseau électrique en mode connecté, la commande des onduleurs de source de tension parallèles et le partage de la charge entre les différentes RED. Nous nous sommes penchés sur les aspects ignorés et peu traités dans la littérature par exemple l'élaboration d'un régulateur valable dans les deux modes de fonctionnement des microgrids : le mode connecté et le mode isolé ainsi que la proposition d'une commande en mode connecté lorsque le réseau électrique est faible caractérisé par un rapport de court-circuit inférieur à 10. Ce dernier travail a fait l'objet d'un brevet. L'ensemble des contributions aux quelles cette thèse a donné lieu sont décrites comme suit :

- La première contribution a porté sur la modélisation d'un VSI, un filtre LC et une inductance de couplage avec le réseau. Nous avons proposé une commande par Backstepping afin de réguler la tension et la fréquence au PCC en mode connecté et en mode isolé. Cette contribution a donné lieu aux publications suivantes :
  - a. Commande des VSI utilisés dans les microgrids sans tenir compte de la charge. Les résultats de ce travail ont été publiés dans [30].
  - b. Commande des VSI utilisés dans les microgrid en présence des charges non linéaires avec courant harmonique. Ce travail a été présenté dans [31].
  - c. Commande adaptative des VSI utilisés dans les microgrid avec estimation de la résistance de la charge. Ce travail a été publié dans [32].
  - d. Régulation de la tension du microgrid avec une estimation en ligne des paramètres du réseau. Les résultats de ce travail sont apparus dans [33].

- Nous avons proposé une commande qui permet de réguler le courant injecté dans le réseau électrique afin de contrôler l'échange de puissance active entre le microgrid et le réseau principal et de compenser l'énergie réactive consommées par la charge locale du microgrid. Les résultats de ce travail ont fait l'objet de [34].
- Nous avons proposé une nouvelle méthode de contrôle des onduleurs de source de tension, utilisés dans les microgrids à courant alternatif assurant un fonctionnement flexible. Le système contrôle trois modes du fonctionnement du microgrid. Le mode connecté à un réseau électrique stable, où le système régule le courant alternatif injecté par le microgrid dans le réseau électrique, le mode connecté à un réseau électrique faible, caractérisé par un rapport de court-circuit inférieur à 10, où le système régule la tension alternative au point de connexion entre le microgrid et le réseau électrique, le mode isolé, lorsque le microgrid est déconnecté du réseau électrique, dans ce cas le système de contrôle régule la tension alternative du microréseau électrique. La transition entre les trois modes se fait selon la valeur du rapport de court-circuit et l'état du commutateur entre le microgrid et le réseau électrique. Le système de contrôle estime en temps réel les paramètres du réseau électrique : la résistance, l'inductance et la tension ainsi que le courant demandé par la charge locale du microgrid. Cette contribution a fait l'objet d'une demande de brevet. Les résultats de ce travail sont présentés dans [35].
- L'intermittence des RED et l'intégration accrue des charges non linéaires dans les microgrid entraînent des problèmes de qualité de puissance. Nous avons proposé un régulateur pour les VSI utilisés dans les microgrids connectés au réseau électrique. Le régulateur élimine le courant harmonique produit par la charge non linéaire, compense la puissance réactive locale, régule la tension du bus DC à l'entrée du VSI et estime le courant généré par la RED. Le régulateur a été conçu par la technique du Backstepping et l'observateur Grand Gain. La stabilité globale du système est analysée au moyen de la théorie de Lyapunov. Les performances du régulateur proposé sont examinées par des simulations prenant en compte les fluctuations de la charge non linéaire et de la production de la RED ; les résultats montrent les performances du régulateur en termes de régulation du courant et de la tension, de compensation de la puissance réactive et d'estimation du courant généré par la RED. Les résultats de ce travail sont donnés dans [36].

Dans un microgrid, différentes RED sont connectées via des convertisseurs de puissance de type DC/AC qui fonctionnent en parallèle. En mode connecté, dans la plupart des cas, la tension et la fréquence sont imposées par le réseau électrique. Par contre, en mode isolé c'est au microgrid de stabiliser la tension et la fréquence au PCC où les charges sont connectées. Le système de contrôle en mode isolé doit assurer une alimentation électrique de toutes les charges en maintenant la tension et la fréquence à leurs valeurs nominales et en partageant la charge entre les différentes RED afin d'éviter la surcharge des générateurs distribués. Nous avons proposé une commande des onduleurs de source de tension parallèles en mode isolé en adoptant la technique maître-esclave afin d'assurer la stabilité de la tension et de la fréquence au PCC en partageant les puissances active et réactive entre l'ensemble des ressources du microgrid selon leurs puissances nominales.

- Les stratégies de contrôle des microgrids basées sur une communication filaire telles que la technique maître-esclave, les signaux envoyés subissent un retard en particulier lorsque la distance séparant les charges des RED est intéressante. D'un autre côté, ce type de stratégie nécessite une large bande passante des canaux de transmission. Dans ce sens, nous avons proposés des observateurs pour une classe des systèmes non linéaires avec une sortie à retard distribué. Ce travail a donné lieu à deux publications :
  - a. Nous avons élaboré un nouvel observateur qui s'applique à une classe de systèmes non linéaires. Les difficultés combinées de la non-linéarité du système et du retard distribué sont respectivement traitées en utilisant le principe du Grand Gain et un prédicteur de sortie distribué, qui est un élément clé de l'observateur. La stabilité exponentielle du système d'erreur d'estimation d'état est analysée à l'aide des outils de stabilité de Lyapunov. Nous avons montré que la stabilité exponentielle est assurée pour un retard pas trop important et que la taille maximale du retard admissible dépend de la non-linéarité du système : plus la non-linéarité est forte, plus le retard maximal admissible est faible. C'est la première fois qu'un observateur exponentiellement convergent est développé pour des systèmes non linéaires avec un retard distribué en sortie. Les résultats de ce travail ont été publiés dans [37].
  - b. Nous avons proposé des observateurs basés sur des mesures échantillonnées pour des systèmes non linéaires avec des retards distribués. Nous avons conçu deux observateurs en utilisant le principe du Grand Gain, l'effet de retard est compensé par l'utilisation de prédicteurs de sortie distribués. Le premier observateur est basé

sur un prédictor inter-échantillons et sa convergence exponentielle est établie à l'aide d'une fonction de Lyapunov quadratique. Le second observateur est basé sur un prédictor ZOH et la convergence exponentielle est prouvée à l'aide d'une fonction de Lyapunov-Krasovskii. C'est la première fois qu'un observateur à convergence exponentielle est développé pour des systèmes non linéaires avec des mesures de sortie échantillonnées à retard distribué. Ce travail est paru dans [38].

### 1.4. Organisation de la thèse

Ce mémoire est organisé en sept chapitres. Cette introduction générale, qui présente le contexte général et l'ensemble des contributions élaborées au cours de cette thèse, est le premier chapitre.

Le deuxième chapitre présente des généralités concernant le concept des microgrids ; l'utilité des RED, les normes et standards régissant le fonctionnement des microgrids, le contrôle hiérarchique des microgrids ainsi que les systèmes de communication dans un microgrid sont parmi les notions abordées dans ce chapitre.

Le troisième chapitre est consacré à la commande des VSI élaborée par la méthode du Backstepping afin d'assurer le contrôle du courant injecté dans le réseau électrique, de la tension et de la fréquence au PCC en mode connecté et en mode isolé et en présence des charges non linéaires.

Dans le quatrième chapitre, nous proposons une nouvelle stratégie de contrôle pour garantir le fonctionnement flexible des microgrids en tenant compte de trois modes de fonctionnement ; le cas où le microgrid est connecté à un réseau électrique stable, le cas où le microgrid est connecté à un réseau électrique faible et le cas où le microgrid est isolé. L'objectif est la régulation du courant et de la tension en estimant les paramètres du réseau et le courant de charge.

La régulation de la tension du bus continu à l'entrée des VSI est l'objectif du cinquième chapitre. Une commande en cascade est proposée ; la boucle interne régule le courant injecté dans le réseau électrique et la boucle externe régule la tension du bus continu en générant la référence du courant injecté. Le courant généré par la RED est estimé également avec l'observateur Grand Gain.

Le sixième chapitre traite la commande des onduleurs de source de tension fonctionnant en parallèle dans un microgrid en mode isolé avec le partage de la charge. Un microgrid composé de  $n$  RED connectés en parallèle via des onduleurs de source de tension est modélisé. La

## Chapitre 1 : Introduction générale

stratégie de contrôle adoptée est basée sur la technique maître-esclave. Un onduleur est désigné comme maître, il régule la tension et la fréquence au PCC, les autres onduleurs qui sont désignés comme esclaves régulent le courant. L'onduleur maître détermine la référence du courant des onduleurs esclaves pour assurer le partage des puissances active et réactive et éviter la surcharge des RED.

Le septième chapitre présente l'élaboration des observateurs pour une classe des systèmes non linéaires avec une sortie échantillonnée à retard distribué. Deux observateurs sont conçus en utilisant le principe du Grand Gain et un prédicteur de sortie ; le premier est basé sur le prédicteur inter-échantillons et le deuxième est basé sur le prédicteur ZOH.

Une synthèse des résultats obtenus dans le cadre de cette thèse est présentée dans la conclusion générale de la thèse. La conclusion générale présente, également, des ouvertures et des perspectives pour la poursuite de ce travail de recherche scientifique. A la fin du mémoire, nous donnons une liste des références et des ressources bibliographiques utilisées tout au long de la thèse. La figure 1.1 présente un guide de lecture de ce mémoire.

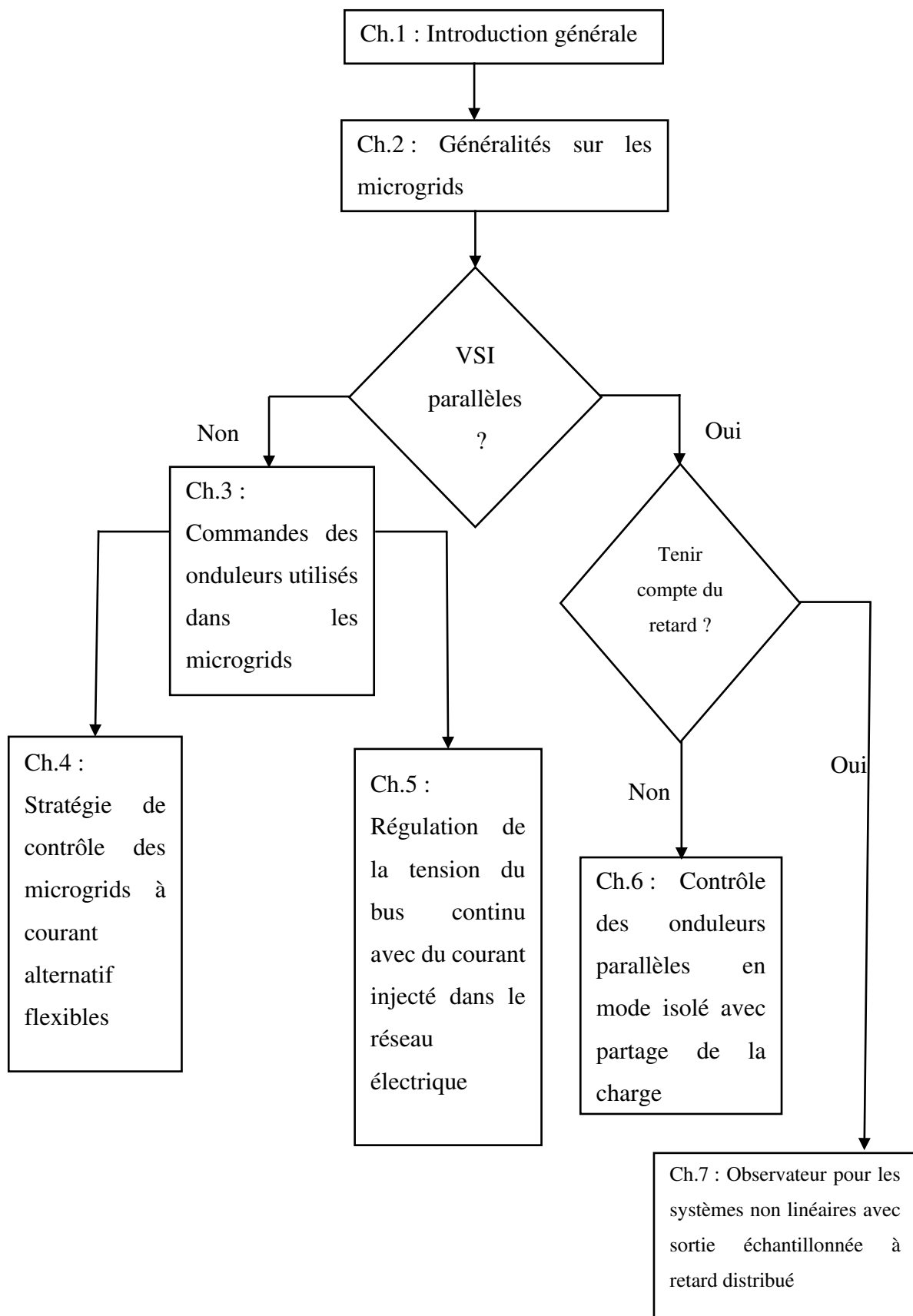


Figure 1. 1: Guide de lecture



## **Chapitre 2 : Généralités sur les microgrids**

## **2.1. Introduction**

Pour que les réseaux électriques puissent faire face aux nouveaux défis liés à l'épuisement des ressources énergétiques traditionnelles, la croissance de la consommation électrique mondiale, et les problèmes de qualité d'énergie, le concept des microgrids a été introduit comme une solution à ces défis favorisant l'intégration des ressources renouvelables et leur exploitation optimale.

Dans ce chapitre, nous examinons les définitions du microgrid, ses modes de fonctionnement, ses avantages et défis, nous présentons, également, les RED, les normes en vigueur ainsi que les stratégies de contrôle pour un fonctionnement fiable des microgrids.

## **2.2. Ressources d'énergie distribuées**

Selon l'Agence Internationale de l'Energie (AIE), 32 840  $MtCO_2$  est la quantité de  $CO_2$  émise en 2017, ce qui représente une augmentation de 59% par rapport à l'année 1990. L'évolution des émissions du  $CO_2$  est présentée par la figure 2.1. 40% du  $CO_2$  émis sont dus à la production d'électricité, 89% de l'électricité produite sont basés sur les énergies fossiles (pétrole 33%, gaz 21%, charbon 28%, uranium 7%). Les énergies fossiles sont des ressources épuisables à réserves limitées. De ce fait, la disponibilité de ces ressources représente un véritable souci auquel s'ajoute, d'une part, la consommation électrique mondiale, donnée dans la figure 2.2, qui ne cesse de croître et qui pourrait augmenter de plus de 50% d'ici 2030, et, d'autre part, l'augmentation du coût de production. Tous les chiffres précédemment cités poussent à une profonde réflexion à des solutions alternatives moins polluantes, moins coûteuses, plus durables et plus efficaces. D'où l'apparition d'un nouveau concept de production appelée production décentralisée ou distribuée bâti sur l'utilisation des ressources d'énergie distribuées (RED).

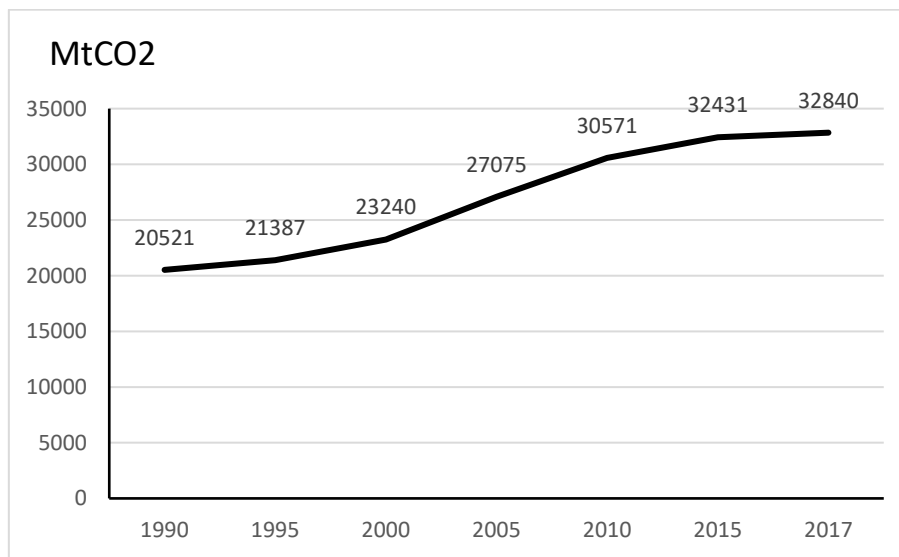


Figure 2. 1: Emissions du CO2 mondiales [AIE]

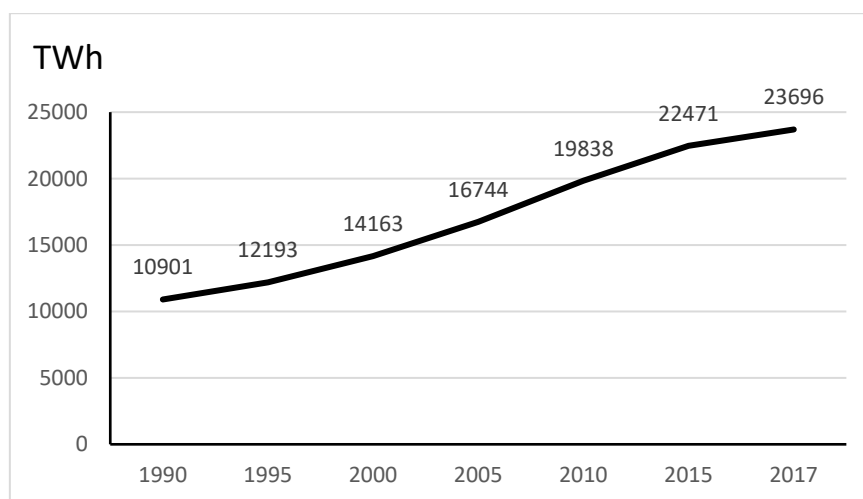


Figure 2. 2: Consommation électrique mondiale [AIE]

Les RED sont des ressources énergétiques produisant de l'électricité à petite échelle qui peuvent être placées du côté du réseau électrique ou bien du côté du consommateur afin de fournir de l'électricité au niveau local proche de la charge [4], [39].

Les RED incluent plusieurs technologies, en particulier les énergies renouvelables (solaire, éolienne, micro-systèmes hydroélectriques, biomasse, ...), les énergies fossiles (micro-turbines, turbines à gaz, ...), les piles à combustible ainsi que les systèmes de stockage d'énergie (SSE) (les batteries, les volants d'inertie, les supercondensateurs, ...). Certaines de ces technologies combinent entre la production de l'énergie électrique et la chaleur (Combined production of Heat and Power) ; c'est le principe de cogénération.

Les sources d'énergie renouvelables sont propres et inépuisables, cependant, elles sont affectées par les variations saisonnières et dépendent fortement aux conditions climatiques ; ce sont des sources d'énergie intermittentes. Pour cela, elles sont couplées aux systèmes de cogénération, les piles à combustible et les SSE. Les systèmes de cogénération possèdent la capacité de récupérer la chaleur dégagée lors de la production d'électricité, habituellement dissipée dans l'environnement, pour répondre aux besoins thermiques de l'utilisateur. En effet, la chaleur perdue des RED, telles que les piles à combustible et les turbines à gaz, peut être utilisée pour la production d'eau chaude sanitaire, le chauffage des locaux ou la climatisation afin d'augmenter leur efficacité. Par conséquent, la consommation globale des carburants et les émissions sont réduites [40]–[42].

Au cours des dernières années, les RED ont occupé une place intéressante dans la production électrique mondiale qui se manifeste à travers l'augmentation de l'énergie produite par les RED, la baisse de leur coût ainsi que les investissements dans les différentes technologies des RED. Ces ressources permettent une production électrique décentralisée contrairement à la production traditionnelle centralisée où la génération d'électricité se fait à grande échelle dans des centrales très éloignées des points de consommation finale en passant par un réseau de transport et un autre de distribution d'où la nécessité des grandes lignes de transmissions en haute tension. Tandis que, la production décentralisée assure une alimentation en énergie électrique proche de son utilisateur final sans avoir besoin des lignes de transmission haute tension. Ainsi, la production décentralisée permet de :

- réduire les émissions des gaz à effet de serre puisqu'elle repose sur l'utilisation des énergies propres et durables et des systèmes de cogénération ;
- diminuer les pertes en lignes de transmission vu la distance entre la source et la charge ;
- économiser les coûts de construction de nouvelles centrales de production et de nouvelles lignes de transmission ;
- améliorer l'efficacité de production ;
- alimenter des zones géographiques isolées non connectées au réseau public ;
- réduire les coûts de transmission et de distribution.

L'intégration des RED individuelles dans un réseau électrique déjà existant peut engendrer plusieurs problèmes techniques liés à la qualité de puissance, la stabilité de fréquence et de tension, le dépassement des limites thermiques de certaines lignes électriques, l'îlotage, la fiabilité de l'alimentation électrique et le contrôle du système. Par exemple, les panneaux

photovoltaïques et les éoliennes représentent un caractère intermittent et une production imprévisible vu leurs ressources naturelles, ce qui crée des changements brusques de tension et des fluctuations de puissance en perturbant, ainsi, le réseau électrique [43], [44]. Pour faciliter l'intégration des RED et améliorer leur exploitation, elles doivent être combinées à des charges et des SSE avec un contrôle local des grandeurs électriques telles que la tension, la fréquence, les puissances active et réactive [44]. D'où l'introduction de la notion des microréseaux électriques ou microgrids a été introduite.

### **2.3. Microgrids**

#### **2.3.1. Définition**

Le mot microréseau électrique est composé de deux parties : micro qui est un préfixe signifiant petit ou fin, réseau électrique qui représente un ensemble de composants et éléments permettant la production, le transport et la distribution de l'électricité. Par conséquent, le microréseau électrique est supposé contenir tous les constituants d'un réseau électrique sauf les composants non nécessaires tels que les lignes de transmission [44].

La référence [45] est parmi les premiers travaux qui ont mentionné la notion du microgrid. Les auteurs le définissent comme étant une solution pour résoudre les problèmes liés à l'intégration des nouvelles techniques de production décentralisée et leur connexion au réseau basse tension. Un microgrid est un regroupement de micro générateurs électriques, des systèmes de stockage et de charges qui se présente vis-à-vis du réseau public comme étant une seule entité contrôlable. Ce travail soulève la nécessité de développer des méthodes de contrôle et de gestion ainsi que des convertisseurs de puissance pouvant assurer l'interfaçage entre le réseau principal et les charges.

Par la suite, plusieurs travaux de recherche ont proposé des définitions plus compliquées du microgrid qui peuvent être résumées par : « un microgrid est un système électrique composé des RED, des charges, des SSE, des systèmes de communication et des unités de contrôle. Ces éléments sont interconnectés fonctionnant avec des limites électriques bien déterminées comme étant une seule entité contrôlable par le réseau. Il peut être soit connecté au réseau ou déconnecté fonctionnant d'une manière autonome » [4], [40], [44], [46].

D'un point de vue réseau de distribution, le microgrid peut être considéré comme une charge ou un générateur selon la quantité d'énergie produite par les RED ou demandée par les charges.

De cette manière, le microgrid se présente vis-à-vis du réseau comme étant une seule entité contrôlable. Une architecture typique d'un microgrid est donnée dans la figure 2.3.

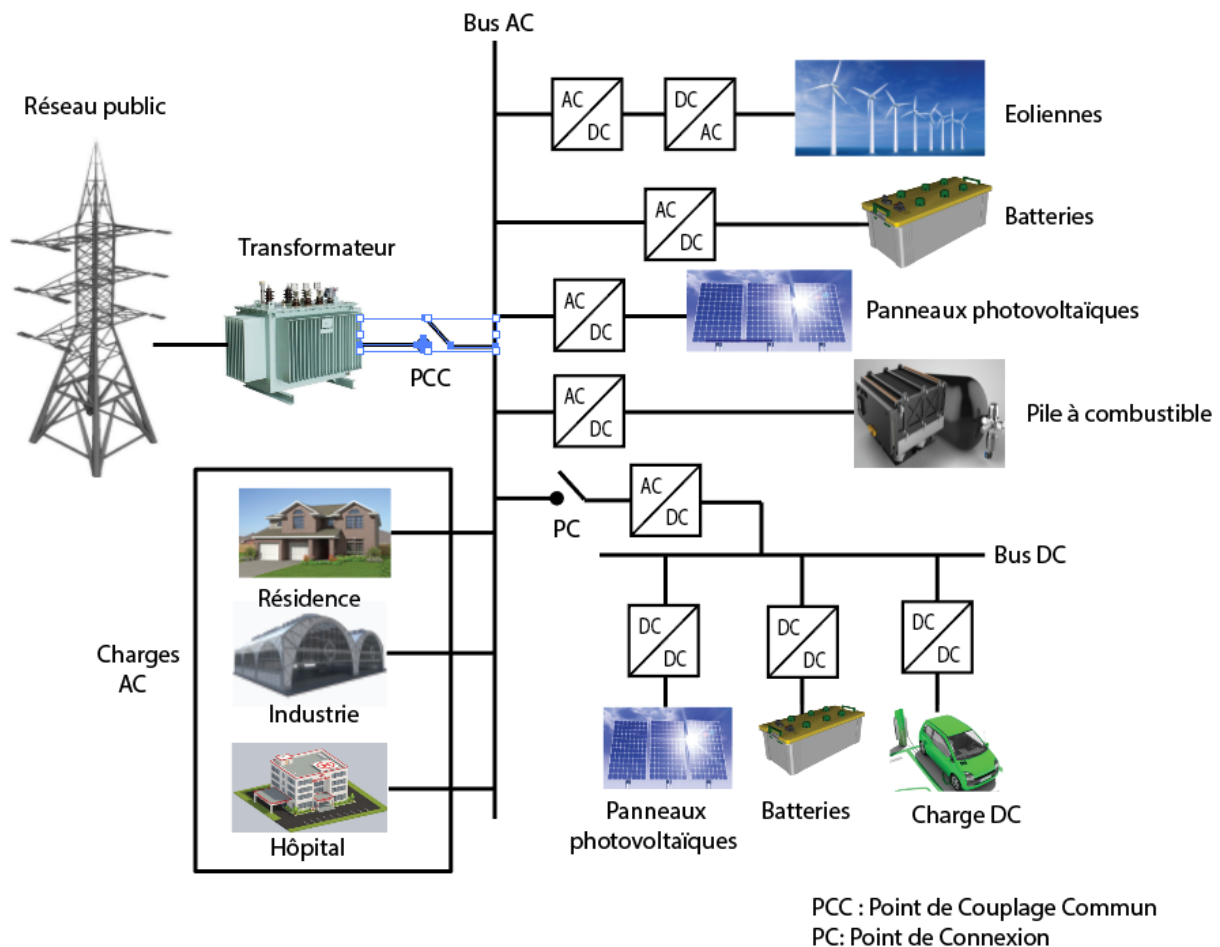


Figure 2. 3: Architecture d'un microgrid

### 2.3.2. Modes de fonctionnement

Un microgrid peut fonctionner en deux modes : mode connecté au réseau ou mode isolé.

En mode connecté, comme son nom l'indique, le microgrid est lié au réseau de distribution électrique public ou bien à un réseau des microgrids. Le point physique de connexion entre le microgrid et le réseau principal est appelé Point de Couplage Commun (PCC). Cette connexion donne la possibilité d'échanger l'énergie entre les deux systèmes. Ainsi, si la production et le stockage d'énergie électrique dans le microgrid sont insuffisants pour répondre aux besoins des charges locales, le réseau fournit au microgrid l'énergie qui manque. Au même temps, si la puissance générée par le microgrid est supérieure à la demande des charges locales et les systèmes de stockage sont totalement chargés, l'excès d'énergie est injecté dans le réseau principal pour soutenir son fonctionnement. Pour assurer un échange de puissance efficace entre

le réseau et le microgrid, ils sont interconnectés par l'intermédiaire d'un commutateur de transfert statique au PCC [47], [48]. La connexion au réseau principal détermine et impose certaines variables et paramètres en particulier la fréquence et la tension au PCC [47]. En général ce mode est défini comme les conditions normales de fonctionnement sauf pour les cas le microgrid est conçu pour un site isolé toujours déconnecté du réseau [40], [49].

En mode isolé, appelé également, îloté ou autonome, le microgrid fonctionne tout seul d'une manière indépendante. La déconnexion du réseau se fait par l'ouverture du commutateur statique et elle peut être volontaire ; programmée pour des raisons économiques ou de maintenance. Comme elle peut être involontaire, en cas de défauts, détérioration de la qualité de puissance ou incidents indésirables. Cette caractéristique offre au microgrid la possibilité d'éviter l'endommagement de ses charges locales et de fournir une alimentation électrique sans coupure aux charges sensibles [47], [44].

Certains microgrids sont conçus pour qu'ils fonctionnent à plein temps en mode isolé dans des régions rurales éloignée géographiquement. Dans ce mode ce cas, les RED et les SSE doivent fournir la puissance totale demandée par les charges locales sans le soutien du réseau. Ce qui requiert un dimensionnement et un choix des équipements adéquats avec une faible probabilité des scénarios de charges non alimentées. L'absence des valeurs de tension et de fréquence imposées par le réseau présente un défi au fonctionnement en mode isolé en termes de contrôle et de stabilité. C'est au microgrid de déterminer les références de tension et de fréquence au PCC et de les stabilisées [47].

Le PCC est un point très intéressant d'un point de vue contrôle des variables clés qui permettent une transition fluide entre les deux modes de fonctionnement sans l'apparition des surtensions et des pics de courant ou de tension [47].

### **2.3.3. Avantages et motivations**

L'architecture des microgrids, leurs composants et leur principe de fonctionnement font que ce type des réseaux électriques représente des divers avantages qui sont les suivants :

- Intégration des énergies renouvelables

La connexion des RED individuelles aux réseaux de distribution peut causer plusieurs problèmes techniques (voir la section 1 « RED »). Ces problèmes sont résolus par le concept du microgrid qui rend possible une forte intégration des différents types de RED et des SSE

sans que le réseau électrique déjà existant ne soit reconstruit [50]. Au lieu de contrôler, gérer et suivre le fonctionnement des milliers de RED individuelles, un microgrid s'apparait au réseau de distribution comme un petit générateur ou un petit consommateur avec un profil de charge variable [46]. D'autre part, les recherches dans le domaine des RED sont développées en réduisant leurs coûts d'installation et améliorant leur efficacité et rendement [44].

### - Impact environnemental

Le changement climatique et le besoin d'intégrer le maximum des RED sont les facteurs majeurs qui encouragent le développement des microgrids. Les scientifiques chercheurs ont conclu que pour éviter l'élévation de la température de la terre au-delà de 2°C (seuil acceptable pour qualifier le changement climatique entre sécurisé et dangereux), la société humaine doit diminuer le pourcentage de l'électricité produite à partir des énergies fossiles de 70% en 2010 à moins de 20% en 2050. La majorité des RED permettent d'atteindre ces objectifs. En effet, les énergies renouvelables propres et les systèmes de cogénération sont parmi les technologies les plus employées dans les microgrids. De ce fait, les microgrids ont un bon impact environnemental en réduisant l'émission des gaz à effet de serre et en limitant, ainsi, le danger des changements climatiques [40], [46].

### - Fiabilité

L'un des bénéfices les plus importants des microgrids est l'amélioration de la fiabilité du système électrique ; Dans un réseau électrique classique, l'arrêt d'une centrale qui génère l'électricité à grande échelle peut engendrer la coupure d'électricité sur plusieurs zones géographiques. Parce que la quantité d'énergie produite par cette centrale est en général est très intéressante pour qu'elle soit compensée. Alors que dans un microgrid, les charges peuvent être alimentées même en cas de panne dans le réseau via les DER et les SSE. Et comme l'énergie est produite proche des points de consommation, donc elle moins affectée par les perturbations de transmission et de distribution. En outre, les microgrids sont dotés des systèmes intelligents de contrôle et de commande pour garantir une meilleure gestion de l'ensemble des composants. Ce qui rend les microgrids plus fiable [4], [22], [40], [44]

### - Efficacité

Dans un réseau électrique classique, l'énergie est transférée d'un point de production très éloigné à des points de consommation à travers des lignes de transport ayant une résistance et



une inductance conduisant à des pertes de puissance. L'installation des RED à la proximité des consommateurs permet de minimiser ces pertes en améliorant ainsi l'efficacité du système. Par ailleurs, le rendement est amélioré également par les systèmes de cogénération produisant à la fois l'électricité et la chaleur [40], [51], [44].

### - Résilience

La résilience d'un système électrique est définie comme étant sa capacité et son aptitude à faire face et supporter les incidents ayant une faible probabilité et un grand impact (low-probability high-impact events) d'une manière efficace et revenir à son état de stabilité et d'équilibre après un événement perturbateur immense. Ces événements, qui sont devenus plus fréquents avec les changements climatiques, incluent les désastres et les catastrophes naturels. Durant ces catastrophes, les tempêtes par exemple, plusieurs régions connaissent des coupures électriques. Les systèmes électriques classiques peuvent assurer fiabilité durant les conditions normales de fonctionnement et même durant certaines conditions exceptionnelles qui sont prévisibles et ayant un faible impact. Pourtant, la continuité et la fiabilité de service offert par ces systèmes durant des incidents imprévisibles et avec un haut impact constitue toujours un défi et un problème à résoudre [4], [52], [53].

Les microgrids sont utilisés comme des ressources résilientes pour améliorer et renforcer la résilience globale du système électrique durant des désastres naturels. Au cours d'un événement de ce type, si une région ne peut être connectée au réseau principal, le microgrid peut opérer en mode isolé d'une manière indépendante et autonome afin d'alimenter cette région. Il peut également alimenter les charges critique d'un microgrid voisin. Le microgrid peut participer démarrage des générateurs (black start) du réseau principal après la coupure due au désastre naturel [52].

### - Flexibilité

La flexibilité d'un réseau désigne sa capacité de ce réseau à répondre à la demande des charges malgré sa variation en régulant la puissance générée et absorbée au cours du temps afin de réaliser un équilibre entre l'offre et la demande. Les microgrids munis de systèmes de contrôle ont la possibilité de fonctionner en mode connecté ou isolé et d'alimenter leurs charges en électricité quelques soient les imprévus. Cette flexibilité qui permet au microgrid de se comporter vis-à-vis du réseau principal comme étant une seule entité contrôlable capable de répondre aux besoins locaux en toute fiabilité et sécurité [48], [54], [55].

#### **2.3.4. Enjeux et contraintes**

##### **- Stabilité**

La stabilité d'un système est décrite par sa capacité de retourner à son régime permanent à la présence des perturbations. La majorité des RED connectées aux microgrids sont fortement liées aux conditions météorologiques et climatiques et à une diversité des perturbations transitoires. Ce qui peut nuire à la stabilité globale du microgrid [44].

##### **- Protection**

Un réseau de distributions traditionnel unidirectionnel est équipé de plusieurs appareils de protection tels que les fusibles, les disjoncteurs et les relais pour détecter les défauts et les isoler. Cependant, l'intégration des RED rend l'opération de protection plus compliquée vu la difficulté d'analyser le sens du flux d'énergie et son amplitude. Au même temps, les RED nécessitent la protection dans les deux modes ; connecté et isolé et le courant de défaut change considérablement lors des transitions entre les deux modes. Les appareils de protection utilisés dans un réseau conventionnel peuvent ne pas être adéquats pour les microgrids parce que leurs limites des courants de défaut sont prédéfinies et peuvent ne pas détecter certains défauts de fonctionnement. Pour cela il faut concevoir des équipements de protection propres aux microgrids supportant les différentes conditions de fonctionnement [44].

##### **- Détection du mode isolé**

La transition en mode isolé peut être volontaire ou involontaire. Dans le premier le cas, le mode isolé est un choix programmé par les opérateurs réseau. En considérant sa procédure systématique, cette transition est sécurisée et en général est utilisée pour augmenter la qualité d'énergie du microgrid. Dans le deuxième cas, la transition est inattendue et non programmée. Si la transition en mode isolé n'est pas détectée au bon moment, cela met en risque tout le réseau ; par exemple le danger sur les opérateurs effectuant de la maintenance sur le réseau en croyant que tous les générateurs sont déconnectés, des dommages au niveau des équipements des consommateurs, l'instabilité de la tension et de la fréquence. Le défi des chercheurs est de détecter la transition en mode isolé le plutôt possible pour appliquer les mesures nécessaires [44].

##### **- Transfert entre les modes connecté et isolé**

Un microgrid peut fonctionner en mode connecté ou isolé selon plusieurs conditions. Lorsqu'un défaut survient au niveau du réseau et le microgrid se déconnecte, il faut que les charges ne soient pas affectées par ce transfert. En général, la transition du mode connecté au mode isolé est caractérisée par des pics de courant ou de tension. La même chose lors de la resynchronisation avec le réseau, il faut charges ne soient pas influencées en réalisant une transition souple (seamless transfer) [44].

### **2.3.5. Microgrids AC et DC**

Les microgrids peuvent être conçus pour fournir un courant alternatif AC ou un courant continu DC selon la nature des lignes de distribution électrique. Il existe des microgrids hybrides qui combinent entre les deux types de lignes. Chaque cas a ses propres caractéristiques avec des avantages et des inconvénients.

#### **- Les microgrids AC**

Pour ces microgrids, le courant fourni au niveau du bus auquel sont connectés les différentes RED, les SSE et les charges est un courant électrique alternatif ; les lignes de distribution sont monophasées ou triphasées. Les microgrids AC sont les plus utilisés puisqu'ils fournissent une manière directe d'intégrer les microgrids dans les réseaux électriques déjà existants avec des petites modifications. Cette topologie est caractérisée par la facilité de la modification des niveaux de tension, la détection des défauts est très gérable avec un choix des équipements de protection très large. Les coûts de production et de développement sont très bas grâce à la maturité de cette technologie. Mais l'inconvénient est la nécessité de la synchronisation des RED avec le réseau ainsi que le contrôle de la puissance réactive produisant des pertes des lignes de transmission [44], [56], [57]. Un exemple d'un microgrid AC est donné dans la figure 2.4.

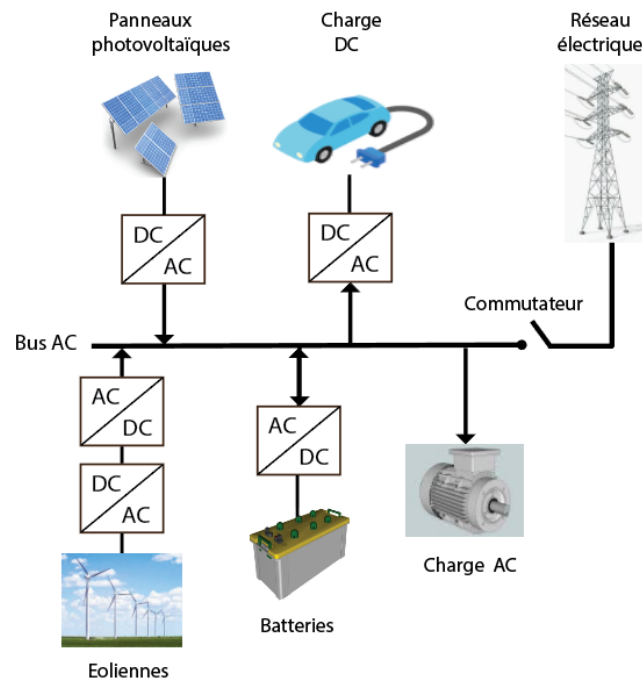


Figure 2. 4: Exemple d'un microgrid AC

### - Les microgrids DC

Le courant circulant dans le bus auquel sont connectés les RED, les SSE et les charges est un courant continu DC. Puisque la majorité des RED (pile à combustible, panneaux solaires, batteries) produisent ou consomment le courant DC et plusieurs charges incluant les l'éclairage, les variateurs de vitesse pour le chauffage, la ventilation et la climatisation utilisent en interne le courant DC, les microgrids DC ont été proposés et les lignes de transport à courant continu haute tension (CCHT) sont devenues très intéressantes. Ainsi, le nombre des conversions DC / AC est diminué et leurs pertes sont minimisées. La fréquence et la puissance réactive ne sont pas contrôlées et la synchronisation avec le réseau ainsi que les distorsions d'harmoniques ne s'imposent pas. Cependant, la topologie des microgrids DC nécessite une grande modification des réseaux électriques existants du coup le coût de l'implantation est très élevé. Les technologies de protection ne sont pas encore développées et leurs coûts ne sont pas avantageux [46], [56], [57]. La figure 2.5 montre l'exemple d'un microgrid DC.

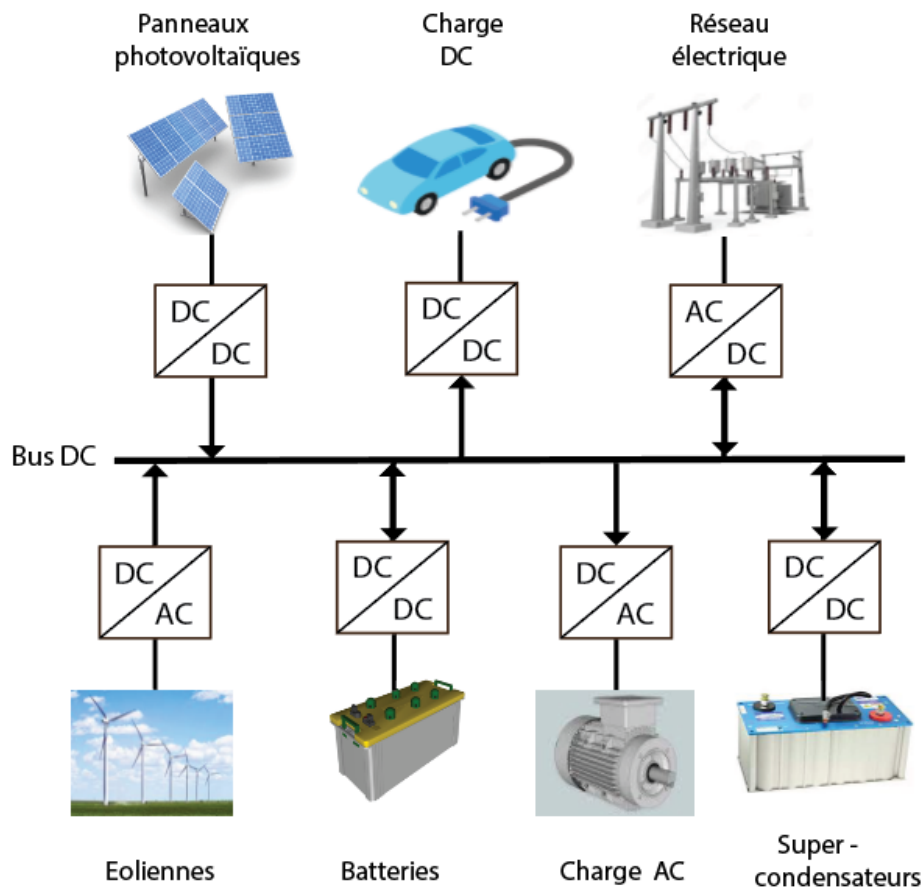


Figure 2. 5: Exemple d'un microgrid DC

- Les microgrids hybrides

Dans les microgrids hybrides, les RED, les SSE et les charges sont connectés à des bus DC et AC. Cette technologie permet l'intégration des équipements AC et DC qui peuvent directement être connectés avec un minimum des convertisseurs et par conséquent les pertes sont diminuées. Le contrôle et la commande deviennent plus facile et simple parce que chaque appareil est connecté au bus adéquat DC ou AC. D'autre part, la gestion des microgrids hybrides est plus compliquée [57]. La figure 2.6 présente un microgrid hybride.

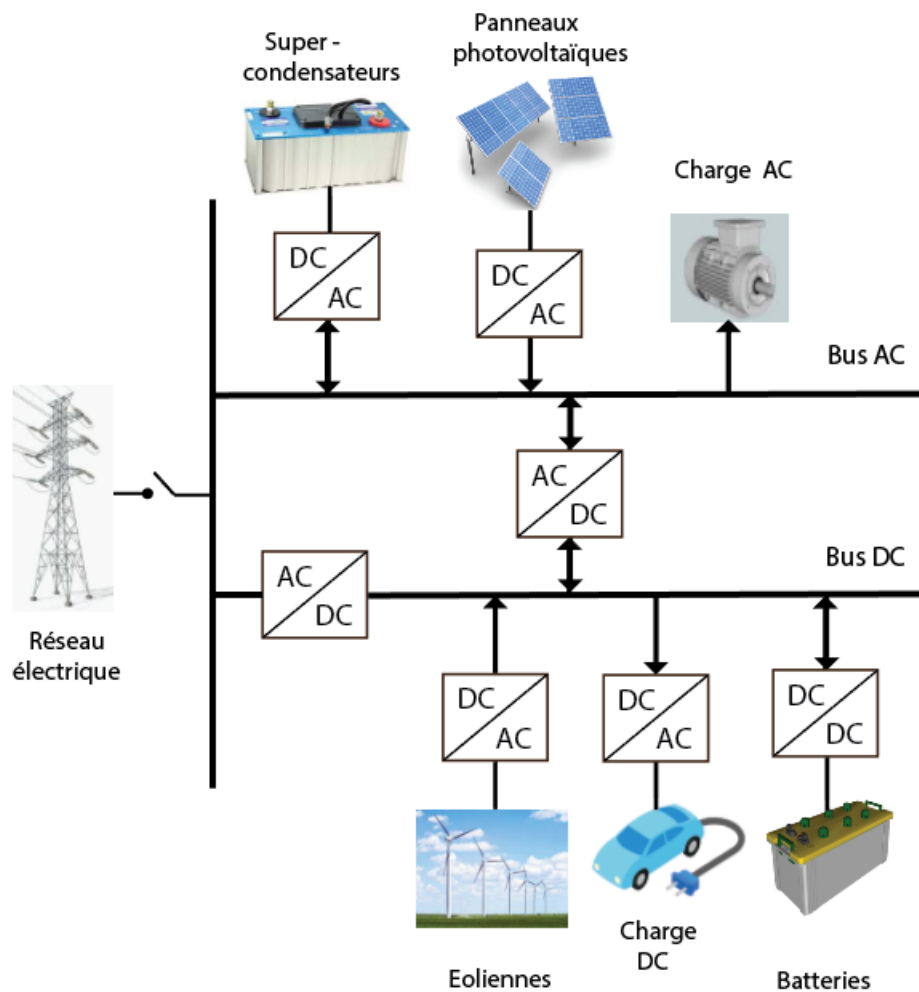


Figure 2. 6: Exemple d'un microgrid hybride

## 2.4. Normes et standards

La connexion des DER aux systèmes électriques peut impliquer des problèmes d'ingénierie, de sécurité et de fiabilité du système. La structure radiale traditionnelle la plus courante des réseaux électriques ne permet pas un flux bidirectionnel de l'énergie provenant de la production et le stockage au niveau de la distribution, et les problèmes techniques associés à ce type d'opération sont importants [58].

Pour traiter les effets secondaires de l'intégration des RED et gérer leur connexion aux réseaux de distribution, l'Institut des Ingénieurs Electriciens et Electroniciens IEEE a élaboré une norme d'interconnexion universelle pour les RED connectées aux réseaux de distribution. Cette norme est nommée IEEE P1547 [59].

Bien que la norme IEEE P1547 n'utilise pas le terme microgrid, elle permet la mise en œuvre d'un groupe de RED, qu'elle désigne sous le nom de Système Local d'Energie Electrique (SLEE). La norme s'applique au point où un SLEE ou un microgrid se connecte au réseau [60].

Les dispositions de la norme IEEE P1547 concernent les performances, l'exploitation, les essais, la sécurité et la maintenance de l'interconnexion avec le réseau. Cette norme a pour but de définir les exigences techniques de manière à ce qu'elles puissent être universellement adoptées [59]. La norme P1547.3 décrit les fonctionnalités, les paramètres et les méthodologies de surveillance, d'échange d'informations et de contrôle des RED. La conception et l'application des microréseaux en mode isolé, sont traitées dans la norme IEEE 1547.4 [58].

Parmi les dispositions de cette norme [61]:

- L'approche de mise à la terre choisie pour le SLEE ne doit pas créer des surtensions qui dépassent les valeurs nominales des équipements connectés au réseau principal ou ne doit pas affecter la protection contre les défauts de terre dans le réseau principal.
- Les DER dans le SLEE doivent pouvoir être mises en parallèle avec le réseau principal sans provoquer de fluctuations de tension au PCC supérieures à  $\pm 5\%$  et le phénomène de scintillement doit se situer dans des limites acceptables.
- Les SLEE ne doivent pas alimenter le réseau principal lorsque celui-ci n'est pas alimenté.
- Chaque RED unité de 250 kVA ou plus au PCC doit avoir des dispositifs pour surveiller son état de connexion, sa puissance réelle, sa puissance réactive et la tension au point de connexion de la RED.
- Un dispositif d'isolation à rupture visible doit être placé entre le réseau principal et la RED uniquement lorsque les pratiques du gestionnaire du réseau principal l'exigent.
- Le système d'interconnexion doit être conforme aux normes applicables en matière de surtension et la norme d'interférence électromagnétique.
- La reconnexion d'un SLEE à un réseau principal peut se faire au moins 5 minutes après que les tensions et la fréquence soient dans les plages indiquées.
- Un microgrid ne doit pas injecter un courant continu supérieur à 0,5% du courant de sortie nominal total au PCC.
- L'îlotage volontaire est le résultat des événements volontaires pour les quels le moment et la durée de l'îlotage prévu sont convenus par toutes les parties concernées.

Les limites du taux de distorsion d'harmoniques pour les systèmes de production distribuée fixées par la norme IEC1727 [62].

Dans [63], les problèmes de qualité de puissance dans un microgrid DC sont analysés en se basant les normes IEC 61000, IEEE Std1159 et EN50160. Ces normes définissent l'ensemble des problèmes liés à la qualité de puissance tels que les creux de tension, les surtensions et les surintensités. Elles indiquent également les limites à ne pas dépasser pour assurer un bon niveau de qualité de puissance.

La norme CEI 61850 concernent les équipements de protection, d'automatisation, de contrôle et de communication entre les RED [64].

La norme IEEE O2030.7 fournit les spécifications des systèmes de gestion de l'énergie (SGE) des microgrids qui comprend les fonctions de contrôle définissant le microgrid comme un système capable de se gérer lui-même et de fonctionner de manière autonome ou connecté au réseau [65].

### **2.5. Contrôle hiérarchique dans un microgrid**

Le contrôle et la commande dans un microgrid doit faire face à plusieurs contraintes et répondre à plusieurs transitions rapides en assurant un temps de réponse court, une régulation de tension et de fréquence, un partage de charge efficace et la transition en mode isolé. C'est clair qu'une seule boucle de commande n'est pas suffisante pour assurer toutes ces fonctionnalités au même temps. Pour cette raison, le contrôle hiérarchique s'avère une solution adéquate. Ce type de contrôle possède une structure en cascade permettant la régulation de multiples variables d'une manière indépendante. Il contient en général trois niveaux ; primaire, secondaire et tertiaire. Chaque niveau vise à atteindre son propre objectif lié au bon fonctionnement global du microgrid [4], [47], [66]–[68]. La figure 4 présente les niveaux du contrôle hiérarchique dans un microgrid.

Contrôle primaire : ce niveau de commande est responsable de la communication directe avec les convertisseurs de puissance dans les deux modes de fonctionnement d'un microgrid. Il envoie aux équipements d'électronique de puissance, dans des intervalles de temps très courts de quelques millisecondes, les commandes dans le but de stabiliser la tension et la fréquence des bus internes du microgrids, assurer une transition efficace en mode isolé, garantir le partage



des charges entre les différents générateurs distribués, régler certains problèmes de qualité de puissance. Le contrôle primaire est divisé en deux boucles :

- Boucle interne : qui régule la tension et le courant du convertisseur de puissance. Dans la littérature, on trouve une multitude de travaux pour la régulation de tension et de courant d'un convertisseur de puissance (voir la section méthodes de contrôle des convertisseurs). Cependant, plusieurs contraintes restent toujours à résoudre ou améliorer, à savoir : le temps de réponse, la robustesse vis-à-vis des perturbations, réduire le taux de distorsion d'harmonique, etc.
- Boucle externe : qui permet le partage de puissance entre les différents RED et minimise les courants de circulation qui apparaissent lorsque les convertisseurs sont connectés en parallèle. Les techniques maître-esclave et pair à pair ainsi que la méthode de statisme ont été appliquées dans plusieurs travaux pour assurer le contrôle à ce niveau.

Contrôle secondaire : le rôle du contrôle secondaire est de corriger les déviations et les variations de tension et de fréquence en régime permanent créées après le partage de la charge. C'est l'intermédiaire entre le contrôle primaire et tertiaire. Il corrige la différence qui existe entre les références de puissances optimales déterminées par le niveau supérieur de contrôle et les valeurs réelles données par le niveau inférieur de contrôle. Ainsi, le contrôle secondaire transmet les références optimales du contrôle tertiaire aux générateurs distribués pour que le microgrid reste toujours fiable et efficace économiquement.

Contrôle tertiaire : c'est le plus haut niveau de contrôle et le plus long. Il définit les valeurs optimales de puissances active et réactive pour chaque générateur distribué ainsi la quantité d'énergie électrique qui sera produite et à quel prix. Il assure également l'équilibre entre la demande et la production électrique en prenant en considération les aspects économiques du microgrid. Les SSE et les SGE sont nécessaires à ce niveau de contrôle afin de garantir des transitions souples entre les modes connecté et isolé.

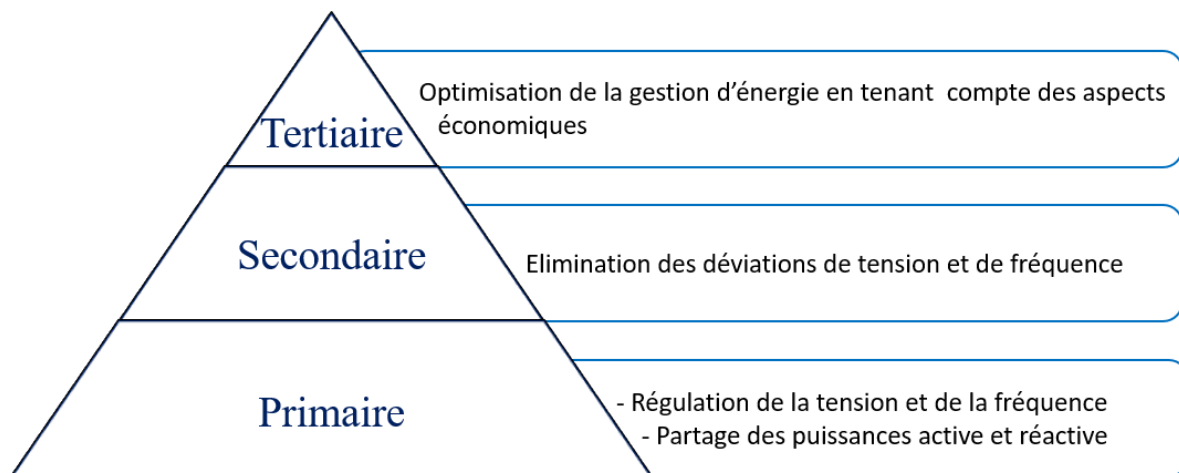


Figure 2. 7: Niveaux de commande hiérarchique dans un microgrid

## 2.6. Systèmes de communication dans un microgrid

La possibilité de contrôler et gérer un microgrid à travers l'échange des données et des informations entre l'ensemble de ses éléments permet le développement de stratégies diverses qui améliore le fonctionnement, diminue les pertes et garantit plus de fiabilité. Les systèmes de communication sont à la base de l'échange des données dans un microgrid et selon leur topologie on peut les classer en deux catégories : centralisées ou décentralisées [47]. Les figures 2.5 et 2.6 montrent, respectivement, un système de communication centralisée et décentralisée.

L'approche centralisée nécessite une unité principale qui représente l'unité centrale de contrôle et qui est connectée au reste des unités par un canal de communication. L'unité centrale collecte et rassemble les toutes les mesures, les traite, fait des calculs et prend des décisions qui les traduisent sous forme de signaux et les envoie aux autres unités afin de les exécuter. Il n'existe aucun lien de communication entre les autres unités du coup tout échange d'information entre les RED se passe à travers l'unité centrale. L'avantage majeur de cette approche est sa simplicité d'un point de vue design et fonctionnement. Cependant, le besoin d'une unité centrale de contrôle présente un risque. Si un défaut survient au niveau de l'unité centrale, de sérieux problèmes peuvent avoir lieu et dégrader les performances du microgrid. En plus, cette topologie requiert un système de communication complexe et cher [47].

L'implantation de ce mode de contrôle dans les microgrids sur des zones géographiques très vastes est infaisable à cause des coûts des lignes de communication et des processeurs de calcul.

Toutefois, pour des petites surfaces telles que les hôpitaux, les écoles et des petites communautés, le contrôle centralisé peut être convenable. Un autre inconvénient de ce mode de contrôle, il n'est pas robuste vis-à-vis point unique de défaillance (Single point of failure (SPOF)) en communication. Ce qui conduit à une détruite de tout le système de communication centralisé en cas de perte de performance occasionnelle et transitoire [66].

L'approche décentralisée est basée sur une architecture de communication dispersée donc il n'y a pas le besoin d'une unité centrale de communication. Au lieu d'avoir un contrôleur central qui fait les calculs et exécute les algorithmes, chaque unité locale de contrôle des RED effectue les calculs à partir des données qu'elle reçoit de ses unités voisines. Avec cette le risque de la défaillance d'une unité de contrôle n'affecte les autres au contraire de l'approche centralisée. Mais, ce système de communication a besoin d'une coordination optimale, ce qui n'est pas toujours facile à établir, pour assurer des performances de fonctionnement stables. Puisque le contrôle local est basé principalement sur la transmission des informations donc le système devient vulnérable aux problèmes de transmission [47]. Dans cette topologie, la connaissance des états de toutes les variables du microgrid est construite à partir d'un algorithme. Ainsi, l'information à propos de tous les RED est incomplète et l'algorithme peut présenter des retards. Ce qui fait la topologie centralisée a une meilleure performance [66]. La commande de statisme est la stratégie de commande décentralisée la plus utilisée. Le contrôle du statisme a été largement accepté en raison de l'absence d'exigences de communication entre les onduleurs. L'idée principale est de réguler la tension et la fréquence en régulant respectivement la puissance réactive et la puissance active qui peuvent être détectées localement [69].

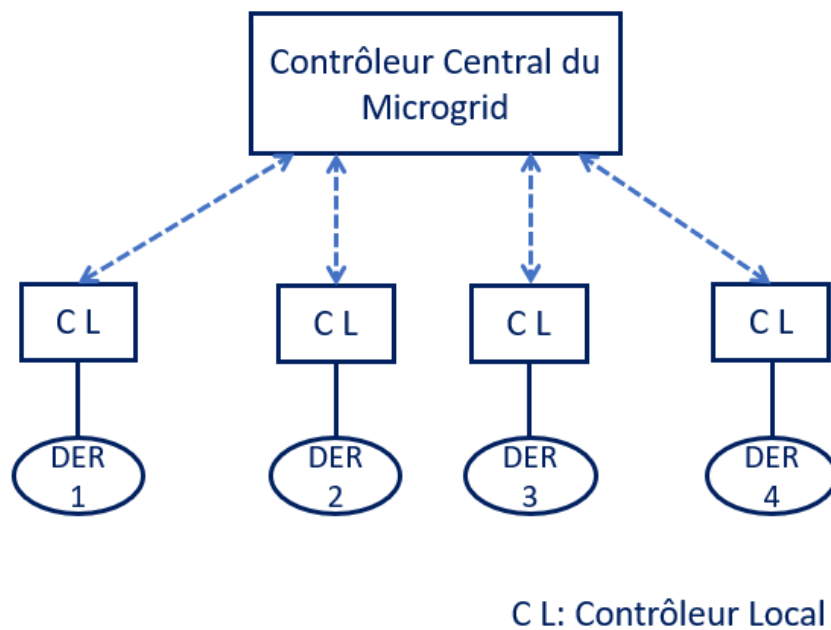


Figure 2. 8: Système de communication centralisée

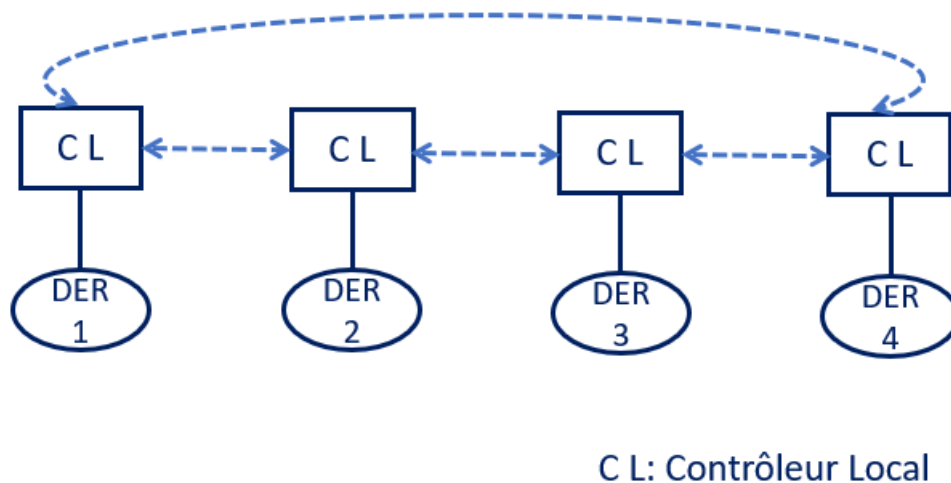


Figure 2. 9: Système de communication décentralisée

## 2.7. Conclusion

Un microgrid est la combinaison de plusieurs RED avec des charges de différents types et des systèmes de stockage dotée de ses propres mécanismes de contrôle pour assurer un fonctionnement stable et fiable en mode connecté au réseau et en mode autonome. Les microgrids offre une production électrique avec une forte intégration des ressources

## Chapitre 2 : Généralités sur les microgrids

renouvelables intermittentes et assure une alimentation électrique fiable et efficace mais doit faire face aux différents défis notamment la stabilité des grandeurs électriques en mode isolé et les contraintes de qualité d'énergie. Dans la suite de ce mémoire, nous apportons des solutions à des problèmes nuisant au fonctionnement optimal des microgrids.

## **Chapitre 3 : Régulation de la tension et du courant des VSI utilisés dans les microgrids**

### **3.1. Introduction**

Les microgrids nécessitent des exigences de contrôle spéciales afin d'assurer un équilibre local et maximiser leurs bénéfices économiques dans les deux modes de fonctionnement connecté et isolé. Le contrôle doit permettre au microgrid de se présenter comme étant une seule entité contrôlable vis-à-vis du réseau de distribution, interdire l'échange de puissance qui dépasse les limites imposées, réguler la fréquence et la tension, maintenir un équilibre énergétique, etc [9]. Afin de répondre à toutes les contraintes et les exigences de la norme IEEE P1547, le contrôle des microgrids s'effectue d'une manière hiérarchique constituée de trois de niveaux, à savoir le niveau primaire, le niveau secondaire et le niveau tertiaire. Le niveau primaire de contrôle, responsable de la communication directe avec les convertisseurs de puissance, compte deux boucles de commande ; une boucle interne et une boucle externe. L'objectif de la boucle interne, appelée également contrôle du niveau 0, est de réguler et stabiliser la tension, la fréquence et le courant de sortie des convertisseurs de puissance en particulier les onduleurs. Tandis que la boucle externe permet de fixer les références de tension, de fréquence et de courant à achevées par la boucle interne [46], [66], [67].

Les objectifs du contrôle des onduleurs dépendent du mode de fonctionnement du microgrid, la qualité du réseau auquel est connecté et les types des charges locales existantes. En général, les onduleurs régulent le courant en mode connecté et régule la tension en mode isolé [70], [68]. Lorsque l'onduleur régule le courant injecté dans le réseau, il contrôle le flux des puissances active et réactive échangées avec le réseau [71].

Plusieurs méthodes ont été développées pour générer les signaux de commande des onduleurs. Le contrôleur proportionnel intégral dérivé a été employé dans [72], [2] pour le contrôle robuste de la tension en mode isolé lorsque les paramètres de la charge sont inconnus et variables. Dans [73], un contrôleur de courant en mode connecté et de tension en mode isolé a été élaboré en utilisant la technique proportionnelle résonante afin d'améliorer la qualité de puissance dans les deux modes de fonctionnement d'un microgrid. Dans [74], un contrôleur prédictif robuste pour la commande de la tension en mode isolé malgré l'incertitude et la variation de la charge. La commande par mode de glissement est utilisée dans [27] pour le contrôle des onduleurs connectés au réseau. Une révision des techniques déployées pour la commande des onduleurs en modes connecté et isolé afin de réguler le courant et la tension est présentée dans [9], [12].

Par ailleurs, l'état d'art des techniques de la commande des onduleurs est fourni dans le chapitre 1.

Dans ce chapitre, une commande, pour la boucle interne du contrôle primaire des onduleurs, est élaborée en appliquant la technique du Backstepping. Trois contrôleurs sont proposés :

- Un contrôleur de courant en mode connecté qui assure la gestion de l'échange de puissances active et réactive entre le microgrid et le réseau de distribution et la compensation de l'énergie réactive consommée par la charge locale du microgrid.
- Un contrôleur de tension et de fréquence au point de couplage commun (PCC) entre le microgrid et le réseau de distribution en présence de charge non linéaire produisant un courant harmonique qui conduit à la perturbation de tension et de fréquence au PCC.
- Un contrôleur de tension au PCC avec estimation de la résistance de la charge.

Les deux derniers contrôleurs sont valables pour les deux modes de fonctionnement du microgrid isolé et connecté au réseau.

Ce chapitre contient cinq sections ; la seconde section présente la modélisation du système, la troisième section décrit l'élaboration du contrôleur du courant en mode connecté, la quatrième section décrit le contrôleur de tension en présence des charges avec courant harmonique, la cinquième partie est dédié au contrôleur de tension avec estimation de la résistance de charge.

### 3.2. Modélisation du système

Le système est constitué d'un onduleur triphasé à trois bras, un filtre LC et une inductance de couplage avec le réseau.

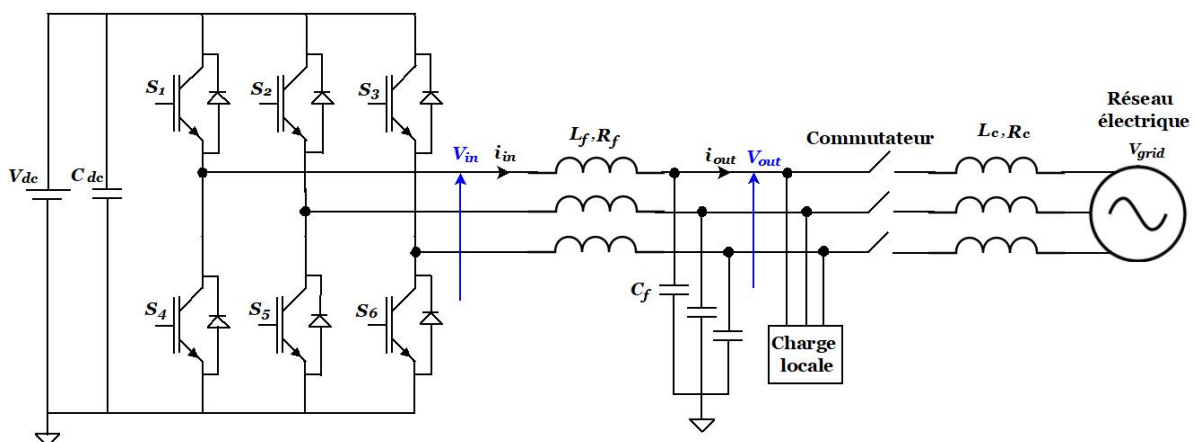


Figure 3.1: Modélisation du système de l'onduleur de source de tension, le filtre LC et l'inductance de couplage



L'onduleur doit avoir une source de tension stable au niveau de son entrée DC, pour cela on place une batterie de condensateurs entre la source d'énergie et l'onduleur afin de stabiliser la tension DC ainsi que l'énergie absorbée lors des perturbations [9], [75], [76].

De son côté AC, l'onduleur est connecté à un filtre LC. En effet, la commutation des interrupteurs constituant l'onduleur est commandée, souvent, par la technique de la modulation de la largeur d'impulsion (MLI). La commutation des interrupteurs à semi-conducteurs produit des harmoniques d'ordre élevé qui peuvent causer des problèmes de qualité d'énergie pour le réseau de distribution auquel il est connecté. Pour cette raison, le filtre LC est utilisé pour atténuer ces harmoniques et pour que la forme de la tension au PCC et du courant fourni soit adéquate aux exigences du réseau de distribution [75], [77]–[79]. La connexion au réseau de distribution se fait à travers une inductance de couplage qui représente l'impédance du réseau [78].

En appliquant les lois de Kirchhoff sur le système de la figure 3.1, les équations (3.1) - (3.3) représentent le modèle mathématique d'une seule phase du système :

$$\frac{di_{in}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{in} + \frac{1}{L_f}(v_{out} - v_{in}) \quad (3.1)$$

$$\frac{dv_{out}}{dt} = \frac{1}{C_f}(i_{in} - i_{out} - i_c) \quad (3.2)$$

$$\frac{di_{out}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c}i_{out} + \frac{1}{L_c}(v_{out} - v_{grid}) \quad (3.3)$$

Avec

$i_{in}$  : le courant de sortie de l'onduleur

$v_{in}$  : la tension de sortie de l'onduleur

$i_{out}$  : le courant de sortie du filtre LC

$v_{out}$  : la tension de sortie du filtre LC

$v_{grid}$  : la tension de sortie du réseau électrique

$i_c$  : le courant de la charge

$R_f$ ,  $L_f$  et  $C_f$  sont la résistance, l'inductance et la capacité du filtre LC.  $R_c$  et  $L_c$  sont la résistance et l'inductance de couplage.

Les équations (3.1) - (3.3) du système triphasé sont exprimées dans le repère dq en utilisant la transformation de Park donnée par l'équation (3.4). Le repère dq tourne d'une manière synchrone avec la vitesse angulaire de la tension de sortie de l'onduleur  $\omega_o$ .

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \omega_o & \cos(\omega_o - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_o + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \omega_o & -\sin(\omega_o - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega_o + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

La transformation dq permet de réduire le nombre des variables du système triphasé. Et comme les tensions et les courants dans ce repère sont convertis à des quantités continues, leur contrôle devient plus simple [6].

On suppose que la fréquence de commutation de l'onduleur est suffisamment élevée pour que son effet sur l'évolution de l'état des signaux électriques. Ainsi, on peut appliquer le principe de moyennage [7,8].

Le modèle d'état du système est donné par les équations (3.5) - (3.10).

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_f}{L_f} x_1 + \omega_o x_2 - \frac{1}{L_f} x_3 + \frac{1}{L_f} \mu_1 \quad (3.5)$$

$$\dot{x}_2 = -\omega_o x_1 - \frac{R_f}{L_f} x_2 - \frac{1}{L_f} x_4 + \frac{1}{L_f} \mu_2 \quad (3.6)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{C_f} (x_1 - x_5) + \omega_o x_4 - \frac{i_{cd}}{C_f} \quad (3.7)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{1}{C_f} (x_2 - x_6) - \omega_o x_3 - \frac{i_{cq}}{C_f} \quad (3.8)$$

$$\dot{x}_5 = \frac{1}{L_c} x_3 - \frac{R_c}{L_c} x_5 + \omega_o x_6 - \frac{1}{L_c} V_{gd} \quad (3.9)$$

$$\dot{x}_6 = \frac{1}{L_c} x_4 - \frac{R_c}{L_c} x_6 - \omega_o x_5 - \frac{1}{L_c} V_{gq} \quad (3.10)$$

Les variables d'état  $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5$  et  $x_6$  sont les valeurs moyennes, respectivement, de  $i_{ind}, i_{inq}, v_{outd}, v_{outq}, i_{outd}, i_{outq}$ . Les lois de commandes  $\mu_1$  et  $\mu_2$  sont, respectivement, les valeurs moyennes de  $v_{ind}$  et  $v_{inq}$ .  $V_{gd}$  et  $V_{gq}$  sont les valeurs moyennes de  $v_{gridd}$  et  $v_{gridq}$ .

### 3.3. Commande du courant en mode connecté

#### 3.3.1. Objectif de la commande

En mode connecté, la tension et la fréquence sont imposées par le réseau de distribution. Dans ce cas, l'onduleur contrôle les puissances active et réactive injectée dans le réseau de distribution en régulant le courant injecté  $i_{out}$ . Ainsi, l'objectif de la commande est de forcer  $x_5$  et  $x_6$  à suivre des références données. La régulation de  $x_5$  permet de contrôler la puissance active et la régulation de  $x_6$  permet de contrôler la puissance réactive. L'onduleur doit compenser la puissance réactive consommée par la charge locale. Pour cela, nous prenons la référence à suivre par  $x_6$  égale à zéro.

#### 3.3.2. Synthèse du régulateur

- Commande de  $x_5$

L'objectif est de faire tendre  $x_5$  vers sa référence  $x_5^*$ .

En appliquant la technique du Backstepping, la loi de commande est obtenue après trois étapes.

Etape 1 : on définit la première erreur  $z_1$  telle que

$$z_1 = x_5 - x_5^* \quad (3.11)$$

En utilisant l'équation (3.9), la trajectoire de  $z_1$  est définie par :

$$\dot{z}_1 = \frac{x_3}{L_c} - \frac{R_c}{L_c} x_5 + \omega_o x_6 - \frac{V_{gd}}{L_c} - \dot{x}_5^* \quad (3.12)$$

Dans l'équation (3.12),  $\frac{x_3}{L_c}$  est une commande virtuelle.

On définit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V_1 = 0.5z_1^2 \quad (3.13)$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{V}_1 = z_1 \left( \frac{x_3}{L_c} - \frac{R_c}{L_c} x_5 + \omega_o x_6 - \frac{V_{gd}}{L_c} - \dot{x}_5^* \right) \quad (3.14)$$

Dans l'équation (3.14), l'erreur  $z_1$  tend vers zéro si  $\frac{x_3}{L_c} = \alpha_1$  avec  $\alpha_1$  est une fonction stabilisante définie par

$$\alpha_1 = -c_1 z_1 + \frac{R_c}{L_c} x_5 - \omega_o x_6 + \frac{V_{gd}}{L_c} + \dot{x}_5^* \quad (3.15)$$

$c_1 > 0$  est un paramètre de réglage.

Une deuxième erreur est introduite  $z_2$ .

$$z_2 = \frac{x_3}{L_c} - \alpha_1 \quad (3.16)$$

Si  $z_2$  converge vers zéro,  $z_1$  converge vers zéro également.

A partir des équations (3.12), (3.15) et (3.16), on a

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 + z_2 \quad (3.17)$$

Ce qui implique

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 + z_2 z_1 \quad (3.18)$$

Etape 2 :

En utilisant les équations (3.9), (3.10), (3.15), (3.16) et (3.17), la dynamique de  $z_2$  est donné par :

$$\dot{z}_2 = \frac{x_1}{L_c C_f} - c_1^2 z_1 + c_1 z_2 + \beta_1 - \dot{x}_5^* \quad (3.19)$$

Avec

$$\beta_1 = -\frac{R_c}{L_c^2}(x_3 - V_{gd}) + 2\frac{\omega_o}{L_c}(x_4 - R_c x_6) + \frac{1}{L_c} \left( \frac{R_c^2}{L_c} - \frac{1}{C_f} - L_c \omega_o^2 \right) x_5 - \frac{\omega_o}{L_c} V_{gd} - \frac{\dot{V}_{gd}}{L_c} - \frac{i_{cd}}{L_c C_f} \quad (3.20)$$

Dans l'équation (3.19),  $\frac{x_1}{L_c C_f}$  est une commande virtuelle, on considère la fonction de

Lyapunov suivante :

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (3.21)$$

Sa dérivée est

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 + z_2 (z_1 + \dot{z}_2) \quad (3.22)$$

On associe à la commande virtuelle  $\frac{x_1}{L_c C_f}$  une fonction stabilisante  $\alpha_2$  donnée par :

$$\alpha_2 = (c_1^2 - 1)z_1 - (c_1 + c_2)z_2 - \beta_1 + \ddot{x}_5^* \quad (3.23)$$

Où  $c_2 > 0$  est un paramètre de réglage.

Comme  $\frac{x_1}{L_c C_f}$  n'est pas une commande effective, on définit une troisième erreur  $z_3$  :

$$z_3 = \frac{x_1}{L_c C_f} - \alpha_2 \quad (3.24)$$

La convergence de  $z_3$  vers zéro implique la convergence de  $z_2$  vers zéro à son tour.

A partir des équations (3.19) et (3.23), on trouve

$$\dot{z}_2 = -z_1 - c_2 z_2 + z_3 \quad (3.25)$$

La dérivée de la fonction  $V_2$  devient

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_2 z_3 \quad (3.26)$$

Etape 3 :

La trajectoire de  $z_3$  est obtenue par

$$\dot{z}_3 = \frac{u_1}{L_c C_f L_f} + (c_1^3 - 2c_1 - c_2)z_1 + (1 - c_1^2 - c_1 c_2 - c_2^2)z_2 + (c_1 + c_2)z_3 + \beta_2 - \ddot{x}_5^* \quad (3.27)$$

Avec

$$\beta_2 = -\frac{R_f}{L_c C_f L_f} x_1 + \frac{\omega_o}{L_c C_f} x_2 - \frac{x_3}{L_c C_f L_f} + \dot{\beta}_1 \quad (3.28)$$

On introduit la fonction de Lyapunov définie par :

$$\dot{V}_3 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + z_3(z_2 + \dot{z}_3) \quad (3.29)$$

On choisit

$$\dot{z}_3 = -z_2 - c_3 z_3 \quad (3.30)$$

Avec  $c_3 > 0$  est un paramètre de réglage.

L'équation (3.29) devient

$$\dot{V}_3 = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 - c_3 z_3^2 \quad (3.31)$$

Donc

$$\mu_1 = L_c C_f L_f \left[ z_1(2c_1 + c_2 - c_1^3) + z_2(c_1^2 + c_2^2 + c_1 c_2 - 2) - z_3(c_1 + c_2 + c_3) - \beta_2 + \ddot{x}_5^{ref} \right] \quad (3.32)$$

- Commande de  $x_6$

L'objectif est de forcer  $x_6$  à suivre une référence  $x_6^*$ .

Suivant les mêmes étapes appliquées pour  $x_5$ , les équations (3.33) - (3.43) résument l'élaboration de la loi de commande  $\mu_2$ .

Les erreurs de poursuite :

$$z_4 = x_6 - x_6^* \quad (3.33)$$

$$z_5 = \frac{x_4}{L_c} - \alpha_3 \quad (3.34)$$

$$z_6 = \frac{x_2}{L_c C_f} - \alpha_4 \quad (3.35)$$

Les dynamiques décrivant la variation des erreurs de poursuites :

$$\dot{z}_4 = z_5 - c_4 z_4 \quad (3.36)$$

$$\dot{z}_5 = z_6 - c_5 z_5 - z_4 \quad (3.37)$$

$$\dot{z}_6 = -c_6 z_6 - z_5 \quad (3.38)$$

Les fonctions stabilisantes :

$$\alpha_3 = -c_4 z_4 + \omega_o x_5 + \frac{R_c}{L_c} x_6 + \frac{V_{gq}}{L_c} + \dot{x}_6^* \quad (3.39)$$

$$\alpha_4 = -(c_4 + c_5) z_5 + (c_4^2 - 1) z_4 - \beta_3 + \ddot{x}_6^* \quad (3.40)$$

Avec

$c_4 > 0$ ,  $c_5 > 0$  et  $c_6 > 0$  sont des paramètres de réglage.

$$\beta_3 = 2 \frac{\omega_o}{L_c} (-x_3 + R_c x_5) + \frac{R_c}{L_c} (x_4 - V_{gq}) + \frac{1}{L_c} \left( \frac{R_c^2}{L_c} - \frac{1}{C_f} - L_c \omega_o^2 \right) x_6 + \frac{\omega_o}{L_c} V_{gd} - \frac{\dot{V}_{gq}}{L_c} - \frac{i_{cq}}{L_c C_f} \quad (3.41)$$

La loi de commande :

$$\mu_2 = L_c C_f L_f \left[ z_4 (2c_4 + c_5 - c_4^3) + z_5 (c_4^2 + c_5^2 + c_4 c_5 - 2) - z_6 (c_4 + c_5 + c_6) - \beta_4 + \ddot{x}_6^* \right] \quad (3.42)$$

Où

$$\beta_4 = -\frac{\omega_o}{L_c C_f} x_1 - \frac{R_f}{L_c C_f L_f} x_2 - \frac{x_4}{L_c C_f L_f} + \dot{\beta}_3 \quad (3.43)$$

### 3.3.3. Etude de la stabilité du système

#### Théorème 3.1.

Soit le système en boucle fermée composé du :

- système définit par les équations (3.5)-(3.10) ;
- régulateur défini par les lois de commande (3.32) et (3.42)

Le système en boucle fermée peut être représenté dans le repère des erreurs de poursuite de la manière suivante :

$$\begin{pmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \\ \dot{z}_4 \\ \dot{z}_5 \\ \dot{z}_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -c_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -c_2 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -c_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -c_4 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -c_5 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -c_6 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \\ z_5 \\ z_6 \end{pmatrix} \quad (3.44)$$

Il s'en suit que :

- i) Tous les signaux en boucle fermée sont fermés.
- ii) Les erreurs de poursuite  $z_1 = x_5 - x_5^*$  et  $z_3 = x_6 - x_6^*$  convergent vers zéro.

### Preuve du théorème 3.1.

On considère la fonction de Lyapunov candidate :

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^6 Z_i^2 \quad (3.45)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V} = -\sum_{i=1}^6 C_i Z_i^2 \quad (3.46)$$

A partir des équations (3.45) et (3.46),  $V$  est définie positive et  $\dot{V}$  est définie semi négative ; donc le système (3.44) est asymptotiquement globalement stable. Cela termine la preuve du théorème 3.1 ■

#### 3.3.4. Simulations et discussions

En vue d'évaluer les performances du contrôleur de courant élaboré, le système de la figure 3.1 défini par les équations (3.5) - (3.10) et le contrôleur défini par les équations (3.32) et (3.42) sont modélisés et leur fonctionnement est simulé en se basant sur le schéma de la figure 3.2.



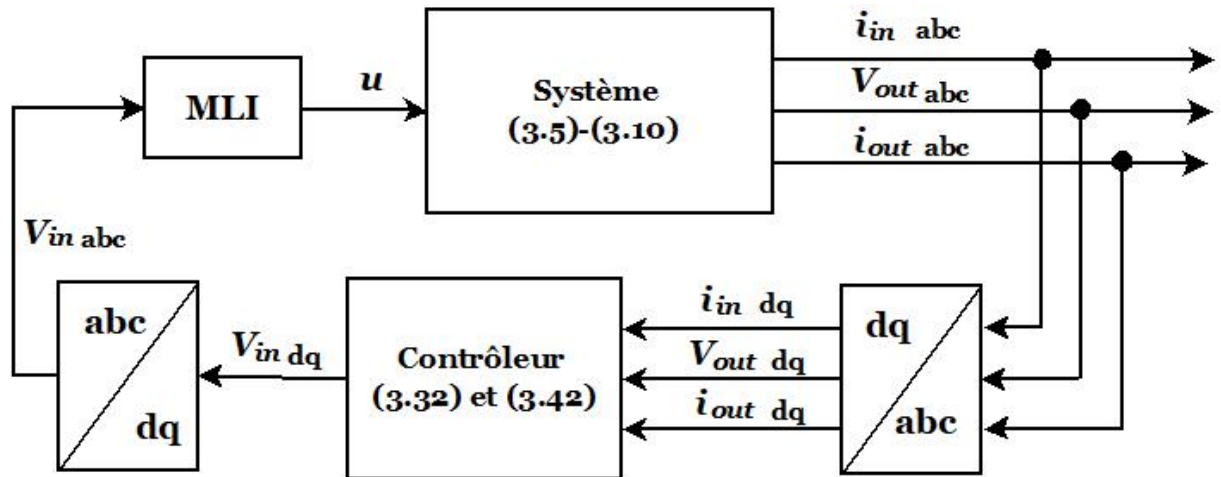


Figure 3.2: Diagramme de simulation du contrôleur du courant en mode connecté

Les paramètres de simulation adoptés pour le système et le contrôleur sont donnés sur le tableau 3.1 et 3.2.

Tableau 3.1: Paramètres du système

Paramètre	Valeur
$R_f$	$0.15\Omega$
$L_f$	$1.5mH$
$C_f$	$45\mu F$
$R_c$	$0.5\Omega$
$L_c$	$0.53mH$
$f$	$50\ Hz$

Tableau 3.2: Paramètres de simulation pour la commande de courant en mode connecté

Paramètre	Valeur
$c_1$	5000
$c_2$	2000
$c_3$	1000
$c_4$	5000
$c_5$	1000
$c_6$	2000

Les simulations ont été réalisées avec deux types de charges ; charge résistive  $R_{charge}$  et charge non-linéaire. La tension du réseau, donné sur la figure 3.3, est de  $220\sin(\omega t)$  (V).

Initialement on veut injecter une puissance active égale à 660 W pour cela la référence du courant direct est réglée sur 3 A. A  $t=0.1s$ , on change cette référence pour qu'elle soit égale à 5 A afin d'injecter dans le réseau une puissance active de 1100 W.

Le référence de la composante quadrature du courant de sortie est réglée sur 0A pour que la puissance réactive injectée dans le réseau soit égale à 0 VAR.

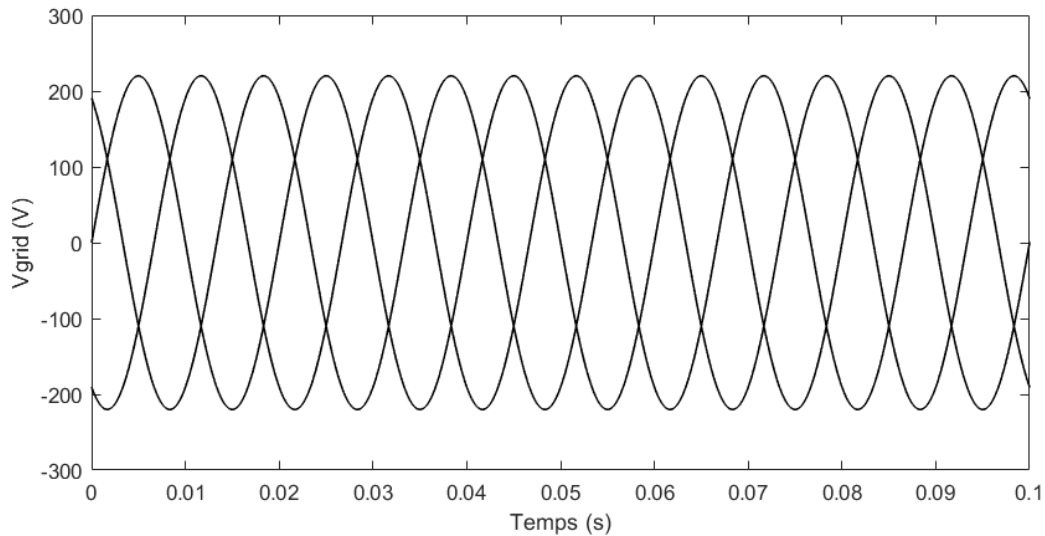


Figure 3.3: Tension du réseau de distribution

- Charge résistive

A  $t=0s$ , la résistance de la charge est égale à  $R_{charge} = 20\Omega$  et à  $t=0.2s$  elle est modifiée à  $R_{charge} = 40\Omega$ .

Les figures 3.4 à 3.7 présentent, respectivement, la composante directe du courant injecté, la composante quadrature du courant injecté, le courant injecté triphasé et le courant de la charge résistive.

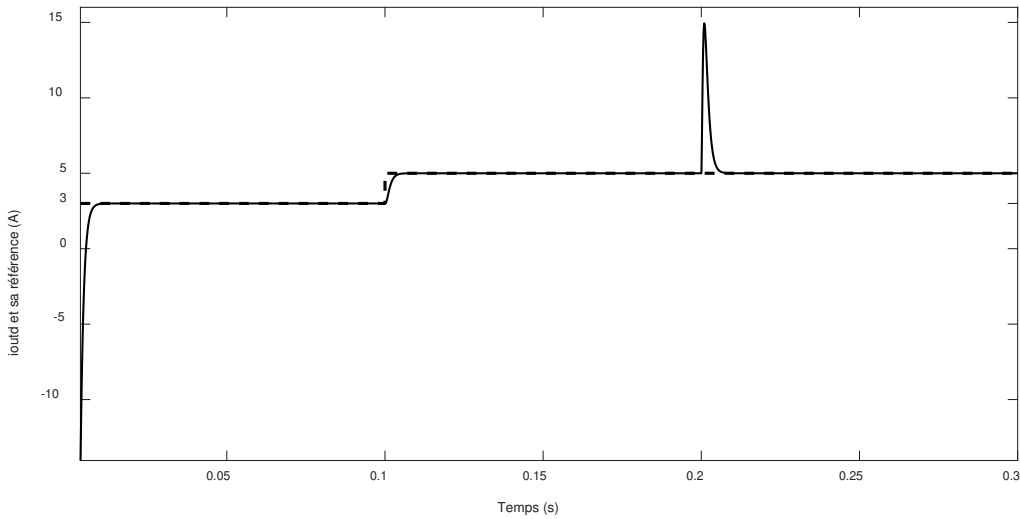


Figure 3.4 : Composante directe du courant injecté (en gras) et sa référence (en pointillé) avec charge résistive

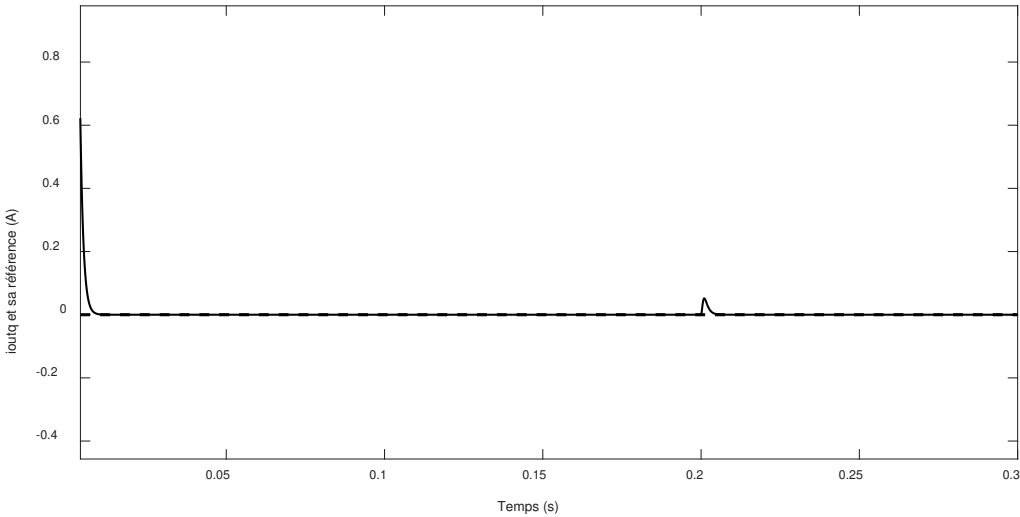


Figure 3.5 : Composante quadrature du courant injecté (en gras) et sa référence (en pointillé) avec charge résistive

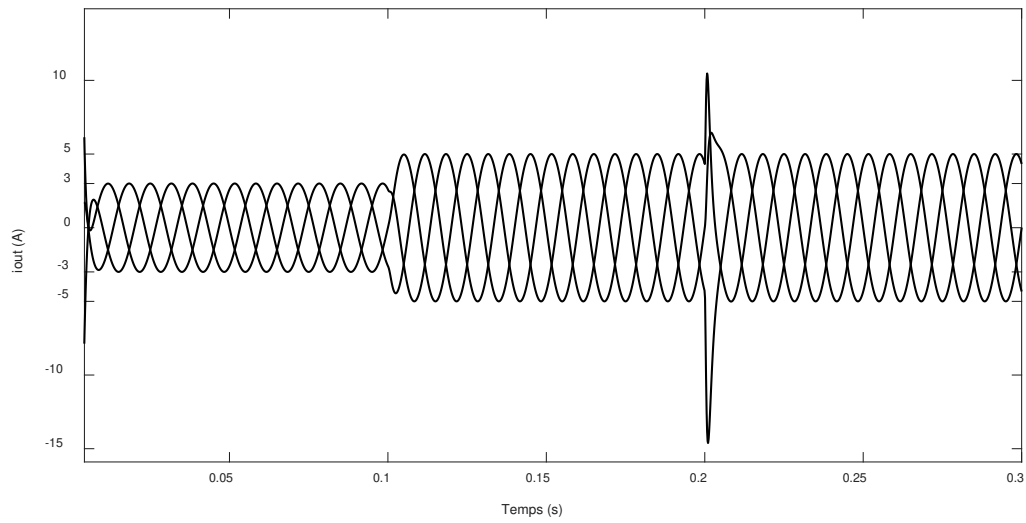


Figure 3.6 : Courant triphasé injecté dans un réseau avec charge résistive

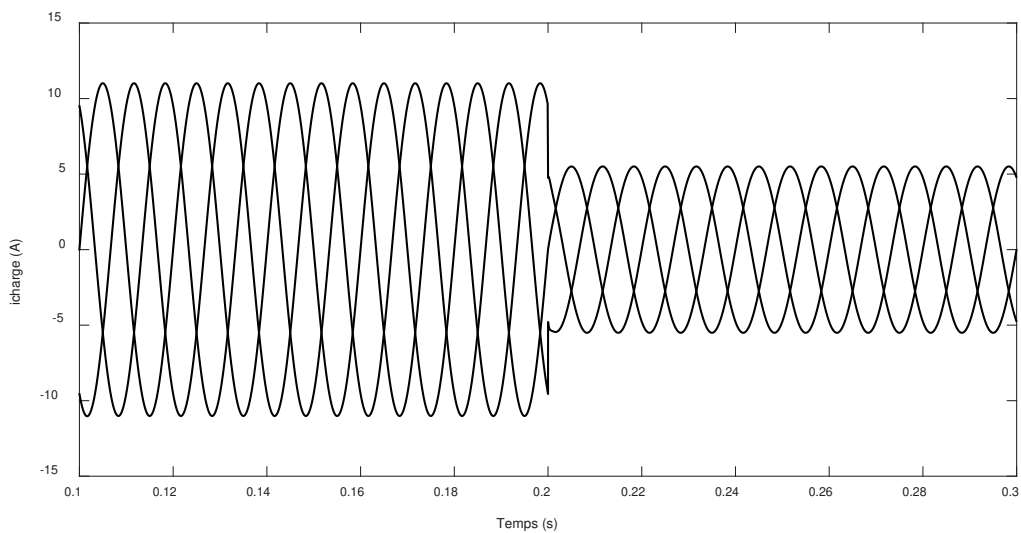


Figure 3.7: Courant de la charge résistive

- Charge non linéaire

La charge non linéaire est constituée d'une inductance  $L_{charge}$  avec une résistance interne de  $0.35\Omega$  en parallèle avec la résistance  $R_{charge}$ .

Initialement,  $L_{charge} = 228mH$  et  $R_{charge} = 20\Omega$ , à  $t=0.2s$  les valeurs de la charge sont modifiées comme suit :  $L_{charge} = 350mH$  et  $R_{charge} = 40\Omega$ .

Les figures 3.8 à 3.11 donnent, respectivement, la composante directe du courant injecté, la composante quadrature du courant injecté, le courant injecté triphasé et le courant de la charge résistive.

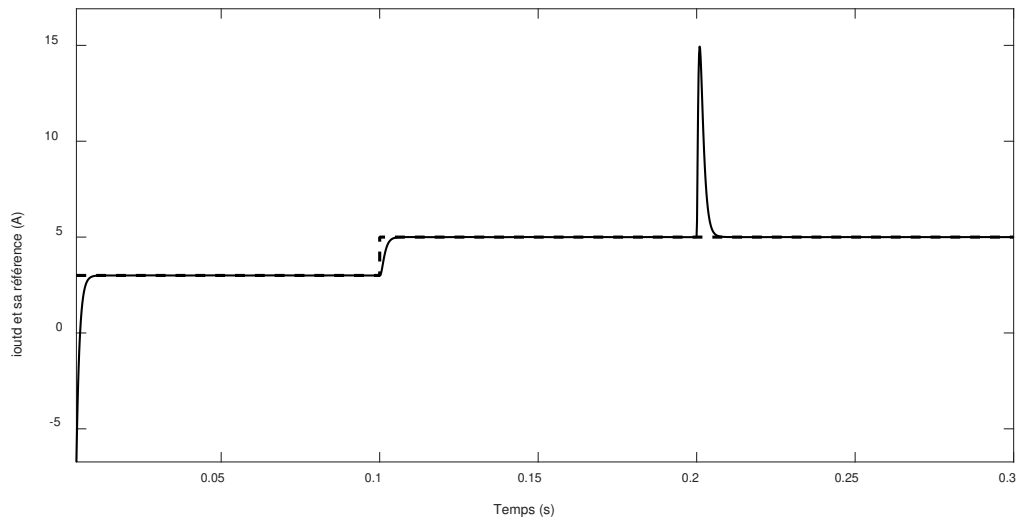


Figure 3.8: Composante directe du courant injecté (en gras) et sa référence (en pointillé) avec charge non linéaire

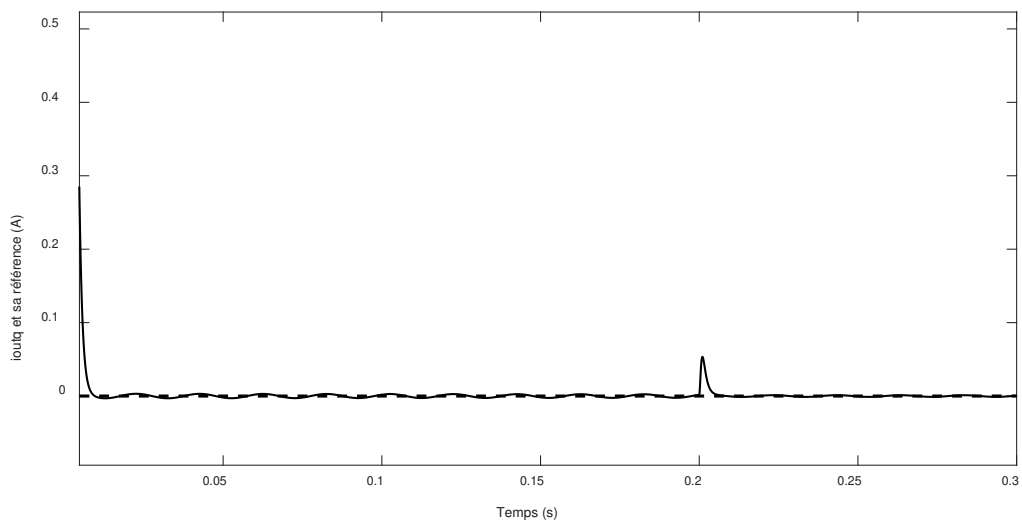


Figure 3.9: : Composante quadrature du courant injecté (en gras) et sa référence (en pointillé) avec charge non linéaire

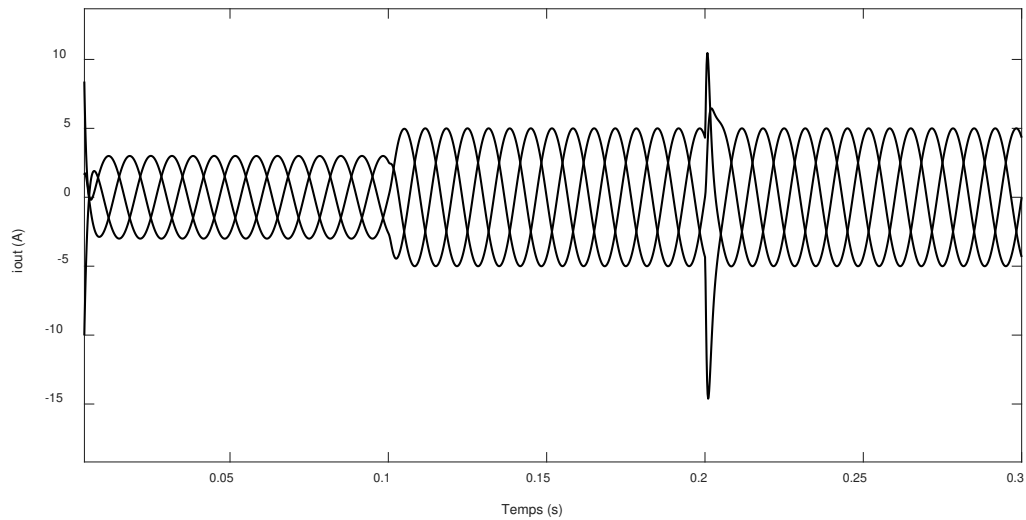


Figure 3.10: Courant injecté dans le réseau avec une charge non linéaire

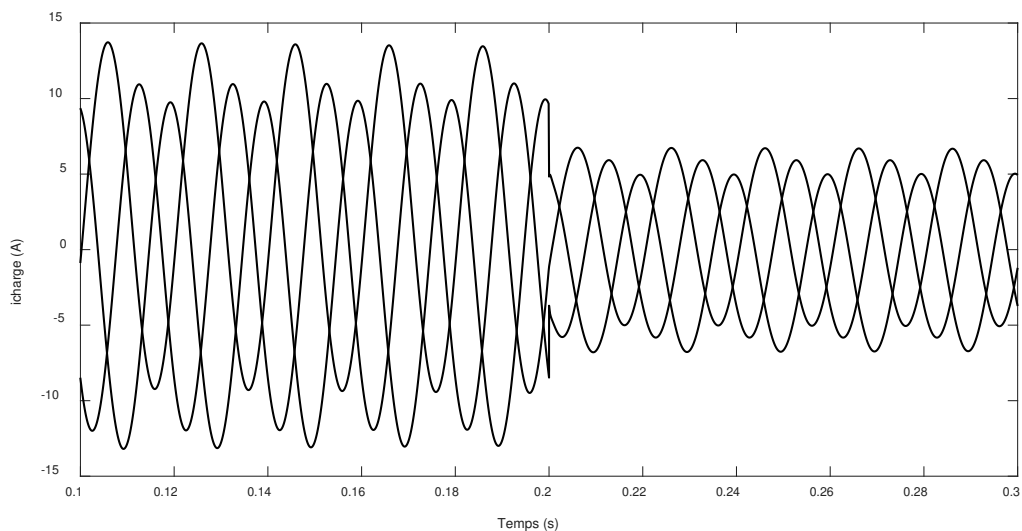


Figure 3.11: Courant de charge non linéaire

#### - Discussions

Les figures 3.4, 3.5, 3.8 et 3.9 montrent que le courant de sortie injecté dans le réseau auquel est connecté l'onduleur suit sa référence même si la référence est variable dans le temps. Dans le cas de la charge non linéaire, des ondulations apparaissent au niveau de la composante quadratique du courant (figure 3.9) mais ces ondulations ne dépassent pas les valeurs nominales. Le régime permanent est atteint après 0.014s. Le contrôleur enforce le courant à suivre la référence malgré la variation de la charge et le changement de son type.

La poursuite du courant de sortie à sa référence assure l'injection des valeurs des puissances active et réactive désirées. Avec une référence égale à 0A de la composante quadratique du courant de sortie, le contrôleur permet de compenser la puissance réactive consommée par la charge locale.

### 3.4. Commande de la tension en modes connecté et isolé en présence d'une charge non linéaire avec courant harmonique

#### 3.4.1. Objectif de la commande

La présence des charges avec des courants harmoniques perturbe la tension au PCC entre le microgrid et le réseau. Pour cela, l'objectif de la commande est de stabiliser la tension au PCC en tenant compte d'une charge non linéaire avec des courants harmoniques ; et ceci dans les deux modes de fonctionnement du microgrid : connecté et isolé.

La figure 3. 12 montre la charge prise en considération.

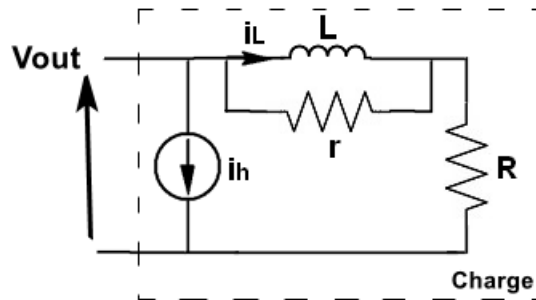


Figure 3.12: Charge non linéaire avec un générateur du courant harmonique

$i_L$  : le courant de charge passant dans l'inductance L.

$i_h$  : le courant harmonique.

Le modèle mathématique adopté dans cette partie tient compte du courant de charge. Ainsi, il est décrit par les équations (3.47) - (3.54).

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_f}{L_f} x_1 + \omega_o x_2 - \frac{1}{L_f} x_3 + \frac{1}{L_f} \mu_1 \quad (3.47)$$

$$\dot{x}_2 = -\omega_o x_1 - \frac{R_f}{L_f} x_2 - \frac{1}{L_f} x_4 + \frac{1}{L_f} \mu_2 \quad (3.48)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{C_f} (x_1 - x_5 - i_{hd}) - \frac{1}{C_f (r+R)} (x_3 - r x_7) + \omega_o x_4 \quad (3.49)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{1}{C_f} (x_2 - x_6 - i_{hq}) - \omega_o x_3 - \frac{1}{C_f (r+R)} (x_4 - r x_8) \quad (3.50)$$

$$\dot{x}_5 = \frac{1}{L_c} x_3 - \frac{R_c}{L_c} x_5 + \omega_o x_6 - \frac{1}{L_c} V_{gridd} \quad (3.51)$$

$$\dot{x}_6 = \frac{1}{L_c} x_4 - \frac{R_c}{L_c} x_6 - \omega_o x_5 - \frac{1}{L_c} V_{gridq} \quad (3.52)$$

$$\dot{x}_7 = \frac{r}{L(r+R)} (x_3 - R x_7) + \omega_o x_8 \quad (3.53)$$

$$\dot{x}_8 = \frac{r}{L(r+R)} (x_4 - R x_8) - \omega_o x_7 \quad (3.54)$$

$x_7$  et  $x_8$  sont, respectivement, la composante directe  $i_{ld}$  et quadratique  $i_{lq}$  du courant de la charge.

$i_{hd}$  et  $i_{hq}$  sont, respectivement, la composante directe et quadratique du courant harmonique de la charge.

L'objectif de la commande est de forcer  $x_3$  et  $x_4$  de suivre les références  $x_3^*$  et  $x_4^*$  en appliquant la technique du Backstepping. Les lois de commande  $\mu_1$  et  $\mu_2$  sont obtenues après deux étapes.

### 3.4.2. Synthèse du régulateur de la tension

Les équations (3-55) – (3.67) présente l'élaboration de la commande  $\mu_1$ .

Les erreurs de poursuite :

$$z_1 = x_3 - x_3^* \quad (3.55)$$

$$z_2 = \frac{1}{C_f} x_1 - \alpha_1 \quad (3.56)$$

$$z_3 = x_4 - x_4^* \quad (3.57)$$



$$z_4 = \frac{1}{C_f} x_2 - \alpha_2 \quad (3.58)$$

Les dynamiques des erreurs de poursuite :

$$\dot{z}_1 = z_2 - c_1 z_1 \quad (3.59)$$

$$\dot{z}_2 = -z_1 - c_2 z_2 \quad (3.60)$$

$$\dot{z}_3 = z_4 - c_3 z_3 \quad (3.61)$$

$$\dot{z}_4 = -z_3 - c_4 z_4 \quad (3.62)$$

La fonction stabilisante :

$$\alpha_1 = -c_1 z_1 + \frac{1}{C_f(r+R)}(x_3 + rx_7) - \omega_o x_4 + \frac{1}{C_f}(x_5 + i_{hd}) + \dot{x}_3^* \quad (3.63)$$

$$\alpha_2 = -c_3 z_3 + \frac{1}{C_f(r+R)}(x_4 + rx_8) + \omega_o x_3 + \frac{1}{C_f}(x_6 + i_{hq}) + \dot{x}_4^* \quad (3.64)$$

La loi de commande :

$$\mu_1 = C_f L_f \left[ z_1(c_1^2 - 1) - z_2(c_1 + c_2) - \beta_1 - \frac{1}{C_f^2(r+R)} i_{hd} + \frac{\omega_o}{C_f} i_{hq} - \frac{V_{gridd}}{C_f L_c} + \frac{\dot{i}_{hd}}{C_f} + \dot{x}_3^* \right] \quad (3.65)$$

$$\mu_2 = C_f L_f \left[ z_3(c_3^2 - 1) - z_4(c_3 + c_4) - \beta_2 - \frac{1}{C_f^2(r+R)} i_{hq} - \frac{\omega_o}{C_f} i_{hd} - \frac{V_{gridq}}{C_f L_c} + \frac{\dot{i}_{hq}}{C_f} + \dot{x}_4^* \right] \quad (3.66)$$

Avec

$$\beta_1 = \beta_{11} x_1 + 2 \frac{\omega_o}{C_f} (x_2 - x_6) + \beta_{12} x_3 - \frac{2\omega_o}{C_f(r+R)} (x_4 + rx_8) + \beta_{13} x_5 + \beta_{14} x_7 \quad (3.66)$$

$$\beta_2 = \beta_{11} x_2 + 2 \frac{\omega_o}{C_f} (x_5 - x_1) + \beta_{12} x_4 + \frac{2\omega_o}{C_f(r+R)} (x_4 + rx_7) + \beta_{13} x_6 + \beta_{14} x_8 \quad (3.67)$$

$$\beta_{11} = -\frac{1}{C_f} \left( \frac{R_f}{C_f} + \frac{1}{C_f(r+R)} \right) \quad (3.68)$$

$$\beta_{12} = -\frac{2}{C_f L_c} + \frac{1}{C_f^2(r+R)^2} - \omega_o^2 - \frac{r^2}{C_f L(r+R)^2} \quad (3.69)$$

$$\beta_{13} = \frac{1}{C_f^2(r+R)} + \frac{R_c}{C_f L_c} \quad (3.70)$$

$$\beta_{14} = \frac{r}{C_f(r+R)^2} \left( \frac{1}{C_f} + \frac{rR}{L} \right) \quad (3.71)$$

$c_1, c_2, c_3$  et  $c_4$  sont des paramètres de réglage positifs.

### 3.4.3. Etude de stabilité

#### Théorème 3.2.

Nous considérons le système en boucle fermée constitué de :

- le système en boucle ouverte décrit par les équations (3.47) – (3.54)
- le contrôleur donné par les équations (3.60) et (3.70)

Il peut être représenté dans le système d'erreur  $(z_1, z_2, z_3, z_4)$  par l'équation (3.73).

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \\ \dot{z}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -c_1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & -c_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -c_3 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & -c_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} \quad (3.72)$$

Où  $c_1, c_2, c_3$  et  $c_4$  sont des paramètres de réglage positifs et choisis arbitrairement.

- i) Tous les signaux en boucle fermée sont fermés
- ii) Les erreurs de poursuite  $z_1 = x_3 - x_3^*$  et  $z_3 = x_4 - x_4^*$  tendent vers zéro.

Ainsi le contrôleur assure une stabilité asymptotique globale tout en forçant les signaux  $x_3$  et  $x_4$  à converger vers leurs références.

#### Preuve du théorème 3.2.

On définit la fonction de Lyapunov donnée par :

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 z_i^2 \quad (3.73)$$

Sa dérivée est montrée par :

$$\dot{V} = -\sum_{i=1}^4 c_i z_i^2 \quad (3.74)$$

Puisque la fonction de Lyapunov est définie positive et sa dérivée est définie semi négative, donc le système (3.74) est asymptotiquement stable. Cela termine la preuve du théorème 3.2 ■

### 3.4.4. Simulations et discussions

Pour valider le fonctionnement du contrôleur, des simulations ont été réalisées en mode connecté et en mode isolé suivant le diagramme de la figure 3.13.

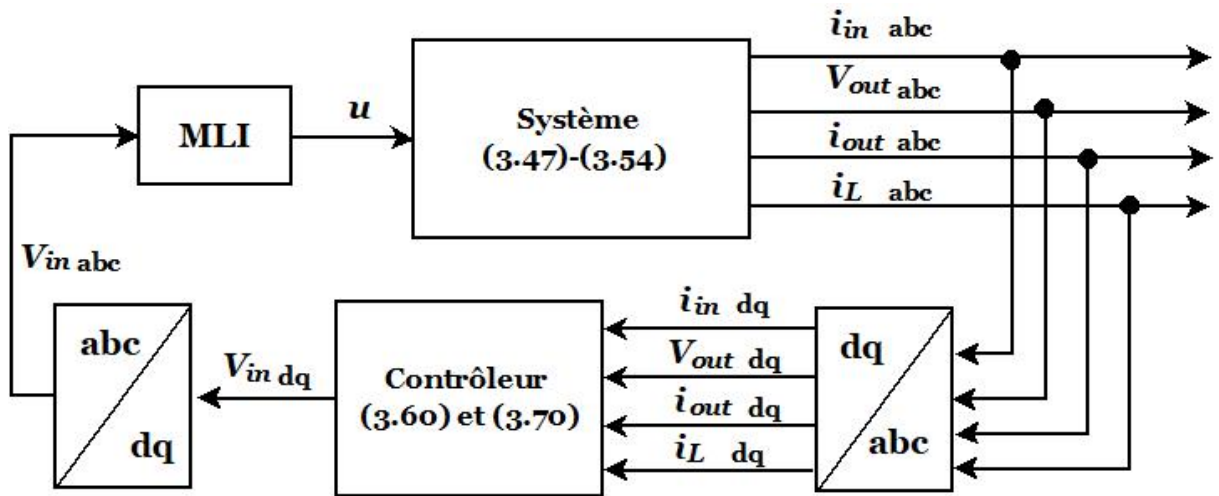


Figure 3.13: Diagramme de simulation du contrôleur de tension en présence de courant harmonique

Les paramètres du système, de la charge et du contrôleur sont donnés, respectivement, dans les tableaux 3.1 et 3.3

Tableau 3.3: Paramètres du contrôleur de tension en présence du courant harmonique

Paramètre	Valeur
$c_1$	1000
$c_2$	1000
$c_3$	1000
$c_4$	1000

L'objectif est de forcer la tension au PCC à suivre une référence de  $325\sin(\omega t)$  (V) dans toutes les simulations.

Deux types de charges ont été considérés. Dans un premier temps, la charge connectée est une charge purement résistive variable suivant le profil de la figure 3.14. Par la suite la charge

résistive est remplacée par une charge non linéaire générant un courant harmonique de la figure 3.12 dont les paramètres sont  $R = 5\Omega$ ,  $r = 500\Omega$ ,  $L = 1.5mH$ . La figure 3.15 montre le courant harmonique de la charge.

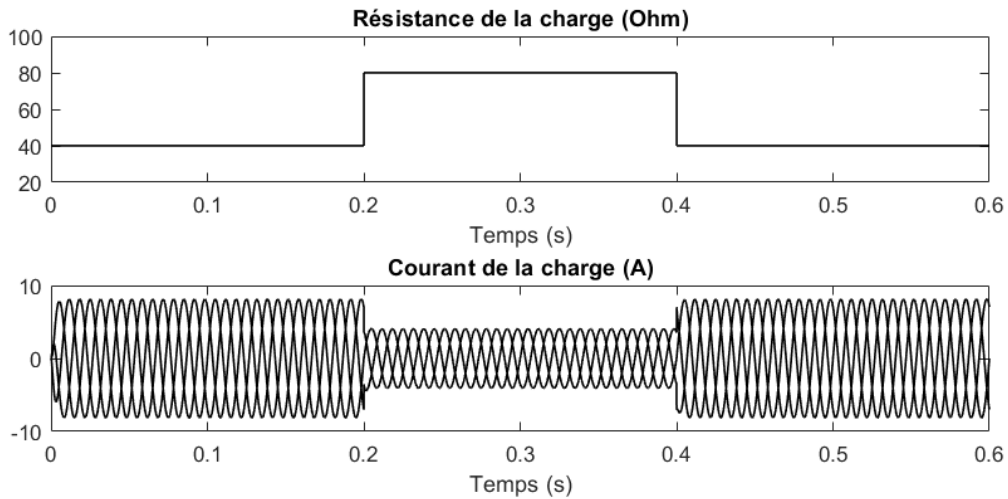


Figure 3.14: Résistance et courant de charge

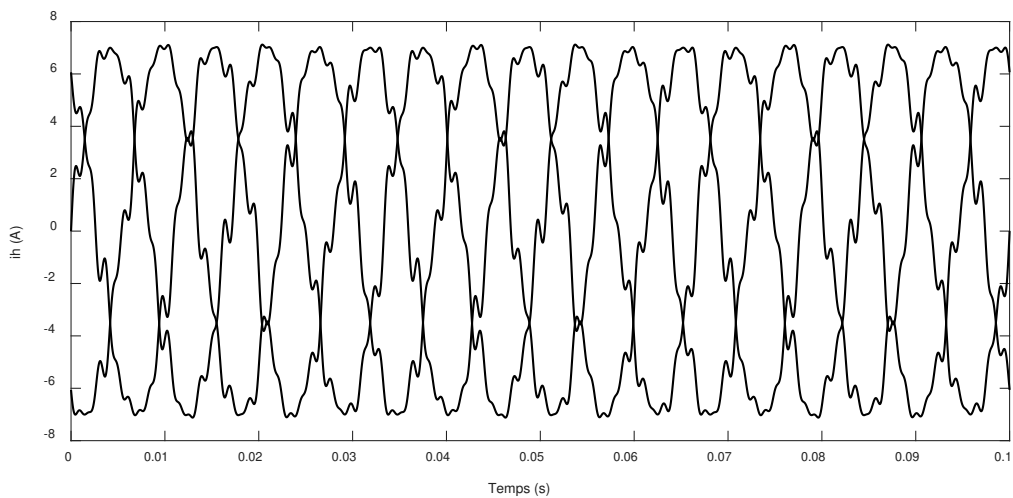


Figure 3.15: Courant harmonique de charge

Les simulations ont été réalisées dans les deux modes de microgrids : mode connecté et mode isolé. En mode connecté la tension est égale à  $325\sin(\omega t)$  (V).

- Mode connecté

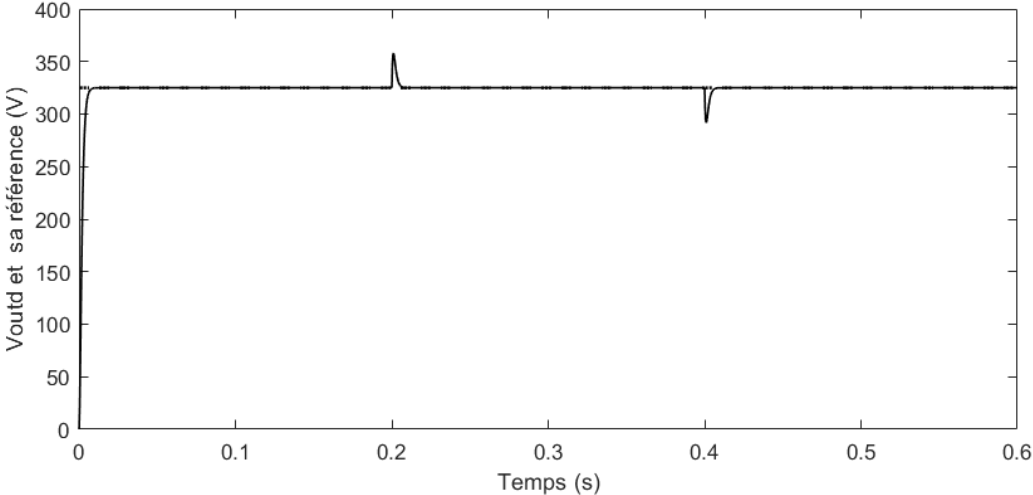


Figure 3.16: Composante directe de la tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) avec une charge résistive

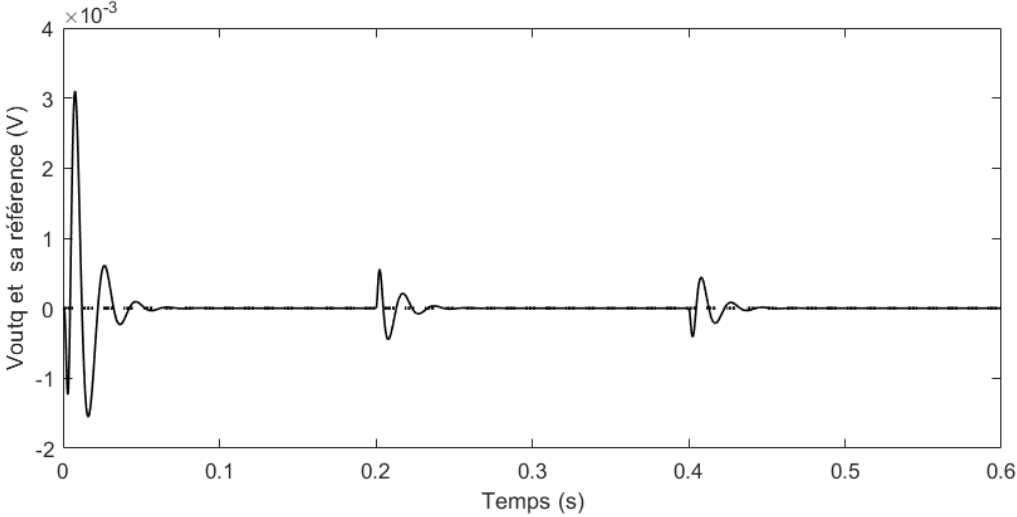


Figure 3.17: Composante quadratique de la tension de sortie (en gras) et sa référence avec une charge résistive

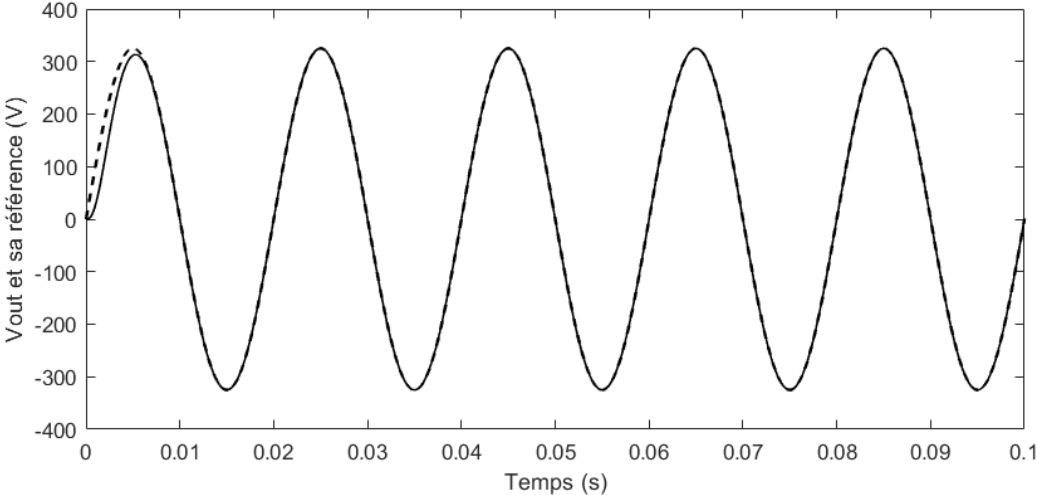


Figure 3.18: Tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) avec charge résistive

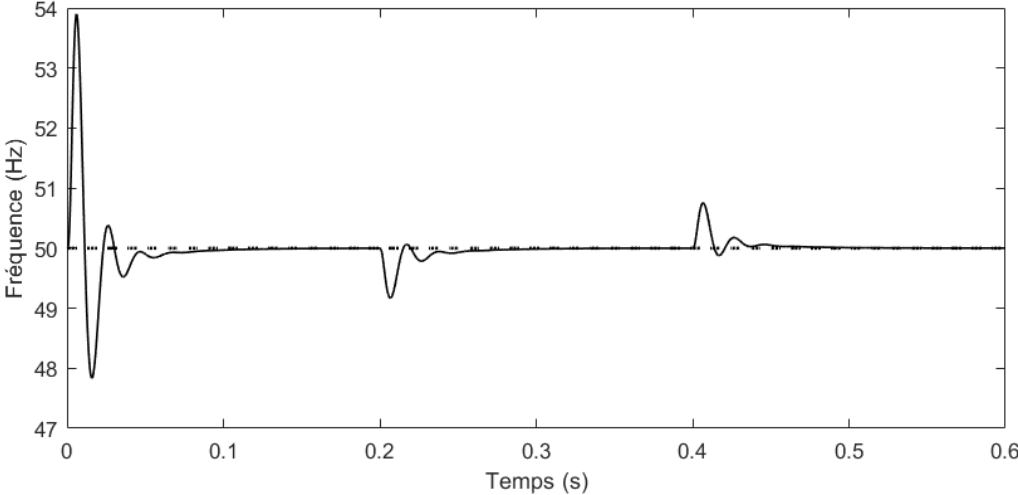


Figure 3.19: Fréquence de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) avec charge résistive

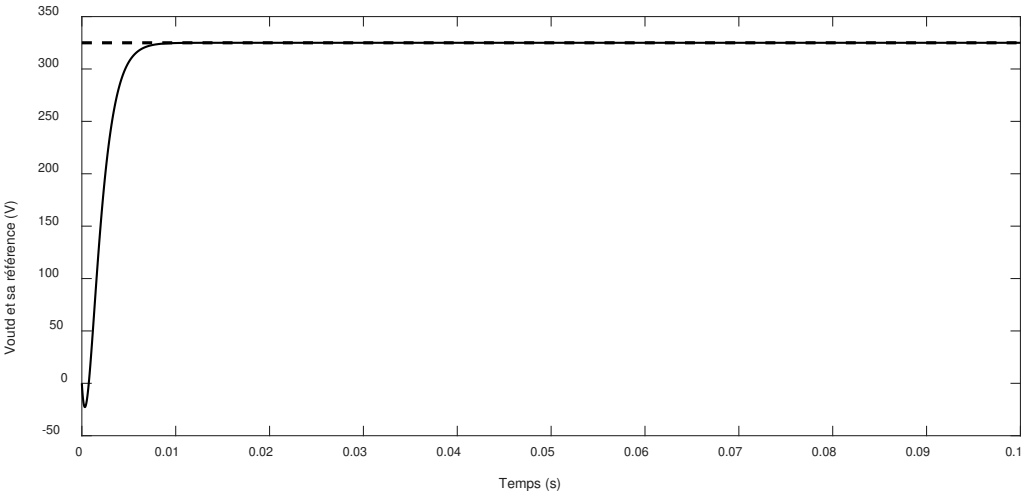


Figure 3.20: Composante directe de la tension de sortie avec un courant harmonique

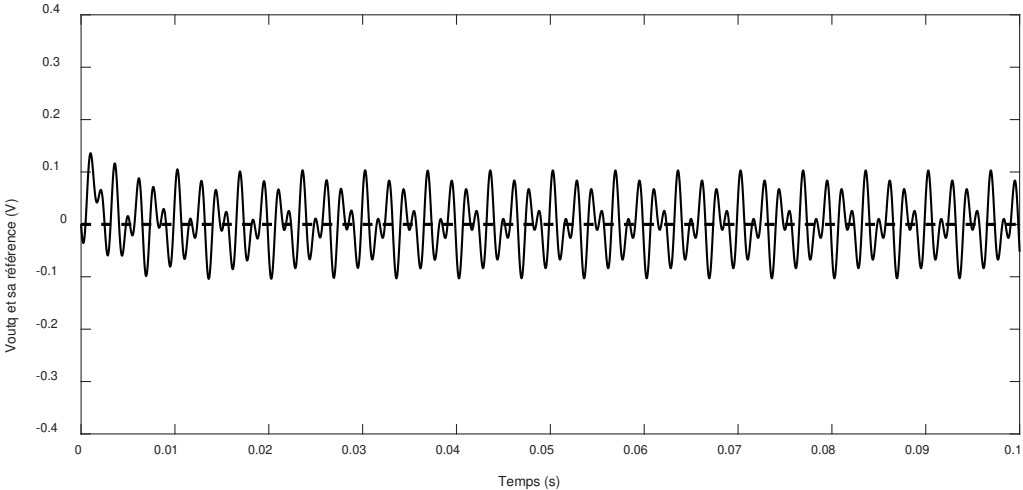


Figure 3.21: Composante quadrature de la tension de sortie avec un courant harmonique

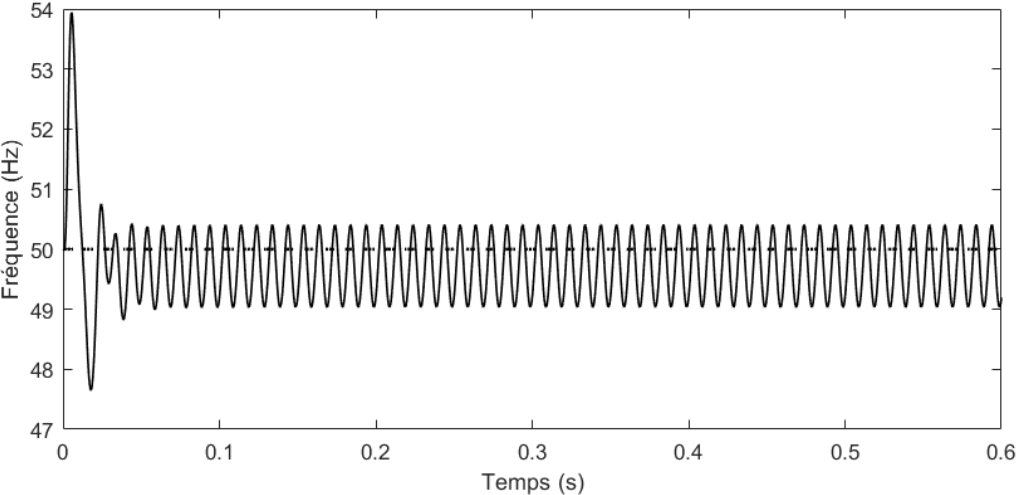


Figure 3.22: Fréquence de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) avec courant harmonique

- Mode isolé

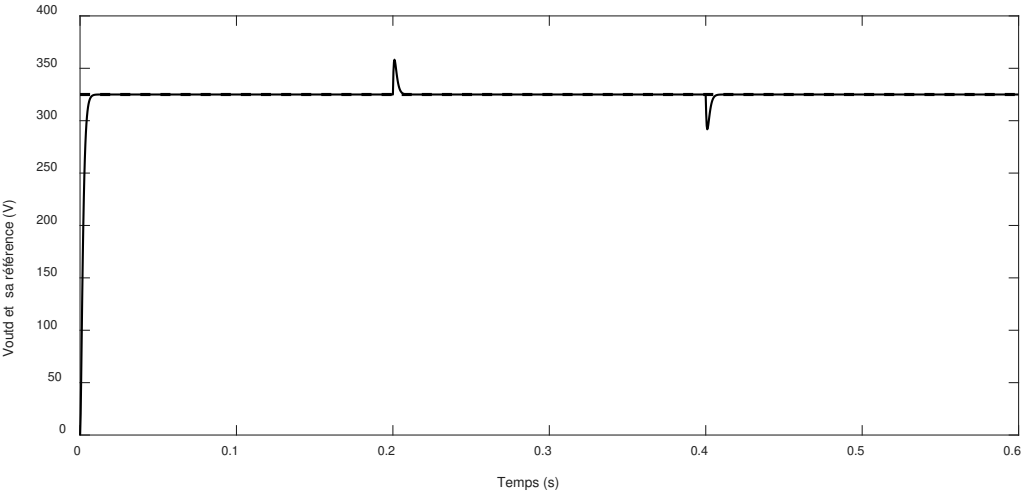


Figure 3.23: Composante directe de la tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) avec charge résistive



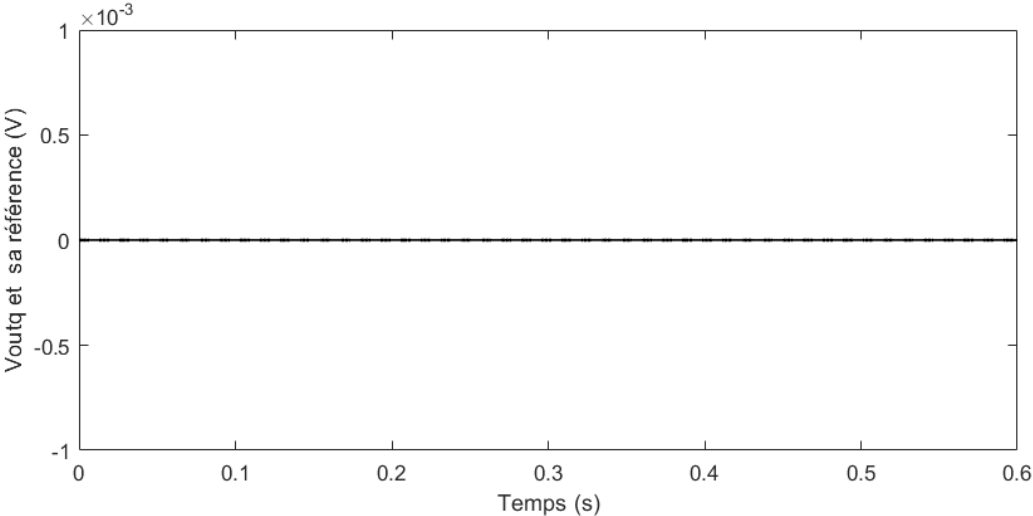


Figure 3.24: Composante quadratique de la tension de sortie (en gras) et sa référence avec une charge résistive

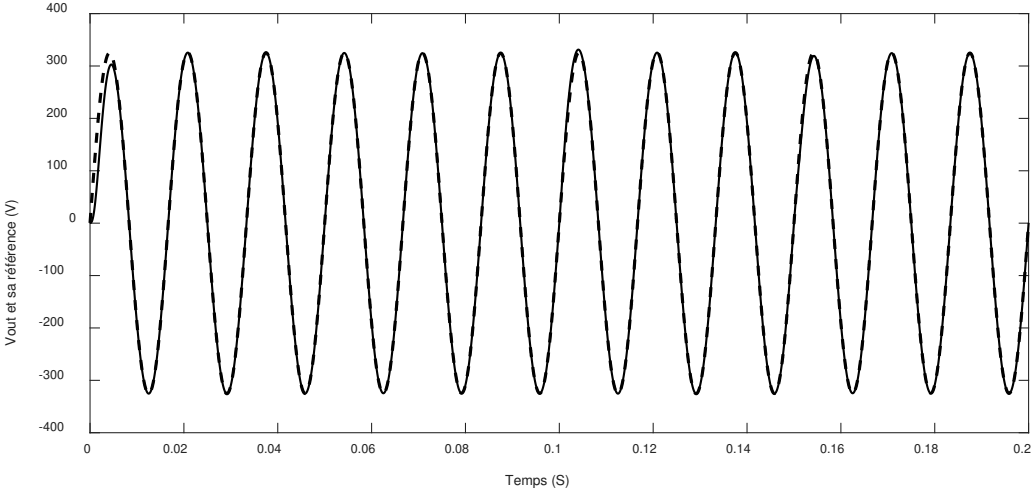


Figure 3.25: Tension de sortie monophasé (en gras) et sa référence (en pointillé) avec charge résistive

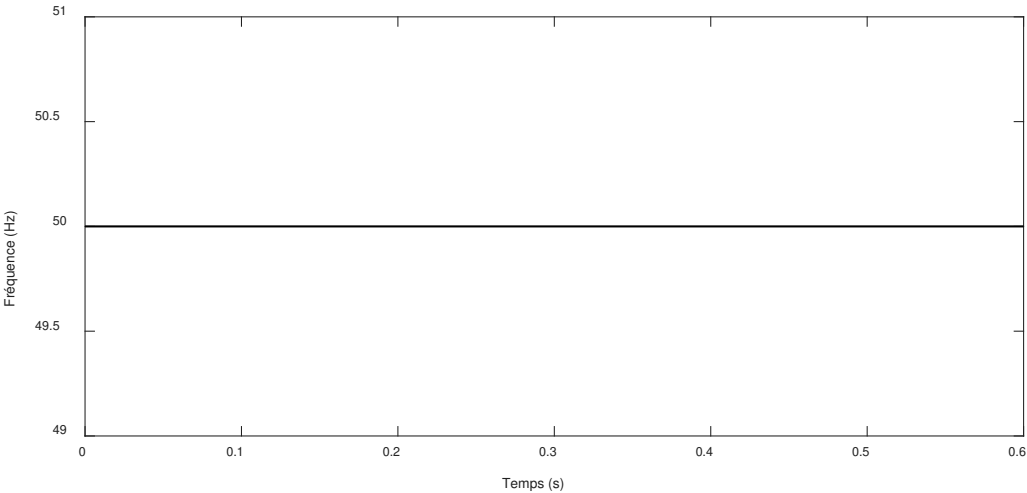


Figure 3.26: Fréquence de sortie avec charge résistive

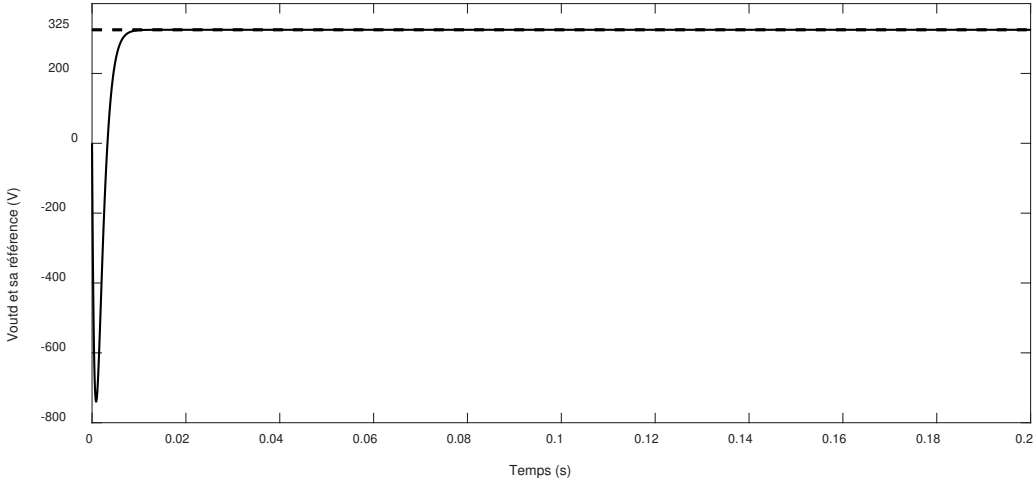


Figure 3.27: Composante directe de la tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) avec un courant harmonique

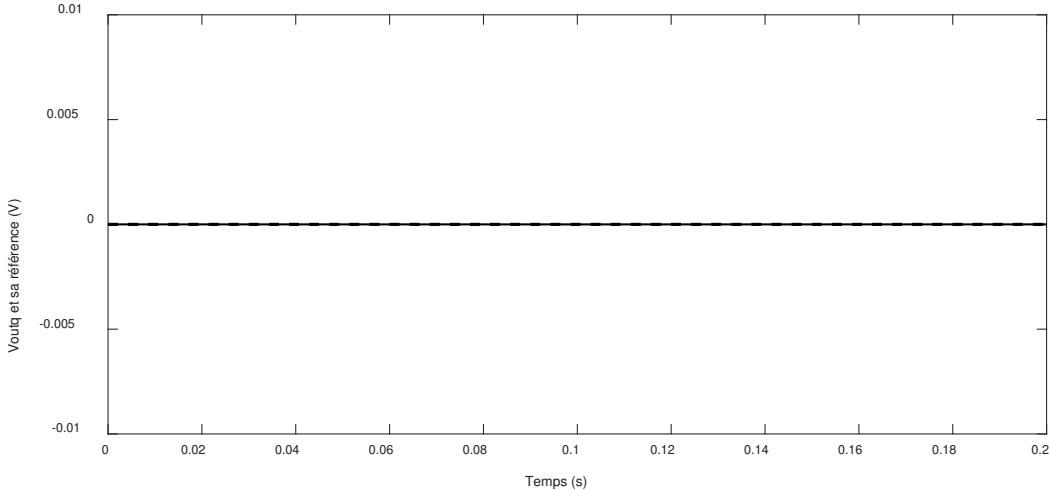


Figure 3.28: Composante quadratique de la tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) avec un courant harmonique

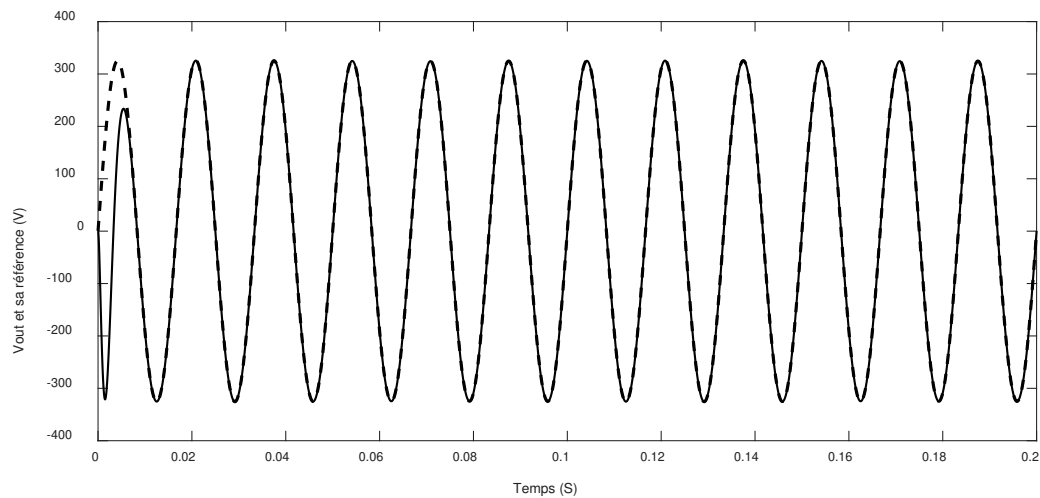


Figure 3.29: Tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé) avec un courant harmonique

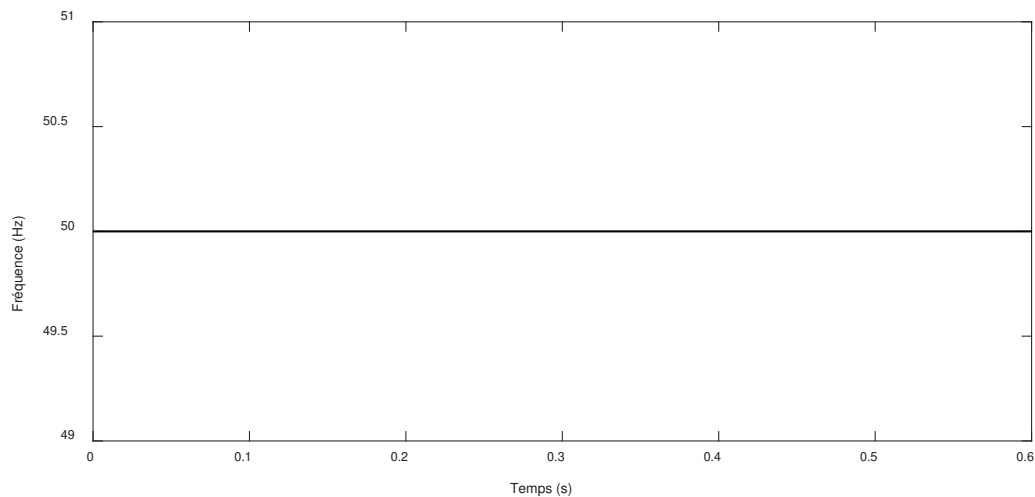


Figure 3.30: Fréquence de sortie avec un courant harmonique

### - Discussions

Dans tous les cas de simulations ; en mode connecté, en mode isolé, avec une charge résistive pure variable et avec une charge non linéaire à courant harmonique, la tension de sortie au PCC arrive à suivre sa valeur référence et elle l'atteint après 0.011s. en mode connecté et lorsqu'une charge non linéaire avec un courant harmonique est connectée au PCC, des ondulations, au niveau de la composante quadratique de la tension de sortie (Figure 3.21) et de la fréquence au PCC (figure 3.22), apparaissent mais elle ne dépassent pas les valeurs prescrites par les normes internationales.

### 3.5. Commande de la tension en modes connecté et isolé avec estimation de la résistance de la charge

#### 3.5.1. Objectif de la commande

Dans cette partie on considère le système de la figure 3.1 avec une charge résistive dont on veut estimer la valeur. L'objectif de la commande, ainsi, est de commander la tension de sortie au PCC en estimant la résistance de la charge.

Les équations 3.7 et 3.8 deviennent :

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{C_f}(x_1 - x_5 - \frac{x_3}{R}) + \omega_o x_4 \quad (3.75)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{1}{C_f}(x_2 - x_6 - \frac{x_4}{R}) - \omega_o x_3 \quad (3.76)$$

$R$  est la résistance de la charge à estimer. On note  $\theta = \frac{1}{R}$ .

Le paramètre estimé est noté  $\hat{\theta}$  avec

$$\theta = \hat{\theta} + \tilde{\theta} \quad (3.77)$$

$\tilde{\theta}$  est l'erreur d'estimation.

En utilisant la commande du Backstepping adaptative, nous forçons les composantes directe  $x_3$  et quadrature  $x_4$  de la tension de sortie à suivre une référence donnée lorsque la résistance de la charge est inconnue et variable dans le temps.

#### 3.5.2. Synthèse de la commande adaptative

Les erreurs de poursuite :

$$z_1 = x_3 - x_3^* \quad (3.78)$$

$$z_2 = \frac{1}{C_f} x_1 - \alpha_1 \quad (3.79)$$

$$z_3 = x_4 - x_4^* \quad (3.80)$$

$$z_4 = \frac{1}{C_f} x_2 - \alpha_2 \quad (3.81)$$

Les dynamiques des erreurs de poursuite :

$$\dot{z}_1 = z_2 - c_1 z_1 - \frac{\tilde{\theta}}{C_f} x_3 \quad (3.82)$$

$$\dot{z}_2 = -z_1 - c_2 z_2 - \frac{1}{C_f} (c_1 x_3 - \frac{\hat{\theta}}{C_f} x_3 + \omega_o x_4) \tilde{\theta} \quad (3.83)$$

$$\dot{z}_3 = z_4 - c_3 z_3 - \frac{\tilde{\theta}}{C_f} x_4 \quad (3.84)$$

$$\dot{z}_4 = -z_3 - c_4 z_4 - \frac{1}{C_f} (c_1 x_4 - \frac{\hat{\theta}}{C_f} x_4 - \omega_o x_3) \tilde{\theta} \quad (3.85)$$

La fonction stabilisante :

$$\alpha_1 = -c_1 z_1 + \frac{\hat{\theta}}{C_f} x_3 - \omega_o x_4 + \frac{1}{C_f} x_5 + \dot{x}_3^* \quad (3.86)$$

$$\alpha_2 = -c_3 z_3 + \omega_o x_3 + \frac{\hat{\theta}}{C_f} x_4 + \frac{1}{C_f} x_6 + \dot{x}_4^* \quad (3.87)$$

La loi de commande :

$$\mu_1 = C_f L_f \left[ z_1 (c_1^2 - 1) - z_2 (c_1 + c_2) - \beta_1(x) + \frac{\dot{\hat{\theta}}}{C_f} x_3 - \eta_1(\hat{\theta}) - \frac{1}{C_f L_c} V_{gridd} + \ddot{x}_3^* \right] \quad (3.88)$$

$$\mu_2 = C_f L_f \left[ z_3 (c_3^2 - 1) - z_4 (c_3 + c_4) - \beta_2(x) + \frac{\dot{\hat{\theta}}}{C_f} x_4 - \eta_2(\hat{\theta}) - \frac{1}{C_f L_c} V_{gridq} + \ddot{x}_4^* \right] \quad (3.89)$$

Avec

$$\beta_1(x) = -\frac{R_f}{C_f L_f} x_1 + 2 \frac{\omega_o}{C_f} (x_2 - x_6) + -\left(\frac{1}{C_f L_f} + \omega_o^2 + \frac{1}{C_f L_c}\right) x_3 + \frac{R_c}{C_f L_c} x_5 \quad (3.90)$$

$$\beta_2(x) = -\frac{R_f}{C_f L_f} x_2 + 2 \frac{\omega_o}{C_f} (x_5 - x_1) + -\left(\frac{1}{C_f L_f} + \omega_o^2 + \frac{1}{C_f L_c}\right) x_4 + \frac{R_c}{C_f L_c} x_6 \quad (3.91)$$

$$\eta_1(\hat{\theta}) = \frac{\hat{\theta}}{C_f} \left(-\frac{x_1}{C_f} + \frac{\hat{\theta}}{C_f} x_3 - 2\omega_o x_4 + \frac{x_5}{C_f}\right) \quad (3.92)$$

$$\eta_2(\hat{\theta}) = \frac{\hat{\theta}}{C_f} \left( -\frac{x_2}{C_f} + \frac{\hat{\theta}}{C_f} x_4 + 2\omega_o x_3 + \frac{x_6}{C_f} \right) \quad (3.93)$$

La loi de l'estimation du paramètre  $\theta$  :

$$\dot{\hat{\theta}} = \frac{\gamma}{C_f} \left[ -x_3 z_1 - \left( c_1 x_3 - \frac{\hat{\theta}}{C_f} x_3 + \omega_o x_4 \right) z_2 - x_4 z_3 - \left( c_3 x_4 - \omega_o x_3 - \frac{\hat{\theta}}{C_f} x_4 \right) z_4 \right] \quad (3.94)$$

$\gamma > 0$  est le gain de l'adaptation des paramètres.

### 3.5.3. Etude de stabilité

#### Théorème 3.3.

Le système décrit par les équations (3.5), (3.6), (3.76), (3.77), (3.9) et (3.10) et le contrôleur adaptatif (3.89), (3.90) et (3.95) peut être représenté par les équations suivantes :

$$\dot{Z} = A_z Z + W \tilde{\theta} \quad (3.95)$$

$$\dot{\tilde{\theta}} = -\gamma W Z \quad (3.96)$$

Avec

$$Z = [z_1 \quad z_2 \quad z_3 \quad z_4]^T, \quad A_z = \begin{bmatrix} -c_1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & -c_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -c_3 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & -c_4 \end{bmatrix}, \quad W = \begin{bmatrix} -\frac{x_3}{C_f} \\ -\frac{1}{C_f} \left( c_1 x_3 - \frac{\hat{\theta}}{C_f} x_3 + \omega_o x_4 \right) \\ -\frac{x_4}{C_f} \\ -\frac{1}{C_f} \left( c_3 x_4 - \frac{\hat{\theta}}{C_f} x_4 - \omega_o x_3 \right) \end{bmatrix}$$

On suppose que la condition d'excitation persistante suivante :

$$\liminf_{t \rightarrow \infty} \int_0^t W(\tau)^T W(\tau) d\tau > 0 \quad (3.97)$$

Ainsi, nous avons les propriétés suivantes :

- i) Tous les signaux en boucle fermée sont bornés.

- ii) Les erreurs de poursuite  $z_1 = x_3 - v_{od}^*$  et  $z_3 = x_4 - v_{oq}^*$  convergent vers zéro.
- iii) L'erreur d'estimation  $\tilde{\theta}$  tend vers zéro.

**Preuve du théorème 3.3.**

On définit la fonction de Lyapunov candidate donnée par (3.99).

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 z_i^2 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{\theta}^2 \quad (3.98)$$

Sa dérivée est :

$$\dot{V} = -\sum_{i=1}^4 c_i z_i^2 \leq 0 \quad (3.99)$$

- i) Les équation (3.99) et (3.100) montre que l'équilibre  $(Z, \tilde{\theta}) = 0$  est asymptotiquement globalement stable. Donc, les vecteurs d'état  $x(t)$  est asymptotiquement stable. Par conséquent, les signaux sont bornés.
- ii) En utilisant le théorème d'invariance de LaSalle, le système d'erreur  $(Z, \tilde{\theta})$  converge au plus grand ensemble invariant  $M$  de (3.96) et (3.97) contenu dans  $E = \{(Z, \tilde{\theta}) \in \mathbb{R}^5 / Z = 0\}$ . Ce qui est l'ensemble où  $\dot{V} = 0$ . En d'autres termes,  $Z(t) \rightarrow 0$  lorsque  $t \rightarrow \infty$ .
- iii) On montre par contradiction que l'ensemble invariant  $M$  est limité à l'origine, c'est-à-dire  $M = \{[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T\}$ . Pour cela, on suppose que

$$[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \lambda] \in M \text{ pour } \lambda \in \mathbb{R}/\{0\} \quad (3.100)$$

Soit  $[Z^T(0) \ \tilde{\theta}] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \lambda]$ , puisque  $M$  est invariant donc pour tout  $t > 0$ ,  $Z(t) = 0$  et  $\dot{Z}(t) = 0$ . En utilisant l'équation (3.96), on a

$$W\tilde{\theta} = 0, \ t > 0 \quad (3.101)$$

Par ailleurs, on utilise l'équation (3.97), on a  $\dot{\tilde{\theta}} = 0$  donc  $\tilde{\theta}(t) = \lambda \neq 0$  avec  $t > 0$ . En multipliant l'équation (3.102) par  $W^T$  et en intégrant les deux côtés, on obtient

$$\liminf_{t \rightarrow \infty} \int_0^t W(\tau)^T W(\tau) d\tau \lambda = 0 \text{ et en tenant compte de la condition de l'excitation persistante}$$

(3.98), alors  $\lambda = 0$ . Ce qui contredit (3.101). Par conséquent, l'ensemble invariant  $M$  est réduit à l'origine. Ce qui implique que  $(Z, \tilde{\theta})$  converge vers zéro. Cela termine la preuve du théorème 3.3 ■

### 3.5.4. Simulations et discussions

L'évaluation des performances du contrôleur de la tension avec estimation de la résistance de la charge a été assurée en mode connecté à une réseau distordu et à un réseau non distordu ainsi qu'au mode isolé. La résistance à estimer est donnée sur la figure 3.31. La référence de la tension à suivre par la tension de sortie est égale à  $380\sin(\omega t)$  (V).

Les paramètres du contrôleur sont :  $c_1 = 500$ ,  $c_2 = 500$ ,  $c_3 = 100$ ,  $c_4 = 100$ ,  $\gamma = 10^{-11}$ .

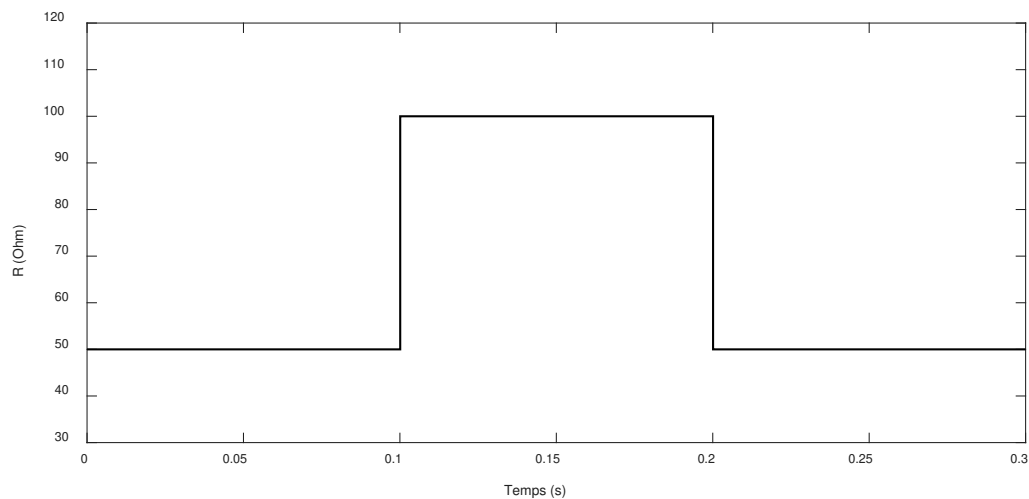


Figure 3.31 : Résistance de la charge à estimer

- Mode connecté
  - Tension de réseau non distordu

Dans ce cas, la tension du réseau est égale à  $380\sin(\omega t)$  (V). Les figures 3.32 – 3.36 montrent la réponse du système en mode connecté à un réseau non distordu.



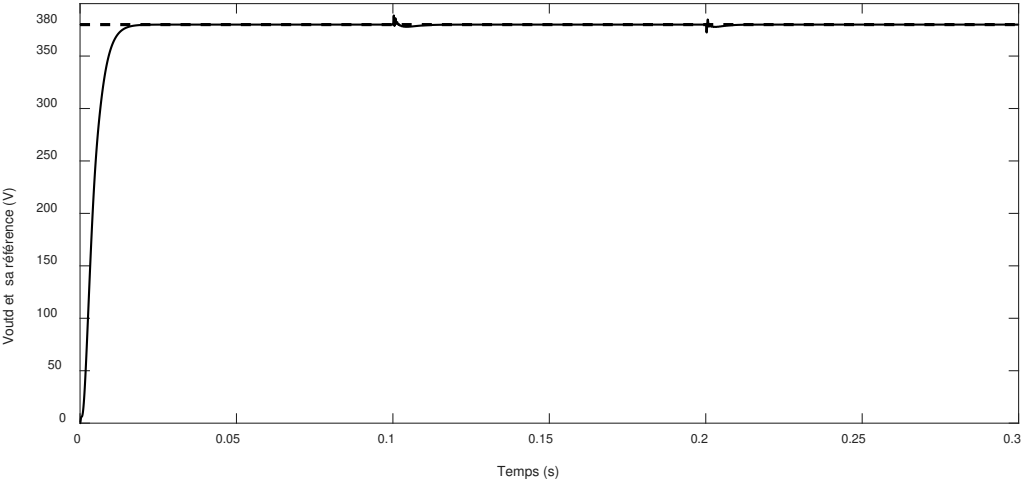


Figure 3.32: Composante directe de la tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé)

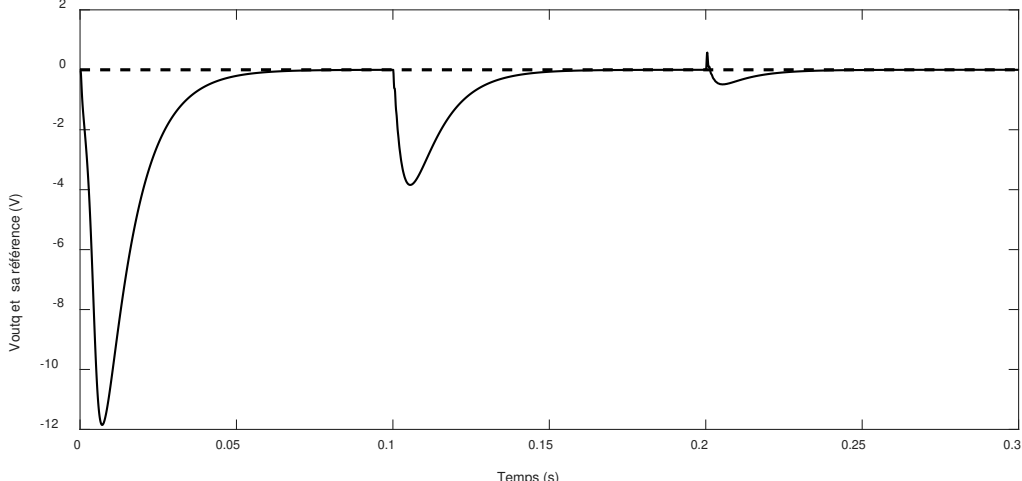


Figure 3.33: Composante quadratique de la tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé)

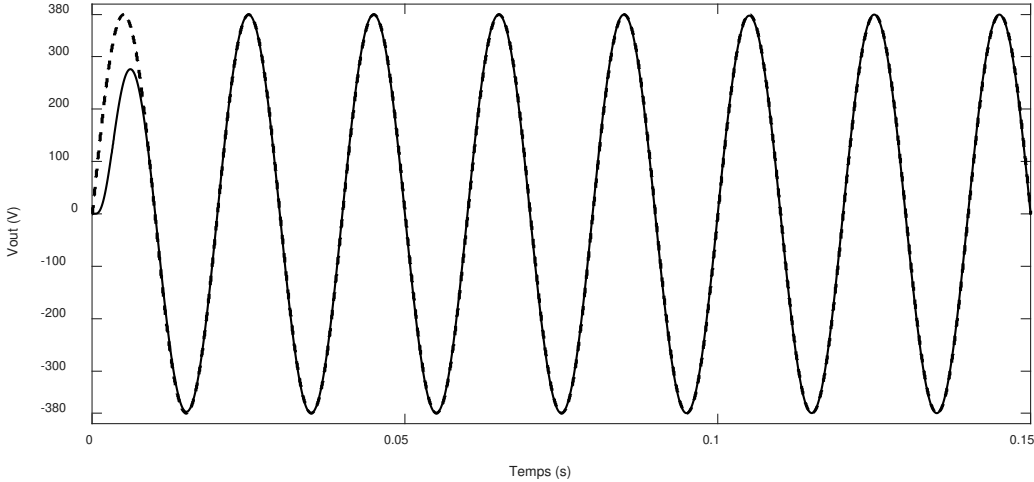


Figure 3.34: Tension de sortie monophasé (en gras) et sa référence (en pointillé)

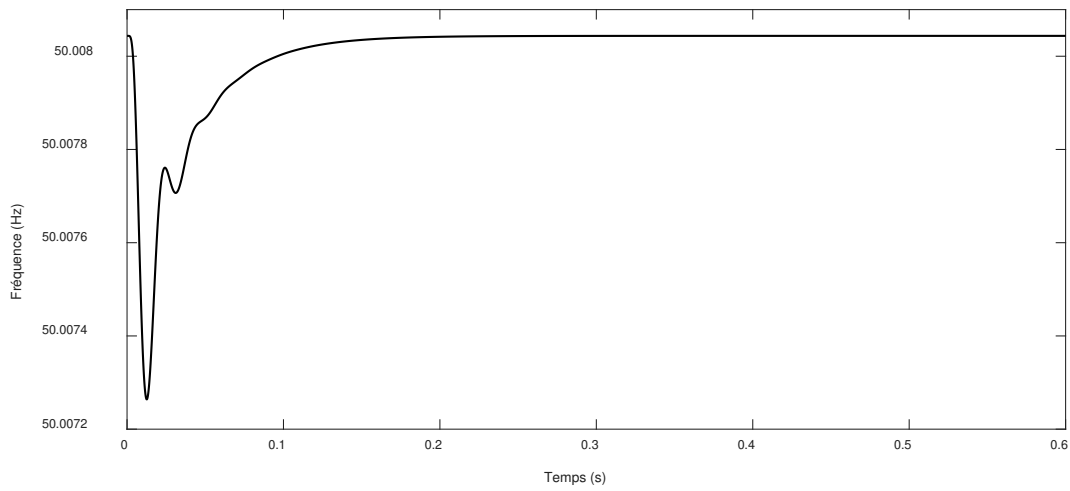


Figure 3.35: Fréquence de sortie

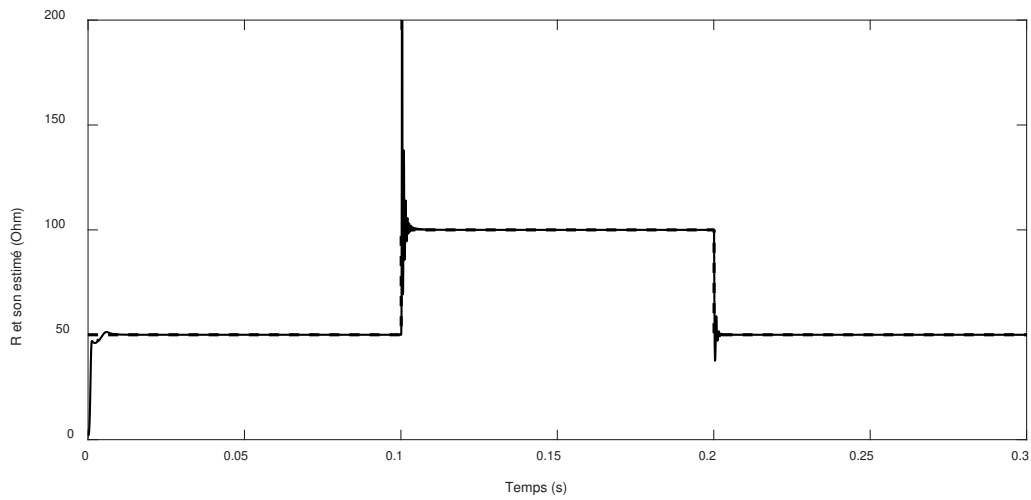


Figure 3.36: Résistance de la charge (en pointillé) et son estimé (en pointillé)

- Tension de réseau distordu

Dans cette simulation, l'onduleur est connecté à un réseau distordu dont la tension est égale à  $380\sin(\omega t) - 38\sin(3\omega t) - 38\sin(5\omega t)$  donnée sur la figure 3.37. Les figures 3.38 – 3.42 présentent la réponse du système en mode connecté au réseau distordu.

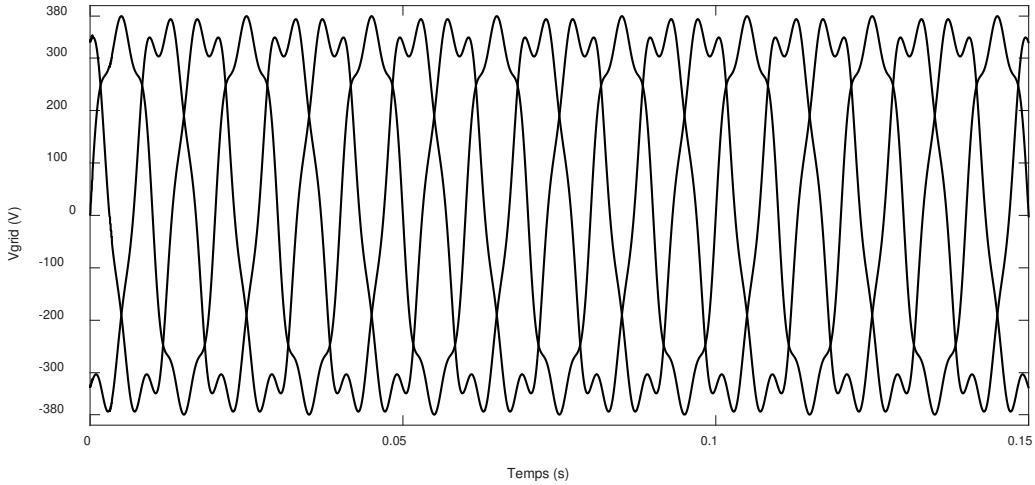


Figure 3.37: Tension du réseau distordue

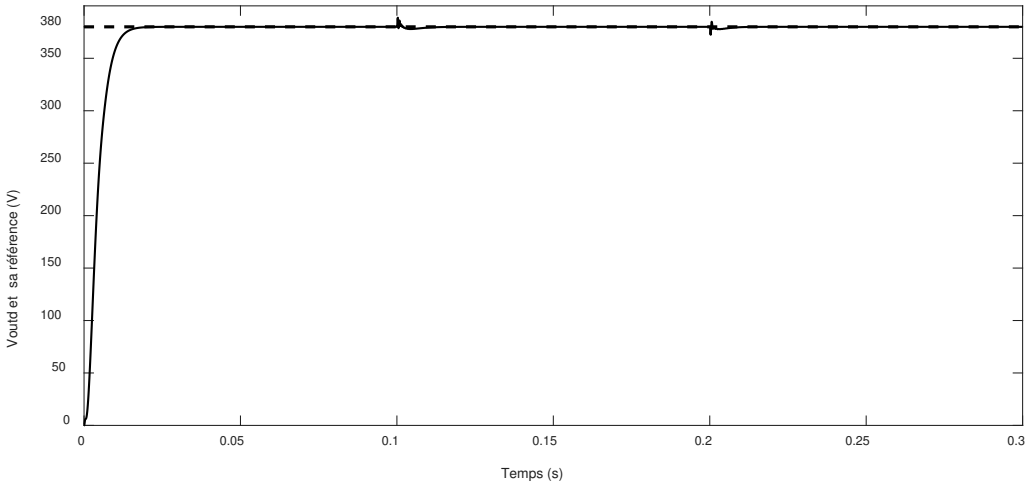


Figure 3.38: Composante directe de tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé)

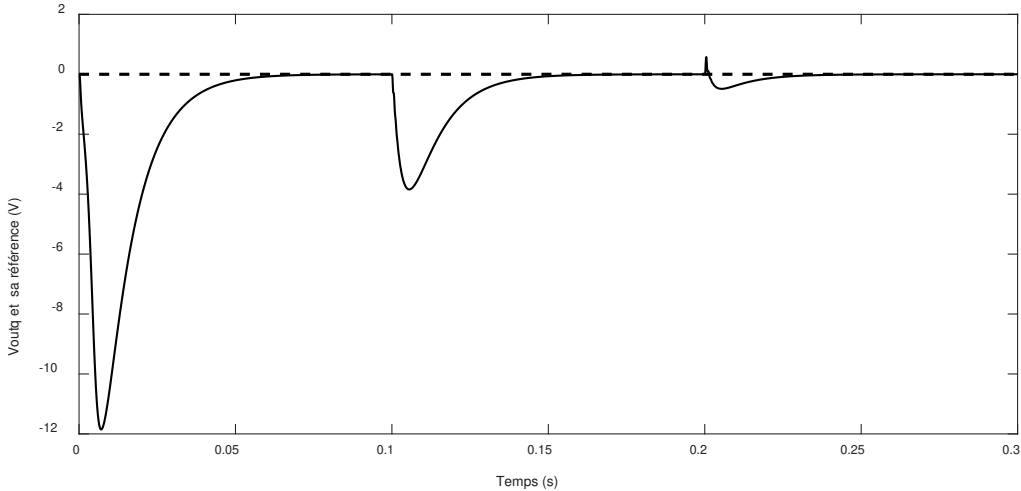


Figure 3.39: Composante quadratique de la tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé)

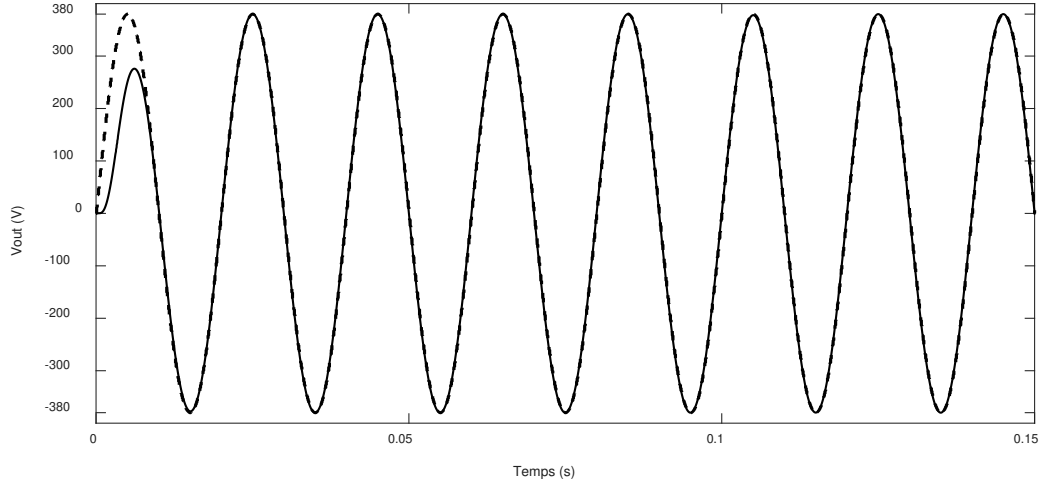


Figure 3.40: Tension de sortie monophasée (en gras) et sa référence (en pointillé)

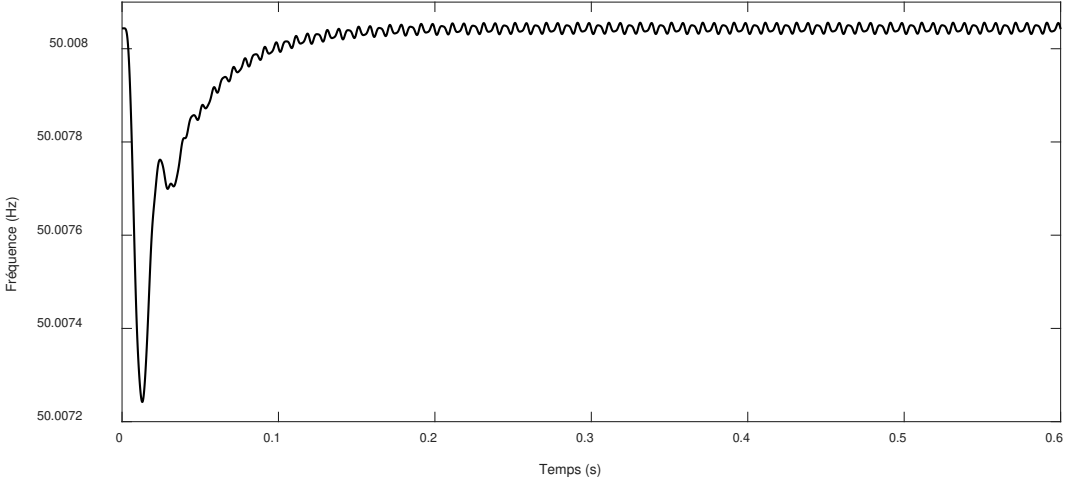


Figure 3.41: Fréquence de sortie

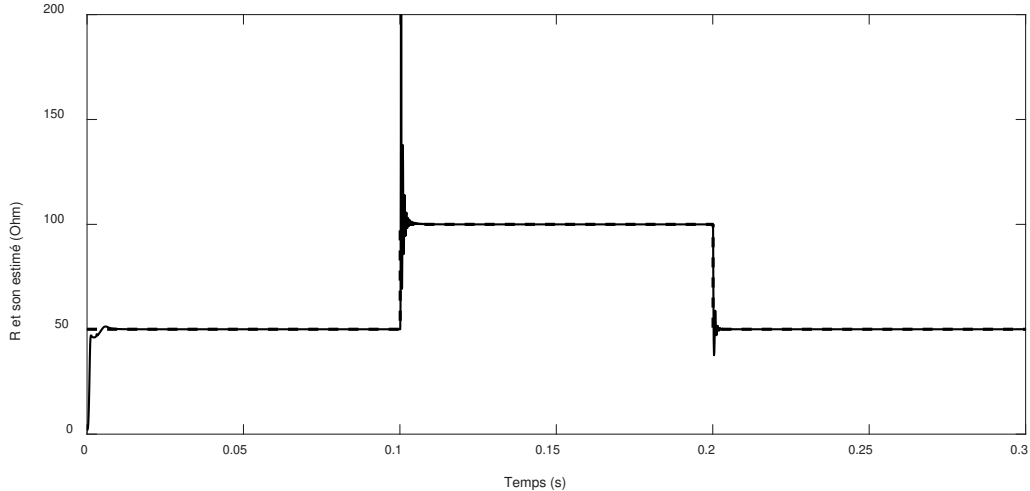


Figure 3.42: Résistance de la charge (en pointillé) et son estimé (en gras)

- Mode isolé

L'onduleur est déconnecté du réseau de distribution et fonctionne d'une manière autonome. Les performances du contrôleur peuvent être évaluées en ce mode grâce aux figures 3.43 – 3.47.

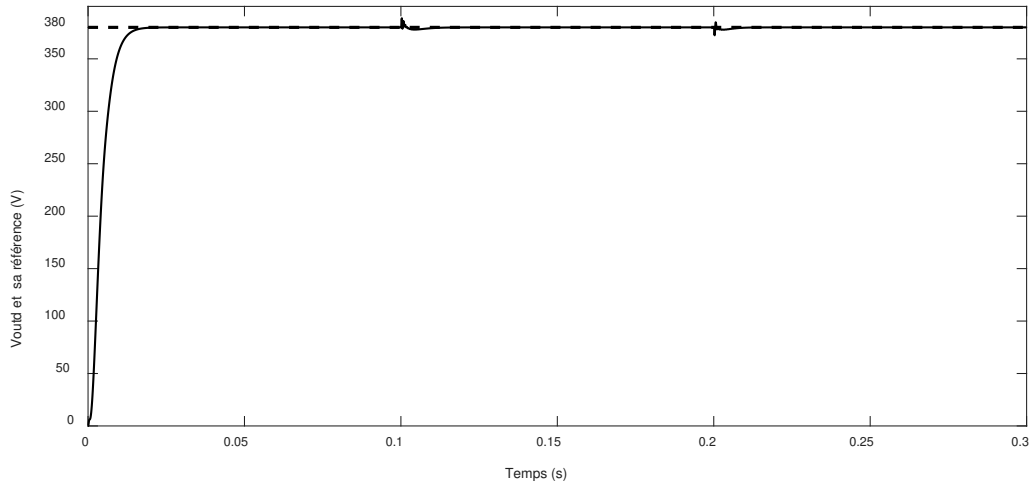


Figure 3.43: Composante directe de tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé)

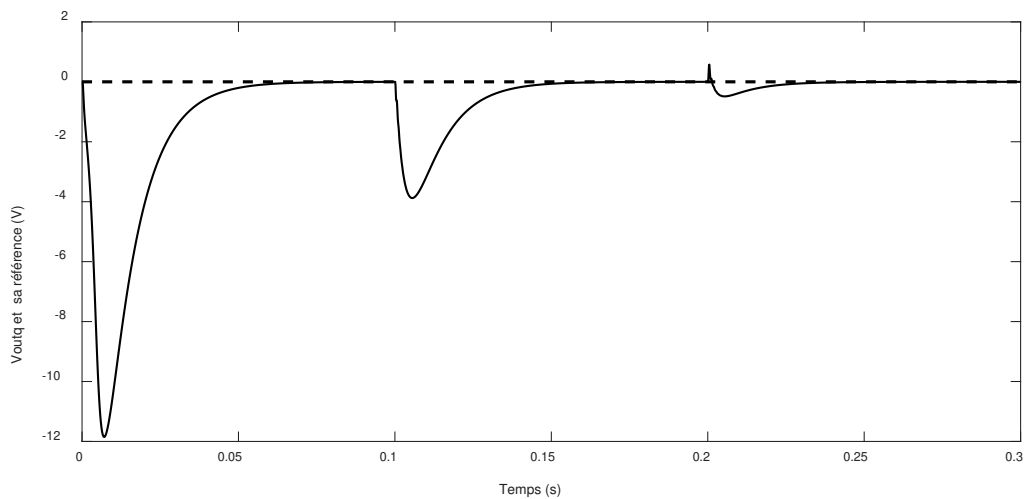


Figure 3.44: Composante quadratique de la tension de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé)

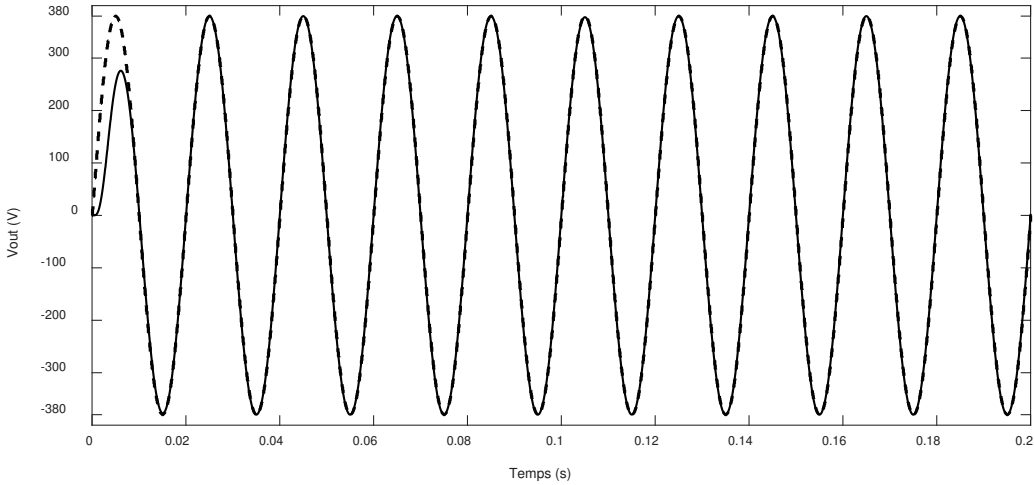


Figure 3.45: Tension de sortie monophasée (en gras) et sa référence (en pointillé)

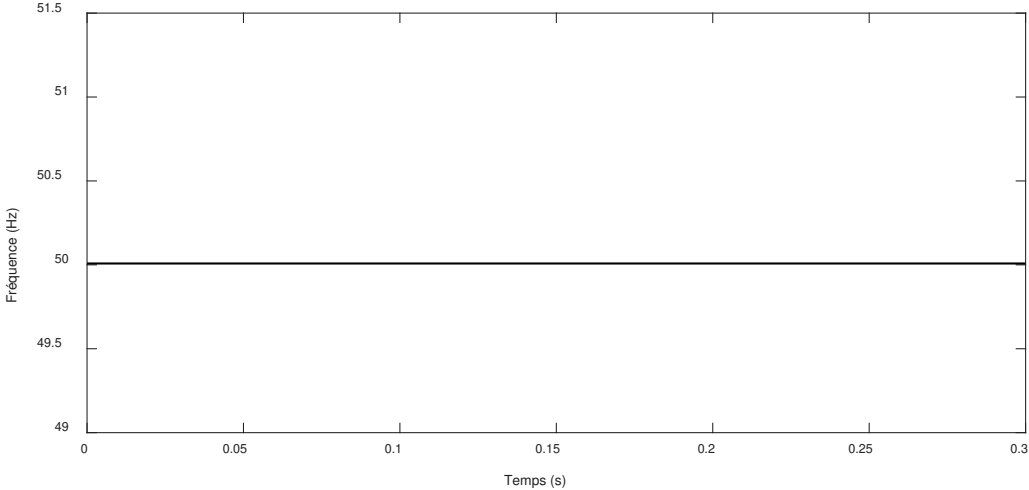


Figure 3.46: Fréquence de sortie

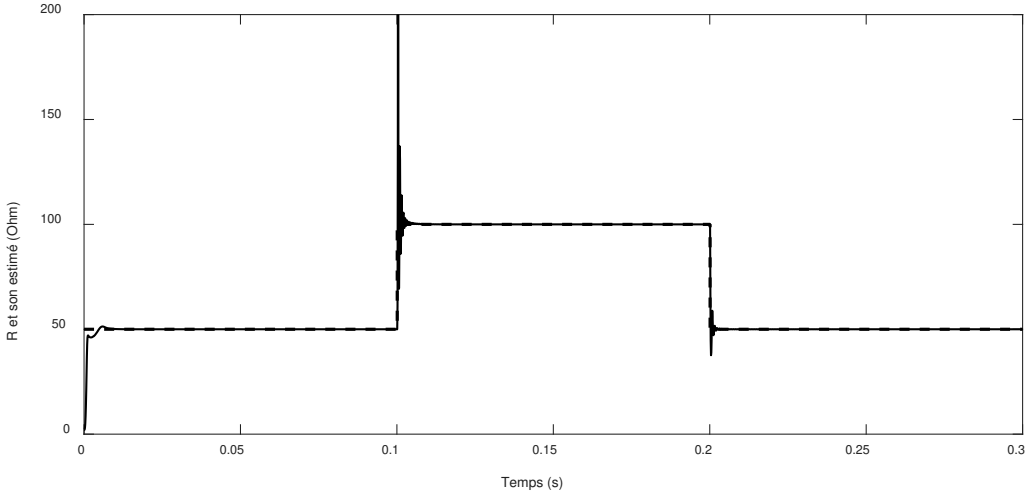


Figure 3.47: Résistance de la charge (en pointillé) et son estimé (en gras)

- Discussions

Les figures 3.34, 3.40 et 3.45 présentent la tension au PCC, respectivement, en mode connecté à un réseau non distordu, mode connecté à un réseau distordu et en mode isolé. La tension de sortie poursuit sa référence et atteint son régime permanent à 0.02 s. Les erreurs de poursuites s'annulent (Figures 3.32, 3.33, 3.98, 3.99, 3.43 et 3.44). La résistance de la charge estimée converge vers sa valeur réelle (Figures 3.36, 3.42 et 3.47). Le contrôleur permet, également, de stabiliser la tension (Figures 3.35, 3.41 et 3.46).

### **3.6. Conclusion**

Dans ce chapitre, un système constitué d'une RED, un VSI, un filtre LC et une inductance de couplage a été modélisé. Par la suite, trois contrôleurs de la boucle interne du niveau primaire de la commande hiérarchique des microgrids sont développés en utilisant la technique du Backstepping.

Le premier contrôleur, fonctionnant en mode connecté du microgrid, vise à enforcer le courant injecté par l'onduleur dans le réseau de distribution à poursuivre une référence donnée. Ainsi, le contrôleur assure une régulation de la puissance active (en régulant la composante directe du courant injecté dans le réseau) et de la puissance réactive (en régulant la composante quadratique du courant injecté). Lorsque la référence de la composante quadratique est égale à zéro, le contrôleur permet de compenser la puissance réactive consommée par les charges locales du microgrid.

La présence des charges non linéaires avec des courants harmoniques conduit à des fluctuations et variations de tension et de fréquence au niveau du PCC, pour cela, le deuxième contrôleur proposé, fonctionnant en mode connecté et en mode isolé, assure une régulation de la tension et de la fréquence au PCC en présence de ce type de charges.

Le troisième contrôleur fonctionne, également, dans les deux modes connecté et isolé. Son objectif est de forcer la tension et la fréquence de sortie de l'onduleur à poursuivre la référence désirée tout en estimant la résistance de la charge lorsqu'elle est variable et inconnue.

Après l'élaboration des contrôleurs, la stabilité du système pris en considération en boucle fermée est analysée en se basant sur la théorie de Lyapunov. Cette dernière prouve que les trois contrôleurs assurent une stabilité asymptotique globale du système en boucle fermée.

Afin de valider les performances des trois contrôleurs élaborés, des simulations, sous différentes conditions et avec différents types de charge, ont été réalisées. Les résultats obtenus, conformément à l'analyse théorique, montrent que :

- Le premier contrôleur en mode connecté enforce le courant injecté dans le réseau à suivre sa référence et permet de compenser l'énergie réactive locale du microgrid.
- Le deuxième contrôleur assure la stabilité de la tension et de la fréquence au PCC malgré la présence des charges non linéaires produisant des courants harmoniques. Et ceci dans les deux modes de fonctionnement du microgrid.
- Le troisième contrôleur enforce la tension et la fréquence au PCC à poursuivre leurs références désirées. La valeur de la résistance de la charge estimée converge vers sa valeur réelle.



## **Chapitre 4 : Nouvelle stratégie de contrôle des microgrids à courant alternatif flexibles**

## 4.1. Introduction

Pour qu'un microgrid puisse assurer ses fonctionnalités en tant qu'une entité de production électrique seule, unique et contrôlable vis-à-vis du réseau électrique, il doit être doté d'un caractère flexible qui lui permet de répondre aux besoins variables et locaux des clients en toute sécurité et fiabilité.

La flexibilité des microgrids réside dans leur capacité d'opérer en différents modes de fonctionnement, connecté et isolé, et sous une diversité de conditions et contraintes garantissant une continuité d'approvisionnement électrique quelques soient les imprévus.

Pour que la flexibilité requise par les microgrids soit atteinte, les VSI doivent avoir une souplesse de contrôle ; lorsque le microgrid est isolé, le VSI régule la tension et la fréquence au PCC comme le cas dans [2] et [25] alors qu'en mode connecté, le VSI régule le courant en vue de contrôler l'échange des puissances active et réactive entre le réseau et le microgrid ; [80] et [6] proposent des techniques pour réguler le courant en mode connecté.

Dans certains cas, les réseaux électriques auxquels sont connectés les microgrids sont faibles caractérisés par une impédance de ligne très élevée conduisant à des variations de tension et de fréquence au PCC et à la perturbation de la stabilité du système électrique [81], [82], [83]. Pour les microgrids connectés aux réseaux électriques faibles, notamment les microgrids contenant des éoliennes, les VSI doivent contrôler l'augmentation de l'impédance du réseau en maintenant la tension et la fréquence à leurs valeurs nominales. Le rapport de court-circuit (RCC) est un paramètre qui permet de décrire les réseaux électriques faibles, il est donné par (4.1) [84], [85]. Si le RCC est inférieur à 10, le réseau électrique est considéré comme faible [85].

$$RCC = \frac{V_{grid}^2}{Z_{grid} \cdot S_N} \quad (4. 1)$$

Avec

$V_{grid}$  : la tension du réseau

$Z_{grid}$  : l'impédance du réseau

$S_N$  : la puissance nominale installée des ressources renouvelables

A partir de (4.1), il est clair que si l'impédance du réseau augmente, le RCC diminue et devient inférieur à 10.

Jusqu'à présent, le nombre des travaux scientifiques qui ont mis le point sur le problème des fluctuations de tension et de fréquence dans les microgrids connectés aux réseaux électriques faibles reste limité. [85] montre l'effet négatif des conditions des réseaux faibles sur le contrôle des VSI ; une commande est proposée pour les VSI connectés aux réseaux électriques faibles via un filtre LCL pour garantir une alimentation électrique stable malgré le changement des valeurs du RCC. Dans [82], l'impact de l'injection de l'énergie produite par des éoliennes dans un réseau électrique faible sur la stabilité de la tension et de la fréquence est étudié. Un correcteur PI est proposé pour réguler la tension au PCC ainsi qu'un système de stockage afin de lisser la puissance de sortie.

Dans ce chapitre, nous avons proposé une nouvelle stratégie de contrôle des onduleurs de source de tension afin d'assurer un fonctionnement flexible des microgrids tenant compte du cas de la connexion à un réseau électrique faible caractérisé par un rapport de court-circuit inférieur à 10 ; une commande pour la régulation du courant et de la tension en modes connecté et isolé est développée en estimant les paramètres du réseau ainsi que le courant de la charge.

Ce chapitre se compose de six sections : la section 2 présente la stratégie de contrôle et le système à contrôler, les sections 3 et 4 décrivent la synthèse du régulateur et de l'observateur Grand Gain, la section 5 est dédiée à l'étude de la stabilité globale du système, les résultats des simulations réalisées sont donnés dans la section 6.

## **4.2. Présentation du système**

### **4.2.1. Stratégie de contrôle**

En vue d'assurer la flexibilité du microgrid, la stratégie de contrôle proposée prend en considération trois modes de fonctionnement ; chacun de ces modes possède ses propres objectifs de commande selon les conditions opérationnelles du microgrid. Ainsi, la stratégie de contrôle peut être décrite comme suit :

Si le microgrid est connecté à un réseau électrique stable, le réseau électrique impose la tension et la fréquence au PCC. La tension et la fréquence restent constantes malgré les fluctuations des RED et des charges locales. Dans ce cas, le contrôleur régule le courant de sortie injecté par le

microgrid dans le réseau électrique afin de contrôler l'échange de puissances active et réactive entre le réseau électrique et le microgrid. C'est le mode connecté à un réseau électrique stable.

Si le microgrid est connecté à un réseau électrique faible et instable caractérisé par un rapport de court-circuit inférieur à 10, la tension et la fréquence au PCC subissent des fluctuations qui peuvent dépassées les limites exigées par les normes internationales. La régulation de la tension et de la fréquence devient, donc, une priorité. Dans ce cas, le contrôleur régule la tension et la fréquence au point de couplage commun entre le microgrid et le réseau électrique. C'est le mode connecté à un réseau électrique faible.

Si le microgrid est déconnecté du réseau électrique fonctionnant en mode isolé, le contrôleur régule la tension et la fréquence du microgrid. C'est le mode isolé.

Le contrôleur en plus de la régulation du courant et de la tension, lorsque le microgrid est connecté au réseau électrique, le contrôleur estime la résistance, l'inductance et la tension du réseau ainsi que le courant de la charge locale. Les valeurs estimées sont utilisées pour déterminer les conditions de transition entre les différents modes de fonctionnement.

La transition entre les différents modes s'effectue suivant l'état du commutateur au PCC et le rapport de court-circuit. Si le commutateur au point de couplage commun est fermé, le microgrid fonctionne en mode connecté à un réseau électrique stable. Si en plus le rapport de court-circuit est inférieur à 10, le microgrid fonctionne en mode connecté à un réseau électrique faible. Si le commutateur est ouvert, le microréseau électrique fonctionne en mode isolé. La figure 4.1 présente le logigramme de la stratégie de contrôle proposée dans ce chapitre.

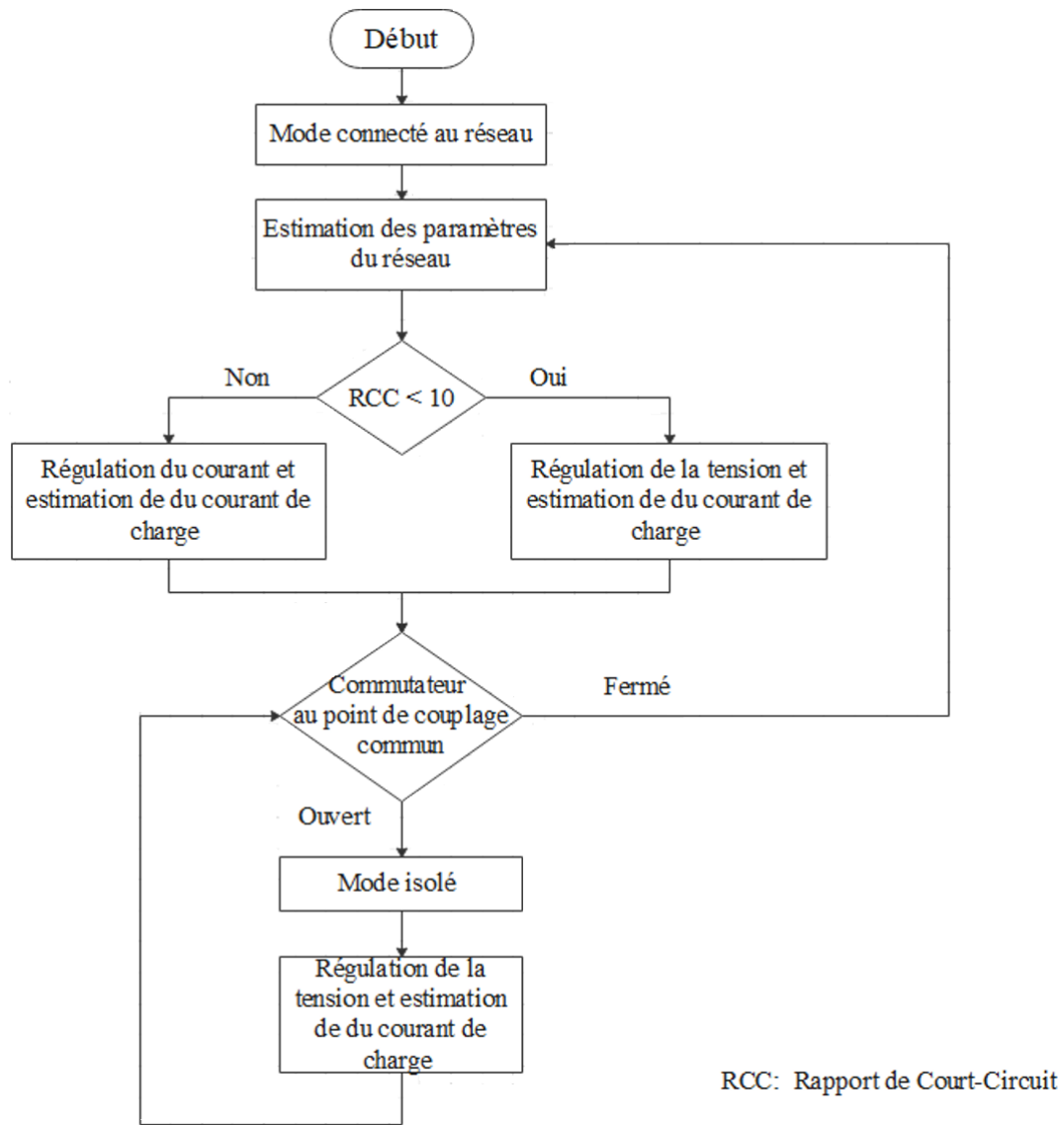


Figure 4. 1: Logigramme de la stratégie de contrôle

#### 4.2.2. Modèle mathématique

Le système à contrôler est composé d'une RED, un VSI, un filtre LC, une inductance de couplage et des charges locales. Il est présenté sur la figure 3.1 du chapitre 3. Son modèle mathématique dans le repère dq est décrit par (3.5)-(3.10). Dans ce chapitre la résistance et l'inductance du réseau électrique sont considérées inconnues et variables. Par conséquent, le modèle (3.5)-(3.10) devient :

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_f}{L_f}x_1 + \omega_o x_2 - \frac{1}{L_f}x_3 + \frac{1}{L_f}\mu_1 \quad (4.2)$$

$$\dot{x}_2 = -\omega_o x_1 - \frac{R_f}{L_f}x_2 - \frac{1}{L_f}x_4 + \frac{1}{L_f}\mu_2 \quad (4.3)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{C_f}(x_1 - x_5) + \omega_o x_4 - \frac{i_{cd}}{C_f} \quad (4.4)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{1}{C_f}(x_2 - x_6) - \omega_o x_3 - \frac{i_{cq}}{C_f} \quad (4.5)$$

$$\dot{x}_5 = \theta_1 x_3 - \theta_2 x_5 + \omega_o x_6 - \theta_1 V_{gridd} \quad (4.6)$$

$$\dot{x}_6 = \theta_1 x_4 - \theta_2 x_6 - \omega_o x_5 - \theta_1 V_{gridq} \quad (4.7)$$

Les variables d'état  $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5$  et  $x_6$  sont les valeurs moyennes, respectivement, de  $i_{ind}, i_{inq}, v_{outd}, v_{outq}, i_{outd}, i_{outq}$ . Les lois de commandes  $\mu_1$  et  $\mu_2$  sont, respectivement, les valeurs moyennes de  $v_{ind}$  et  $v_{inq}$ .  $V_{gd}$  et  $V_{gq}$  sont les valeurs moyennes de  $v_{gridd}$  et  $v_{gridq}$ .  $\omega_o$  est la vitesse angulaire de la tension de sortie de l'onduleur de source de tension.

$$\theta_1 = \frac{1}{L_c}, \theta_2 = \frac{R_c}{L_c} \quad (4.8)$$

$x = [i_{ind}, i_{inq}, v_{outd}, v_{outq}, i_{outd}, i_{outq}]^T$  est le vecteur d'état.

$\mu = [v_{ind}, v_{inq}]^T$  est le vecteur d'entrée.

$y = [v_{outd}, v_{outq}, i_{outd}, i_{outq}]^T$  est le vecteur de sortie.

### 4.3. Synthèse du régulateur

#### 4.3.1. Commande du courant en mode connecté à un réseau électrique stable

Puisque le microgrid, dans ce cas, est supposé connecté à un réseau électrique stable, l'onduleur de source de tension injecte les puissances active et réactive appropriées en régulant le courant de sortie injecté dans le réseau électrique. L'objectif de la commande est de forcer  $x_5$  et  $x_6$  à suivre des valeurs de références en estimant les paramètres  $\theta_1$  et  $\theta_2$  afin d'estimer les

paramètres du réseau électrique. Le contrôle de la puissance active est assuré par la régulation de  $x_3$  et le contrôle de la puissance réactive est assuré par la régulation de  $x_6$ .

Les lois de commande  $\mu_1$  et  $\mu_2$  sont obtenues par la méthode du backstepping en trois étapes pour chacune des lois de commande.

- Commande de  $x_5$

Etape 1 : dans un premier temps une première erreur  $z_1$  est introduite

$$z_1 = x_5 - x_5^{ref} \quad (4.9)$$

Sa dérivée est

$$\dot{z}_1 = \theta_1(x_3 - V_{gd}) - \theta_2 x_5 + \omega_o x_6 - \dot{x}_5^{ref} \quad (4.10)$$

La fonction de Lyapunov  $V_1$  est considérée telle que

$$V_1 = 0.5z_1^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}_1 + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\theta}_2 \quad (4.11)$$

Avec

$$\begin{aligned} \tilde{\theta}_1 &= \theta_1 - \hat{\theta}_1 \\ \tilde{\theta}_2 &= \theta_2 - \hat{\theta}_2 \end{aligned} \quad (4.12)$$

Les valeurs estimées de  $\theta_1$  et  $\theta_2$ , sont, respectivement,  $\hat{\theta}_1$  et  $\hat{\theta}_2$ .  $\gamma_1$  et  $\gamma_2$  sont des gains d'adaptation des paramètres.

La dérivée de  $V_1$  est donnée par (4.12).

$$\dot{V}_1 = z_1 \left[ \hat{\theta}_1(x_3 - V_{gd}) - \hat{\theta}_2 x_5 + \omega_o - \dot{x}_5^{ref} \right] - \frac{\tilde{\theta}_1}{\gamma_1} \left[ \dot{\hat{\theta}}_1 - \gamma_1 z_1(x_3 - V_{gd}) \right] - \frac{\tilde{\theta}_2}{\gamma_2} \left[ \dot{\hat{\theta}}_2 + \gamma_2 z_1 x_5 \right] \quad (4.13)$$

Les erreurs d'estimation  $\tilde{\theta}_1$  et  $\tilde{\theta}_2$  peuvent être éliminées en choisissant

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\theta}}_1 &= \gamma_1 z_1(x_3 - V_{gd}) \\ \dot{\hat{\theta}}_2 &= -\gamma_2 z_1 x_5 \end{aligned} \quad (4.14)$$

$z_1$  tend vers zéro si  $\hat{\theta}_1 x_3 = \alpha_1$  où  $\alpha_1$  est une fonction stabilisante associée à la commande virtuelle  $\hat{\theta}_1 x_3$ .  $\alpha_1$  est définie par

$$\alpha_1 = -k_1 z_1 + \hat{\theta}_1 V_{gd} + \hat{\theta}_2 x_5 - \omega_o x_6 + \dot{x}_5^{ref} \quad (4.15)$$

Avec  $k_1$  est un paramètre de réglage positif.

Une deuxième erreur de poursuite est introduite  $z_2$  avec

$$z_2 = \hat{\theta}_1 x_3 - \alpha_1 \quad (4.16)$$

En utilisant (4.15),  $\dot{z}_1$  et  $\dot{V}_1$  deviennent

$$\dot{z}_1 = z_2 - k_1 z_1 + \tilde{\theta}_1 (x_3 - V_{gd}) - \tilde{\theta}_2 x_5 \quad (4.17)$$

$$\dot{V}_1 = -k_1 z_1^2 + z_2 z_1 - \frac{\tilde{\theta}_1}{\gamma_1} \left[ \dot{\hat{\theta}}_1 - \gamma_1 z_1 (x_3 - V_{gd}) \right] - \frac{\tilde{\theta}_2}{\gamma_2} \left[ \dot{\hat{\theta}}_2 + \gamma_2 z_1 x_5 \right] \quad (4.18)$$

Etape 2 :

$z_2$  évolue conformément à (4.18) en utilisant (4.15), (4.3), (4.5), (4.6), (4.14), (4.16).

$$\dot{z}_2 = \frac{\hat{\theta}_1}{C} x_1 + k_1 z_2 - k_1^2 z_1 + \varphi_1 + \beta_1 \tilde{\theta}_1 + \beta_2 \tilde{\theta}_2 \quad (4.19)$$

Avec

$$\varphi_1 = \varphi_2 + \varphi_3 x_5 - 2\omega_o \hat{\theta}_2 x_6 - \dot{x}_5^{ref} \quad (4.20)$$

$$\varphi_2 = \dot{\hat{\theta}}_1 (x_3 - V_{gd}) + \hat{\theta}_1 \left[ 2\omega_o x_4 - \frac{i_{cd}}{C_f} - \dot{V}_{gd} - \hat{\theta}_2 (x_3 - V_{gd}) - \omega_o V_{gq} \right] \quad (4.21)$$

$$\varphi_3 = \frac{-\hat{\theta}_1}{C_f} - \dot{\hat{\theta}}_2 + \hat{\theta}_2^2 - \omega_o^2 \quad (4.22)$$

$$\beta_1 = (k_1 - \hat{\theta}_2)(x_3 - V_{gd}) + \omega_o x_6 \quad (4.23)$$

$$\beta_2 = x_5 (\hat{\theta}_2 - k_1) - \omega_o x_6 \quad (4.24)$$

La fonction de Lyapunov  $V_2$  est introduite



$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (4.25)$$

Sa dérivée est donnée par (4.25).

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -k_1 z_1^2 + z_2 \left[ z_1(1-k_1^2) + k_1 z_2 + \frac{\hat{\theta}_1}{C_f} x_1 + \varphi_1 \right] - \frac{\tilde{\theta}_1}{\gamma_1} \left[ \dot{\hat{\theta}}_1 - \gamma_1 z_1 (x_3 - V_{gd}) - \gamma_1 z_2 \beta_1 \right] \\ & - \frac{\tilde{\theta}_2}{\gamma_2} \left[ \dot{\hat{\theta}}_2 + \gamma_2 z_1 x_5 - \gamma_2 z_2 \beta_2 \right] \end{aligned} \quad (4.26)$$

Pour éliminer  $\tilde{\theta}_1$  et  $\tilde{\theta}_2$ , nous considérons

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\theta}}_1 &= \gamma_1 z_1 (x_3 - V_{gd}) + \gamma_1 z_2 \beta_1 \\ \dot{\hat{\theta}}_2 &= -\gamma_2 z_1 x_5 + \gamma_2 z_2 \beta_2 \end{aligned} \quad (4.27)$$

L'erreur  $z_2$  s'annule si  $\frac{\hat{\theta}_1}{C_f} x_1 = \alpha_2$ .  $\alpha_2$  est la fonction stabilisante associée à la commande virtuelle  $\frac{\hat{\theta}_1}{C} x_1$ .

$$\alpha_2 = z_1(k_1^2 - 1) - z_2(k_1 + k_2) - \varphi_1 \quad (4.28)$$

Avec  $k_2 > 0$  est un paramètre de réglage.

Afin d'assurer la convergence de  $z_1$  et  $z_2$  vers zéro, nous définissons une troisième erreur de poursuite  $z_3$ .

$$z_3 = \frac{\hat{\theta}_1}{C_f} x_1 - \alpha_2 \quad (4.29)$$

En utilisant (4.28),  $\dot{z}_2$  et  $\dot{V}_2$  deviennent

$$\dot{z}_2 = z_3 - k_2 z_2 - z_1 + \beta_1 \tilde{\theta}_1 + \beta_2 \tilde{\theta}_2 \quad (4.30)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_2 z_3 - \frac{\tilde{\theta}_1}{\gamma_1} \left[ \dot{\hat{\theta}}_1 - \gamma_1 z_1 (x_3 - V_{gd}) - \gamma_1 z_2 \beta_1 \right] \\ & - \frac{\tilde{\theta}_2}{\gamma_2} \left[ \dot{\hat{\theta}}_2 + \gamma_2 z_1 x_5 - \gamma_2 z_2 \beta_2 \right] \end{aligned} \quad (4.31)$$

Etape 3 :

La trajectoire de  $z_3$  est définie par (4.31).

$$\dot{z}_3 = \frac{\hat{\theta}_1}{C_f L_f} \mu_1 + z_1(k_1^3 - 2k_1 - k_2) + z_2(-k_1^2 - k_2^2 - k_1 k_2 + 1) + z_3(k_1 + k_2) + \varphi_4 + \beta_3 \tilde{\theta}_1 + \beta_4 \tilde{\theta}_2 \quad (4.32)$$

Avec

$$\varphi_4 = \frac{\hat{\theta}_1}{C_f} x_1 + \frac{\hat{\theta}_1}{C_f} \left( -\frac{R_f}{L_f} x_1 + \omega_o x_2 - \frac{x_3}{L_f} \right) + \dot{\varphi}_2 + \varphi_3 [\hat{\theta}_1 (x_3 - V_{gd}) - \hat{\theta}_2 x_5 + \omega_o x_6] \quad (4.33)$$

$$-2\omega_o \hat{\theta}_2 [\hat{\theta}_1 (x_4 - V_{gd}) - \hat{\theta}_2 x_6 - \omega_o x_6] + \dot{\varphi}_3 x_5 - 2\omega_o \hat{\theta}_2 x_6 - \ddot{x}_5^{ref}$$

$$\beta_3 = (x_3 - V_{gd})(1 - k_1^2 + \varphi_3) + \beta_1(k_1 + k_2) - 2\omega_o \hat{\theta}_2 (x_4 - V_{gd}) \quad (4.34)$$

$$\beta_4 = x_5(k_1^2 - 1 - \varphi_3) + \beta_2(k_1 + k_2) + 2\omega_o \hat{\theta}_2 x_6 \quad (4.35)$$

La fonction de Lyapunov  $V_3$  est introduite

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} z_3^2 \quad (4.36)$$

Sa dérivée est donnée par (3.36).

$$\begin{aligned} \dot{V}_3 = & -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_3 \left[ \frac{\hat{\theta}_1}{C_f L_f} \mu_1 + z_1(k_1^3 - 2k_1 - k_2) + z_2(-k_1^2 - k_2^2 - k_1 k_2 + 1) \right. \\ & \left. + z_3(k_1 + k_2) + \varphi_4 \right] - \frac{\tilde{\theta}_1}{\gamma_1} \left[ \dot{\hat{\theta}}_1 - \gamma_1 z_1 (x_3 - V_{gd}) - \gamma_1 z_2 \beta_1 - \gamma_1 z_3 \beta_3 \right] \\ & - \frac{\tilde{\theta}_2}{\gamma_2} \left[ \dot{\hat{\theta}}_2 + \gamma_2 z_1 x_5 - \gamma_2 z_2 \beta_2 - \gamma_2 z_3 \beta_4 \right] \end{aligned} \quad (4.37)$$

Les erreurs de poursuite  $\tilde{\theta}_1$  et  $\tilde{\theta}_2$  peuvent être éliminées de  $\dot{V}_3$  en choisissant

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\theta}}_1 &= \gamma_1 \left[ z_1 (x_3 - V_{gd}) + z_2 \beta_1 + z_3 \beta_3 \right] \\ \dot{\hat{\theta}}_2 &= -\gamma_2 z_1 x_5 + \gamma_2 z_2 \beta_2 + \gamma_2 z_3 \beta_4 \end{aligned} \quad (4.38)$$

La loi de contrôle  $\mu_1$  est déterminé à partir de (3.36) en choisissant

$$\frac{\hat{\theta}_1}{C_f L_f} \mu_1 + z_1(k_1^3 - 2k_1 - k_2) + z_2(-k_1^2 - k_2^2 - k_1 k_2 + 2) + z_3(k_1 + k_2) + \varphi_4 = -k_3 z_3 \quad (4.39)$$

$k_3 > 0$  est un paramètre de réglage.

Donc

$$\mu_1 = \frac{C_f L_f}{\hat{\theta}_1} [-z_1(k_1^3 - 2k_1 - k_2) - z_2(-k_1^2 - k_2^2 - k_1 k_2 + 2) - z_3(k_1 + k_2 + k_3) - \varphi_4] \quad (4.40)$$

La loi de commande  $\mu_1$  déterminée par (3.39) permet de forcer  $z_3$  à converger vers zéro, ainsi  $z_2$  converge vers zéro et par conséquent  $z_1$  tend vers zéro à son tour ; l'objectif de la commande est obtenu.

- Commande de  $x_6$

En suivant les mêmes étapes pour la commande de  $x_5$ , la loi de commande  $\mu_2$  est élaborée pour commander  $x_6$ .

Les erreurs de poursuite :

$$z_4 = x_6 - x_6^{ref} \quad (4.41)$$

$$z_5 = \hat{\theta}_1 x_4 - \alpha_3 \quad (4.42)$$

$$z_6 = \frac{\hat{\theta}_1}{C_f} x_2 - \alpha_4 \quad (4.43)$$

Les dynamiques des erreurs de poursuite sont décrites par :

$$\dot{z}_4 = z_5 - k_4 z_4 + \tilde{\theta}_1 (x_4 - V_{gq}) - \tilde{\theta}_2 x_6 \quad (4.44)$$

$$\dot{z}_5 = z_6 - k_5 z_5 - z_4 + \beta'_1 \tilde{\theta}_1 + \beta'_2 \tilde{\theta}_2 \quad (4.45)$$

$$\dot{z}_6 = -z_5 - k_6 z_6 + \beta'_3 \tilde{\theta}_1 + \beta'_4 \tilde{\theta}_2 \quad (4.46)$$

Avec

$$\beta'_1 = (k_4 - \hat{\theta}_2)(x_4 - V_{gq}) - \omega_o x_5 \quad (4.47)$$

$$\beta'_2 = x_6(\hat{\theta}_2 - k_4) + \omega_o x_5 \quad (4.48)$$

$$\beta'_3 = (x_4 - V_{gq})(1 - k_4^2 + \varphi_3) + \beta'_1(k_4 + k_5) + 2\omega_o \hat{\theta}_2 (x_3 - V_{gd}) \quad (4.49)$$

$$\beta'_4 = x_6(k_4^2 - 1 - \varphi_3) + \beta'_2(k_4 + k_5) - 2\omega_o \hat{\theta}_2 x_5 \quad (4.50)$$

$k_4 > 0$ ,  $k_5 > 0$  et  $k_6 > 0$  sont des paramètres de réglage.

Les fonctions stabilisantes

$$\alpha_3 = -k_4 z_4 + \hat{\theta}_1 V_{gq} + \hat{\theta}_2 x_6 + \omega_o x_5 + \dot{x}_6^{ref} \quad (4.51)$$

$$\alpha_4 = z_4(k_4^2 - 1) - z_5(k_4 + k_5) - \varphi_1' \quad (4.52)$$

Avec

$$\varphi_1' = \varphi_2' + \varphi_3 x_6 + 2\omega_o \hat{\theta}_2 x_5 - \ddot{x}_6^{ref} \quad (4.53)$$

$$\varphi_2' = \hat{\theta}_1 (x_4 - V_{gq}) + \hat{\theta}_1 \left[ -2\omega_o x_3 - \frac{i_{cq}}{C_f} - \dot{V}_{gq} - \hat{\theta}_2 (x_4 - V_{gq}) + \omega_o V_{gd} \right] \quad (4.54)$$

La loi de commande

$$\mu_2 = \frac{C_f L_f}{\hat{\theta}_1} [-z_4(k_4^3 - 2k_4 - k_5) - z_5(-k_4^2 - k_5^2 - k_4 k_5 + 2) - z_6(k_4 + k_5 + k_6) - \varphi_4'] \quad (4.55)$$

Avec

$$\begin{aligned} \varphi_4' = & \frac{\hat{\theta}_1}{C_f} x_2 + \frac{\hat{\theta}_1}{C_f} \left( -\frac{R_f}{L_f} x_2 - \omega_o x_1 - \frac{x_4}{L_f} \right) + \dot{\varphi}_2' + \varphi_3' [\hat{\theta}_1 (x_4 - V_{gq}) - \hat{\theta}_2 x_6 - \omega_o x_5] \\ & + 2\omega_o \hat{\theta}_2 [\hat{\theta}_1 (x_3 - V_{gd}) - \hat{\theta}_2 x_5 + \omega_o x_5] + \dot{\varphi}_3 x_6 + 2\omega_o \hat{\theta}_2 x_5 - \ddot{x}_6^{ref} \end{aligned} \quad (4.56)$$

Les lois d'estimation de la résistance et l'inductance du réseau :

$$\dot{\hat{\theta}}_1 = \gamma_1 [z_1(x_3 - V_{gd}) + z_2 \beta_1 + z_3 \beta_3 + z_4(x_4 - V_{gq}) + z_5 \beta_1' + z_6 \beta_3'] \quad (4.57)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_2 = \gamma_2 [-z_1 x_5 + z_2 \beta_2 + z_3 \beta_4 - z_4 x_6 + z_5 \beta_2' + z_6 \beta_4'] \quad (4.58)$$

### 4.3.2. Commande de la tension en modes connecté à un réseau de distribution électrique faible

Dans cette partie, la tension au PCC lorsque le microgrid est connecté à un réseau électrique faible caractérisé par un rapport de court-circuit inférieur à 10. Puisque le contrôleur a la capacité de d'estimer les paramètres du réseau, il peut détecter le passage en mode régulation

de la tension en mode connecté. L'objectif de la commande est de forcer  $x_3$  et  $x_4$  à poursuivre leurs références  $x_3^{ref}$  et  $x_4^{ref}$ .

Les erreurs de poursuite :

$$z'_1 = x_3 - x_3^{ref} \quad (4.59)$$

$$z'_2 = \frac{x_1}{C_f} - \alpha'_1 \quad (4.60)$$

$$z'_3 = x_4 - x_4^{ref} \quad (4.61)$$

$$z'_4 = \frac{x_2}{C_f} - \alpha'_2 \quad (4.62)$$

Les dynamiques des erreurs de poursuite :

$$\dot{z}'_1 = z'_2 - k'_1 z'_1 \quad (4.63)$$

$$\dot{z}'_2 = -z'_1 - k'_2 z'_2 + \frac{V_{gd} - x_3}{C_f} \tilde{\theta}_1 + \frac{x_5}{C_f} \tilde{\theta}_2 \quad (4.64)$$

$$\dot{z}'_3 = z'_4 - k'_3 z'_3 \quad (4.65)$$

$$\dot{z}'_4 = -z'_3 - k'_4 z'_4 + \frac{V_{gq} - x_4}{C_f} \tilde{\theta}_1 + \frac{x_6}{C_f} \tilde{\theta}_2 \quad (4.66)$$

$k'_1$ ,  $k'_2$ ,  $k'_3$  et  $k'_4$  sont des paramètres de réglage.

Les fonctions stabilisantes :

$$\alpha'_1 = -k'_1 z'_1 - \omega_o x_4 + \frac{x_5}{C_f} + \frac{i_{cd}}{C_f} + \dot{x}_3^{ref} \quad (4.67)$$

$$\alpha'_2 = -k'_3 z'_3 + \omega_o x_3 + \frac{x_6}{C_f} + \frac{i_{cq}}{C_f} + \dot{x}_4^{ref} \quad (4.68)$$

Les lois de commande :

$$\mu_1 = C_f L_f \left[ -z'_1(1 - k_1^2) - z'_2(k'_1 + k'_2) - \psi'_1 \right] \quad (4.69)$$

$$\mu_2 = C_f L_f \left[ -z'_3(1 - k_3^2) - z'_4(k'_3 + k'_4) - \psi'_2 \right] \quad (4.70)$$

Avec

$$\psi'_1 = -\frac{R_f}{L_f C_f} x_1 + \omega_o \left( \frac{x_2}{C_f} + \dot{x}_4 - x_6 \right) - \frac{x_3}{C_f L_f} - \hat{\theta}_1 (x_3 - V_{gd}) + \hat{\theta}_2 x_5 - \frac{\dot{i}_{cd}}{C_f} - \ddot{x}_3^{ref} \quad (4.71)$$

$$\psi'_2 = -\frac{R_f}{L_f C_f} x_2 - \omega_o \left( \frac{x_1}{C_f} + \dot{x}_3 - x_5 \right) - \frac{x_4}{C_f L_f} - \hat{\theta}_1 (x_4 - V_{gq}) + \hat{\theta}_2 x_6 - \frac{\dot{i}_{cq}}{C_f} - \ddot{x}_4^{ref} \quad (4.72)$$

Les lois d'estimation de la résistance et l'inductance du réseau :

$$\dot{\hat{\theta}}_1 = -\frac{\gamma'_1}{C_f} \left[ z'_2 (x_3 - V_{gd}) + z'_4 (x_4 - V_{gq}) \right] \quad (4.73)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_2 = -\frac{\gamma'_2}{C_f} (z'_2 x_5 + z'_4 x_6) \quad (4.74)$$

$\gamma'_1$  et  $\gamma'_2$  sont des gains d'adaptation des paramètres.

### 4.3.3. Commande de la tension en modes isolé

En mode isolé, l'objectif est de maintenir la tension au PCC à sa valeur nominale ; autrement dit, l'objectif est de forcer  $x_3$  et  $x_4$  à poursuivre  $x_3^{ref}$  et  $x_4^{ref}$ .

Les erreurs de poursuite :

$$z_1'' = x_3 - x_3^{ref} \quad (4.75)$$

$$z_2'' = \frac{x_1}{C_f} - \alpha_1'' \quad (4.76)$$

$$z_3'' = x_4 - x_4^{ref} \quad (4.77)$$

$$z_4'' = \frac{x_2}{C_f} - \alpha_2'' \quad (4.78)$$

Les dynamiques des erreurs de poursuite :

$$\dot{z}_1'' = z_2'' - k_1'' z_1'' \quad (4.79)$$

$$\dot{z}_2'' = -z_1'' - k_2'' z_2'' \quad (4.80)$$

$$\dot{z}_3'' = z_4'' - k_3'' z_3'' \quad (4.81)$$

$$\dot{z}_4'' = -z_3'' - k_4'' z_4'' \quad (4.82)$$

Les fonctions stabilisantes :

$$\alpha_1'' = -k_1'' z_1'' - \omega_o x_4 + \frac{x_5 + i_{cd}}{C_f} + \dot{x}_3^{ref} \quad (4.83)$$

$$\alpha_2'' = -k_3'' z_3'' + \omega_o x_3 + \frac{x_6 + i_{cq}}{C_f} + \dot{x}_4^{ref} \quad (4.84)$$

Les lois de commandes :

$$\mu_1 = C_f L_f \left[ -z_1''(1 - k_1''^2) - z_2''(k_1'' + k_2'') - \psi_1'' \right] \quad (4.85)$$

$$\mu_2 = C_f L_f \left[ -z_3''(1 - k_3''^2) - z_4''(k_3'' + k_4'') - \psi_2'' \right] \quad (4.86)$$

Avec

$$\psi_1'' = -\frac{R_f}{L_f C_f} x_1 + \omega_o \left( \frac{x_2}{C_f} + \dot{x}_4 \right) - \frac{x_3}{C_f L_f} - \frac{\dot{x}_5 + i_{cd}}{C_f} - \ddot{x}_3^{ref} \quad (4.87)$$

$$\psi_2'' = -\frac{R_f}{L_f C_f} x_2 - \omega_o \left( \frac{x_1}{C_f} + \dot{x}_3 \right) - \frac{x_4}{C_f L_f} - \frac{\dot{x}_6 + i_{cq}}{C} - \ddot{x}_4^{ref} \quad (4.88)$$

#### 4.4. Observateur Grand Gain

L'observateur grand gain décrit dans [86] est utilisé pour estimer la tension du réseau et le courant de la charge locale.

##### 4.4.1. Mode connecté

Le système (4.1)-(4.6) peut être formulé sous la forme de (4.88)

$$\begin{aligned} \dot{e} &= F(e)e + G(e, s) + \tilde{\varepsilon}(t) \\ y &= \bar{C}e \end{aligned} \quad (4.89)$$

Où

$e = \begin{bmatrix} e^1 & e^2 \end{bmatrix}^T$  est le vecteur d'état avec  $e^1 = \begin{bmatrix} x_3 & x_4 & x_5 & x_6 \end{bmatrix}^T$  et

$e^2 = \begin{bmatrix} i_{Ld} & i_{Lq} & V_{gridd} & V_{gridq} \end{bmatrix}^T$  ;

$s(t) = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \end{bmatrix}^T$  est un signal dont les valeurs sont connues ;

$G(e, s) = \begin{bmatrix} G^1(e, s) & 0 \end{bmatrix}^T$  ;

$$G^1(e^1, s) = \left[ \frac{x_1 - x_5}{C_f} + \omega_o x_4, \frac{x_2 - x_6}{C_f} - \omega_o x_3, \frac{x_3 - R_c x_5}{L_c} + \omega_o x_6, \frac{x_4 - R_c x_6}{L_c} - \omega_o x_5 \right]^T ;$$

$$F(e) = \begin{bmatrix} 0 & F_1(e) \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ est un bloc de matrices avec } F_1(e) = \text{diag}\left(-\frac{1}{C_f}, -\frac{1}{C_f}, -\frac{1}{L_c}, -\frac{1}{L_c}\right) ;$$

$$\tilde{\varepsilon}(t) = [0 \quad \varepsilon(t)]^T ;$$

$$\dot{e}^2 = \varepsilon(t) \text{ avec } \varepsilon(t) = [\varepsilon_1 \quad \varepsilon_2 \quad \varepsilon_3 \quad \varepsilon_4]^T ;$$

$\varepsilon_i, i=\{1,2,3,4\}$  sont des fonctions à valeurs réelles inconnues et bornées.

$$\bar{C} = [I_4, 0_{4 \times 4}]$$

La dynamique de l'observateur est définie comme suit :

$$\dot{\hat{e}} = F(\hat{e})\hat{e} + G(s, \hat{e}) - \delta \Lambda^+(s, \hat{e}) \Delta_\delta^{-1} S_1^{-1} C^T \bar{C} (\hat{e} - e) \quad (4.90)$$

Avec

$\Lambda^+(s, \hat{e})$  est la matrice inverse à gauche de  $\Lambda(s, \hat{e})$  où  $\Lambda(s, \hat{e}) = \text{diag}[I_4, F_1(s, \hat{e})]$  ;

$$\Delta_\delta = \text{diag}\left[I_4, \frac{1}{\delta} I_4\right] ; S_1^{-1} A^T = \begin{bmatrix} 2I_4 \\ I_4 \end{bmatrix} ;$$

$\delta$  est un nombre réel.

A partir de (4.89), nous obtenons

$$\dot{\hat{x}}_3 = \frac{x_1 - \hat{x}_5 - \hat{i}_{cd}}{C_f} + \omega_o \hat{x}_4 - 2\delta(\hat{x}_3 - x_3) \quad (4.91)$$

$$\dot{\hat{x}}_4 = \frac{x_2 - \hat{x}_6 - \hat{i}_{cq}}{C_f} - \omega_o \hat{x}_3 - 2\delta(\hat{x}_4 - x_4) \quad (4.92)$$

$$\dot{\hat{x}}_5 = \frac{\hat{x}_3 - R_c \hat{x}_5 - \hat{V}_{gd}}{L_c} + \omega_o \hat{x}_6 - 2\delta(\hat{x}_5 - x_5) \quad (4.93)$$

$$\dot{\hat{x}}_6 = \frac{\hat{x}_4 - R_c \hat{x}_6 - \hat{V}_{gq}}{L_c} - \omega_o \hat{x}_5 - 2\delta(\hat{x}_6 - x_6) \quad (4.94)$$



$$\dot{\hat{i}}_{cd} = C_f \delta^2(\hat{x}_3 - x_3) \quad (4.95)$$

$$\dot{\hat{i}}_{cq} = C_f \delta^2(\hat{x}_4 - x_4) \quad (4.96)$$

$$\dot{\hat{V}}_{gd} = L_c \delta^2(\hat{x}_5 - x_5) \quad (4.97)$$

$$\dot{\hat{V}}_{gq} = L_c \delta^2(\hat{x}_6 - x_6) \quad (4.98)$$

#### 4.4.2. Mode isolé

Afin d'estimer le courant de la charge en mode isolé, les équations (4.3)-(4.4) sont reformulé sous la forme de (4.98).

$$\begin{aligned} \dot{e}' &= F'(e')e' + G'(e', s') + \tilde{\varepsilon}'(t) \\ y' &= \bar{C}'e' \end{aligned} \quad (4.99)$$

Où

$e' = [e'^1 \quad e'^2]^T$  est le vecteur d'état avec  $e'^1 = [x_3 \quad x_4]^T$  et  $e'^2 = [i_{Ld} \quad i_{Lq}]^T$  ;

$s'(t) = [x_1 \quad x_2]^T$  est un signal connu ;

$$G'(e', s') = [G^1(e', s') \quad 0]^T ;$$

$$G^1(e', s') = \left[ \frac{x_1 - x_5}{C_f} + \omega_o x_4, \frac{x_2 - x_6}{C_f} - \omega_o x_3 \right]^T$$

$$F'(e') = \begin{bmatrix} 0 & F'_1(e') \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ avec } F'_1(e') = \text{diag}\left(-\frac{1}{C_f}, -\frac{1}{C_f}\right) ;$$

$$\tilde{\varepsilon}'(t) = [0 \quad \varepsilon'(t)]^T$$

$$\dot{e}'^2 = \varepsilon'(t) \text{ avec } \varepsilon'(t) = [\varepsilon'_1 \quad \varepsilon'_2]^T$$

$$\bar{C}' = [I_2, 0_{2 \times 2}]$$

L'expression de la dynamique de l'observateur est donnée par

$$\dot{\hat{e}}' = F'(\hat{e}')\hat{e}' + G'(s', \hat{e}') - \delta' \Lambda'^+ (s', \hat{e}') \Delta_{\delta'}^{-1} S_1'^{-1} C'^T \bar{C}'(\hat{e}' - e') \quad (4.100)$$

Avec

$\Lambda'(s', \hat{e}') = \text{diag} [I_2, F_1'(s', \hat{e}')] ]$  et  $\Lambda'^+(s', \hat{e}')$  est la matrice inverse de  $\Lambda'(s', \hat{e}')$  ;

$$\Delta_{\delta'} = \text{diag} \left[ I_2, \frac{1}{\delta'} I_2 \right] ;$$

$$S_1'^{-1} A'^T = \begin{bmatrix} 2I_2 \\ I_2 \end{bmatrix} ;$$

$\delta'$  est un nombre réel.

Les équations (4.100)-(4.103) suivantes sont déduites de (4.99)

$$\dot{\hat{x}}_3 = \frac{x_1 - \hat{x}_3 - \hat{i}_{cd}}{C_f} + \omega_o \hat{x}_4 - 2\delta'(\hat{x}_3 - x_3) \quad (4.101)$$

$$\dot{\hat{x}}_4 = \frac{x_2 - \hat{x}_6 - \hat{i}_{cq}}{C_f} - \omega_o \hat{x}_3 - 2\delta'(\hat{x}_4 - x_4) \quad (4.102)$$

$$\dot{\hat{i}}_{cd} = C_f \delta'^2 (\hat{x}_3 - x_3) \quad (4.103)$$

$$\dot{\hat{i}}_{cq} = C_f \delta'^2 (\hat{x}_4 - x_4) \quad (4.104)$$

## 4.5. Etude de stabilité

### Théorème 4

Soit le système représenté par (4.1)-(4.6) en boucle fermée et le régulateur défini par les lois de commande (4.40), (4.55), (4.69), (4.70), (4.85) et (4.86). Ce système peut être représenté de la manière suivante :

$$\dot{z} = Bz + W^T \tilde{\theta} \quad (4.105)$$

$$\dot{\tilde{\theta}} = -TWz \quad (4.106)$$

Avec

$$z = \begin{cases} [z_1 \ z_2 \ z_3 \ z_4 \ z_5 \ z_6]^T & \text{contrôle du courant en mode connecté} \\ [z'_1 \ z'_2 \ z'_3 \ z'_4]^T & \text{contrôle de la tension en mode connecté} \\ [z''_1 \ z''_2 \ z''_3 \ z''_4]^T & \text{contrôle de la tension en mode isolé} \end{cases}$$

$$B = \begin{cases} \begin{bmatrix} -k_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -k_2 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -k_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -k_4 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -k_5 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -k_6 \end{bmatrix} & \text{contrôle du courant en mode connecté} \\ \begin{bmatrix} -k'_1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & -k'_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k'_3 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & -k'_4 \end{bmatrix} & \text{contrôle de la tension en mode connecté} \\ \begin{bmatrix} -k''_1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & -k''_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k''_3 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & -k''_4 \end{bmatrix} & \text{contrôle de la tension en mode isolé} \end{cases}$$

$$\tilde{\theta} = [\tilde{\theta}_1 \quad \tilde{\theta}_2]^T$$

$$T = \begin{cases} [\gamma_1 \quad \gamma_2] & \text{contrôle du courant en mode connecté} \\ [\gamma'_1 \quad \gamma'_2] & \text{contrôle de la tension en mode connecté} \end{cases}$$

$$W = \begin{cases} \begin{bmatrix} x_3 - V_{gridd} & \chi_1 & \chi_3 & x_4 - V_{gridq} & \chi_5 & \chi_7 \\ -x_5 & \chi_2 & \chi_4 & -x_6 & \chi_6 & \chi_8 \end{bmatrix} & \text{contrôle du courant en mode connecté} \\ \begin{bmatrix} 0 & \frac{V_{gridd} - x_3}{C} & 0 & \frac{V_{gridq} - x_4}{C} \\ 0 & \frac{x_5}{C} & 0 & \frac{x_6}{C_f} \end{bmatrix} & \text{contrôle de la tension en mode connecté} \\ [0] & \text{contrôle de la tension en mode isolé} \end{cases}$$

Nous avons :

- i) Tous les signaux du système sont bornés ;
- ii) Les erreurs de poursuite  $z_1, z_4, z'_1, z'_3, z''_1$  et  $z''_3$  convergent vers zéro ;
- iii) Les erreurs d'estimation  $\tilde{\theta}_1$  et  $\tilde{\theta}_2$  convergent vers zéro.

#### Preuve du théorème 4

La stabilité du système dans (4.104) est étudiée par le biais de la théorie de Lyapunov ; pour cela, nous considérons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^j z_i^2 + \frac{1}{2\gamma_1} \tilde{\theta}_1^2 + \frac{1}{2\gamma_2} \tilde{\theta}_2^2 \quad (4.107)$$

$$j = \begin{cases} 6 & \text{contrôle du courant} \\ 4 & \text{contrôle de la tension} \end{cases}$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov tout au long de la trajectoire de (4.104) est :

$$\dot{V} = - \sum_{i=1}^j k_{ci} z_i^2 \quad (4.108)$$

$$k_{ci} = \begin{cases} k_i & \text{contrôle du courant en mode connecté} \\ k'_i & \text{contrôle de la tension en mode connecté} \\ k''_i & \text{contrôle de la tension en mode isolé} \end{cases}$$

$$j = \begin{cases} 6 & \text{contrôle du courant} \\ 4 & \text{contrôle de la tension} \end{cases}$$

Nous considérons, également, la condition d'excitation persistante décrite par (4.108) :

$$\liminf_{t \rightarrow \infty} \int_0^t W_c(\tau)^T W_c(\tau) d\tau > 0 \quad (4.109)$$

- i) A partir de (4.107) et (4.108), c'est clair que  $V > 0$  et  $\dot{V} < 0$ . Par conséquent, le système d'erreur (4.104) est globalement asymptotiquement stable.
- ii) Nous définissons l'ensemble  $H = \{(z_c, \tilde{\theta}) \in \mathbb{R}^j / z_c = 0\}$  où  $\dot{V} = 0$ . Selon le théorème d'invariance de LaSalle,  $(z_c, \tilde{\theta})$  converge vers le plus grand ensemble invariant  $N$  de (4.104) contenu dans  $H$ . Donc,  $z(t) \rightarrow 0$  lorsque  $t \rightarrow \infty$ . Par conséquent,  $x_3, x_4, x_5$  et  $x_6$  poursuivent leurs valeurs de références.
- iii) Nous montrons par l'absurde que  $N = \{[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T\}$  ; pour cette raison, nous supposons que

$$[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \nu] \in N \text{ pour } \nu \in \mathbb{R} \setminus \{0\} \quad (4.110)$$

Soit  $[z^T(0) \ \tilde{\theta}] = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \nu]$ , nous avons  $N$  est un ensemble invariant, donc  $\forall t > 0, z(t) = 0$  ( $\dot{z}(t) = 0$ ) et en considérant (4.104), nous obtenons

$$W\tilde{\theta} = 0, \forall t > 0 \quad (4.111)$$

D'autre part, en utilisant (4.105), nous avons  $\dot{\tilde{\theta}} = 0$ , ainsi  $\tilde{\theta}(t) = \nu \neq 0$  pour tout  $t > 0$ . Nous multiplions (4.110) par  $W^T$  et intégrons les deux côtés, donc  $\liminf_{t \rightarrow \infty} \int_0^t W_c(\tau)^T W_c(\tau) d\tau \nu = 0$  ; par conséquent, en tenant compte de (4.108)  $\nu = 0$ . Ceci est contradictoire avec (4.109).

Pour conclure, l'ensemble invariant  $N$  est réduit à l'origine et  $(Z_c, \tilde{\theta})$  converge vers zéro. Cela termine la preuve du théorème 4 ■

## 4.6. Simulations et discussions

Dans cette section, les performances du contrôleur sont évaluées ; le tableau 4.1 présente les paramètres du système utilisé pour la simulation.  $f$  est la fréquence du réseau.

Tableau 4. 1 : Paramètre du système

Paramètre	Valeur
$L_f$	2 mH
$R_f$	0.03 $\Omega$
$C_f$	15 $\mu F$
$f$	50 Hz

### 4.6.1. Protocole de simulation

A  $t = 0s$ , le microgrid est connecté à un réseau électrique stable ; dans ce cas l'objectif est de réguler le courant qui sera injecté dans le réseau en forçant  $x_5$  et  $x_6$  à poursuivre leurs valeurs désirées. Ainsi, les puissances active et réactive échangée avec le réseau sont contrôlées. La puissance active à injecter dans le réseau est de 660 W et la puissance réactive est de 0 VAR. Donc  $x_5^{ref} = 3A$  et  $x_6^{ref} = 0A$ . Les paramètres du réseau sont :

- La tension :  $V_g(t) = 220 \sin(\omega t)$  (V)
- La résistance :  $R_c = 0.12 \Omega$
- L'inductance :  $L_c = 0.16 mH$

A  $t = 1s$ , le réseau électrique auquel le microgrid est connecté connaît des variations qui dépassent les valeurs normales permises par les normes internationales et le réseau électrique est décrit comme étant un réseau électrique faible. Son inductance s'accroît de 0.16 mH à 1,6 mH. Dans ce cas, le contrôleur passe de la régulation du courant à la régulation de la

## Chapitre 4 : Nouvelle stratégie de contrôle des microgrids à courant alternatif

tension afin de stabiliser l'amplitude et la fréquence de la tension au PCC. La tension de référence exigée est  $V_{ref} = 220 \sin(2\pi f_{ref} t)$  (V) avec  $f_{ref} = 50$  Hz. La tension du réseau est :  $V_g(t) = 320 \sin(\omega t)$  (V).

A  $t = 2s$ , le microgrid se déconnecte du réseau principal pour fonctionner d'une manière autonome en mode isolé. Le contrôleur dans ce cas régule la tension au point de la connexion de la charge locale pour la forcer à suivre la référence avec  $V_{ref} = 220 \sin(2\pi f_{ref} t)$  (V) et  $f_{ref} = 50$  Hz.

Les tableaux 4.2, 4.3 et 4.4 présentent, respectivement, les paramètres du contrôleur en mode connecté à un réseau électrique stable, connecté à un réseau électrique faible et en mode isolé.

Tableau 4. 2 : Paramètres du contrôleur en mode connecté à un réseau électrique stable

Paramètre	Valeur
$k_1$	1000
$k_2$	5000
$k_3$	1000
$k_4$	1000
$k_5$	1000
$k_6$	5000
$\gamma_1$	$10^{-9}$
$\gamma_2$	$10^{-9}$

Tableau 4. 3: Paramètres du contrôleur en mode connecté à un réseau électrique faible

Paramètre	Valeur
$k'_1$	10000
$k'_2$	50000
$k'_3$	50000
$k'_4$	10000
$\gamma'_1$	$10^{-6}$
$\gamma'_2$	$10^{-6}$

Tableau 4. 4: Paramètres du contrôleur en mode isolé

Paramètre	Valeur
$k_1''$	5000
$k_2''$	5000
$k_3''$	3000
$k_4''$	5000

Les paramètres de l'observateur grand gain :  $\delta = 1500$  en mode connecté et  $\delta' = 1000$  en mode isolé. Les performances du contrôleur sont évaluées avec deux types de charges ; une charge purement résistive avec  $R_{charge} = 100 \Omega$  et une charge non linéaire avec  $L = 223,8 \text{ mH}$ ,  $r = 0,35 \Omega$ . La figure 4.2 présente les deux charges.

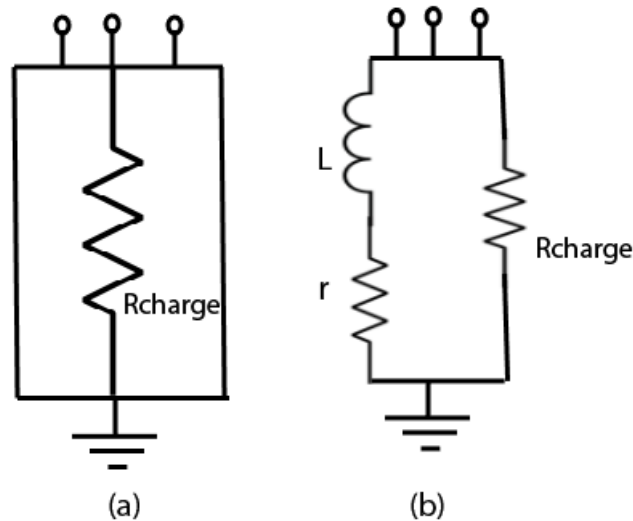


Figure 4. 2: charge triphasée (a) purement résistive, (b) non linéaire

#### 4.6.2. Performances du contrôleur en mode connecté à un réseau électrique stable

La réponse du système, lorsque le microgrid est connecté à un réseau électrique stable en considérant les deux types de charge, est décrites par les figures 4.3 – 4.8. Les composantes directe et quadratique du courant de sortie poursuivent leurs valeurs désirées permettant d'injecter les quantités adéquates de puissance active et réactive dans le réseau électrique. La puissance réactive injectée est nulle, ainsi, le contrôleur compense la puissance réactive de charge locale du microgrid. Le contrôleur offre des estimations fiables de la résistance, de l'inductance et de la tension du réseau et du courant de la charge.

- Charge résistive

## Chapitre 4 : Nouvelle stratégie de contrôle des microgrids à courant alternatif

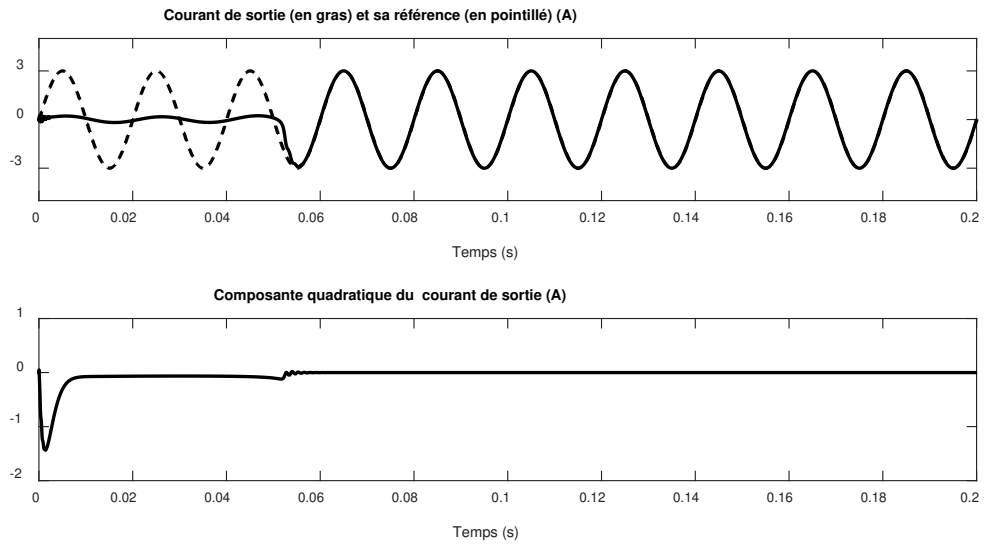


Figure 4. 3: Courant de sortie monophasé avec sa composante quadratique en présence d'une charge résistive

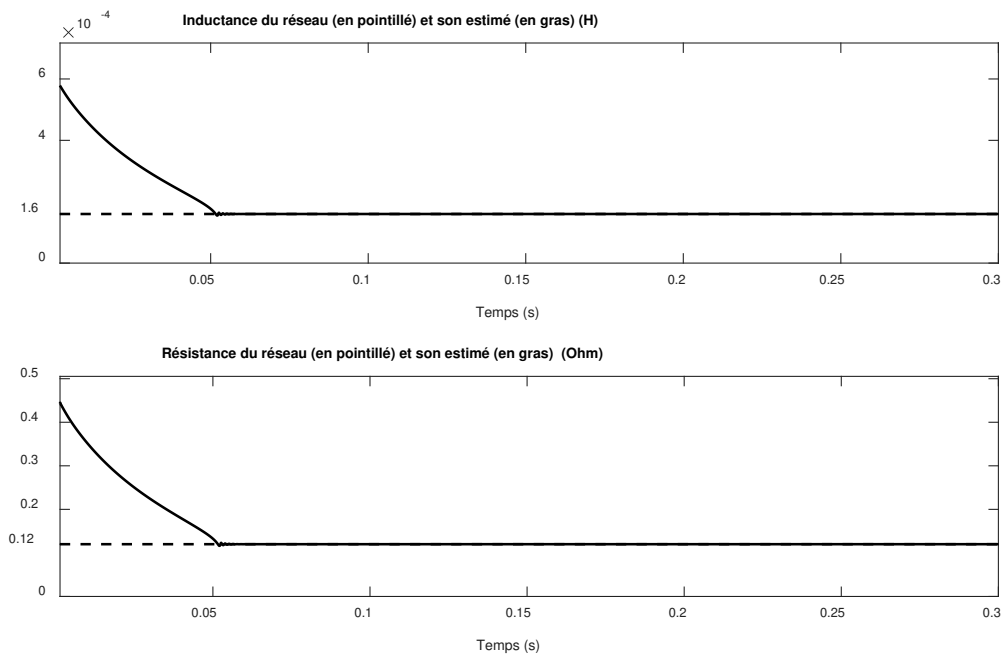


Figure 4. 4: Estimation de l'inductance et de la résistance du réseau en présence d'une charge résistive



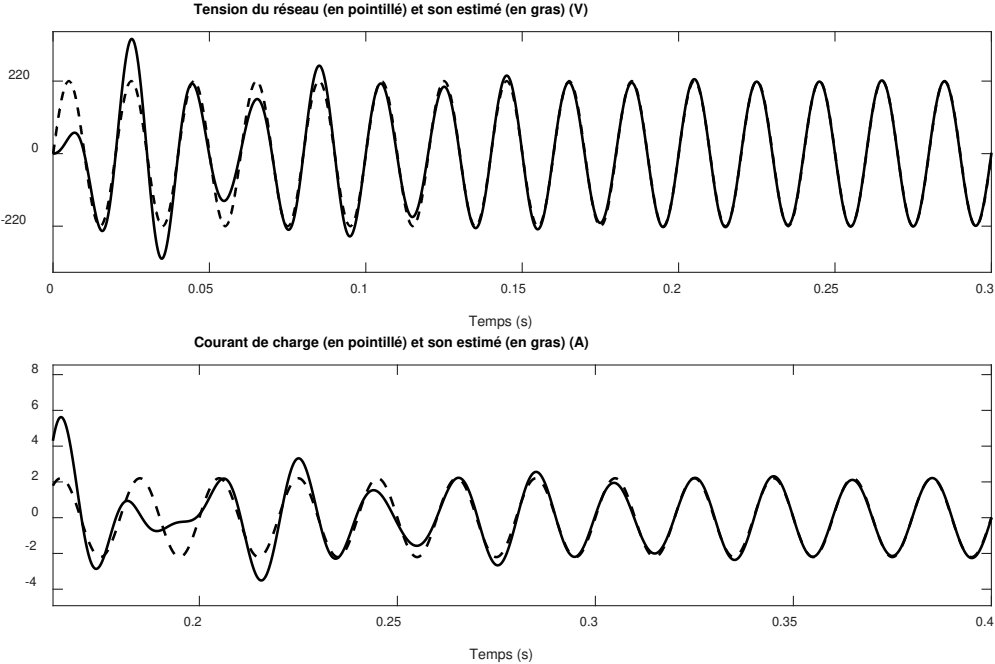


Figure 4. 5: Estimation de la tension du réseau et du courant de la charge en présence d'une charge résistive

- Charge non linéaire

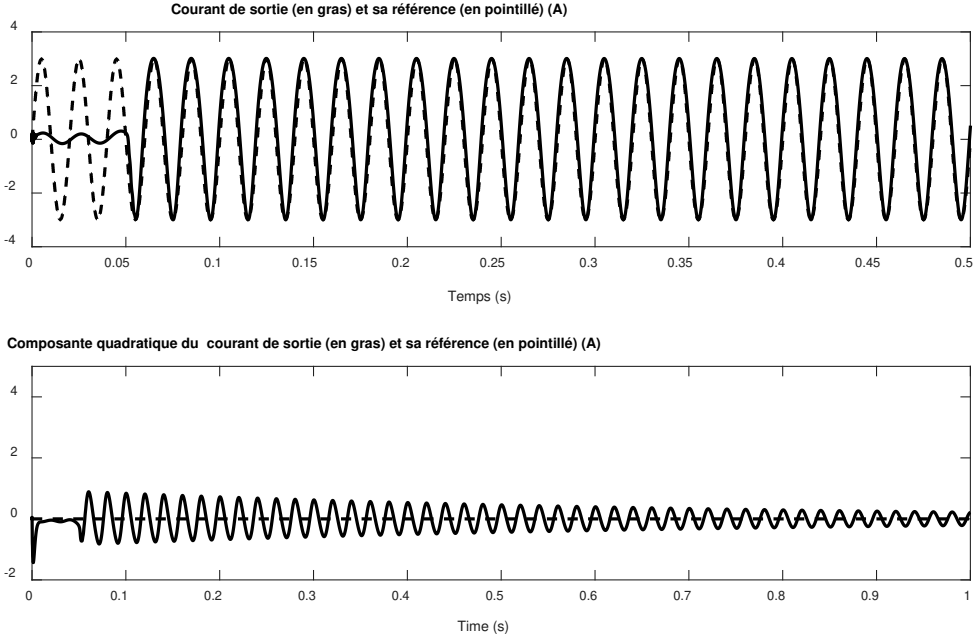


Figure 4. 6: Courant de sortie monophasé avec sa composante quadratique en présence d'une charge non linéaire

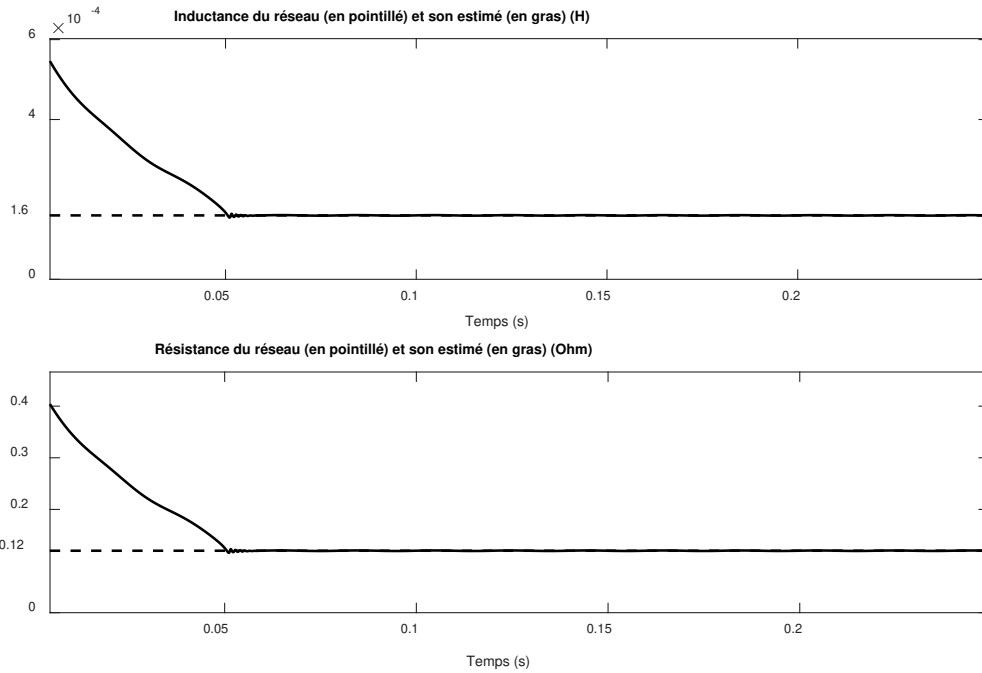


Figure 4. 7: Estimation de l'inductance et de la résistance du réseau en présence d'une charge non linéaire

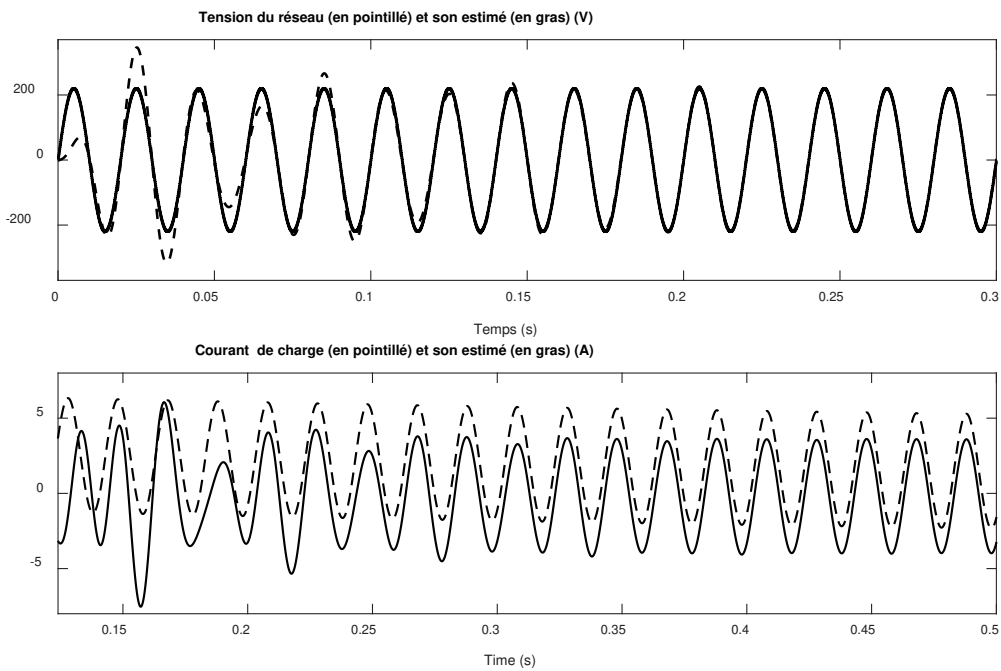


Figure 4. 8: Estimation de la tension du réseau et du courant de la charge en présence d'une charge non linéaire

### 4.6.3. Performances du contrôleur en mode connecté à un réseau électrique faible

Lorsque la valeur de l'inductance du réseau augmente de 0.16 mH à 1.6 mH, le réseau électrique devient faible et le contrôleur passe à la régulation de la tension même en mode connecté pour stabiliser son amplitude et sa fréquence au PCC. Les figures 4.9 – 4.14 présentent la réponse

du système dans ce mode. La tension de sortie atteint sa valeur de référence en régime permanent après 0.036 s. Malgré la valeur de l'inductance du réseau devient plus élevée, le contrôleur assure une bonne estimation des paramètres du réseau et du courant de la charge.

### - Charge résistive

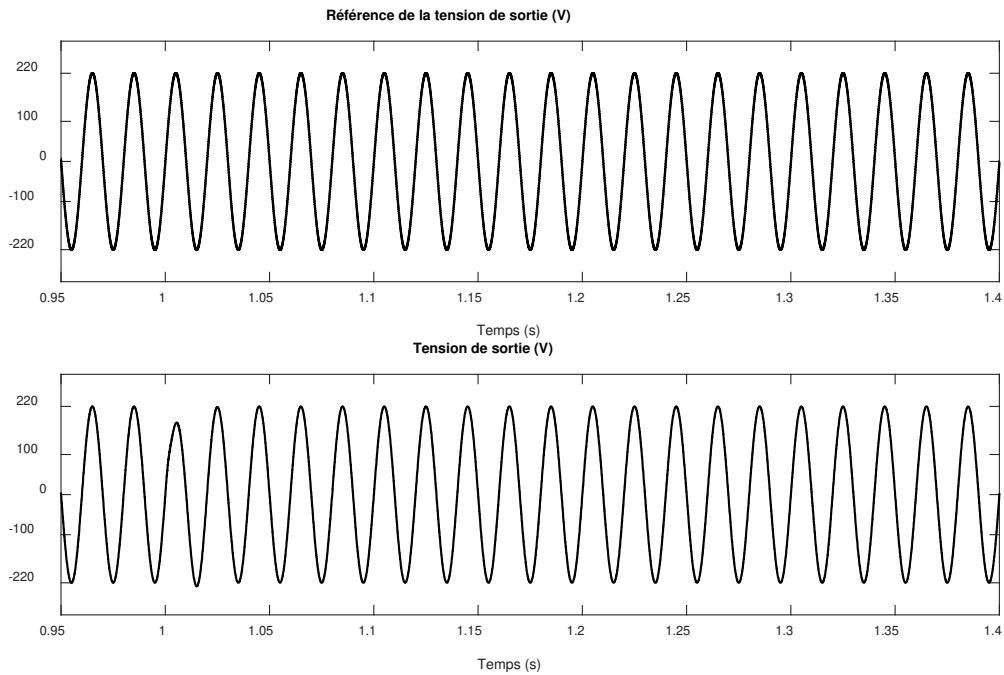


Figure 4. 9: Tension de sortie monophasée et sa référence en présence d'une charge résistive

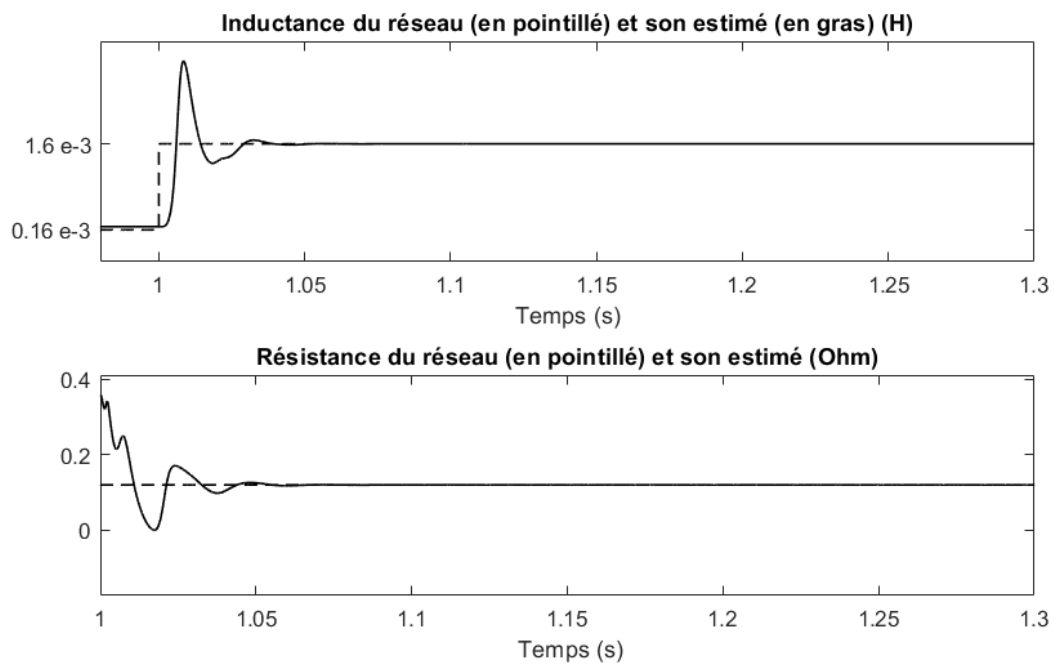


Figure 4. 10: Estimation de l'inductance et de la résistance du réseau en présence d'une charge résistive

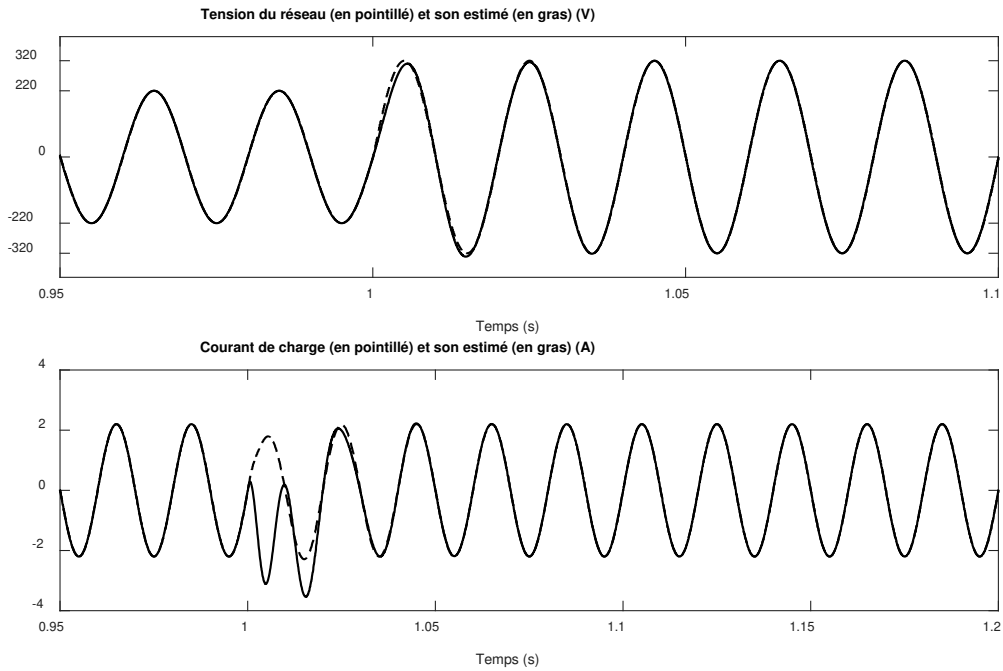


Figure 4. 11: Estimation de la tension du réseau et du courant de la charge en présence d'une charge résistive

- Charge non linéaire

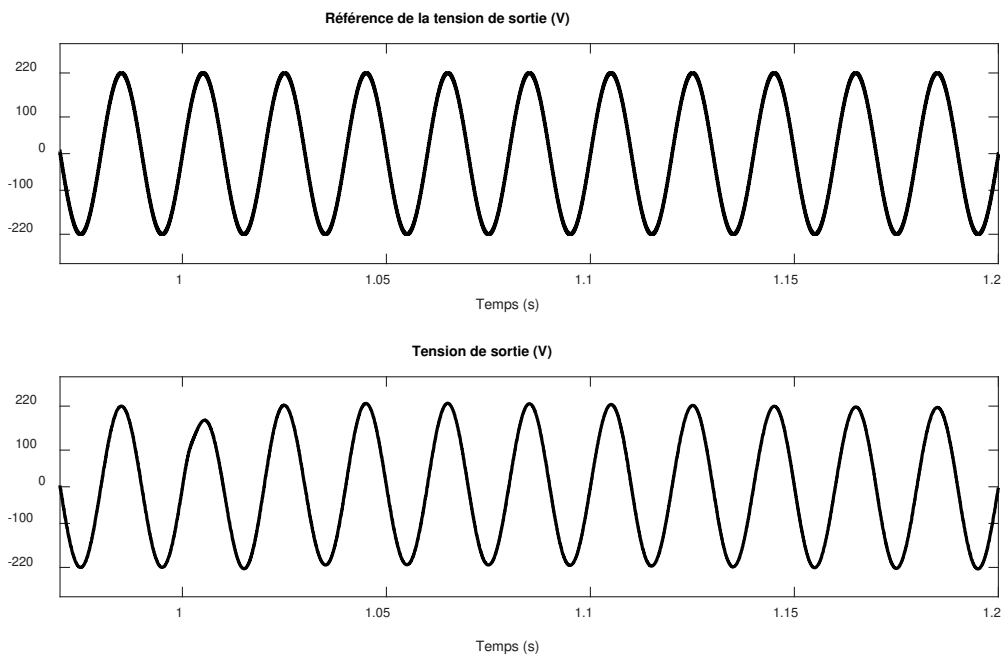


Figure 4. 12: Tension de sortie monophasée et sa référence en présence d'une charge non linéaire

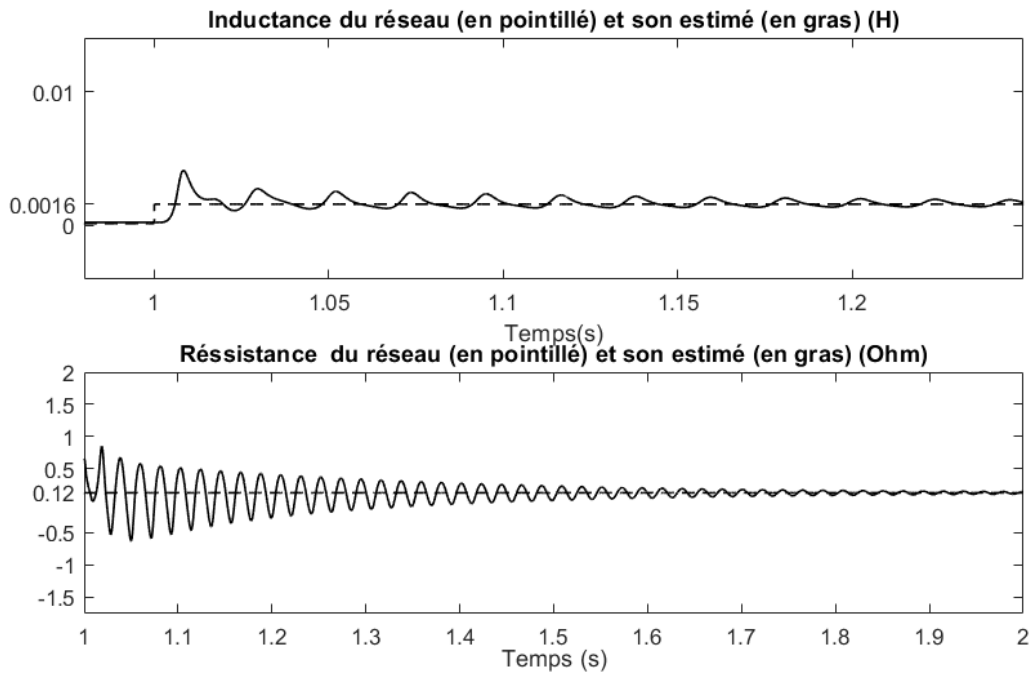


Figure 4. 13: Estimation de l'inductance et de la résistance du réseau en présence d'une charge non linéaire

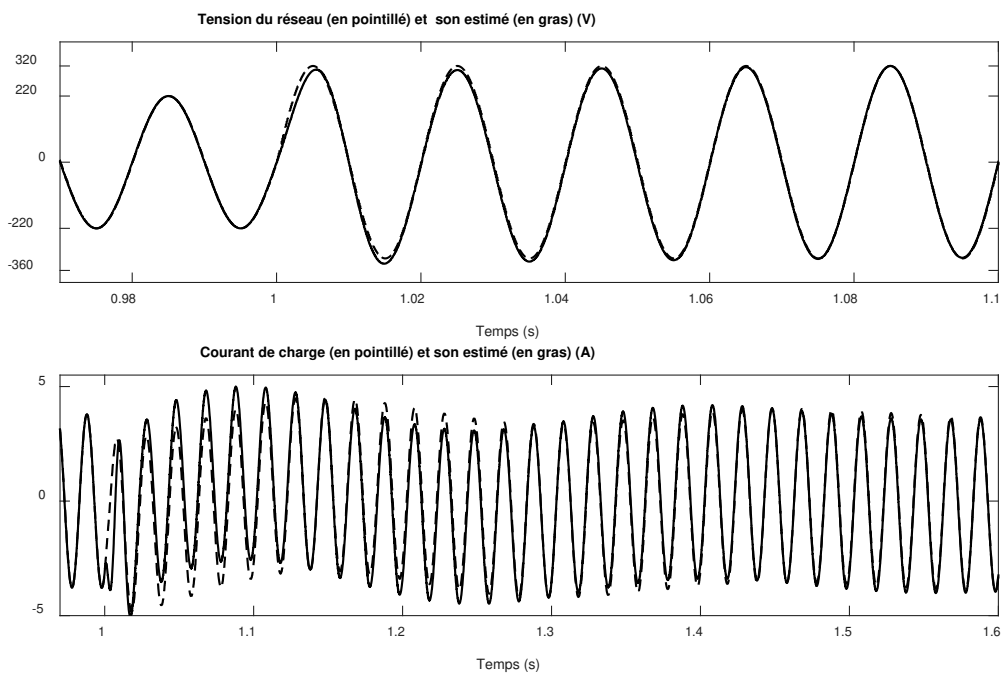


Figure 4. 14: Estimation de la tension du réseau et du courant de la charge en présence d'une charge non linéaire

#### 4.6.4. Performances du contrôleur en mode isolé

Lorsque le microgrid se déconnecte après 2s, le contrôleur passe à la régulation de la tension en mode isolé. En présence des deux types de charges, la tension de sortie poursuit sa référence

et le courant de charge estimée converge vers sa valeur réelle comme il est montré sur les figures 4.15 – 4.18.

- Charge résistive

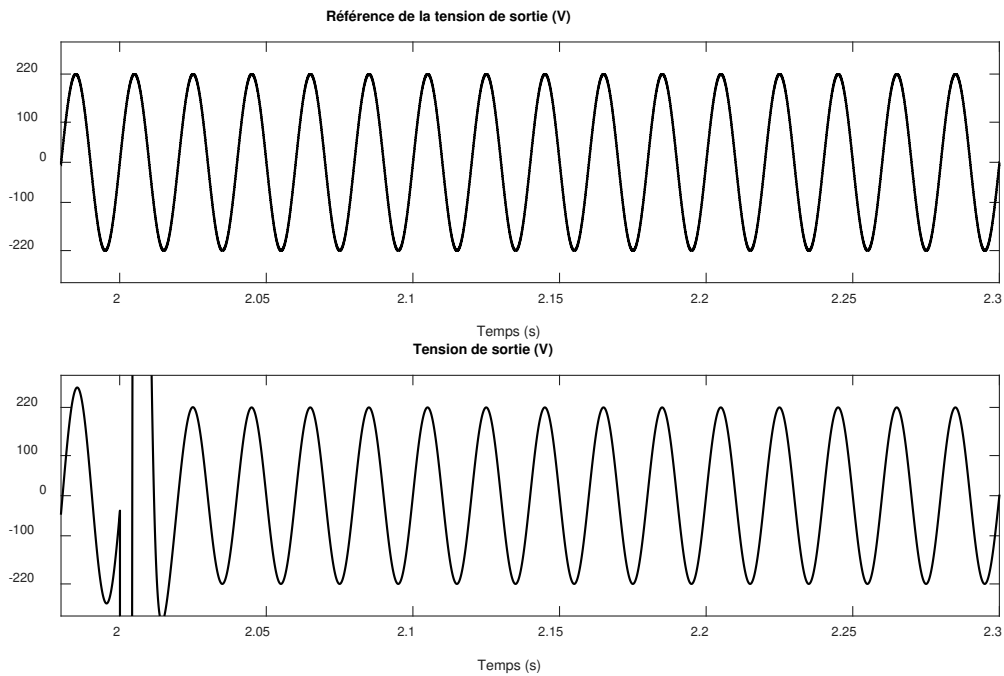


Figure 4. 15 : Tension de sortie monophasée avec sa référence en présence d'une charge résistive

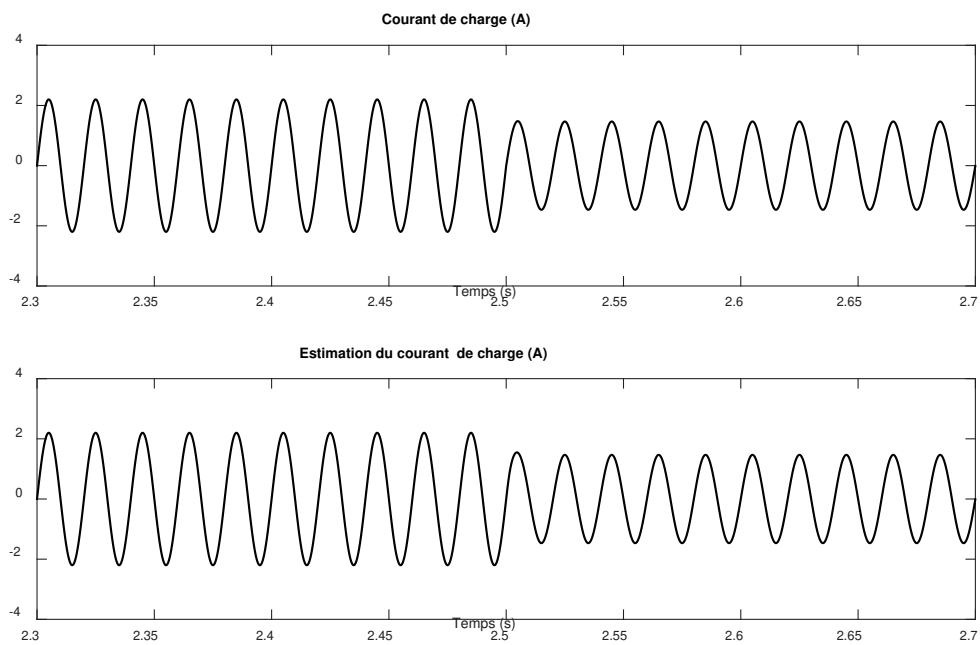


Figure 4. 16: Estimation du courant de charge en présence d'une charge résistive

- Charge non linéaire

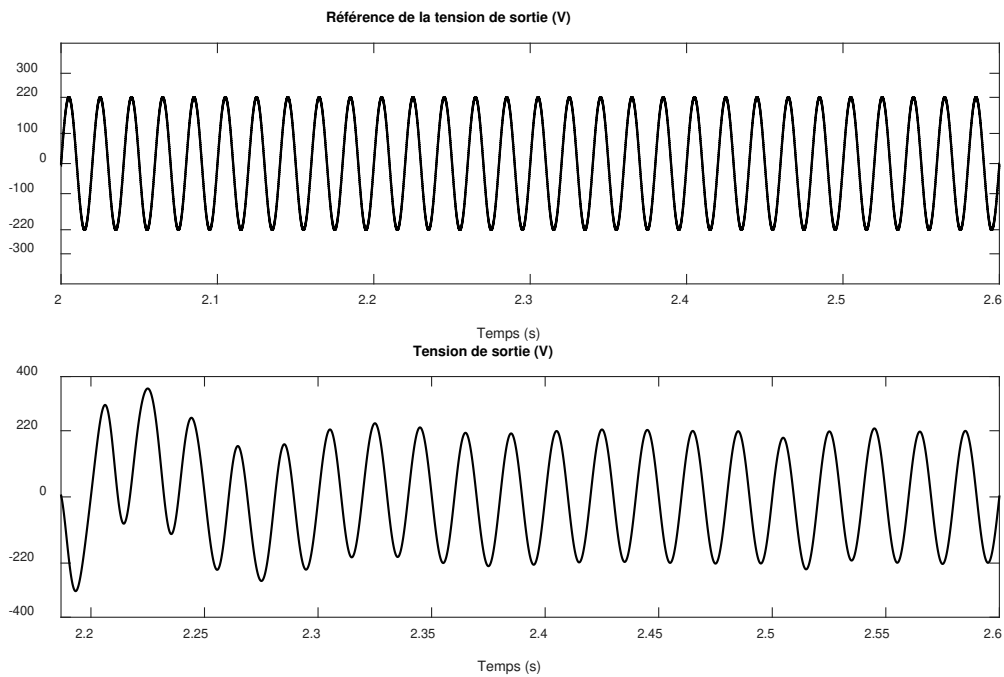


Figure 4.17: Tension de sortie monophasée avec sa référence en présence d'une charge non linéaire

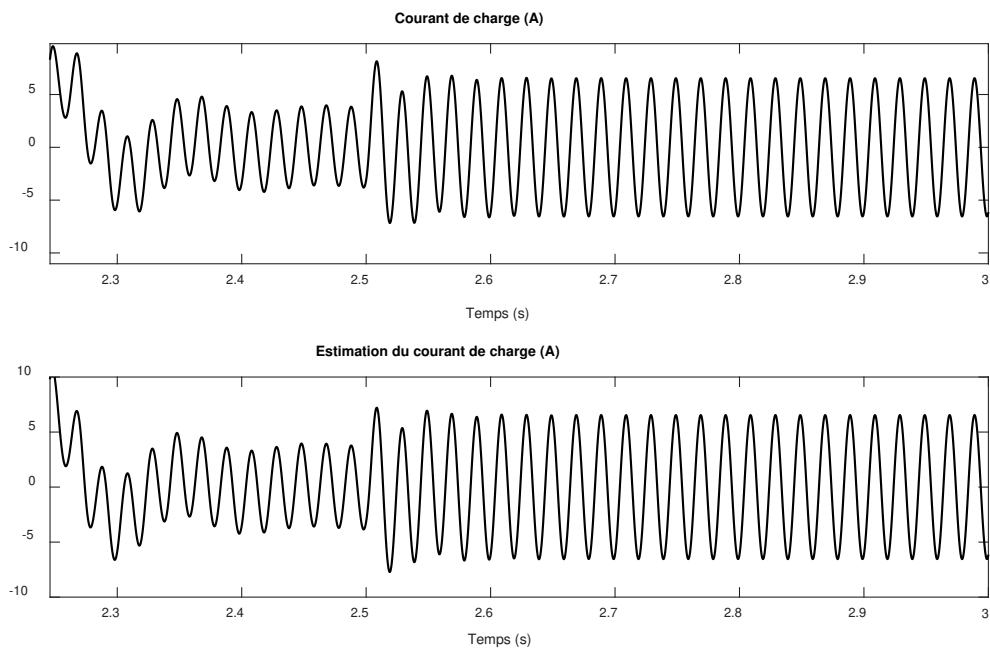


Figure 4.18: Estimation du courant de charge en présence d'une charge non linéaire

## 4.7. Conclusion

Ce chapitre porte sur le contrôle des microgrids pour que leur fonctionnement soit flexible en élaborant une commande des VSI. Le fonctionnement du microgrid est divisé en trois modes :

- Le mode connecté à un réseau électrique stable dans ce cas le contrôleur régule le courant alternatif injecté par le microgrid dans le réseau électrique.
- Le mode connecté à un réseau électrique faible caractérisé par un RCC inférieur à 10 dans ce cas le contrôleur régule la tension alternative au point de connexion entre le microgrid et le réseau électrique.
- Le mode isolé, lorsque le microgrid est déconnecté du réseau électrique, dans ce cas le contrôleur régule la tension alternative du microgrid.

La transition entre les trois modes se fait selon la valeur du RCC et l'état du commutateur entre le microgrid et le réseau électrique. Le contrôleur estime en temps réel les paramètres du réseau : la résistance, l'inductance et la tension ainsi que le courant demandé par la charge.

Les techniques du Backstepping et Grand Gain ont été déployés pour la régulation du courant et de la tension ainsi que l'estimation des paramètres du réseau et le courant de la charge.

Après l'élaboration de la commande, la stabilité du système a été étudié en se basant sur la théorie de Lapugnoy.

Le contrôleur, en mode connecté à un réseau stable, permet au microgrid d'injecter les quantités appropriées des puissances active et réactive en forçant le courant à suivre une référence donnée. En mode connecté à un réseau faible et en mode isolé, le contrôleur force la tension au point de couplage commun à suivre une référence bien déterminée. Ainsi, le contrôleur assure la flexibilité du microgrid et garantit une alimentation sans interruptions des charges locales du microgrid. Le contrôleur estime la résistance, l'inductance et la tension du réseau ainsi que le courant de la charge ; de cette manière, le nombre des capteurs nécessaires pour la commande est réduit et par conséquent le coût est réduit également.

L'efficacité du contrôleur a été évaluée par des simulations en présence de charges résistive et non linéaire en tenant compte de la variation des paramètres du réseau. Les résultats des simulations montrent que :

- Le courant injecté dans le réseau suit sa référence ainsi que la composante  $i_{2q}$  du courant tend vers 0 A ainsi la puissance réactive injectée au réseau est nulle.
- La tension au point de couplage commun suit sa référence en mode connecté à un réseau faible et en mode isolé.
- Les valeurs estimées de la résistance et l'inductance du réseau convergent vers leurs valeurs réelles en mode connecté à un réseau stable et en mode connecté à un réseau faible.
- Les estimations de la tension du réseau ainsi que le courant de charge tendent vers leurs valeurs réelles.



# **Chapitre 5 : Régulation de la tension du bus continu et du courant injecté dans le réseau électrique**

## **5.1. Introduction**

Dans les microgrids, les RED fournissent de l'électricité à proximité des consommateurs sans avoir besoin à des transformateurs élévateurs ou abaisseurs permettant, ainsi, de réduire les émissions du gaz carbonique et contribuant à un développement durable. Toutefois, l'intégration des RED et leur intermittence menacent la stabilité de tout le système électrique, augmentent sa complexité et conduisent à des problèmes de qualité de puissance [87], [88] et [89].

Par ailleurs, l'utilisation des charges non linéaires, telles que les ordinateurs personnels, les systèmes de climatisation, les pompes, les variateurs de vitesse et les ventilateurs dans les applications résidentielles et industrielles, devient de plus en plus répandue [88], [90], et [91]. Les charges non linéaires injectent dans le réseau électrique de distribution un courant harmonique, déséquilibré et réactif [92], ce qui entraîne une détérioration du facteur de puissance, des fluctuations de tension et de fréquence, une distorsion de la tension et du courant au PCC, un dysfonctionnement des équipements et un échauffement excessif [92], [93], [94] et [95]. Par conséquent, l'élimination du courant harmonique et la compensation de la puissance réactive de la charge sont des éléments essentiels pour garantir la fiabilité du réseau électrique.

Afin de résoudre les problèmes de qualité de puissance causés par l'intégration des RED et les charges non linéaires, les VSI basés sur des filtres de puissance actifs (APF) ont été largement utilisés dans la littérature. Dans [92], les auteurs proposent une stratégie améliorée de contrôle direct de la puissance basée sur des APF shunt pour générer un courant de source purement sinusoïdal et assurer un facteur de puissance unitaire. Dans [90], un onduleur monophasé à cinq niveaux à cellule U basé sur l'APF est contrôlé en utilisant un modèle de contrôle prédictif pour assurer l'élimination du courant harmonique et la compensation de la puissance réactive. Un APF intégré avec un panneau solaire photovoltaïque est considéré et contrôlé à l'aide d'un intégrateur sinusoïdal symétrique modifié dans [96]. Dans [97], un filtre hybride combinant des filtres passifs et actifs est conçu, modélisé et contrôlé pour compenser les harmoniques d'ordre supérieur. D'autres stratégies de contrôle et configurations du APF sont données dans ces articles [98], [99] et [100].

Avec les variations causées par l'intermittence des RED et les déséquilibres produits par les charges non linéaires, la tension du bus continu est également affectée ; elle devient instable et

présente des fluctuations ; plusieurs travaux de recherche traitent des problèmes de qualité de puissance en tenant compte de la régulation de la tension du bus continu. Dans [100], un APF à trois niveaux de type T est contrôlé en utilisant la technique PI pour la boucle de courant et une approche active linéaire de rejet des perturbations pour le contrôle de la tension. Le schéma de contrôle de l'hystérésis est utilisé dans [94] respectivement pour le contrôle du courant et du bus continu. Dans [93], un algorithme de régulation de la tension du bus continu est proposé sur la base d'un contrôle de la déviation d'erreur inversée pour améliorer les performances de l'APF en matière d'atténuation du courant harmonique.

Dans ce chapitre, nous proposons une commande en cascade pour les VSI; la boucle interne régule le courant injecté dans le réseau électrique et la boucle externe régule la tension du bus continu et génère la référence du courant à injecter. L'objectif est de compenser l'énergie réactive consommée par les charges non linéaires ainsi que le courant harmonique qu'elles génèrent en stabilisant la tension du bus continu. Nous proposons, aussi, un observateur Grand Gain pour l'estimation du courant générée par la RED.

Ce chapitre est structuré de la manière suivante : la section 2 présente le système à étudier et son modèle mathématique, la section 3 est dédié à la synthèse du régulateur, la section 4 étudie la stabilité du système, la section 5 est consacrée à l'observateur du courant généré par la RED et les résultats des simulations réalisées sont montrées dans la section 6.

### **5.2. Présentation du système**

Le système est illustré dans la figure 5.1. Il est composé d'une RED qui fournit un courant  $i_g$ , un VSI, un filtre LC, une inductance de couplage et une charge non linéaire. Un condensateur ( $C_{dc}, R_{dc}$ ) est placé du côté courant continu comme étant une interface entre la RED et le VSI. Le VSI est composé de trois bras avec deux commutateurs pour chaque bras ; les commandes de  $S_a$  et  $S'_a$ ,  $S_b$  et  $S'_b$  ainsi que  $S_c$  et  $S'_c$  sont complémentaires. Les fonctions de commutations  $\mu_k$  sont définies par (5.1) avec  $k = \{a, b, c\}$ .

$$\mu_k = \begin{cases} 1, & \text{si } S_k \text{ est fermé et } S'_k \text{ est ouvert} \\ 0, & \text{si } S_k \text{ est ouvert et } S'_k \text{ est fermé} \end{cases} \quad (5.1)$$

La charge locale non linéaire contient une inductance  $L_L$ , une résistance  $R_L$  et un générateur de courant simulant une source des courants harmoniques  $i_h$  connectés en parallèle.

$R$ ,  $L$ ,  $C$  sont la résistance, l'inductance et la capacité du filtre LC.  $R_c$  et  $L_c$  sont la résistance et l'inductance de couplage.

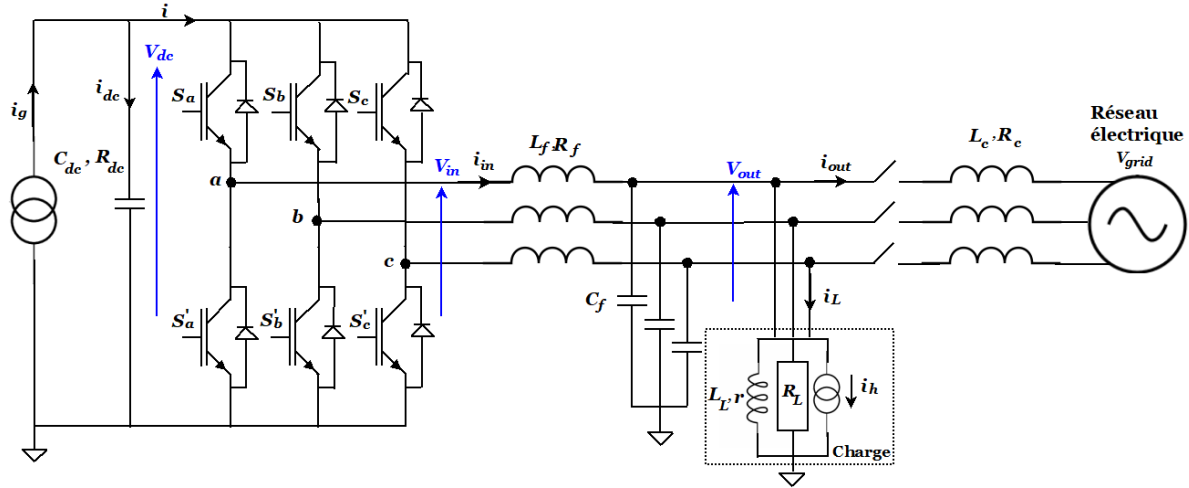


Figure 5. 1 : modèle triphasé d'un microgrid avec une seule RED

En appliquant les lois de Kirchhoff, le modèle mathématique du système dans le repère abc est décrit par (5.2)-(5.4).

$$\frac{di_{in\ abc}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{in\ abc} + \frac{1}{L_f} (v_{in\ abc} - v_{out\ abc}) \quad (5.2)$$

$$\frac{dv_{out\ abc}}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_{in\ abc} - i_{out\ abc} - i_L) \quad (5.3)$$

$$\frac{di_{out\ abc}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c} i_{out\ abc} + \frac{1}{L_c} (v_{out\ abc} - v_{grid\ abc}) \quad (5.4)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} i_{dc} \quad (5.5)$$

Où

$i_{in\ abc}$  est le courant de sortie de l'onduleur triphasé.

$v_{in\ abc}$  est la tension de sortie de l'onduleur triphasé.

$i_{out\ abc}$  est le courant de sortie du filtre LC ; c'est le courant injecté dans le réseau électrique.

$v_{out\ abc}$  est la tension de sortie du filtre LC ; c'est la tension au PCC ;

$i_{L\ abc}$  est le courant de la charge non linéaire.

$v_{grid\ abc}$  est la tension du réseau électrique.

$V_{dc}$  est la tension au niveau de la capacité  $C_{dc}$ .

$i_{dc}$  est le courant au niveau de la capacité  $C_{dc}$ .

La tension triphasée de sortie du VSI peut être exprimée en fonction de la tension du bus continu  $V_{dc}$  et des fonctions de commutation  $\mu_k$  avec  $k = \{a, b, c\}$  comme le montre l'équation (5.6).

$$v_{in\ abc} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_a \\ \mu_b \\ \mu_c \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Nous choisissons

$$\begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_a \\ \mu_b \\ \mu_c \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

En utilisant (5.6) et (5.7), la tension  $v_{in\ abc}$  peut être exprimée par (5.8).

$$v_{in\ abc} = \begin{bmatrix} v_{in\ a} \\ v_{in\ b} \\ v_{in\ c} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

L'énergie emmagasinée dans le condensateur  $C_{dc}$  est définie par (5.9).

$$E_{dc} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (5.9)$$

Donc

$$V_{dc} = \sqrt{\frac{2E_{dc}}{C_{dc}}} \quad (5.10)$$

A partir de (5.8) et (5.10), l'équation (5.2) devient

$$\frac{di_{in\ abc}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_{in\ abc} + \frac{1}{L_f} \left( \sqrt{\frac{2E_{dc}}{C_{dc}}} d_{abc} - v_{out\ abc} \right) \quad (5.11)$$

Les équations (5.9), (5.3) et (5.4) peuvent être exprimées dans le repère dq tournant avec la vitesse angulaire de la tension de sortie du VSI  $\omega_o$ .

$$\frac{di_{ind}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{ind} + \omega_o i_{inq} + \frac{1}{L_f} \left( \sqrt{\frac{2E_{dc}}{C_{dc}}} d_d - v_{outd} \right) \quad (5.12)$$

$$\frac{di_{inq}}{dt} = -\frac{R_f}{L_f}i_{inq} - \omega_o i_{ind} + \frac{1}{L_f} \left( \sqrt{\frac{2E_{dc}}{C_{dc}}} d_q - v_{outq} \right) \quad (5.13)$$

$$\frac{dv_{outd}}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_{ind} - i_{outd} - i_{Ld}) + \omega_o v_{outq} \quad (5.14)$$

$$\frac{dv_{outq}}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_{inq} - i_{outq} - i_{Lq}) - \omega_o v_{outd} \quad (5.15)$$

$$\frac{di_{outd}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c}i_{outd} + \omega_o i_{outq} + \frac{1}{L_c} (v_{outd} - v_{gridd}) \quad (5.16)$$

$$\frac{di_{outq}}{dt} = -\frac{R_c}{L_c}i_{outq} - \omega_o i_{outd} + \frac{1}{L_c} (v_{outq} - v_{gridq}) \quad (5.17)$$

La puissance du bus continu est exprimée par :

$$P_{dc} = P_g - P_{R_f} - P_{grid} - P_{R_{dc}} - P_{sc} \quad (5.18)$$

Avec

$P_g$  est la puissance générée par la RED.

$$P_g = i_g \sqrt{\frac{2E_{dc}}{C_{dc}}} \quad (5.19)$$

$P_{R_f}$  est la puissance dissipée par effet Joule dans la résistance  $R_f$ .

$$P_{R_f} = R_f (i_{ind}^2 + i_{inq}^2) \quad (5.20)$$

$P_{grid}$  est la puissance injectée dans le réseau électrique.

$$P_{grid} = v_{outd} i_{outd} + v_{outq} i_{outq} \quad (5.21)$$

$P_{R_{dc}}$  est la puissance dissipée dans la résistance  $R_{dc}$ .

$$P_{Rdc} = \frac{V_{dc}^2}{R_{dc}} \quad (5.22)$$

$P_{sc}$  représente les pertes dues à la commutation des interrupteurs du VSI.

D'autre part

$$P_{dc} = \frac{dE_{dc}}{dt} \quad (5.23)$$

A partir de (5.18) et (5.23), la dynamique de l'énergie emmagasinée dans le condensateur  $C_{dc}$  est donnée par

$$\frac{dE_{dc}}{dt} = i_g \sqrt{\frac{2E_{dc}}{C_{dc}}} - R_f (i_{ind}^2 + i_{inq}^2) - (v_{outd} i_{outd} + v_{outq} i_{outq}) - \frac{2E_{dc}}{R_{dc} C_{dc}} - P_{SC} \quad (5.24)$$

Le courant à l'entrée du convertisseur est noté  $i$  et donné par

$$i = \sum_{k \in \{d, q\}} d_k i_{ink} \quad (5.25)$$

En utilisant (5.7) et (5.16), nous trouvons

$$i = \sum_{k \in \{d, q\}} d_k i_{ink} \quad (5.26)$$

Ainsi,

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{dc}} (i_g - \sum_{k \in \{d, q\}} d_k i_{ink}) \quad (5.27)$$

Le modèle moyenné du système est représenté par les équations (5.28)-(5.35).

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_f}{L_f} x_1 + \omega_o x_2 + \frac{1}{L_f} \left( \sqrt{\frac{2x_7}{C_{dc}}} \mu_1 - x_3 \right) \quad (5.28)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{R_f}{L_f} x_2 - \omega_o x_1 + \frac{1}{L_f} \left( \sqrt{\frac{2x_7}{C_{dc}}} \mu_2 - x_4 \right) \quad (5.29)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{C_f} (x_1 - x_5 - I_{Ld}) + \omega_o x_4 \quad (5.30)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{1}{C_f} (x_2 - x_6 - I_{Lq}) - \omega_o x_3 \quad (5.31)$$

$$\dot{x}_5 = -\frac{R_c}{L_c}x_5 + \omega_o x_6 + \frac{1}{L_c}(x_3 - V_{gd}) \quad (5.32)$$

$$\dot{x}_6 = -\frac{R_c}{L_c}x_6 - \omega_{out}x_5 + \frac{1}{L_c}(x_4 - V_{gq}) \quad (5.33)$$

$$\dot{x}_7 = i_g \sqrt{\frac{2x_7}{C_{dc}}} - R_f(x_1^2 + x_2^2) - (x_3x_5 + x_4x_6) - \frac{2x_7}{R_{dc}C_{dc}} - P_{SC} \quad (5.34)$$

$$\dot{x}_8 = \frac{1}{C_{dc}}[I_g - (\mu_1x_1 + \mu_2x_2)] \quad (5.35)$$

Où  $x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, \mu_1, \mu_2, I_{Ld}, I_{Lq}, I_g, V_{gd}$  et  $V_{gq}$  sont, respectivement, les valeurs moyennes de  $i_{ind}, i_{inq}, v_{outd}, v_{outq}, i_{outd}, i_{outq}, E_{dc}, V_{dc}, d_d, d_q, i_{Ld}, i_{Lq}, i_g, v_{gridd}$  and  $v_{gridq}$ .

### 5.3. Synthèse du régulateur

L'objectif de la commande est de maintenir la tension du bus continu constante et de réguler le courant injecté dans le réseau électrique afin de compenser la puissance réactive et les courants harmoniques de la charge non linéaire locale. Pour atteindre cet objectif, nous proposons un régulateur avec une structure en cascade ; la boucle interne régule le courant injecté dans le réseau et la boucle externe contrôle la tension du bus continu.

#### 5.3.1. Boucle interne

Considérant le repère dq, le courant injecté  $i_{out}$  possède deux composantes ; directe  $x_5$  et quadratique  $x_6$ . Dans cette section, la technique du backstepping est appliquée pour forcer  $x_5$  et  $x_6$  à poursuivre leurs références  $x_5^{ref}$  et  $x_6^{ref}$ .

Etape 1 : une première erreur  $z$  de poursuite est définie.

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_5 - x_5^{ref} \\ x_6 - x_6^{ref} \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

La dynamique de l'erreur  $z$  est décrite par



$$\dot{z} = \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{x_3}{L_c} - \frac{R_c}{L_c} x_5 + \omega_o x_6 - \frac{V_{gd}}{L_c} - \dot{x}_5^{ref} \\ \frac{x_4}{L_c} - \frac{R_c}{L_c} x_6 - \omega_o x_5 - \frac{V_{gq}}{L_c} - \dot{x}_6^{ref} \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

Une fonction de Lyapunov est introduite

$$V_1 = \frac{1}{2} z^2 \quad (5.38)$$

La dérivée de Lyapunov est donnée par

$$\dot{V}_1 = z_1 \left( \frac{x_3}{L_c} - \frac{R_c}{L_c} x_5 + \omega_o x_6 - \frac{V_{gd}}{L_c} - \dot{x}_5^{ref} \right) + z_2 \left( \frac{x_4}{L_c} - \frac{R_c}{L_c} x_6 - \omega_o x_5 - \frac{V_{gq}}{L_c} - \dot{x}_6^{ref} \right) \quad (5.39)$$

Dans (5.37),  $\frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$  est une commande virtuelle à laquelle une fonction stabilisante  $\alpha$

$$\alpha = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -c_1 z_1 + \frac{R_c}{L_c} x_5 - \omega_o x_6 + \frac{V_{gd}}{L_c} + \dot{x}_5^{ref} \\ -c_2 z_2 + \omega_o x_5 + \frac{R_c}{L_c} x_6 + \frac{V_{gq}}{L_c} + \dot{x}_6^{ref} \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

Où  $c_1 > 0$  et  $c_2 > 0$  sont des paramètres de réglage.

Puisque  $\frac{1}{L_c} \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$  est une commande virtuelle, une deuxième erreur de poursuite  $z'$  est définie.

$$z' = \begin{bmatrix} z'_1 \\ z'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{x_3}{L_c} - \alpha_1 \\ \frac{x_4}{L_c} - \alpha_2 \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

Selon les équations (5.37), (5.40) et (5.41),  $\dot{z}$  peut être exprimée comme suit

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -c_1 z_1 + z'_1 \\ -c_2 z_2 + z'_2 \end{bmatrix} \quad (5.42)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 + z'_1 z_1 - c_2 z_2^2 + z'_2 z_2 \quad (5.43)$$

Étape 2:

La dynamique de  $z'$  est obtenue à partir de (5.32), (5.33), (5.40), (5.41) et (5.42).

$$\dot{z}' = \begin{bmatrix} \dot{z}'_1 \\ \dot{z}'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{x_1}{L_c C} - c_1^2 z_1 + c_1 z'_1 + \beta_1 - \ddot{x}_5^{ref} \\ \frac{x_2}{L_c C} - c_2^2 z_2 + c_2 z'_2 + \beta_2 - \ddot{x}_6^{ref} \end{bmatrix} \quad (5.44)$$

Avec

$$\beta_1 = -\frac{R_c}{L_c^2} (x_3 - V_{gd}) + 2\frac{\omega_o}{L_c} (x_4 - R_c x_6) + \frac{1}{L_c} \left( \frac{R_c^2}{L_c} - \frac{1}{C_f} - L_c \omega_o^2 \right) x_5 - \frac{\omega_o}{L_c} V_{gq} - \frac{\dot{V}_{gd}}{L_c} - \frac{I_{Ld}}{C_f L_c} \quad (5.45)$$

$$\beta_2 = -\frac{R_c}{L_c^2} (x_4 - V_{gq}) - 2\frac{\omega_o}{L_c} (x_3 - R_c x_5) + \frac{1}{L_c} \left( \frac{R_c^2}{L_c} - \frac{1}{C_f} - L_c \omega_o^2 \right) x_6 + \frac{\omega_o}{L_c} V_{gd} - \frac{\dot{V}_{gq}}{L_c} - \frac{I_{Lq}}{C_f L_c} \quad (5.46)$$

Nous définissons la fonction de Lyapunov suivante

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z'^2 \quad (5.47)$$

A partir de (5.43), la dérivée de la fonction de Lyapunov est

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c_1 z_2^2 + z'_1 (z_1 + \dot{z}'_1) + z'_2 (z_2 + \dot{z}'_2) \quad (5.48)$$

Dans (5.44),  $\frac{1}{L_c C_f} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$  présente une commande virtuelle à laquelle une fonction stabilisante

$\alpha'$  est associée.  $\alpha'$  est définie par :

$$\alpha' = \begin{bmatrix} \alpha'_1 \\ \alpha'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (c_1^2 - 1)z_1 - (c_1 + c'_1)z'_1 - \beta_1 + \ddot{x}_5^{ref} \\ (c_2^2 - 1)z_2 - (c_2 + c'_2)z'_2 - \beta_2 + \ddot{x}_6^{ref} \end{bmatrix} \quad (5.49)$$

Où  $c'_1 > 0$  et  $c'_2 > 0$  sont des paramètres de réglage.

Comme  $\frac{1}{L_c C_f} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$  n'est pas la commande réelle, l'erreur  $z''$  est introduite avec :

$$z'' = \begin{bmatrix} z''_1 \\ z''_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{x_1}{L_c C_f} - \alpha'_1 \\ \frac{x_2}{L_c C_f} - \alpha'_2 \end{bmatrix} \quad (5.50)$$

En utilisant (5.44) et (5.49),  $\dot{z}'$  devient

$$\dot{z}' = \begin{bmatrix} \dot{z}'_1 \\ \dot{z}'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -z_1 - c'_1 z'_1 + z''_1 \\ -z_2 - c'_2 z'_2 + z''_2 \end{bmatrix} \quad (5.51)$$

La dérivée de la fonction de Lyapunov  $V_2$  devient

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 - c'_1 z_1'^2 + z'_1 z''_1 - c_2 z_2^2 - c'_2 z_2'^2 + z'_2 z''_2 \quad (5.52)$$

Etape 3 :

La dérivation de  $z''$  donne

$$\dot{z}'' = \begin{bmatrix} \dot{z}''_1 \\ \dot{z}''_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\mu_1}{L_c C_f L_f} + (c_1^3 - 2c_1 - c'_1)z_1 + (1 - c_1^2 - c_1 c'_1 - c_1'^2)z'_1 + (c_1 + c'_1)z''_1 + \beta'_1 - \ddot{x}_5^{ref} \\ \frac{\mu_2}{L_c C_f L_f} + (c_2^3 - 2c_2 - c'_2)z_2 + (1 - c_2^2 - c_2 c'_2 - c_2'^2)z'_2 + (c_2 + c'_2)z''_2 + \beta'_2 - \ddot{x}_6^{ref} \end{bmatrix} \quad (5.53)$$

Avec

$$\beta'_1 = -\frac{R_f}{L_c C_f L_f} x_1 + \frac{\omega_o}{L_c C_f} x_2 - \frac{x_3}{L_c C_f L_f} + \dot{\beta}_1 \quad (5.54)$$

$$\beta'_2 = -\frac{R_f}{L_c C_f L_f} x_2 - \frac{\omega_o}{L_c C_f} x_1 - \frac{x_4}{L_c C_f L_f} + \dot{\beta}_2 \quad (5.55)$$

Nous considérons la fonction de Lyapunov donnée par (5.56).

$$V_3 = V_2 + \frac{1}{2} z''^2 \quad (5.56)$$

Sa dérivée est décrite par (5.57).

$$\dot{V}_3 = -c_1 z_1^2 - c'_1 z_1'^2 + z''_1(z'_1 + \dot{z}'_1) - c_2 z_2^2 - c'_2 z_2'^2 + z''_2(z'_2 + \dot{z}'_2) \quad (5.57)$$

Nous choisissons

$$\dot{z}'' = \begin{bmatrix} \dot{z}''_1 \\ \dot{z}''_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -z'_1 - c''_1 z''_1 \\ -z'_2 - c''_2 z''_2 \end{bmatrix} \quad (5.58)$$

Où  $c''_1 > 0$  et  $c''_2 > 0$  sont des paramètres de réglage.

L'équation (5.57) devient

$$\dot{V}_3 = -c_1 z_1^2 - c_1' z_1'^2 - c_1'' z_1''^2 - c_2 z_2^2 - c_2' z_2'^2 - c_2'' z_2''^2 \quad (5.59)$$

Donc

$$\mu = \begin{bmatrix} \mu_1 \\ \mu_2 \end{bmatrix} = L_c C_f L_f \begin{bmatrix} z_1(2c_1 + c_1' - c_1'^3) + z_1'(c_1^2 + c_1'^2 + c_1 c_2' - 2) - z_1''(c_1 + c_1' + c_1'') - \beta_1' + \ddot{x}_5^{ref} \\ z_2(2c_2 + c_2' - c_2'^3) + z_2'(c_2^2 + c_2'^2 + c_2 c_2' - 2) - z_2''(c_2 + c_2' + c_2'') - \beta_2' + \ddot{x}_6^{ref} \end{bmatrix} \quad (5.60)$$

### 5.3.2. Boucle externe

Nous définissons l'erreur  $z_3$  avec

$$z_3 = x_7 - x_7^{ref} \quad (5.61)$$

A partir de (5.34), nous obtenons

$$\dot{z}_3 = i_g \sqrt{\frac{2x_7}{C_{dc}}} - R_f(x_1^2 + x_2^2) - (x_3 x_5 + x_4 x_6) - \frac{2x_7}{R_{dc} C_{dc}} - P_{SC} - \dot{x}_7^{ref} \quad (5.62)$$

Dans (5.62),  $x_3 x_5 + x_4 x_6$  est une commande virtuelle.

Nous définissons la fonction de Lyapunov  $V_4$  exprimée par (5.63) et sa dérivée est donnée par (5.64).

$$V_4 = V_3 + \frac{1}{2} z_3^2 \quad (5.63)$$

$$\dot{V}_4 = \dot{V}_3 + z_3 \dot{z}_3 \quad (5.64)$$

Nous choisissons

$$\dot{z}_3 = -c_3 z_3 \quad (5.65)$$

Avec  $c_3 > 0$  est un paramètre de réglage.

Les équation (5.21) et (5.65) permettent d'écrire

$$P_{grid} = c_3 z_3 + i_g \sqrt{\frac{2x_7}{C_{dc}}} - R_f(x_1^2 + x_2^2) - \frac{2x_7}{R_{dc} C_{dc}} - P_{SC} - \dot{x}_7^{ref} \quad (5.66)$$

La fonction  $\dot{V}_4$  est exprimée par

$$\dot{V}_4 = -c_1 z_1^2 - c_1' z_1'^2 - c_1'' z_1''^2 - c_2 z_2^2 - c_2' z_2'^2 - c_2'' z_2''^2 - c_3 z_3^2 \quad (5.67)$$

Calcul de la référence de la composante directe du courant injecté dans le réseau  $x_5^{ref}$

Les puissances active et réactive instantanées injectées dans le réseau sont données par (5.68).

$$\begin{bmatrix} p_{grid} \\ q_{grid} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_3 & x_4 \\ -x_4 & x_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} \quad (5.68)$$

Donc

$$\begin{bmatrix} x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \frac{1}{x_5^2 + x_6^2} \begin{bmatrix} x_3 & -x_4 \\ x_4 & x_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{grid} \\ q_{grid} \end{bmatrix} \quad (5.69)$$

Ainsi

$$\begin{bmatrix} x_5 \\ x_6 \end{bmatrix} = \frac{1}{x_5^2 + x_6^2} \begin{bmatrix} x_3 & -x_4 \\ x_4 & x_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{grid} \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{x_5^2 + x_6^2} \begin{bmatrix} x_3 & -x_4 \\ x_4 & x_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q_{grid} \end{bmatrix} \quad (5.70)$$

Où

$\frac{1}{x_5^2 + x_6^2} \begin{bmatrix} x_3 & -x_4 \\ x_4 & x_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_{grid} \\ 0 \end{bmatrix}$  est la composante active et  $\frac{1}{x_5^2 + x_6^2} \begin{bmatrix} x_3 & -x_4 \\ x_4 & x_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ q_{grid} \end{bmatrix}$  est la composante réactive.

A partir de (5.66) et (5.70) et en tenant compte de la composante active, nous obtenons

$$x_5^{ref} = \frac{x_3 \left[ c_3 z_3 + i_g \sqrt{\frac{2x_7}{C_{dc}}} - R(x_1^2 + x_2^2) - \frac{2x_7}{R_{dc} C_{dc}} - P_{sc} - \dot{x}_7^{ref} \right]}{x_5^2 + x_6^2} \quad (5.71)$$

- Calcul de la référence de la composante quadratique du courant injecté dans le réseau  $x_6^{ref}$

La référence de la composante quadratique du courant injecté dans le réseau, qui représente l'énergie réactive, est choisie égale à 0 A ; ainsi, la puissance réactive consommée par la charge locale est compensée par le VSI et elle n'est pas injectée dans le réseau électrique.

#### 5.4. Etude de stabilité

**Théorème 5.** Nous considérons le système non linéaire de la figure 5.1 est représenté par le modèle moyenné (5.28)-(5.34). Ce système est combiné à un contrôleur donné par (5.60) et (5.66). Le système en boucle fermée peut être représenté par (5.72).

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}'_1 \\ \dot{z}''_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}'_2 \\ \dot{z}''_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -c_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -c'_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -c''_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -c_2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -c'_2 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -c''_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z'_1 \\ z''_1 \\ z_2 \\ z'_2 \\ z''_2 \\ z_3 \end{bmatrix} \quad (5.72)$$

Le système d'erreur (5.72) est asymptotiquement globalement stable. Par conséquent, les erreurs de poursuite  $z_1 = x_5 - x_5^{ref}$ ,  $z_2 = x_6 - x_6^{ref}$  et  $z_3 = x_7 - x_7^{ref}$  convergent vers zéro.

**Preuve du théorème 5.** Nous considérons la fonction de Lyapunov définie par (5.63) et sa dérivée décrite par (5.67).  $V_4$  est définie positive et  $\dot{V}_4$  est définie semi négative. Donc, le système d'erreur (5.72) est asymptotiquement globalement stable. Par ailleurs, puisque (5.72) est linéaire, la stabilité asymptotique est équivalente à une stabilité exponentielle. Cela termine la preuve du théorème 5 ■

## 5.5. Observateur Grand Gain

Le courant généré par la RED est un paramètre inconnu que nous observons avec la technique du Grand Gain ; cette technique est décrite dans [86].

Le système considéré est donné par (5.73)-(5.75).

$$\dot{x}_8 = \frac{1}{C_{dc}} [I_g - (\mu_1 x_1 + \mu_2 x_2)] \quad (5.73)$$

$$\dot{x}_9 = \varepsilon(t) \quad (5.74)$$

$$x_9 = \frac{I_g}{C_{dc}} \quad (5.75)$$

$\varepsilon(t)$  est une fonction inconnue bornée à valeurs réelles.

A partir de (5.73) et (5.74), nous avons

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_8 \\ \dot{x}_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_8 \\ x_9 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -(\mu_1 x_1 + \mu_2 x_2) \\ C_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \varepsilon(t) \end{bmatrix} \quad (5.76)$$

Pour le système (5.76), l'observateur est conçu selon la forme de (5.77).

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_8 \\ \dot{\hat{x}}_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_8 \\ \hat{x}_9 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -(\mu_1 x_1 + \mu_2 x_2) \\ C_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} - \theta \Lambda^+(s, \hat{x}) \Delta_\theta^{-1} S^{-1} C^T \bar{C} (\hat{x} - x) \quad (5.77)$$

Où

$\theta$  est un paramètre positif.

$$x = \begin{bmatrix} x_8 \\ x_9 \end{bmatrix}, \hat{x} = \begin{bmatrix} \hat{x}_8 \\ \hat{x}_9 \end{bmatrix}, \bar{C} = [1 \quad 0], \Lambda^+(s, \hat{x}) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \Delta_\theta = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\theta} \end{bmatrix}, S^{-1} C^T = \begin{bmatrix} 2 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Donc

$$\begin{bmatrix} \hat{x}_8 \\ \hat{x}_9 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{x}_9 - \frac{\mu_1 x_1 + \mu_2 x_2 - 2\theta(\hat{x}_8 - x_8)}{C_{dc}} \\ -\theta^2 (\hat{x}_8 - x_8) \end{bmatrix} \quad (5.78)$$

## 5.6. Simulations et discussions

Les simulations d'évaluation des performances du contrôleur et de l'observateur sont réalisées suivant le schéma de la figure 5.2.

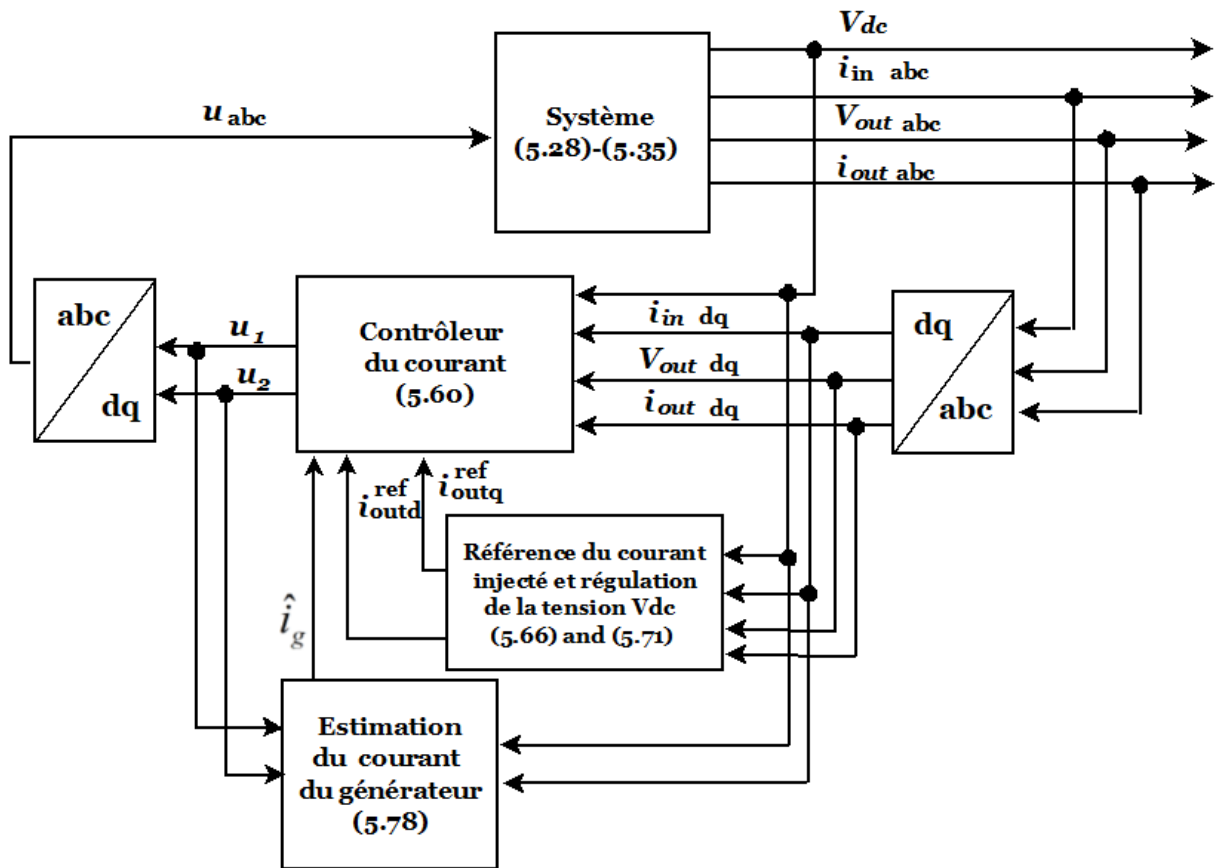


Figure 5. 2: Diagramme de simulation

Les paramètres de simulation sont donnés dans les tableaux 5.1 et 5.2.

Tableau 5. 1: Paramètres du système

Paramètre	Valeur
$R_f$	0.045Ω
$L_f$	0.15mH
$C_f$	22μF
$R_c$	0.135Ω
$L_c$	0.45mH
$C_{dc}$	3300μF
$R_{dc}$	10Ω
$P_{SC}$	0.35W



Tableau 5. 2: Paramètres du contrôleur

Parameter	Value
$c_1$	50000
$c'_1$	20000
$c''_1$	10000
$c_2$	50000
$c'_2$	10000
$c''_2$	20000
$c_3$	100000
$\theta$	100

Les paramètres de la charge sont  $L_L = 228mH$  ,  $r = 0.35\Omega$  et  $R_L = 20\Omega$ . Le courant harmonique de la charge est montré sur la figure 5.3. A  $t = 0.05s$  , la résistance de la charge devient  $R_L = 20\Omega$ . La tension du réseau électrique, donné sur la figure 5.4, est  $220\sin(\omega t)$  (V) avec une fréquence de 50 Hz.

Initialement, le courant généré est égal à 30 A. A  $t = 0.07s$  , le courant généré est modifié pur qu'il soit égal à 50 A. La référence de la tension du bus continu est 880 V.

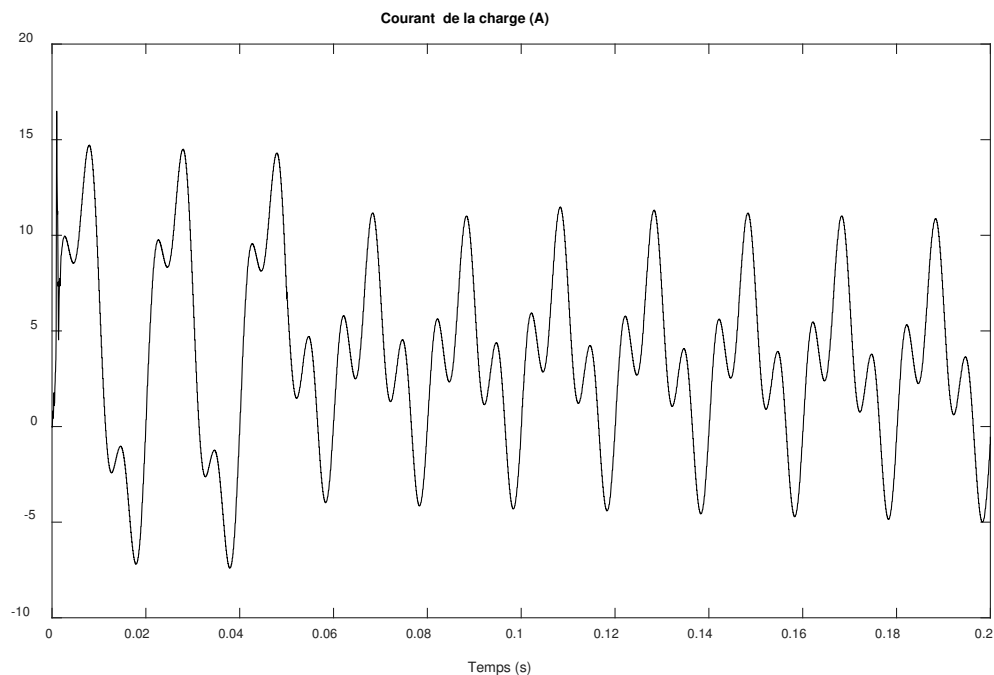


Figure 5. 3: Courant de la charge

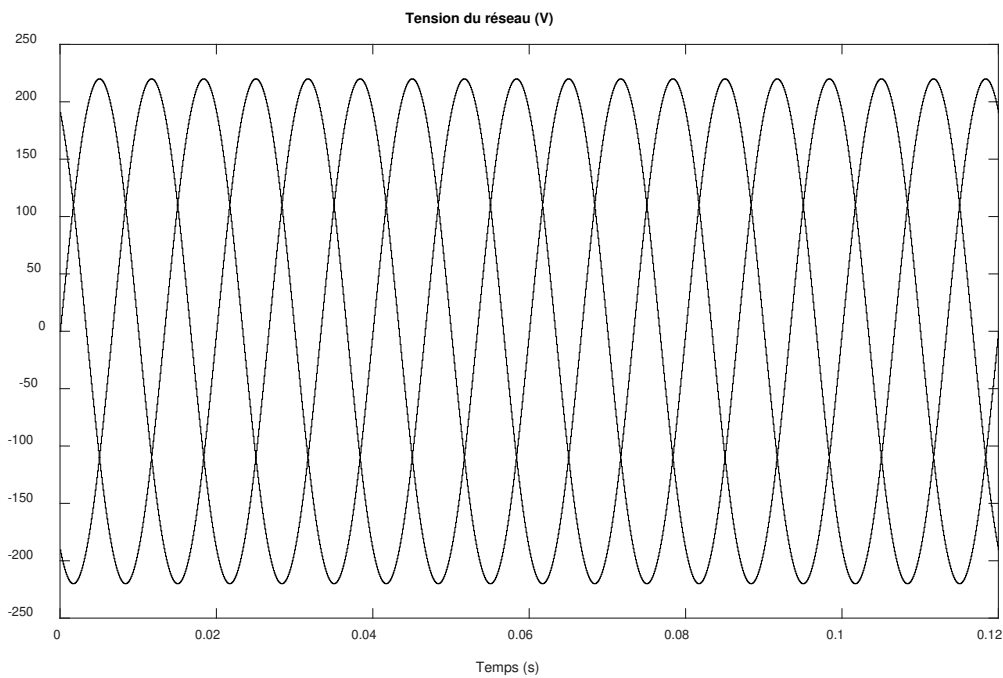


Figure 5. 4: Tension du réseau électrique

La réponse du système est présentée par les figures 5.5-5.8. Dans la figure 5.5, la tension du bus continu poursuit sa valeur désirée qui vaut 880 V ; cette valeur est maintenue en régime permanent malgré les variations de la charge et du courant généré par la RED.

Le courant de sortie injecté dans le réseau électrique poursuit, également, sa référence calculée par le contrôleur même si cette dernière est variable. Le courant de sortie et sa référence sont montrés sur la figure 5.6.

La composante quadratique du courant injecté dans le réseau  $i_{oq}$ , présentée dans la figure 5.7, est maintenue égale à 0 A. Ainsi, la puissance réactive locale est compensée par le contrôleur.

Le courant généré par la RED estimé est fourni sur la figure 5.8. Il converge vers sa valeur réelle malgré ses variations.

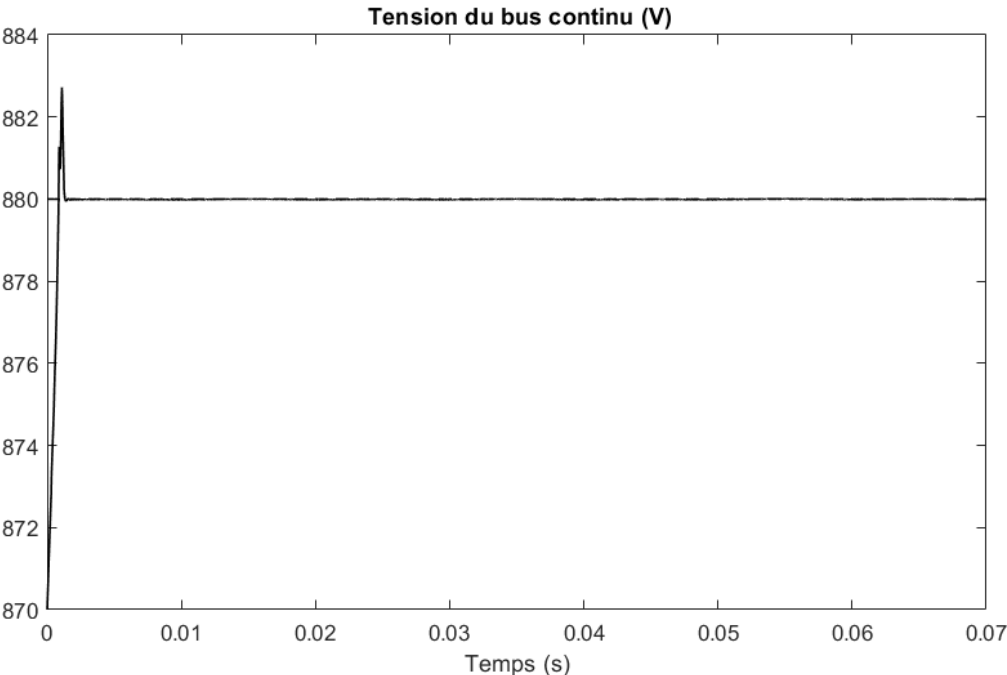


Figure 5. 5: Tension du bus continu (en gras) et sa référence (en pointillé)

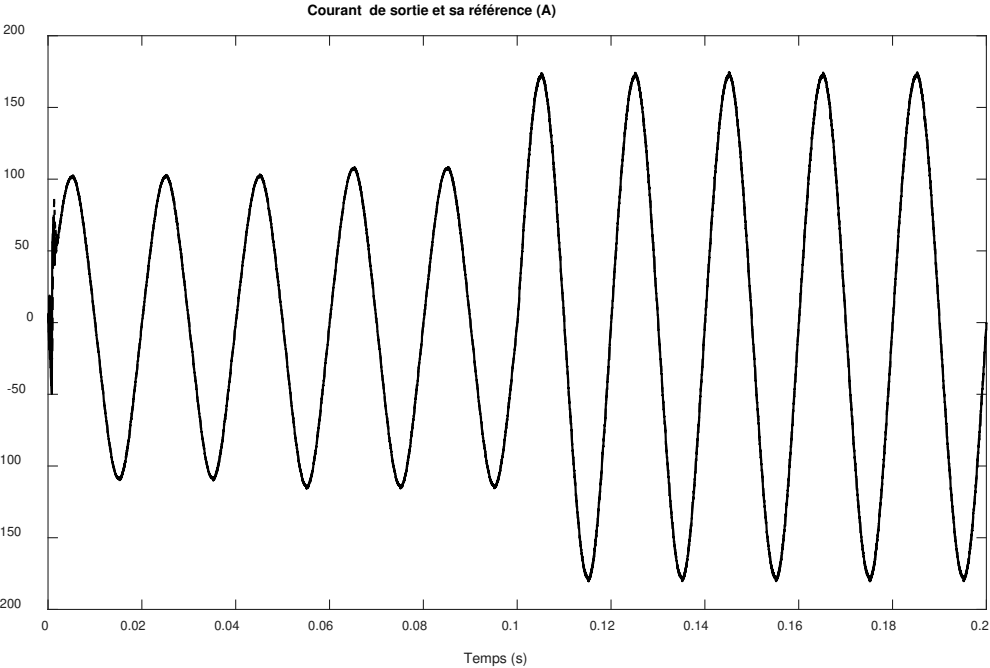


Figure 5. 6: Courant de sortie monophasé (en gras) et sa référence (en pointillé)

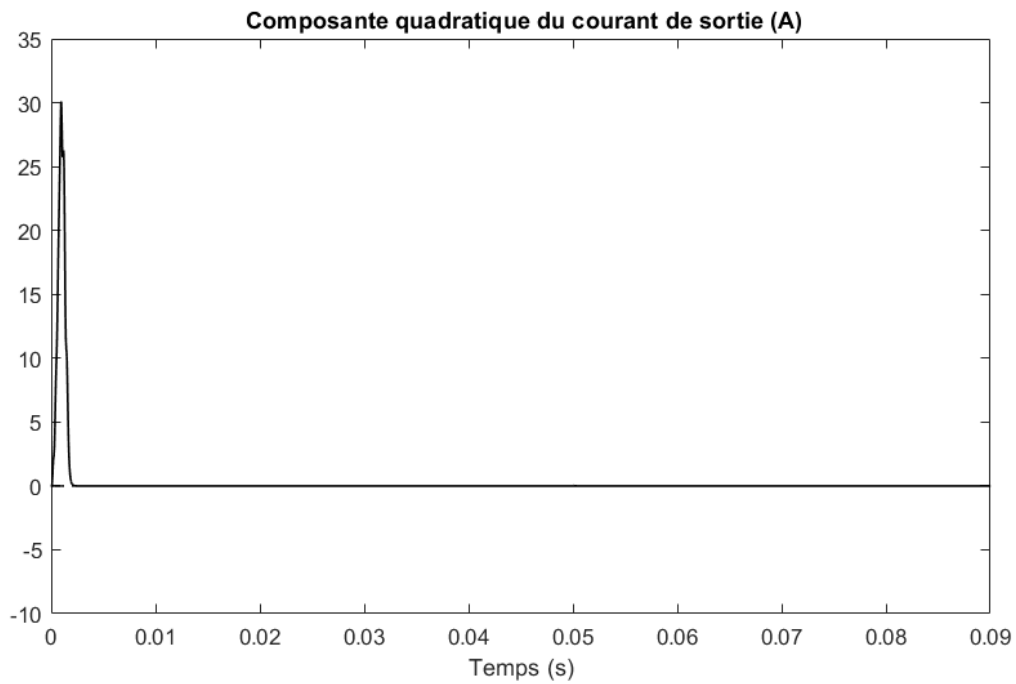


Figure 5. 7: La composante quadratique du courant de sortie (en gras) et sa référence (en pointillé)

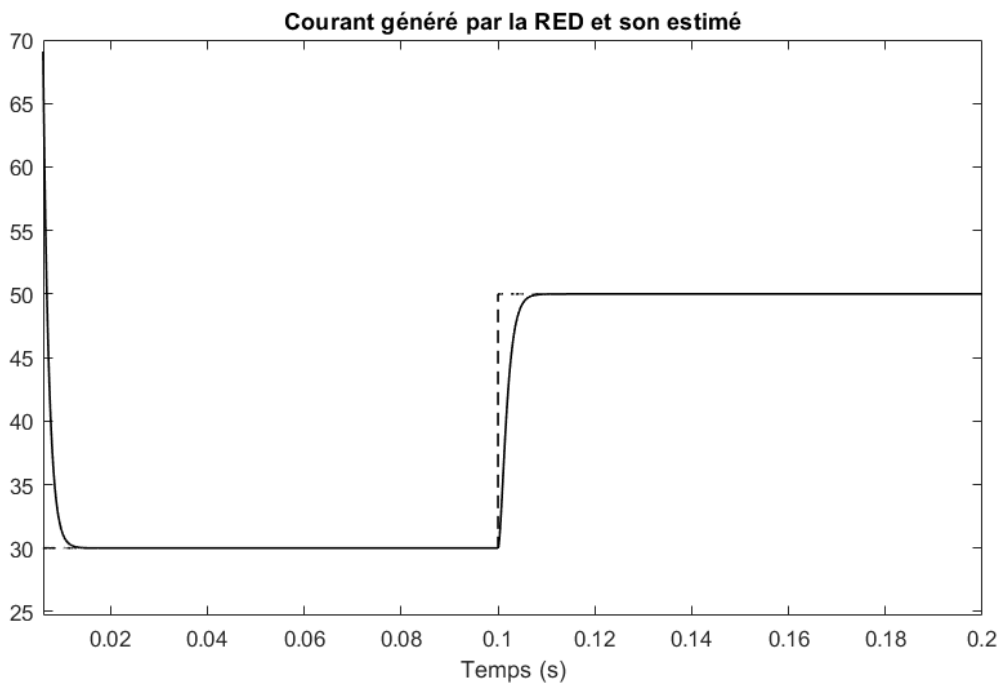


Figure 5. 8: Le courant généré par la RED (en pointillé) et son estimé en (gras)

## 5.7. Conclusion

Dans ce chapitre, un système composé d'une RED connectée à un VSI, d'un filtre LC, d'une inductance de couplage et d'une charge non linéaire est considéré. Le but est de réguler la

tension du bus continu et le courant injecté dans le réseau afin d'éliminer l'effet du courant harmonique produit par la charge non linéaire et de compenser la puissance réactive. Le contrôleur est conçu sur la base d'une structure en cascade utilisant la technique du backstepping pour la régulation de la tension et du courant et l'observateur Grand Gain pour l'estimation du courant généré par la RED. La stabilité globale du système est étudiée en utilisant la théorie de Lyapunov.

Les résultats de la simulation montrent que le contrôleur assure un courant injecté purement sinusoïdal et régule la tension du bus continu malgré la présence de la charge non linéaire et des fluctuations du courant généré par la RED. Le contrôleur a également une réponse temporelle rapide. De plus, le contrôleur compense la puissance réactive consommée par la charge locale non linéaire et la valeur estimée du courant généré par la DER converge vers sa valeur réelle.

# **Chapitre 6 : Commande des VSI parallèles dans un microgrid en mode isolé avec le partage des puissances active et réactive**

## **6.1. Introduction**

La fonction principale d'un microgrid est d'assurer une alimentation électrique fiable et sans interruptions de l'ensemble de ses charges locales. Pour cette raison, dans un microgrid plusieurs RED sont combinées et connectées via des convertisseurs de puissance, en particulier les VSI qui fonctionnent en parallèle. La connexion en parallèle des VSI permet d'accroître l'efficacité et la fiabilité de l'alimentation électrique [101] mais nécessite un contrôle spécial notamment lorsque le microgrid est isolé et opère d'une manière autonome.

Dans le mode connecté au réseau, le microgrid ajuste les profils des puissances active et réactive en injectant une certaine quantité de puissances active et réactive dans le réseau principal ou en l'absorbant. Dans le mode isolé qui est un mode de fonctionnement plus difficile à contrôler comparé au mode connecté, en raison de l'absence du réseau principal comme référence, c'est aux RED de fournir toute l'énergie nécessaire aux charges locales en maintenant la tension et la fréquence dans les limites autorisées [102], [103]. Le fonctionnement autonome d'un microgrid peut être adopté pour l'une des deux raisons suivantes. Premièrement, en raison d'un îlotage planifié (intentionnel) pour des causes de maintenance ou économiques. Deuxièmement, en raison d'un îlotage non planifié (non intentionnel) dû à la défaillance du réseau principal. La transition en mode autonome est réalisée en ouvrant le sectionneur au PCC qui déconnecte le microgrid du réseau principal. Une fois le microgrid est isolé, les générateurs distribués qui alimentent le système sont responsables du maintien de la tension et de la fréquence et c'est le premier défi à soulever. Le deuxième défi qui se présente est le partage des puissances active et réactive entre les différentes ressources de manière proportionnelle afin de garantir que les sources n'atteignent pas leurs limites de puissance à générer et ne sont pas surcharger [103], [104] et éviter les courants qui circulent entre les VSI en parallèle et les contraintes thermiques conduisant à l'endommagement des équipements [105].

Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour le contrôle des VSI en parallèle en mode isolé à savoir le contrôle centralisé, le contrôle distribué, la méthode du statisme (droop control) et la technique maître-esclave.

Dans la stratégie de contrôle centralisé, toutes les informations sont collectées par un contrôleur central spécifique qui effectue les calculs nécessaires et détermine les actions de contrôle pour les autres unités du microgrid, puis les commandes sont envoyées. Le partage du courant est

## Chapitre 6 : Commande des VSI parallèles dans un microgrid en mode isolé avec le partage des puissances active et réactive

garanti à tout moment, même pendant le régime transitoire et d'autres VSI peuvent être connectés sans changer la structure de contrôle. Le principal inconvénient de cette stratégie est le point de défaillance unique ; si le contrôleur central est en défaillance, tout le reste du système connaît des dysfonctionnements. D'autres inconvénients de cette stratégie est la nécessité d'une liaison de communication à large bande passante ainsi que le système est sensible aux charges non linéaires [105]–[108].

Pour la stratégie de contrôle distribué, elle ne peut pas être utilisée que dans les systèmes équilibrés. Le partage du courant et de la puissance est assuré et les courants qui circulent entre les VSI en parallèle sont réduits. Elle utilise une liaison de communication avec une bande passante plus étroite [106]-[107].

Le contrôle décentralisé s'appuie uniquement sur les informations locales sans avoir besoin des liens de communication entre les différents VSI. Cette technique est généralement utilisée lorsque la distance entre les VSI parallèles est longue [10]. Il est généralement basé sur la technique du statisme (droop control). L'idée de base est de réguler la tension et la fréquence en régulant respectivement la puissance réactive et la puissance active qui peuvent être mesurées localement. Cette technique présente des caractéristiques souhaitables telles que l'extensibilité, la modularité, la redondance et la flexibilité. Cependant, elle présente également certains inconvénients, comme la réponse du système qui est lente et la possibilité d'avoir des courants circulants entre les différents VSI. Comme les interconnexions entre les convertisseurs sont négligées, la stabilité globale du système est remise en question [106]. Par ailleurs, pour cette méthode, il existe un compromis entre la régulation de la tension et le partage exact de la puissance [101], [104] auquel s'ajoutent d'autres défis tels que la fiabilité de l'alimentation électriques dans des conditions déséquilibrées et l'impact des impédances et de la charge sur la stabilité globale du microgrid [105], [108].

Quant à la stratégie de contrôle maître-esclave, un des convertisseurs est désigné pour être le maître tandis que les autres sont les esclaves, le contrôleur maître régule la tension et la fréquence tandis que les esclaves régule courant dont la référence est fixée par le maître [109]. Dans cette stratégie, il y a un transfert permanent des informations entre le convertisseur maître et les convertisseurs esclave [106]. Cette méthode assure un excellent partage de la charge mais elle nécessite une large bande passante.



## Chapitre 6 : Commande des VSI parallèles dans un microgrid en mode isolé avec le partage des puissances active et réactive

Dans ce chapitre, nous avons modélisé un microgrid avec  $n$  VSI opérant en parallèle en mode isolé. L'objectif est d'élaborer une stratégie de contrôle permettant de stabiliser la tension et la fréquence du microgrid et les maintenir à leurs valeurs nominales fixées par les normes en vigueur tout en partageant les puissances active et réactive d'une manière proportionnelle entre les différentes RED suivant leurs puissances nominales. Pour cela, nous avons adopté la stratégie maître-esclave pour ses avantages en termes de partage de la charge et de stabilisation de la fréquence et de la tension. Elle présente l'inconvénient de la nécessité d'une large bande passante pour l'échange des données et le retard affectant l'envoi des informations, nous présentons une solution de ces inconvénients dans le chapitre suivant ; le VSI désigné maître est chargé de la régulation de la tension et de la fréquence au PCC, les autres VSI sont désignés esclaves et ils sont chargés de la régulation du courant fourni par les RED auxquelles ils sont connectés. Le VSI maître permet de calculer les références des courants générées par les VSI esclaves suivant une fonction d'équilibrage afin d'éviter la surcharge et le dépassement de puissance maximale autorisée pour chaque RED. Ainsi, la stratégie de contrôle proposée permet le partage des puissances active et réactive entre les différents VSI connectés en parallèle.

Ce chapitre est organisé comme suit : la section 2 présente le modèle mathématique du système, la section 3 décrit la stratégie de contrôle adoptée, la section 4 étudie la stabilité du système, la section 5 montre les résultats de simulation.

### **6.2. Modélisation du microgrid avec $n$ VSI**

Nous visons à modéliser un microgrid en mode isolé comportant  $n$  RED interconnectées via des VSI. La figure 6.1 montre le système à modéliser.

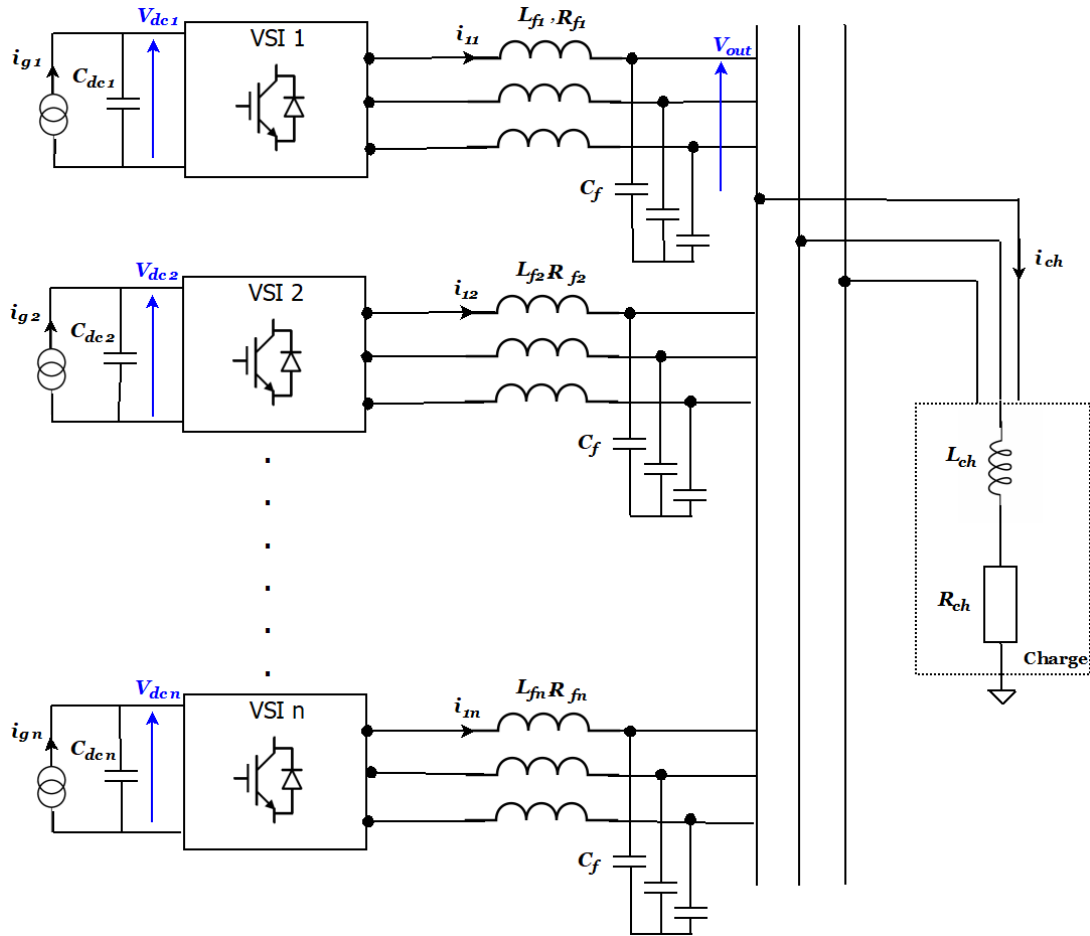


Figure 6. 1: Microgrid avec n VSI

Le système est composé de n RED représentées par des générateurs de courant connectés aux VSI à travers des condensateurs de capacité  $C_{dc}$ . A la sortie des VSI, un filtre LC est placé afin d'éliminer les distorsions et avoir des grandeurs de sortie avec une forme sinusoïdale exigée par les normes. Le bus à courant alternatif du microgrid est considéré comme le PCC.

La charge est modélisée par une bobine d'inductance  $L_{ch}$  en série avec une résistance  $R_{ch}$ .

Pour un VSI  $k$ , il est régi par les équations (6.1) -(6.3) obtenues en appliquant les lois de Kirchhoff dans le repère  $abc$ .

$$\frac{di_{k\ abc}}{dt} = -\frac{R_{fk}}{L_{fk}} i_{k\ abc} + \frac{1}{L_{fk}} (v_{k\ abc} - v_{out\ abc}) \quad (6.1)$$

$$\frac{dv_{out\ abc}}{dt} = \frac{1}{nC_f} \left( \sum_{i=1}^n i_{i\ abc} - i_{ch\ abc} \right) \quad (6.2)$$

Chapitre 6 : Commande des VSI parallèles dans un microgrid en mode isolé avec le partage des puissances active et réactive

$$\frac{di_{ch\ abc}}{dt} = \frac{1}{L_{ch}}v_{out\ abc} - \frac{R_{ch}}{L_{ch}}i_{out\ abc} \quad (6.3)$$

$i_{1k\ abc}$  est le courant du VSI  $k$ .

$v_{k\ abc}$  est la tension de sortie du VSI  $k$ .

$v_{out\ abc}$  est la tension au bus à courant alternatif du microgrid.

$i_{ch\ abc}$  est le courant de la charge.

$R_{fk}$ ,  $L_{fk}$  et  $C_f$  sont respectivement la résistance, l'inductance et la capacité du filtre LC à la sortie du VSI.

D'autre part, la tension à l'entrée du VSI est donnée par

$$v_{k\ abc} = \frac{V_{dck}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_{ak} \\ \mu_{bk} \\ \mu_{ck} \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

Avec  $\mu_k$  est la fonction de commutation du VSI avec  $k = \{a, b, c\}$ . Nous posons

$$\begin{bmatrix} d_{ak} \\ d_{bk} \\ d_{ck} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_{ak} \\ \mu_{bk} \\ \mu_{ck} \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

Des équations (6.4) et (6.5), nous avons

$$v_{k\ abc} = \begin{bmatrix} v_{k\ a} \\ v_{k\ b} \\ v_{k\ c} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} d_{ak} \\ d_{bk} \\ d_{ck} \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

Donc l'équation (6.1) devient

$$\frac{di_{1k\ abc}}{dt} = -\frac{R_{fk}}{L_{fk}}i_{1k\ abc} + \frac{1}{L_{fk}}(V_{dck}d_{ak} - v_{out\ abc}) \quad (6.7)$$

Les tensions et les courants sont transformés au repère  $dq0$  tournant à la vitesse angulaire de la tension de sortie du VSI  $\omega_{ok}$ . Ainsi, le modèle mathématique est décrit par les équations (6.8)-(6.13).

$$\frac{di_{1kd}}{dt} = -\frac{R_{fk}}{L_{fk}}i_{1kd} + \omega_{ok}i_{2kq} + \frac{1}{L_f}(V_{dck}d_{dk} - v_{outd}) \quad (6.8)$$

$$\frac{di_{2kq}}{dt} = -\frac{R_{fk}}{L_{fk}}i_{2kq} - \omega_{ok}i_{1kd} + \frac{1}{L_f}(V_{dck}d_{kq} - v_{outq}) \quad (6.9)$$

$$\frac{dv_{outd}}{dt} = \frac{1}{nC_f}(\sum_{j=1}^n i_{1jd} - i_{chd}) + \omega_{ok}v_{outq} \quad (6.10)$$

$$\frac{dv_{outq}}{dt} = \frac{1}{nC_f}(\sum_{j=1}^n i_{1jq} - i_{chq}) - \omega_{ok}v_{outd} \quad (6.11)$$

$$\frac{di_{chd}}{dt} = \frac{1}{L_{ch}}(v_{outd} - R_{ch}i_{chd}) + \omega_o i_{chq} \quad (6.12)$$

$$\frac{di_{chq}}{dt} = \frac{1}{L_{ch}}(v_{outq} - R_{ch}i_{chq}) - \omega_o i_{chd} \quad (6.13)$$

La tension à l'entrée du VSI  $k$  est décrite par l'équation (6.14).

$$\frac{dV_{dck}}{dt} = \frac{1}{C_{dck}}[i_{gk} - (d_{dk}i_{1kd} + d_{qk}i_{1kq})] \quad (6.14)$$

Le modèle moyenné du VSI  $k$  est représenté par les équations (6.15)-(6.21)

$$\dot{x}_{1k} = -\frac{R_{fk}}{L_{fk}}x_{1k} + \omega_{ok}x_{2k} + \frac{1}{L_{fk}}(V_{dck}\mu_{1k} - x_3) \quad (6.15)$$

$$\dot{x}_{2k} = -\omega_{ok}x_{1k} - \frac{R_{fk}}{L_{fk}}x_{2k} + \frac{1}{L_{fk}}(V_{dck}\mu_{2k} - x_4) \quad (6.16)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{1}{nC_f}(\sum_{j=1}^n x_{1j} - x_5) + \omega_{ok}x_4 \quad (6.17)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{1}{nC_f}(\sum_{j=1}^n x_{2j} - x_6) - \omega_{ok}x_3 \quad (6.18)$$

$$\dot{x}_5 = \frac{1}{L_{ch}}(x_3 - R_{ch}x_5) + \omega_{ok}x_6 \quad (6.19)$$

$$\dot{x}_6 = \frac{1}{L_{ch}}(x_4 - R_{ch}x_6) - \omega_{ok}x_5 \quad (6.20)$$

$$x_{7k} = \frac{1}{C_{dck}} [i_{gk} - (d_{dk} i_{1kd} + d_{qk} i_{1kq})] \quad (6.21)$$

Où  $x_{1k}$ ,  $x_{2k}$ ,  $x_3$ ,  $x_4$ ,  $x_5$  et  $x_6$  sont, respectivement, les valeurs moyennes de  $i_{1kd}$ ,  $i_{2kq}$ ,  $v_{outd}$ ,  $v_{outq}$ ,  $i_{chd}$  et  $i_{chq}$ .

$x = [x_{1k}, x_{2k}, x_3, x_4, x_5, x_6, x_{7k}]^T$  est le vecteur d'état.

### 6.3. Stratégie de contrôle

En mode isolé, c'est aux VSI connectés en parallèle de stabiliser la tension et la fréquence du bus du microgrid en partageant les puissances active et réactive d'une manière proportionnelle à la puissance nominale de chaque RED. Afin d'atteindre cet objectif, nous avons considéré une stratégie de contrôle basée sur le principe maître-esclave ; un des  $n$  VSI connectés en parallèle est désigné maître et noté 1 tandis que les  $n-1$  VSI qui restent sont désignés esclaves. Le VSI maître assure la régulation de la tension et de la fréquence ainsi que la détermination des courants de référence des VSI esclaves afin de garantir le partage des puissances active et réactive. Les VSI esclaves, quant à eux, régulent le courant fourni par la RED à leurs sorties afin de participer à l'alimentation des charges locales du microgrid. La régulation de la tension, de la fréquence et du courant est réalisée par la technique du Backstepping.

#### 6.3.1. Commande du VSI maître

Le VSI maître est responsable de la régulation de la tension  $v_{out}$  et du calcul de la référence des courants de sortie pour les autres VSI pour réaliser le partage des puissances active et réactive entre les différents VSI. La régulation de la tension est assurée par la technique du Backstepping. L'objectif est de forcer les composantes directe  $x_3$  et quadratique  $x_4$  de la tension  $v_{out}$  à poursuivre les références  $x_3^{ref}$  et  $x_4^{ref}$ .

Le VSI maître est le VSI noté 1 ( $k = 1$ ).

Commençons par la composante directe  $x_3$ .

Etape 1 : nous définissons l'erreur de poursuite  $z_1$  par

$$z_1 = x_3 - x_3^{ref} \quad (6.22)$$

A partir de (6.22) et en utilisant (6.17), nous avons

Chapitre 6 : Commande des VSI parallèles dans un microgrid en mode isolé avec le partage des puissances active et réactive

$$\dot{z}_1 = \frac{x_{11}}{nC_f} + \frac{1}{nC_f} \left( \sum_{j=2}^n x_{1j} - x_5 \right) + \omega_{ok} x_4 - \dot{x}_3^{ref} \quad (6.23)$$

Nous introduisons la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} z_1^2 \quad (6.24)$$

Sa dérivée est

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 \quad (6.25)$$

Nous choisissons  $\dot{z}_1$  tel que

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 \quad (6.26)$$

Avec  $c_1 > 0$  est un paramètre de réglage.

A partir de (6.25) et (6.26), nous trouvons

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 \quad (6.27)$$

La quantité  $\frac{x_{11}}{nC_f}$  est une commande virtuelle à laquelle nous associons une fonction stabilisante

$\alpha_1$  avec :

$$\alpha_1 = -c_1 z_1 - \frac{1}{nC_f} \left( \sum_{j=2}^n x_{1j} - x_5 \right) - \omega_{o1} x_4 + \dot{x}_3^{ref} \quad (6.28)$$

Nous définissons l'erreur de poursuite  $z_2$  par

$$z_2 = \frac{x_{11}}{nC_f} - \alpha_1 \quad (6.29)$$

En utilisant (6.23), (6.28) et (6.29), l'équation de (3.23) devient

$$\dot{z}_1 = -c_1 z_1 + z_2 \quad (6.30)$$

Donc

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 + z_2 z_1 \quad (6.31)$$

Etape 2 : à partir de (6.29), (6.15) et (6.28), la dynamique de  $z_2$  est décrite par

$$\dot{z}_2 = \frac{V_{dck}}{nC_f L_{f1}} \mu_{11} + c_1 \dot{z}_1 + \beta_1(x) \quad (6.32)$$

Avec

$$\beta_1(x) = -\frac{R_{f1}}{nC_f L_{f1}} x_{11} + \frac{\omega_{o1}}{nC_f} x_{21} - \frac{x_3}{nC_f L_{f1}} + \frac{1}{nC_f} \left( \sum_{i=2}^n \dot{x}_{1j} - \dot{x}_5 \right) + \omega_{o1} \dot{x}_4 - \dot{x}_3^{ref} \quad (6.33)$$

En utilisant (6.30),  $\dot{z}_2$  devient

$$\dot{z}_2 = \frac{V_{dc1}}{nC_f L_{f1}} d_{d1} - c_1^2 z_1 + c_1 z_2 + \beta_1(x) \quad (6.34)$$

Nous définissons la fonction de Lyapunov candidate suivante

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} z_2^2 \quad (6.35)$$

La dérivée de  $V_2$  est donnée par

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 + z_2 (z_1 + \dot{z}_2) \quad (6.36)$$

Nous choisissons

$$\dot{z}_2 = -z_1 - c_2 z_2 \quad (6.37)$$

Avec  $c_2 > 0$  est un paramètre de réglage.

Ainsi

$$d_{d1} = \frac{nC_f L_{f1}}{V_{dc1}} [z_1 (c_1^2 - 1) - z_2 (c_1 + c_2) - \beta_1(x)] \quad (6.38)$$

Suivant les mêmes étapes de la technique du Backstepping, nous trouvons la loi de commande  $d_{q1}$ .

$$d_{q1} = \frac{nC_f L_{f1}}{V_{dc1}} [z_3 (c_3^2 - 1) - z_4 (c_3 + c_4) - \beta_2(x)] \quad (6.39)$$

Avec

Avec  $c_3 > 0$  et  $c_4 > 0$  sont des paramètres de réglage.

$$\beta_2(x) = -\frac{R_{f1}}{nC_f L_{f1}} x_{21} + \frac{\omega_{o1}}{nC_f} x_{11} - \frac{x_4}{nC_f L_{f1}} + \frac{1}{nC_f} \left( \sum_{i=2}^n \dot{x}_{2j} - \dot{x}_6 \right) - \omega_{o1} \dot{x}_3 - \dot{x}_4^{ref} \quad (6.40)$$

Les erreurs de poursuite :

$$z_3 = x_4 - x_4^{ref} \quad (6.41)$$

$$z_4 = \frac{x_{21}}{nC_f} - \alpha_2 \quad (6.42)$$

La fonction stabilisante :

$$\alpha_2 = -c_3 z_3 - \frac{1}{nC_f} \left( \sum_{j=2}^n x_{2j} - x_6 \right) + \omega_{o1} x_3 + \dot{x}_4^{ref} \quad (6.43)$$

Les dynamiques des erreurs de poursuite :

$$\dot{z}_3 = -c_3 z_3 + z_4 \quad (6.44)$$

$$\dot{z}_4 = -z_3 - c_4 z_4 \quad (6.45)$$

### 6.3.2. Commande du VSI esclave

Les VSI esclaves sont chargés de réguler le courant de sortie. L'approche du Backstepping est appliquée pour forcer le courant de sortie du VSI afin de poursuivre la référence déterminée par le VSI maître. L'objectif est de forcer les deux composantes directe  $x_{1k}$  et quadratique  $x_{2k}$  du courant de sortie d'un VSI esclave  $k$  à poursuivre les références  $x_{1k}^{ref}$  et  $x_{2k}^{ref}$ .

Nous introduisons l'erreur de poursuite  $z_{5k}$  par

$$z_{5k} = x_{1k} - x_{1k}^{ref} \quad (6.46)$$

Sa dynamique est décrite par

$$\dot{z}_{5k} = -\frac{R_{fk}}{L_{fk}} x_{1k} + \omega_{ok} x_{2k} - \frac{x_3}{L_{fk}} + \frac{V_{dck}}{L_{fk}} d_{dk} - \dot{x}_{1k}^{ref} \quad (6.47)$$

Nous définissons la fonction de Lyapunov  $V_3$  par

$$V_3 = \frac{1}{2} z_{5k}^2 \quad (6.48)$$

Sa dérivée est



$$\dot{V}_3 = z_{5k} \dot{z}_{5k} \quad (6.49)$$

Nous choisissons

$$\dot{z}_{5k} = -c_{5k} z_{5k} \quad (6.50)$$

Où  $c_{5k} > 0$  est un paramètre de réglage.

En utilisant (6.45) et (6.48), nous obtenons

$$d_{dk} = \frac{L_{fk}}{V_{dck}} \left( -c_{5k} z_{5k} + \frac{R_{fk}}{L_{fk}} x_{1k} - \omega_{ok} x_{2k} + \frac{x_3}{L_{fk}} + \dot{x}_{1k}^{ref} \right) \quad (6.51)$$

De la même façon, nous trouvons

$$d_{qk} = \frac{L_{fk}}{V_{dck}} \left( -c_{6k} z_{6k} + \frac{R_{fk}}{L_{fk}} x_{2k} + \omega_{ok} x_{1k} + \frac{x_4}{L_{fk}} + \dot{x}_{2k}^{ref} \right) \quad (6.52)$$

Avec

$$z_{6k} = x_{2k} - x_{2k}^{ref} \quad (6.53)$$

Et

$$\dot{z}_{6k} = -c_{6k} z_{6k} \quad (6.54)$$

$c_{6k} > 0$  est un paramètre de réglage.

### 6.3.3. Partage des puissances active et réactive

Dans un microgrid isolé, il est très important d'éviter la surcharge des VSI connectés en parallèle qui affecte la durée de vie des équipements de protection. Pour cela, il est nécessaire que la stratégie de contrôle assure un partage des puissances active et réactive entre les différents VSI d'une manière équitable tenant compte de la puissance nominale de chaque VSI. Dans la stratégie de contrôle que nous avons proposé le VSI maître reçoit la mesure du courant total appelé par la charge locale du microgrid isolé. Par la suite, il calcule le courant de référence à fournir par chaque VSI esclave  $k$  suivant une fonction de proportionnalité  $f_k(t)$  définie par (6.55). Ce courant de référence est proportionnel à la puissance de la RED à laquelle le VSI est connecté.

$$f_k(t) = \frac{P_{Rk}(t)}{P_T(t)} i_{ch}(t) \quad (6.55)$$

$P_{Rk}(t)$  est la puissance de la RED à laquelle est connecté au VSI esclave  $k$ .

$P_T(t)$  est la puissance totale de toutes les RED.

$i_{ch}(t)$  est le courant appelé par charge.

#### 6.4. Etude de stabilité

##### Théorème 6.

Nous considérons le système en boucle fermée composé de :

- $n$  VSI connectés en parallèle dont chaque VSI est décrit par les équations (6.15)-(6.21).
- le régulateur de tension du VSI maître donné par les lois de commande (6.38) et (6.39).
- les régulateurs de courant des VSI esclaves décrits par les lois de commande (6.51) et (6.52).

Le système peut être représenté par (6.55) tel que

$$\dot{z} = Az \quad (6.56)$$

Avec

$$z = [z_1 \quad z_2 \quad z_3 \quad z_4 \quad z_{51} \quad z_{61} \quad \dots \quad z_{5n} \quad z_{6n}]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} -c_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -1 & -c_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -c_3 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -c_4 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -c_{51} & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -c_{61} & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -c_{5n} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & -c_{6n} \end{bmatrix}$$

Où  $c_1, c_2, c_3, c_4, c_{5k}, c_{6k}$  sont des paramètres de réglage positifs et choisis arbitrairement.

Nous avons

- i) tous les signaux du système sont bornés en fermée ;
- ii) les erreurs de poursuite  $z_1 = x_3 - x_3^{ref}$ ,  $z_3 = x_4 - x_4^{ref}$ ,  $z_{5k} = x_{1k} - x_{1k}^{ref}$  et  $z_{6k} = x_{2k} - x_{2k}^{ref}$  convergent vers zéro.

### Preuve du théorème 6.

Nous considérons la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 z_i^2 + \frac{1}{2} \sum_{j=2}^n (z_{5j}^2 + z_{6j}^2) \quad (6.57)$$

Sa dérivée est donnée par

$$\dot{V} = -\sum_{i=1}^4 c_i z_i^2 - \sum_{j=2}^n (c_{5j} z_{5j}^2 + c_{6j} z_{6j}^2) \quad (6.58)$$

Il est clair que la fonction de Lyapunov  $V$  est définie positive et sa dérivée  $\dot{V}$  est définie semi négative. Par conséquent, le système d'erreur (6.55) est globalement asymptotiquement stable. Cela termine la preuve du théorème 6 ■

## 6.5. Simulations et discussions

Nous considérons un microgrid isolé avec trois VSI connectés en parallèle. Le VSI 1 est désigné comme maître et permet de réguler la tension du bus à courant alternatif auquel la charge est connectée. Les VSI 2 et 3 sont des esclaves régulant le courant de sortie suivant la référence déterminée par le VSI maître et participant au partage des puissances active et réactive. Les paramètres électriques du système peuvent être trouvés dans le tableau 6.1.

Tableau 6. 1 : Paramètres du système

Paramètre	VSI 1	VSI 2	VSI 3
$R_f$	0.45Ω	0.45Ω	0.45Ω
$L_f$	0.15mH	0.15mH	0.15mH
$C_f$	22μF	22μF	22μF
$V_{dc}$	440V	440V	440V
$C_{dc}$	1000μF	1000μF	1000μF

## Chapitre 6 : Commande des VSI parallèles dans un microgrid en mode isolé avec le partage des puissances active et réactive

L'objectif des simulations réalisées est d'évaluer les performances de la stratégie de contrôle en termes de régulation de la tension et du partage des puissances active et réactive entre les trois VSI selon leurs puissances. La tension de référence pour la régulation de tension est  $400\sin(\omega t)$  (V) avec une fréquence  $f = 50\text{Hz}$ . Les références des courants des VSI esclaves sont calculées par le VSI maître en utilisant l'algorithme de la figure 6.2 permettant de réaliser le partage des puissances active et réactive. Initialement, les paramètres de la charge sont choisis tels que  $L_{ch} = 288\text{mH}$  et  $R_{ch} = 50\Omega$ . A  $t = 0.5\text{s}$ , la résistance de la charge passe de  $50\Omega$  à  $100\Omega$ .

```
% Calcul de la puissance totale générée

Pt=P1+P2+P3; % Pk est la puissance générée par la RED d'ordre k

% Calcul des références des courants

%%% Onduleur maître
f1=P1/Pt; %fk est la fonction de proportionnalité
x11_ref=f1*x5;
x21_ref=f1*x6;

%%% Onduleur esclave 1
f2=P2/(Pt-P1);
x12_ref=f2*(x5-x11_ref);
x22_ref=f2*(x6-x12_ref);

%%% Onduleur esclave 1
f3=P3/(Pt-P1);
x13_ref=f3*(x5-x11_ref);
x23_ref=f3*(x6-x12_ref);
```

Figure 6. 2: Algorithme de partage des puissances active et réactive

Les paramètres des contrôleurs de tension et des courants sont donnés dans le tableau 6.2.

## Chapitre 6 : Commande des VSI parallèles dans un microgrid en mode isolé avec le partage des puissances active et réactive

Tableau 6. 2: paramètres des contrôleurs des VSI maître et esclaves

Paramètre	Valeur
$c_1$	100
$c_2$	100
$c_3$	100
$c_4$	100
$c_{51}$	100
$c_{61}$	100
$c_{52}$	100
$c_{62}$	100

La figure 6.3 présente la tension du bus à courant alternatif du microgrid et sa référence. Il est clair que la tension du microgrid régulée par le VSI maître poursuit sa référence. Les courant de référence pour les VSI esclaves déterminés par le VSI maître sont données dans les figures 6.4 et 6.5 qui prouvent que la régulation du courant par les VSI esclaves est assurée. Les figures 6.7 et 6.8 montrent respectivement les puissances actives et réactives aux sorties des trois VSI. A partir de ces figures et en se référant à la figure 6.6 des puissances générées par chaque ressource, il est clair que les trois VSI partagent parfaitement les puissances actives et réactives demandées par la charge.

Chapitre 6 : Commande des VSI parallèles dans un microgrid en mode isolé avec le partage des puissances active et réactive

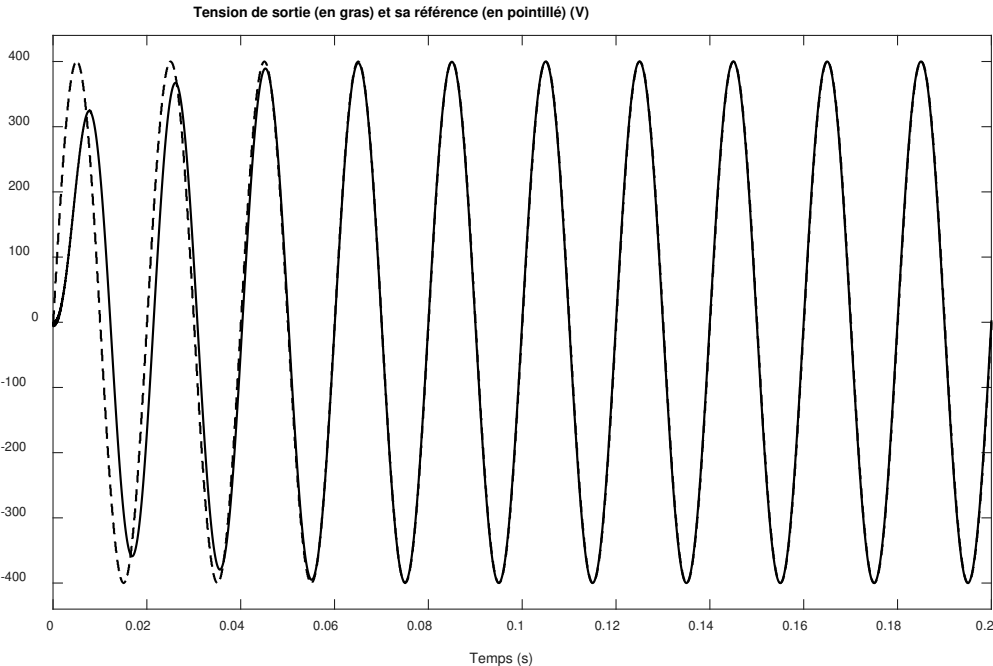


Figure 6. 3: Tension du bus à courant alternatif du microgrid

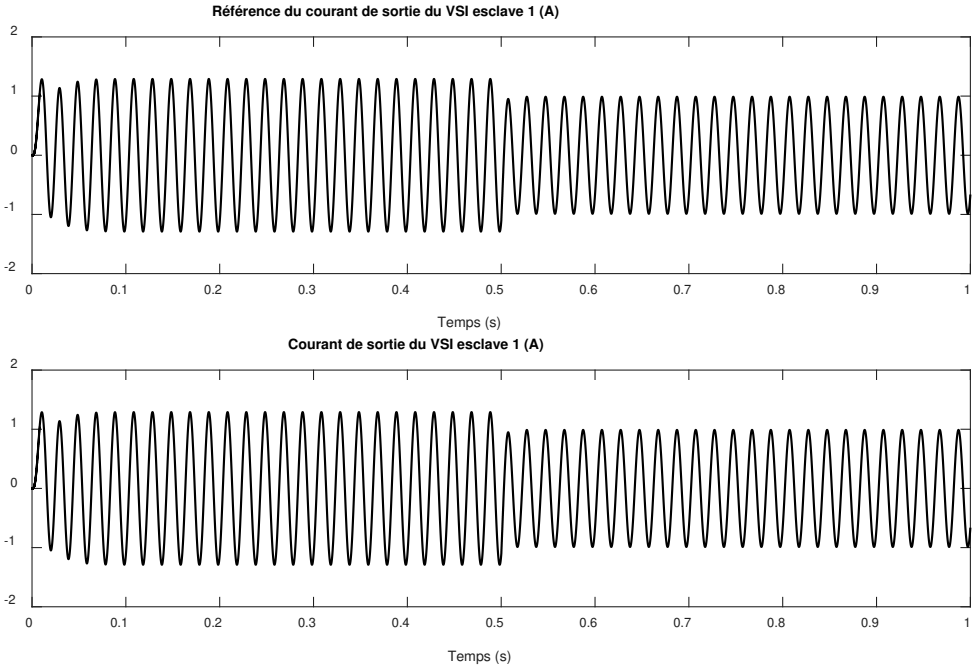


Figure 6. 4: Courant de sortie du VSI 2 (VSI esclave 1) et sa référence

Chapitre 6 : Commande des VSI parallèles dans un microgrid en mode isolé avec le partage des puissances active et réactive

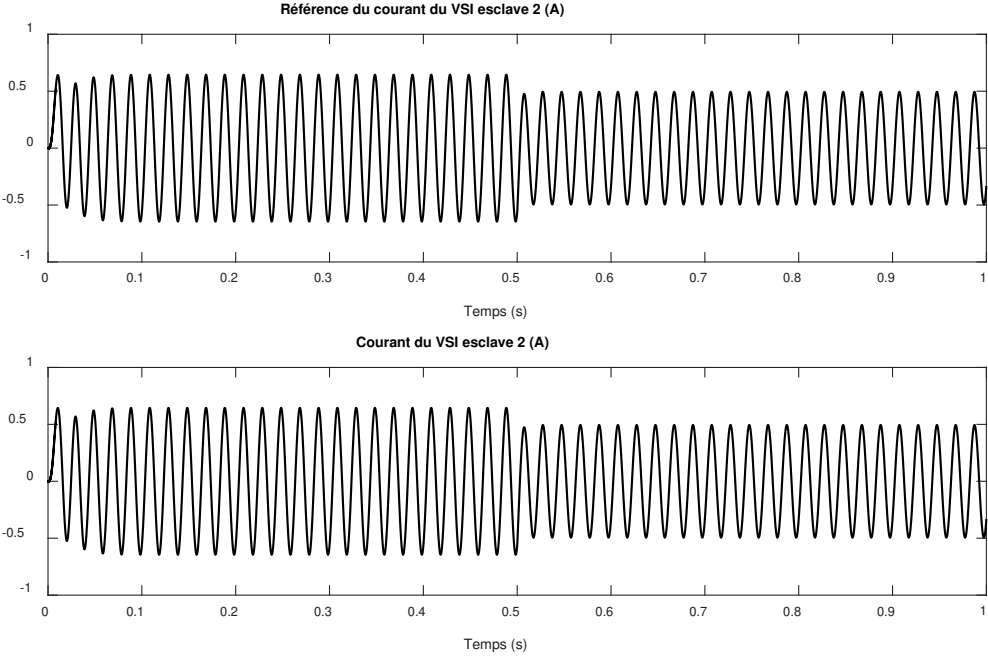


Figure 6. 5: Courant de sortie du VSI 3 (VSI esclave 2) et sa référence

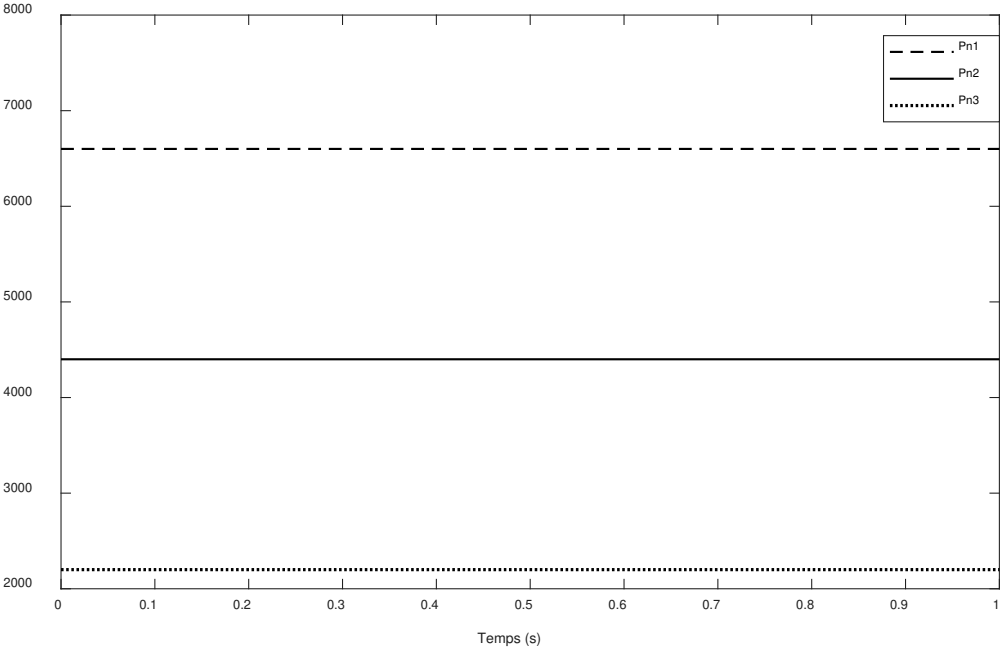


Figure 6. 6: Puissances générées par les RED 1, 2 et 3

Chapitre 6 : Commande des VSI parallèles dans un microgrid en mode isolé avec le partage des puissances active et réactive

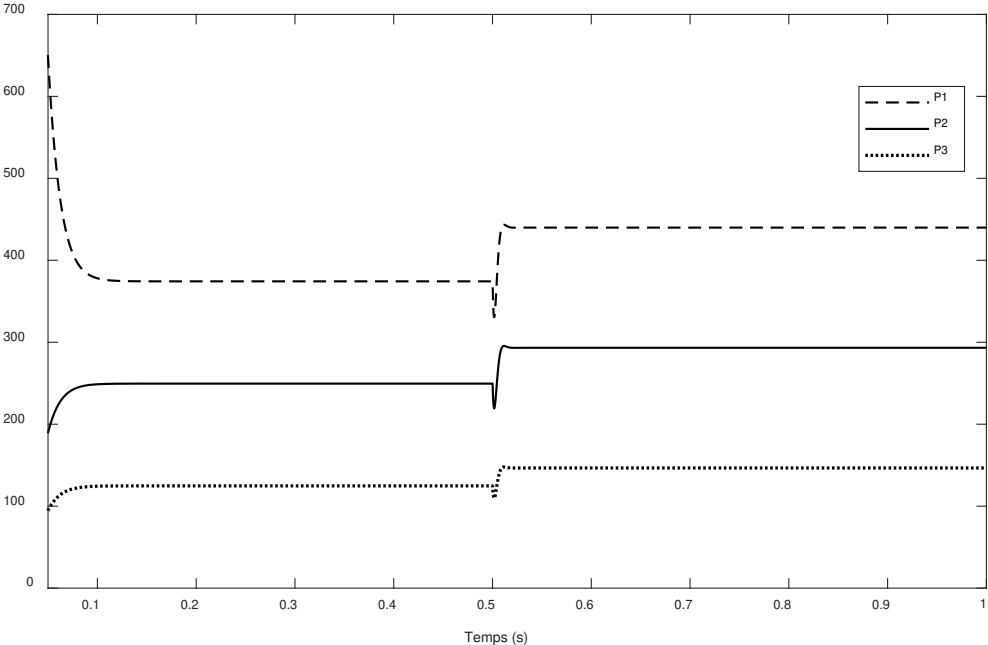


Figure 6. 7: Puissances actives aux sorties des trois VSI

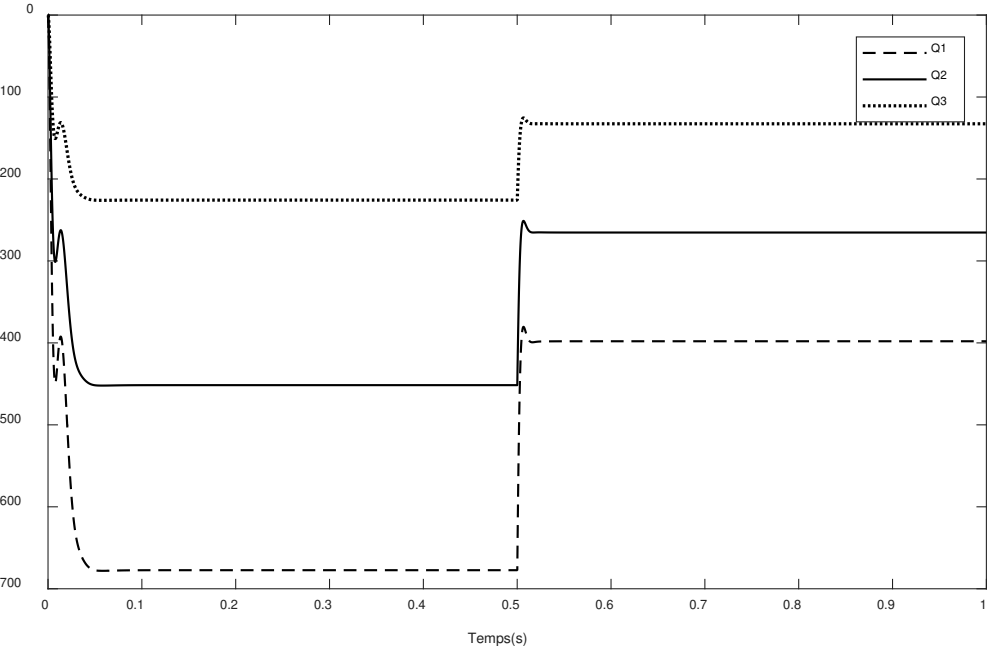


Figure 6. 8: Puissances réactives aux sorties des trois VSI



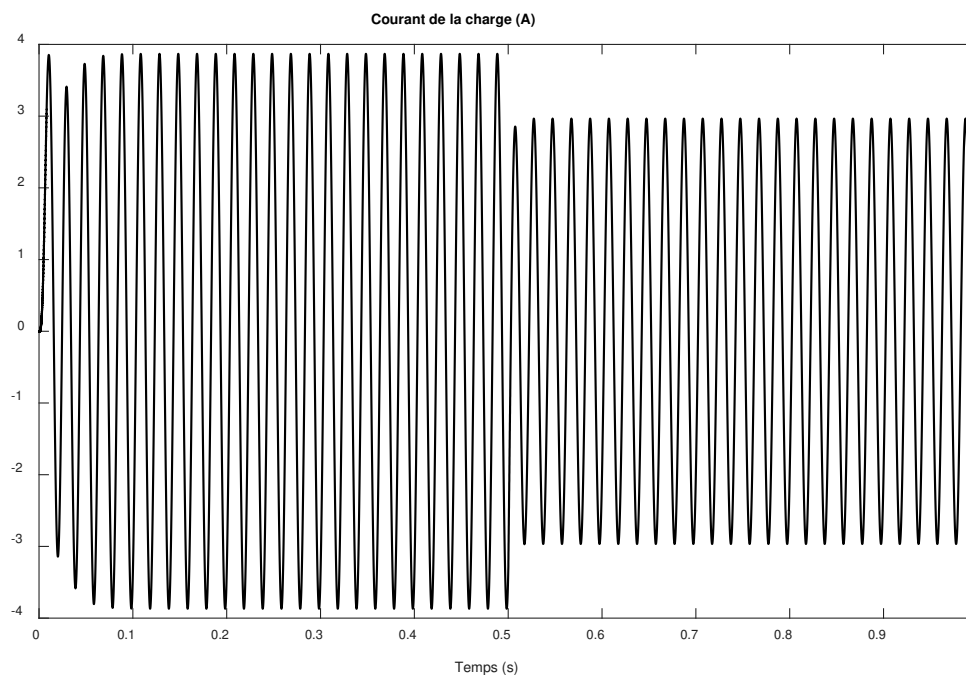


Figure 6. 9: Courant de charge

## 6.6. Conclusion

Dans ce chapitre, la problématique concernant le contrôle des VSI en parallèle dans un microgrid en mode isolé avec le partage des puissances active et réactive est considérée. Dans un premier temps, nous avons élaboré le modèle mathématique d'un microgrid avec n RED connectées via des VSI en mode isolé avec une charge non linéaire. Par la suite, nous avons proposé une stratégie de contrôle basée sur l'approche maître esclave. Un VSI est désigné maître et chargé de la régulation de la tension et de la fréquence au bus commun du microgrid alors que tous les autres VSI sont désignés esclaves et responsables de la régulation du courant à leurs sorties afin de participer au partage des puissances active et réactive. Les références des courants à fournir par chaque VSI esclave sont calculées par le VSI maître en utilisant un algorithme tenant compte de la proportionnalité entre la puissance disponible à l'entrée du VSI et la demande de la charge. La technique du Backstepping a été adoptée pour la régulation de la tension et de la fréquence ainsi que le courant. La stabilité du système avec n VSI a été étudiée par la théorie de Lyapunov. Les simulations réalisées montrent que la tension et la fréquence restent stables durant tout le fonctionnement en mode isolé malgré les fluctuations de la charge. Tous les VSI participent au partage des puissances active et réactive sans qu'ils soient surchargés ainsi le partage des puissances est parfaitement assuré.

**Chapitre 7 : Observateurs pour une classe des  
systèmes non linéaires avec une sortie  
échantillonnée à retard distribué**

## **7.1. Introduction**

En général, il existe deux catégories de stratégies de contrôle des microgrids afin d'assurer le partage de la charge : des stratégies basées sur l'utilisation de réseau de communication et d'autres stratégies basées sur la technique du statisme sans avoir besoin de communication. Ces dernières stratégies présentent l'avantage d'avoir un coût réduit, d'extensibilité et de modularité. Cependant, la tension et la fréquence dépendent fortement du changement de la charge et les algorithmes utilisés sont compliqués et difficiles à implémenter. Quant aux stratégies basées sur les réseaux de communication telles que la stratégie centralisée, distribuée et maître-esclave assurent un excellent partage de la charge même en régime transitoire ainsi que le maintien de la stabilité de la tension et de la fréquence en mode isolé. Toutefois, l'échange des signaux de contrôle se fait via des canaux de communication conduisant un retard lors de la transmission des données. Le retard affectant les systèmes de communication implique une instabilité et une détérioration des performances du système. D'où la nécessité de tenir en compte le retard dans la dynamique du système [106], [110]–[112].

Le retard ou le temps mort est un aspect courant de la dynamique des systèmes. Il est devenu plus crucial ces dernières années en raison de l'intégration de la technologie numérique dans les systèmes de commande. C'est pour cette raison une activité de recherche intensive a été consacrée au problème de la conception des commandes pour les systèmes à retard, voir par exemple [113]–[116]. Dans la synthèse des observateurs, la question du retard est la plus cruciale lorsque le retard intervient dans la sortie d'un système non linéaire. Ensuite, l'approche générale consiste à commencer par la conception d'un observateur à convergence exponentielle pour le système sans retard, puis à modifier l'observateur de manière à ce que la convergence exponentielle soit préservée lorsque le retard est présent. Les principaux éléments supplémentaires introduits dans l'observateur pour compenser l'effet du retard sont les prédicteurs de sortie. Cette approche a été illustrée par divers systèmes non linéaires et différentes techniques de synthèse des observateurs comme le cas dans [117]–[119]. L'analyse de la convergence de l'observateur a généralement été réalisée à l'aide des outils de stabilité de Lyapunov. Il a été démontré que la stabilité exponentielle des systèmes d'erreur d'estimation correspondants est assurée à condition que le retard soit suffisamment faible. Pour faire face à des retards importants, une nouvelle catégorie d'observateurs, appelée "observateurs en chaîne",

a été introduite dans [117]) et développée dans [114], [120], [121]. Les observateurs en chaîne impliquent un ensemble de prédicteurs fonctionnant en cascade, chaque prédicteur compensant une partie du retard. Les résultats ci-dessus ont été essentiellement établis à l'aide de modèles basés sur les équations différentielles ordinaires (EDO) dans la synthèse de l'observateur. Une approche très différente a été développée dans [122] qui consiste à modéliser l'opérateur de retard avec une équation différentielle partielle (EDP) hyperbolique de premier ordre. Une caractéristique notable de cette approche est qu'elle permet aux observateurs d'ordre complet de prouver les estimations à la fois de l'état du système (à dimension finie) et de l'état de l'opérateur de retard (à dimension infinie). Une extension de cette approche a été développée dans [123] pour faire face aux systèmes non linéaires, avec des retards éventuellement importants. Les observateurs obtenus à l'aide de l'approche étendue sont des chaînes et des prédicteurs multiples et leur convergence exponentielle est assurée, quelle que soit la taille du retard, si le nombre de prédicteurs est suffisamment important.

Comme indiqué ci-dessus, tous les travaux antérieurs sur la synthèse des observateurs pour les systèmes non linéaires avec des retards de sortie ont été axés sur les retards discrets (ou localisés). Le problème de la synthèse des observateurs en présence du retard de sortie distribué n'a pas encore été résolu. À cet égard, les résultats de [124] constituent une exception car la synthèse de l'observateur qui y a été développé s'applique aux systèmes linéaires avec un retard de sortie distribué (ce dernier est modélisé par une EDP hyperbolique de premier ordre). La convergence exponentielle de l'observateur a été établie dans une condition d'observabilité qui sous-tend une limitation de la taille du retard. Un autre point est que l'observateur proposé était basé sur des mesures de sortie en temps continu.

Dans le présent chapitre, nous présentons un nouveau concept d'observateur pour une classe de systèmes non linéaires impliquant une dynamique Lipschitzienne à rétroaction stricte (globalement) et un délai distribué de sortie. En outre, les mesures de sortie (en retard) ne sont disponibles qu'à la période d'échantillonnage. Nous utilisons le principe de synthèse de l'observateur Grand Gain pour faire face à la non-linéarité du système et compenser le retard de sortie et l'échantillonnage en introduisant des prédicteurs distribués de sortie. Selon le type de prédicteur, deux observateurs sont développés. Le premier observateur implique un prédicteur inter-échantillons tandis que le second implique un prédicteur bloqueur d'ordre zéro. Les systèmes d'erreur d'estimation d'état résultants sont analysés à l'aide d'une fonction de Lyapunov quadratique pour le premier observateur, et une fonction de Lyapunov-Krasovskii

pour le second observateur. Il est montré que la stabilité exponentielle est assurée pour un délai et un intervalle d'échantillonnage pas trop importants. Le retard maximal admissible et l'intervalle d'échantillonnage dépendent de la non-linéarité du système : plus la non-linéarité est forte, plus le retard maximal admissible est faible. Par rapport aux travaux précédents, la conception actuelle de l'observateur présente plusieurs nouveautés : (i) il s'applique à une classe de systèmes non linéaires, contrairement à [124] ; (ii) il s'applique au délai distribué de sortie et à l'échantillonnage, contrairement à [117], [118], [119] ; il ne nécessite que des mesures de sortie échantillonnées ; contrairement à [115], [117], [118].

Ce chapitre est composé des sections suivantes : la section 2 formule la problématique mathématique à traiter dans ce chapitre, la section 3 présente la synthèse et l'analyse de l'observateur basé sur le prédicteur inter-échantillons, quant à la synthèse et l'analyse de l'observateur basé sur le prédicteur ZOH sont données dans la section 4, les résultats des simulations réalisées pour évaluer les performances des observateurs élaborés sont montrés dans la section 5 et le chapitre se termine par une conclusion résumant les principaux résultats obtenus.

## 7.2. Formulation de la problématique

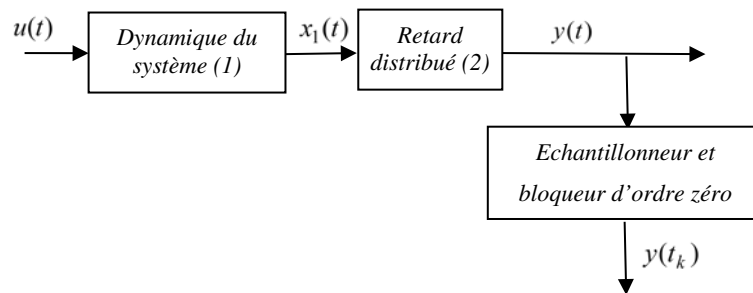


Figure 7. 1: Système avec un retard distribué et échantillonnage

La classe des systèmes considérés donnés sur la figure 7.1 est décrite par le modèle suivant :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + f(x(t), t) + u(t), \text{ pour } t > 0 \quad (7.1)$$

$$y(t) = \int_{-d}^0 cx(t+s)ds, \text{ pour } t > 0 \quad (7.2)$$

Pour  $x(0) \in \mathbf{R}^n$ , où  $x(t) \in \mathbf{R}^n$  désigne le vecteur d'état,  $y(t) \in \mathbf{R}$  est le signal de sortie et  $u(t) \in \mathbf{R}^m$  est une entrée externe. Les signaux d'entrée et de sortie sont mesurable alors que les signaux d'état ne sont pas accessibles à la mesure. La dimension de l'état  $n > 0$  et le retard  $d > 0$

sont des nombres connus. La fonction  $f : \mathbf{R}^n \times \mathbf{R} \rightarrow \mathbf{R}^n$  est connue et possède une forme triangulaire. Son Jacobien par rapport à  $x$  est borné. En particulier, nous avons :

$$f(x,t) = \begin{bmatrix} f_1(x_1,t) \\ f_2(x_1,x_2,t) \\ \vdots \\ f_n(x) \end{bmatrix} \quad (7.3)$$

Où les fonctions  $f_i : \mathbf{R}^i \times \mathbf{R} \rightarrow \mathbf{R}$  sont définies telles qu'il existe un nombre réel constant  $k_f$  tel que pour tout  $x \in \mathbf{R}^n$  et tout  $t \in \mathbf{R}_+$ , nous avons

$$\|f_x(x,t)\| \leq k_f \text{ avec } f_x(x,t) = \frac{\partial f}{\partial x}(x,t) \quad (7.4)$$

Les autres composantes du modèle (7.1)-(7.2) sont définies comme suit :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \in \mathbf{R}^{n \times n} \quad (7.5)$$

$$C = [1 \ 0 \ \dots \ 0] \in \mathbf{R}^{1 \times n} \quad (7.6)$$

Le problème à étudier est de concevoir un observateur fournissant des estimations  $\hat{x}(t)$  en ligne du vecteur d'état  $x(t)$  de telle sorte que l'erreur d'estimation  $\hat{x}(t) - x(t)$  converge de manière exponentielle vers l'origine, quelle que soit la condition initiale  $\hat{x}(0)$ . L'observateur ne doit utiliser que les mesures de sortie échantillonnées  $y(t_k)$ , ( $k = 0, 1, 2, 3, \dots$ ).

Remarque 1. Il découle facilement de (7.6) que  $v(t) = x_1(t)$  est la première composante de  $x(t)$ . Le cas du retard de sortie discrète est lorsque la mesure de sortie disponible (à l'instant  $t$ ) est donnée par  $y(t) = cx_1(t-d)$ . La synthèse des observateurs pour ces systèmes a été largement étudiée et les solutions proposées comprennent à la fois des observateurs basés sur l'EDO [5], [6], [7], [8], [9], [10] et des observateurs basés sur des EDP [11], [12]. Le cas du retard distribué est à la base de la moyenne des sorties sur l'intervalle  $[t-d, t]$ . Jusqu'à présent, un nombre limité de travaux ont été consacrés à la synthèse des observateurs pour des systèmes avec ce délai de sortie et les résultats disponibles concernent les systèmes linéaires [13] ■

### 7.3. Synthèse et analyse de l'observateur basé sur le prédicteur inter-échantillons

Dans cette section, nous proposons l'observateur Grand Gain basé sur un prédicteur de sortie inter-échantillons suivant :

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + f(\hat{x}(t), t) + u(t) - \frac{\theta}{d} \Delta^{-1} L \left( \int_{-d}^0 \hat{x}_1(t+s) ds - w(t) \right), \text{ pour } t > 0 \quad (7.7)$$

$$\dot{w}(t) = C \int_{-d}^0 (A\hat{x}(t+s) + f(\hat{x}(t+s), t+s) + u(t+s)) ds, \text{ pour } t_k < t < t_{k+1} \text{ et } k = 0, 1, 2, \dots \quad (7.8)$$

$$w(t_k) = y(t_k) \quad (7.9)$$

Avec

$$\Delta = \text{diag} \left[ 1, \frac{1}{\theta}, \dots, \frac{1}{\theta^{n-1}} \right] \in \mathbf{R}^{n \times n}, \theta > 1 \quad (7.10)$$

Le gain  $L \in \mathbf{R}^n$  dans (7.7) est tout vecteur tel que la matrice  $A - Lc$  est une matrice de Hurwitz. Ce problème algébrique a un nombre infini de solutions car la paire  $(A, c)$  est observable. Dans (7.7), les conditions initiales  $\hat{x}_1(s)$  ( $-d < s \leq 0$ ) sont choisies arbitrairement.

Les équations (7.7)-(7.10) définissent un observateur Grand Gain avec compensation de l'effet du retard par un prédicteur de sortie inter-échantillons  $w(t)$  ( $t_k \leq t < t_{k+1}$ ). La nature du Grand Gain est utilisée pour faire face à la fonction de Lipschitz  $f(x, t)$  impliquée dans l'équation d'état du système [14]. Le prédicteur de sortie défini par (7.8)-(7.9) est utilisé pour compenser les effets du retard et de l'échantillonnage. Malgré la discontinuité de (7.9) dans le prédicteur, la trajectoire du vecteur  $\hat{x}(s)$  varie d'une manière continue dans le temps.

Maintenant, le résultat principal est énoncé dans le théorème suivant, en utilisant l'erreur d'estimation d'état définie par :

$$\tilde{x} = \hat{x} - x \quad (7.11)$$

**Théorème 7.1.** Appliquons au système (1)-(2), l'observateur basé que le prédicteur inter-échantillons (7)-(9). Il existe  $1 < \theta^* < \infty$  tel que pour tout  $\theta > \theta^*$  il existe  $0 < d^* < \infty$  et  $0 < h^* < \infty$  de sorte que si  $0 < d < d^*$  et  $0 < h < h^*$  donc l'observateur (7)-(9) est

exponentiellement convergent dans le sens où l'erreur d'estimation de l'état  $\tilde{x}(t)$  converge exponentiellement vers l'origine ■

**Preuve du théorème 7.1.** Soustrayons (7.1) de (7.7), nous obtenons l'équation suivante qui décrit la dynamique des erreurs d'estimation de l'état  $\tilde{x}(t)$  :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A\tilde{x}(t) + \tilde{f}(\hat{x}(t), x(t), t) - \frac{\theta}{d} \Delta^{-1} Lc \int_{-d}^0 \tilde{x}(t+s) ds - \frac{\theta}{d} \Delta^{-1} Le(t), \text{ pour tout } t > 0 \quad (7.12)$$

Avec

$$e(t) = w(t) - y(t) \quad (7.13)$$

$$\tilde{f}(\hat{x}(t), x(t), t) = f(\hat{x}(t), t) - f(x(t), t) \quad (7.14)$$

où nous avons utilisé (2) et (6). En ajoutant  $\tilde{x}_1(t) - \tilde{x}_1(t)$  à l'intérieur du symbole intégral, nous obtenons un réarrangement des termes :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = (A - \theta \Delta^{-1} Lc) \tilde{x}(t) + \tilde{f}(\hat{x}(t), x(t), t) - \frac{\theta}{d} \Delta^{-1} Lc \int_{-d}^0 (\tilde{x}(t+s) - \tilde{x}(t)) ds - \frac{\theta}{d} \Delta^{-1} Le(t) \quad (7.15)$$

Alors , nous obtenons immédiatement de (7.1)-(7.2) :

$$\dot{y}(t) = C \int_{-d}^0 (Ax(t+s) + f(x(t+s), t+s) + u(t+s)) ds, \text{ pour tout } t \geq d \quad (7.16)$$

La soustraction de (7.16) de (7.8) donne en utilisant (7.13) :

$$\dot{e}(t) = C \int_{-d}^0 (A\tilde{x}(t+s) + \tilde{f}(\hat{x}(t+s), \hat{x}(t+s), t+s)) ds, \text{ pour } t_k < t < t_{k+1} \text{ et } k \geq k_0 \quad (7.17)$$

$$e(t_k) = 0 \quad (7.18)$$

Où  $k_0$  est le plus petit nombre entier tel que  $t_{k_0} \geq d$  (pour que (7.16) puisse être utilisé). Nous introduisons la transformation d'état :

$$z(t) = \Delta \tilde{x}(t) \quad (7.19)$$

La dérivation de  $z(t)$  en utilisant (7.15) permet d'écrire :

$$\dot{z}(t) = \theta(A - Lc)z(t) + \Delta \tilde{f}(\hat{x}(t), x(t), t) - \frac{\theta}{d} Lc \int_{-d}^0 (\tilde{x}(t+s) - \tilde{x}(t)) ds - \frac{\theta}{d} Le(t), \text{ pour } t > 0 \quad (7.20)$$



où la dernière égalité est obtenue à l'aide des identités  $\Delta A = \theta A \Delta$  et  $c \Delta = c$  qui sont facilement vérifiées à l'aide des définitions (5)-(6). La suite de la preuve est divisée en trois parties. Dans la première partie, nous montrerons que  $e \rightarrow z$  est ISS. Dans la deuxième partie, nous montrerons que  $z \rightarrow e$  est également ISS. Ensuite, en faisant appel au théorème du Petit Gain, nous montrerons que  $z(t)$  converge exponentiellement.

Pour analyser le système (7.20), nous considérons la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = z^T P z \quad (7.21)$$

avec  $P = P^T$  est la seule matrice définie positive satisfaisant :

$$P(A - Lc) + (A - Lc)^T P = -I \quad (7.22)$$

Où  $I$  désigne la matrice identité. L'équation algébrique de Lyapunov (7.16) a une solution unique car la matrice est  $(A - Lc)$  est une matrice de Hurwitz. La dérivation de  $V$  donne en utilisant (7.20) - (7.21) :

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{z}^T P z + z^T P \dot{z} \\ &= -\theta \|z(t)\|^2 + 2z^T P \Delta \tilde{f}(\hat{x}(t), x(t), t) - \frac{2\theta}{d} z^T P L c \int_{-d}^0 (\tilde{x}(t+s) - \tilde{x}(t)) ds - \frac{2\theta}{d} z^T P L e(t) \\ &\leq -\frac{\theta}{\lambda_{\min}(P)} V + 2z^T P \Delta \tilde{f}(\hat{x}(t), x(t), t) - \frac{2\theta}{d} z^T P L c \int_{-d}^0 (\tilde{x}(t+s) - \tilde{x}(t)) ds - \frac{2\theta}{d} z^T P L e(t), \end{aligned}$$

pour tout  $t > 0$  (7.23)

où  $\lambda_{\min}(P)$  désigne la plus petite valeur propre de  $P$ . Les trois derniers termes à la droite de (7.23) seront traités dans l'ordre. Tout d'abord, en appliquant le théorème de la valeur moyenne à (7.14), le deuxième terme à droite de (7.23) implique :

$$\begin{aligned} 2z^T P \Delta \tilde{f}(\hat{x}(t), x(t), t) &= 2z^T P \Delta \left( \int_0^1 f_x(x(t) + s\tilde{x}(t)) ds \right) \tilde{x}(t) \\ &= 2z^T P \Delta \left( \int_0^1 f_x(x(t) + s\tilde{x}(t)) ds \right) \Delta^{-1} z(t) \\ &\leq 2k_f \lambda_{\max}(P) \|z(t)\|^2, \text{ pour } t > 0 \end{aligned} \quad (7.24)$$

avec  $\lambda_{\max}(P)$  la plus grande valeur propre de  $P$ , où la dernière inégalité est obtenue en utilisant

l'inégalité  $\left\| \Delta \left( \int_0^1 f_x(x(t) + s\tilde{x}(t)) ds \right) \Delta^{-1} \right\| \leq k_f$  qui est valable pour tout  $\theta > 1$ , vu l'équation (7.4)

et la structure triangulaire de la fonction  $f$  et de la forme diagonale de  $\Delta$ .

En appliquant successivement les inégalités de Young et de Jensen, le deuxième terme à la droite de (7.23) donne des résultats :

$$\begin{aligned} & -\frac{2\theta}{d} z^T(t) P L c \int_{-d}^0 (\tilde{x}(t+s) - \tilde{x}(t)) ds \\ & \leq z^T(t) P z(t) + \frac{\theta^2}{d} \|P\| \|L\|^2 \int_{-d}^t (c\tilde{x}(s) - c\tilde{x}(t))^2 ds \\ & \leq z^T(t) P z(t) + \frac{4d\theta^2}{\pi^2} \|P\| \|L c\|^2 \int_{-d}^t (c\dot{\tilde{x}}(s))^2 ds \end{aligned} \quad (7.25)$$

pour tous  $t > 0$ , où la dernière inégalité est obtenue en appliquant l'inégalité de Wirtinger [125].

D'autre part, à partir de (7.6) et (7.19), nous avons:

$$c\tilde{x} = \tilde{x}_1 = z_1 \quad (7.26)$$

En utilisant (3) (5), (10), (19) et (26), il découle de (12) :

$$\begin{aligned} & \dot{\tilde{x}}_1(t+s) = \theta z_2(t+s) + \tilde{f}_1(\hat{x}_1(t+s), x_1(t+s), t+s) \\ & - \frac{\theta l_1}{d} \int_{-d}^0 z_1(t+s+\tau) d\tau - \frac{\theta l_1}{d} e(t+s), \quad \text{pour tout } t \in \mathbf{R}_+ \text{ et } -d < s < 0 \end{aligned} \quad (7.27)$$

où  $l_1$  désigne la première composante de  $L$  et  $\tilde{f}_1(\hat{x}_1(s), x_1(s), s) \stackrel{def}{=} f_1(\hat{x}_1(s), s) - f_1(x_1(s), s)$ , due à (7.3). En appliquant une autre fois l'inégalité de Young à (7.27), nous obtenons, pour tout  $t \in \mathbf{R}_+$  et tout  $-d < s < 0$  :

$$\begin{aligned} & \left| \dot{\tilde{x}}_1(t+s) \right|^2 = 2\theta^2 (z_2(t+s))^2 + 2k_f^2 (z_1(t+s))^2 \\ & + 2 \frac{\theta^2 l_1^2}{d^2} \left( \int_{-d}^0 z_1(t+s+\tau) d\tau \right)^2 + \frac{2\theta^2 l_1^2}{d^2} e^2(t+s) \\ & \leq 2(\theta^2 + k_f^2) \|z(t+s)\|^2 + 2 \frac{\theta^2 l_1^2}{d^2} d \int_{-d}^0 z_1^2(t+s+\tau) d\tau + \frac{2\theta^2 l_1^2}{d^2} e^2(t+s) \end{aligned}$$

$$\leq 2(\theta^2 + k_f^2) \|z(t+s)\|^2 + 2\theta^2 l_1^2 \max_{-2d < s < 0} z_1^2(t+s) + \frac{2\theta^2 l_1^2}{d^2} e^2(t+s) \quad (7.28)$$

où l'avant-dernière inégalité est obtenue en appliquant l'inégalité de Jensen [126]. En tenant compte de (7.28) et (7.26), l'inégalité (7.25) devient :

$$\begin{aligned} & -\frac{2\theta}{d} z^T(t) PLc \int_{-d}^0 (\tilde{x}(t+s) - \tilde{x}(t)) ds \leq z^T(t) Pz(t) \\ & + \frac{8d^2 \theta^2 (\theta^2 + k_f^2) \|P\| \|Lc\|^2}{\pi^2} \max_{-d < s < 0} \|z(t+s)\|^2 \\ & + \frac{8d^2 \theta^4 l_1^2 \|P\| \|Lc\|^2}{\pi^2} \max_{-2d < s < 0} z_1^2(t+s) \\ & + \frac{8\theta^4 l_1^2 \|P\| \|Lc\|^2}{\pi^2} \max_{-d < s < 0} e^2(t+s), \\ & \leq V(t) + \frac{8d^2 \theta^2 \|P\| \|Lc\|^2}{\pi^2 \lambda_{\min}(P)} (\theta^2 (1+l_1^2) + k_f^2) \max_{-d < s < 0} V(t+s) \\ & + \frac{8\theta^4 l_1^2 \|P\| \|Lc\|^2}{\pi^2} \max_{-d < s < 0} e^2(t+s), \text{ pour } t \in \mathbf{R}_+ \end{aligned} \quad (7.29)$$

Finalement, le dernier terme à la droite de (7.23) sera majoré en appliquant l'inégalité de Young:

$$-\frac{2\theta}{d} z^T PLc e(t) \leq \frac{\theta}{2\lambda_{\min}(P)} V(t) + \frac{2\theta \|P\| \|L\|^2 \lambda_{\min}(P)}{d^2} e^2(t), \text{ pour } t \in \mathbf{R}_+ \quad (7.30)$$

En utilisant (7.30), (7.29) et (7.24), nous obtenons à partir de (7.23), pour tout  $t \in \mathbf{R}_+$  :

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) & \leq -\left( \frac{\theta}{2\lambda_{\min}(P)} - 2k_f \frac{\lambda_{\max}(P)}{\lambda_{\min}(P)} - 1 \right) V(t) \\ & + \frac{8d^2 \theta^2 \|P\| \|Lc\|^2}{\pi^2 \lambda_{\min}(P)} (\theta^2 (1+l_1^2) + k_f^2) \max_{-d < s < 0} V(t+s) \\ & + \frac{8\theta^4 l_1^2 \|P\| \|Lc\|^2}{\pi^2} \max_{-d < s < 0} e^2(t+s) + \frac{2\theta \|P\| \|L\|^2 \lambda_{\min}(P)}{d^2} e^2(t) \end{aligned} \quad (7.31)$$

Maintenant, nous mettons l'accent sur les deux derniers termes du côté droit de (7.31). A partir de (7.17)-(7.18), il découle facilement en utilisant (7.14), (7.5)-(7.6) et (7.3) :

$$e(t) = \int_{t_k}^t \int_{-d}^0 (\tilde{x}_2(\tau+s) + \tilde{f}_1(x_1(\tau+s), \hat{x}_1(\tau+s), \tau+s)) ds d\tau, \text{ pour } t_k < t < t_{k+1} \text{ et } k \geq k_0$$

(7.32)

En élevant au carré les deux côtés de (7.32), nous obtenons en utilisant (7.4), (7.19), et en appliquant l'inégalité de Young et le théorème de la valeur moyenne :

$$\begin{aligned}
 e^2(t) &= 2dh \int_{t_k}^t \int_{-d}^0 \tilde{x}_2^2(\tau+s) ds d\tau + 2dh \int_{t_k}^t \int_{-d}^0 \tilde{f}_1^2(x_1(\tau+s), \hat{x}_1(\tau+s), \tau+s) ds d\tau \\
 &\leq 2dh\theta^2 \int_{t_k}^t \int_{-d}^0 z_2^2(\tau+s) ds d\tau + 2dhk_f^2 \int_{t_k}^t \int_{-d}^0 z_1^2(\tau+s) ds d\tau, \\
 &\leq 2d^2h^2 (\theta^2 + k_f^2) \max_{-d-h < s < 0} \|z(t+s)\|^2, \\
 &\leq \frac{2d^2h^2(\theta^2 + k_f^2)}{\lambda_{\min}(P)} \max_{-d-h < s < 0} V(t+s), \text{ pour } t \geq t_{k_0}
 \end{aligned} \tag{7.33}$$

En combinant (7.31) et (7.33), nous trouvons :

$$\begin{aligned}
 \dot{V}(t) &\leq -\left( \frac{\theta}{2\lambda_{\min}(P)} - 2k_f \frac{\lambda_{\max}(P)}{\lambda_{\min}(P)} - 1 \right) V(t) \\
 &\quad + \frac{8d^2\theta^2 \|P\| \|Lc\|^2}{\pi^2 \lambda_{\min}(P)} (\theta^2(1+l_1^2) + k_f^2) \max_{-d < s < 0} V(t+s) \\
 &\quad + \frac{16d^2h^2\theta^4 (\theta^2 + k_f^2) l_1^2 \|P\| \|Lc\|^2}{\pi^2 \lambda_{\min}(P)} \max_{-2d-h < s < 0} V(t+s) \\
 &\quad + \frac{4d^2h^2\theta(\theta^2 + k_f^2) \|P\| \|L\|^2 \lambda_{\min}(P)}{d^2 \lambda_{\min}(P)} \max_{-d-h < s < 0} V(t+s) \\
 &\leq -2\delta(\theta)V(t) + 2\gamma(d, h, \theta) \max_{-2d-h < s < 0} V(t+s),
 \end{aligned} \tag{7.34}$$

pour tout  $t \geq \max(2d + h, t_{k_0})$ , avec

$$\delta(\theta) = \frac{\theta - 4k_f \lambda_{\max}(P) - 2\lambda_{\min}(P)}{4\lambda_{\min}(P)} \tag{7.35}$$

$$\begin{aligned}
 \gamma(d, h, \theta) &= \frac{4d^2\theta^2 \|P\| \|Lc\|^2}{\pi^2 \lambda_{\min}(P)} (\theta^2(1+l_1^2) + k_f^2) + \frac{8d^2h^2\theta^4 (\theta^2 + k_f^2) l_1^2 \|P\| \|Lc\|^2}{\pi^2 \lambda_{\min}(P)} \\
 &\quad + \frac{2d^2h^2\theta(\theta^2 + k_f^2) \|P\| \|L\|^2 \lambda_{\min}(P)}{d^2 \lambda_{\min}(P)}
 \end{aligned} \tag{7.36}$$

Nous considérons  $\theta^* = \max \{1, 4k_f \lambda_{\max}(P) + 2\lambda_{\min}(P)\}$ , il est facile de vérifier que  $\delta(\theta) > 0$  pour  $\theta > \theta^*$ . De même, choisissons  $d$  et  $h$  suffisamment petit,  $\gamma(d, h, \theta) < \delta(\theta)$ . Ceci n'est pas un problème car  $\gamma(d, h, \theta) \rightarrow 0$  lorsque  $(d, h) \rightarrow (0, 0)$ . Ainsi, il s'ensuit en appliquant l'inégalité de Halanay [127] à (7.23) que :

$$V(t) \leq e^{-2\alpha^* t} \sup_{-2d < s < 0} V(s) \quad (7.37)$$

avec  $\alpha^*$  est le seul nombre réel positif satisfaisant l'égalité  $\delta(\theta) - \alpha = \gamma(d, h, \theta)e^{2\alpha d}$ . Donc, puisque  $P > 0$ , nous avons à partir de (7.37) et en utilisant (7.21),  $z(t)$  converge exponentiellement vers l'origine. Les mêmes résultats sont valables avec  $\tilde{x}(t) = \Delta^{-1}z(t)$ . L'existence de  $\alpha^*$  est facilement démontrée par la figure 7.2 où  $\Delta(\alpha) = \delta(\theta) - \alpha$  et  $\vartheta(\alpha) = \frac{\gamma(d, h, \theta)e^{2\alpha d}}{2}$ . Le plus grand retard, noté  $d^*$ , pour lequel nous pouvons trouver une valeur de  $\theta > \theta^*$  afin que l'observateur soit exponentiellement convergent, n'est pas facile à déterminer. Une limite inférieure de ce retard est obtenue à partir de la condition  $\gamma(d, \theta) < \delta(\theta)$  avec  $\theta = \theta^* + \varepsilon$  pour  $0 < \varepsilon \ll 1$ . Ceci termine la preuve du Théorème 7.1 ■

**Remarque 2.** La condition  $\gamma(d, \theta) < \delta(\theta)$  évoquée dans la preuve du Théorème 1 est une condition suffisante pour que l'observateur soit exponentiellement convergent. Compte tenu (7.35)-(7.36), la condition implique une limitation des valeurs admissibles du retard du système et de l'intervalle d'échantillonnage. La limitation est valable même dans le cas le plus simple des systèmes linéaires et s'applique à la fois aux retards discrets et distribués, voir par exemple les résultats de stabilité des systèmes linéaires à retard discret dans [128] et des systèmes à retard distribué dans [128] et [129]. Le théorème 1 montre que, pour les systèmes non linéaires à retards distribués de la forme (7.1)-(7.2), le retard maximal admissible  $d^*$  et l'intervalle d'échantillonnage  $h$  diminuent lorsque la non-linéarité du système devient plus forte (ici lorsque le coefficient de Lipschitz augmente  $k_f$ ). Autrement dit, les plus grandes valeurs du retard maximal admissible et de l'intervalle d'échantillonnage sont applicables dans le cas linéaire et que des valeurs approximatives de ces valeurs peuvent être trouvées en choisissant  $k_f = 0$  et  $\theta = \theta^* + \varepsilon$  (avec  $0 < \varepsilon \ll 1$ ) dans la condition  $\gamma(d, \theta) < \delta(\theta)$ .

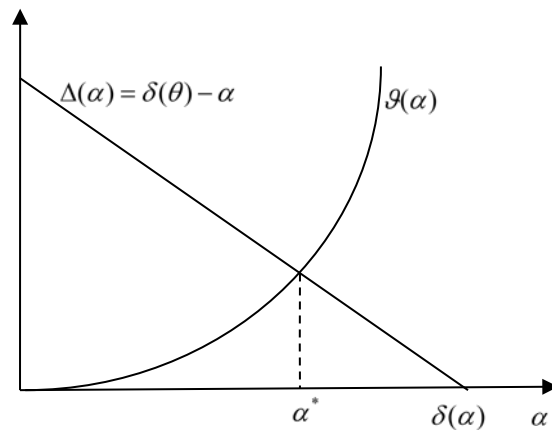


Figure 7. 2: tracé de  $D(\alpha) = \delta(\theta) - \alpha$  and  $g(\alpha) = \frac{\gamma(d, h, \theta)e^{2\alpha d}}{2}$

#### 7.4. Synthèse de l'observateur basé sur le prédicteur bloqueur d'ordre zéro (ZOH)

Comme dans la troisième section, nous cherchons à élaborer un observateur qui donne en permanence une estimation précise  $\hat{x}(t)$  de l'état  $x(t)$ , sur la base seulement des mesures disponibles  $y(t_k)$ . Pour atteindre cet objectif, nous considérons l'observateur suivant, basé sur le prédicteur ZOH :

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + f(\hat{x}(t), t) + u(t) - \frac{\theta}{d}\Delta^{-1}L\left(\int_{-d}^0 \hat{x}_1(t_k + s)ds - y(t_k)\right) \quad (7.38)$$

pour  $t_k \leq t < t_{k+1}$  et  $k = 0, 1, 2, \dots$ . Toutes les notations sont similaires à celles utiliser dans la troisième section pour l'observateur basé sur le prédicteur inter-échantillons (7.7)-(7.9) et la plupart des commentaires formulés sur ce dernier observateur s'appliquent encore sur l'observateur (7.38).

Le résultat principal pour l'observateur (7.38) est indiqué dans le théorème suivant.

**Théorème 7.2.** Appliquons au système (7.1)-(7.2) l'observateur basé sur le prédicteur ZOH (7.38). Il existe  $1 < \theta^* < \infty$  tel que pour tout  $\theta > \theta^*$  il existe  $0 < d^* < \infty$  et  $0 < h^* < \infty$  de sorte que si  $0 < d < d^*$  et  $0 < h < h^*$  alors l'observateur (7.1)-(7.2) est exponentiellement convergent■

**Preuve du théorème 7.2.** Soustrayons (7.1) de (7.38), nous obtenons le système d'erreur suivant, pour  $t_k \leq t < t_{k+1}$  et  $k = 0, 1, 2, \dots$  :

$$\dot{\tilde{x}}(t) = A\tilde{x}(t) + \left( \int_0^1 f_x(x(t) + s\tilde{x}(t)) ds \right) \tilde{x}(t) - \frac{\theta}{d} \Delta^{-1} LC \int_{-d}^0 \tilde{x}(t_k + s) ds \quad (7.39)$$

Nous introduisons le changement de variable (7.13) et dérivons  $z(t) = \Delta\tilde{x}(t)$ . Par conséquent et à partir de (7.39) en utilisant les égalités  $\Delta A = \theta A \Delta$  et  $C \Delta = C$  :

$$\begin{aligned} \dot{z}(t) &= \theta A z(t) + \Delta \left( \int_0^1 f_x(x(t) + s\tilde{x}(t)) ds \right) \Delta^{-1} z(t) - \frac{\theta}{d} LC \int_{-d}^0 z(t_k + s) ds, \\ &= \theta A z(t) + \Delta \left( \int_0^1 f_x(x(t) + s\tilde{x}(t)) ds \right) \Delta^{-1} z(t) - \frac{\theta}{d} LC \int_{-d}^0 z(t + s) ds - \frac{\theta}{d} LC \int_{-d}^0 \int_{t_k}^t \dot{z}(r + s) dr ds, \end{aligned}$$

pour  $t_k \leq t < t_{k+1}$  et  $k = 0, 1, 2, \dots$  (7.40)

A noter qu'en cas d'absence d'échantillonnage, le dernier terme dans (7.40) va disparaître. En conséquence, nous réécrivons (7.40) sous la forme pratique suivante :

$$\dot{z}(t) = \eta_{nos}(t) + \eta_{sam}(t), \text{ pour } t_k \leq t < t_{k+1} \text{ et } k = 0, 1, 2, \dots \quad (7.41)$$

où  $\eta_{nos}(t)$  désigne la partie qui reste en cas d'absence d'échantillonnage tandis que  $\eta_{sam}(t)$  désigne la partie due à l'échantillonnage. Plus précisément, nous avons pour  $t_k \leq t < t_{k+1}$  et  $k = 0, 1, 2, \dots$  :

$$\begin{aligned} \eta_{nos}(t) &= \theta A z(t) + \Delta \left( \int_0^1 f_x(x(t) + s\tilde{x}(t)) ds \right) \Delta^{-1} z(t) \\ &\quad - \frac{\theta}{d} LC \int_{-d}^0 z(t + s) ds, \text{ pour tout } t \geq 0 \end{aligned} \quad (7.42)$$

$$\eta_{sam}(t) = -\frac{\theta}{d} LC \int_{-d}^0 \int_{t_k}^t \dot{z}(r + s) dr ds \quad (7.43)$$

Dans le cas d'un non-échantillonnage,  $\eta_{sam}(t)$  est annulé et le système (7.41) se limite au système (7.14) dans [37]. Pour analyser (7.41), nous considérons la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$W = W_{nos} + W_{sam} \quad (7.44)$$

où  $W_{nos} = z^T P z$ , avec  $P$  est définie comme dans (7.16), et

$$W_{sam} = \int_{-d}^0 \int_{t_k}^t (r-t+h) \dot{z}^2(r+s) dr ds \text{ pour } t_k \leq t < t_{k+1} \text{ et } k = 0, 1, 2, \dots \quad (7.45)$$

Il est facile de vérifier que :

$$0 \leq W_{sam} \leq h \int_{-d}^0 \int_{t_k}^t \dot{z}^2(r+s) dr ds, \text{ pour } t_k \leq t < t_{k+1} \quad (7.46)$$

Dérivons (7.44), nous obtenons en utilisant (7.41):

$$\begin{aligned} \dot{W} &= \dot{z}^T P z + z^T P \dot{z} + h \int_{-d}^0 \|\dot{z}(t+s)\|^2 ds - \int_{-d}^0 \int_{t_k}^t \|\dot{z}(r+s)\|^2 dr ds \\ &= \eta_{nos}^T P z + z^T P \eta_{nos} + \eta_{sam}^T P z + z^T P \eta_{sam} + h \int_{-d}^0 \|\dot{z}(t+s)\|^2 ds - \int_{-d}^0 \int_{t_k}^t \|\dot{z}(r+s)\|^2 dr ds \end{aligned} \quad (7.47)$$

Il a déjà été noté que l'expression de  $\eta_{nos}$ , donnée par (7.33), est algébriquement identique au côté droit de (7.14) dans [37]. Elle est également algébriquement identique à la fonction de Lyapunov (7.15) dans [37]. Ensuite, nous utilisons l'inégalité (7.23) dans [37] et obtenons :

$$\eta_{nos}^T P z + z^T P \eta_{nos} \leq -2\delta(\theta) W_{nos} + \gamma(d, \theta) \max_{t-2d < s < t} W_{nos}(s),$$

$$\text{Pour tout } t \geq 0 \quad (7.48)$$

où  $\delta(\theta)$  et  $\gamma(d, \theta)$  sont respectivement définis par les expressions (7.24) et (7.25) dans [37].

Pour des raisons de commodité, elles ont été réécrites :

$$\delta(\theta) = \frac{1}{2} \left( \frac{\theta - 2k_f \lambda_{\max}(P)}{\lambda_{\min}(P)} - 1 \right) \quad (7.49)$$

$$\gamma(d, \theta) = \frac{8d^2 \theta^2}{\pi^2} \left( \theta^2 (1 + l_1^2) + k_f^2 \right) \frac{\|P\| \|L\|^2}{\lambda_{\min}(P)} \quad (7.50)$$

D'autre part, nous avons appliqué l'inégalité de Young :

$$\begin{aligned} \eta_{sam}^T P z + z^T P \eta_{sam} &= 2z^T P \eta_{sam} \\ &\leq \zeta_1 z^T P z + \frac{1}{\zeta_1} \eta_{sam}^T P \eta_{sam} \\ &\leq \zeta_1 V_{nos} + \frac{h\theta^2}{d\zeta_1} \lambda_{\max}(P) \|LC\|^2 \left( \int_{-d}^0 \int_{t_k}^t \|\dot{z}(r+s)\|^2 dr ds \right) \end{aligned} \quad (7.51)$$

pour tout  $\zeta_1 > 0$ , où nous avons utilisé (7.43) et appliqué deux fois l'inégalité de Jensen pour obtenir le deuxième terme du côté droit de (7.49).



En utilisant (7.48) et (7.41), il découle de (7.37) :

$$\begin{aligned} \dot{W} \leq & -(2\delta(\theta) - \zeta_1)W_{nos} + \gamma(d, \theta) \max_{t-2d < s < t} W_{nos}(s) \\ & - \left( 1 - \frac{h\theta^2}{d\zeta_1} \lambda_{\max}(P) \|LC\|^2 \right) \int_{-d}^0 \int_{t_k}^t \dot{z}^2(r+s) dr ds, \\ & + h \int_{-d}^0 \dot{z}^2(t+s) ds, \text{ pour } t_k \leq t < t_{k+1} \text{ et } k = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (7.52)$$

Le dernier terme à droite de (7.53) nécessite un traitement séparé. Tout d'abord, en écrivant l'égalité ci-dessus (7.40) pour  $t+s$  avec  $t_k \leq t < t_{k+1}$  et  $-d \leq s \leq 0$ , nous utilisons successivement les inégalités de Young et de Jenssen :

$$\begin{aligned} \|\dot{z}(t+s)\|^2 \leq & 2\theta \|A\|^2 \|z(t+s)\|^2 + 2k_f^2 \|z(t+s)\|^2 - \frac{2\theta^2}{d} \|LC\|^2 \int_{-d}^0 \|z(t_k + \tau)\|^2 d\tau, \\ & \text{pour } t_k \leq t+s < t_{k+1} \text{ et } -d \leq s \leq 0 \end{aligned} \quad (7.53)$$

L'intégration des deux côtés de (7.53) donne :

$$\begin{aligned} \int_{-d}^0 \|\dot{z}(t+s)\|^2 ds & \leq 2(\theta^2 \|A\|^2 + k_f^2) \int_{-d}^0 \|z(t+s)\|^2 ds \\ & + 2\theta^2 \|LC\|^2 \int_{-d}^0 \|z(t_k + \tau)\|^2 d\tau \\ & \leq \frac{2d(\theta^2 \|A\|^2 + k_f^2)}{\lambda_{\min}(P)} \max_{-d < s < 0} W_{nos}(t+s) \\ & + \frac{2d\theta^2 \|LC\|^2}{\lambda_{\min}(P)} \max_{-d-h < s < 0} W_{nos}(t+s), \\ & \text{pour } t_k \leq t < t_{k+1} \text{ et } k = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (7.54)$$

En utilisant (7.54), l'inégalité (7.52) donne :

$$\begin{aligned} \dot{W} \leq & -(2\delta(\theta) - \zeta_1)W_{nos} + \bar{\gamma}(d, \theta) \max_{t-d < s < t} W_{nos}(s) \\ & - \left( 1 - \frac{h\theta^2}{d\zeta_1} \lambda_{\max}(P) \|LC\|^2 \right) \int_{-d}^0 \int_{t_k}^t \dot{z}^2(r+s) dr ds, \\ & \text{pour } t_k \leq t < t_{k+1} \text{ et } k = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (7.55)$$

avec  $\bar{d} = d + h + \max(d, h)$ . Nous considérons le coefficient  $\zeta_1 = \frac{\theta}{2\lambda_{\min}(P)}$  et définissons

$\theta^* = \max(1, 4k_f\lambda_{\max}(P) + 2\lambda_{\min}(P) + 4)$ . Ainsi, en utilisant (7.49), il est facile de vérifier que:

$$2\delta(\theta) - \zeta_1 - \frac{2}{\lambda_{\min}(P)} = \frac{\theta - 4k_f\lambda_{\max}(P) - 2\lambda_{\min}(P) - 4}{2\lambda_{\min}(P)} > 0, \text{ pour } \theta > \theta^* \quad (7.56)$$

Nous choisissons  $(d, h)$  tel que l'inégalité suivante soit valable:

$$\frac{h\theta^2}{d\zeta_1} \lambda_{\max}(P) \|LC\|^2 = \frac{h\theta}{d} 2\lambda_{\min}(P) \lambda_{\max}(P) \|LC\|^2 < 1 \quad (7.57)$$

Nous introduisons la notation:

$$2\sigma(d, h, \theta) = \min \left\{ \frac{\theta - 4k_f\lambda_{\max}(P) - 2\lambda_{\min}(P) - 4}{2\lambda_{\min}(P)}, \frac{1}{h} \left( 1 - \frac{h\theta}{d} 2\lambda_{\min}(P) \lambda_{\max}(P) \|LC\|^2 \right) \right\} \quad (7.58)$$

$$\bar{\gamma}(d, h, \theta) = \gamma(d, \theta) + \frac{2dh(\theta^2 \|A\|^2 + k_f^2)}{\lambda_{\min}(P)} + \frac{2dh\theta^2 \|LC\|^2}{\lambda_{\min}(P)} \quad (7.59)$$

Ensuite, l'inégalité (7.55) implique, en utilisant (7.56)-(7.59) et (7.44) :

$$\dot{W}(t) \leq -2\sigma(d, h, \theta)W(t) + \bar{\gamma}(d, h, \theta) \max_{-d < s < 0} W(t+s), \text{ pour tout } t \geq 0 \quad (7.60)$$

Nous appliquons l'inégalité de Halanay à (7.60), il s'ensuit que

$$W(t) \leq e^{-\alpha^* t} \sup_{-d < s < 0} W(s) \quad (7.61)$$

avec  $\alpha^*$  est le seul nombre réel positif satisfaisant l'égalité

$$\sigma(d, h, \theta) - \alpha = \frac{\bar{\gamma}(d, h, \theta)e^{2\alpha\bar{d}}}{2} \quad (7.62)$$

à condition que  $\bar{\gamma}(d, h, \theta) < 2\sigma(d, h, \theta)$ . Ceci n'est pas un problème car, compte tenu de (7.50),

il découle de (59) que  $\bar{\gamma}(d, h, \theta) \rightarrow 0$  lorsque  $d \rightarrow 0$  et  $h \rightarrow 0$ , même si  $\theta > \theta^*$ . En plus, (7.58)

montre que  $2\sigma(d, h, \theta) \rightarrow \frac{\theta - 4k_f\lambda_{\max}(P) - 2\lambda_{\min}(P) - 4}{2\lambda_{\min}(P)} > 0$ , lorsque  $d \rightarrow 0$  et  $h \rightarrow 0$ . En

raison de l'existence d'une solution unique  $\alpha^*$  de (7.62), ceci a déjà été discuté dans la preuve du Théorème 1 (voir la discussion sur la figure 7.2). A partir de (7.61), nous avons  $z(t)$  converge exponentiellement vers l'origine et les mêmes résultats sont valables avec  $\tilde{x}(t) = \Delta^{-1}z(t)$ . Ceci termine la preuve du Théorème 7.2 ■

**Remarque 3.** La discussion de la remarque 2 (sur la conséquence de la condition  $\gamma(d, \theta) < 2\delta(\theta)$ ) s'applique mutatis mutandis à la condition  $\bar{\gamma}(d, h, \theta) < 2\sigma(d, h, \theta)$  soulignée dans la preuve du théorème 2. Par conséquent, la dernière condition implique une limitation des valeurs admissibles du retard du système et de l'intervalle d'échantillonnage. Les plus grandes valeurs admissibles de la paire  $(d, h)$  sont obtenues dans le cas linéaire (pour  $k_f = 0$ ) en choisissant  $\theta = \theta^* + \varepsilon$  (avec  $0 < \varepsilon \ll 1$ ) dans la condition  $\bar{\gamma}(d, h, \theta) < 2\sigma(d, h, \theta)$ .

### 7.5. Simulations et discussions

Nous illustrons les performances de l'observateur (7)-(8) par une application à une classe de systèmes non linéaires de la forme (1)-(2) avec :

$$A(v, z) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, f(x) = \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{Kx_1}{1+x_1^4}\right) \\ -x_1 - x_2 + \sin\left(\frac{Kx_1}{1+x_1^2}\right) \end{bmatrix}, c = [1 \ 0]$$

où  $K > 0$  est un paramètre connu auquel on donnera des valeurs différentes. Le retard du système  $d$  aura également des valeurs différentes. Il est clair que le paramètre  $K$  agit comme un amplificateur de l'effet non linéaire dans le système et il est étroitement lié au coefficient de Lipschitz  $k_f$  défini par (4). Plus  $K$  est grand, plus  $k_f$  est important (et donc plus la non-linéarité du système est forte). Dans toutes les simulations, le système est excité avec un vecteur d'entrée de la forme  $u(t) = [u_1(t) \ 0]$  avec  $u_1(t) = \sin(2\pi t)$  et les gains de l'observateur sont donnés par les valeurs  $\theta = 10$  et  $L = [0.2 \ 0.01]$  qui résulte dans une matrice  $A - Lc$  avec des valeurs propres  $(-0.1, -0.1)$ .

Résultats de la simulation pour  $K = 30$ .

## Chapitre 7 : Observateurs pour une classe des systèmes non linéaires avec une sortie échantillonnée à retard distribué

Pour commencer, nous choisissons le retard du système tel que  $d = 9$  et considérons un intervalle d'échantillonnage fixe  $t_{k+1} - t_k = 0.7(s)$ . Les réponses obtenues du système et de l'observateur sont représentées sur la figure 7.3. Il est clair que les estimations de l'état convergent vers leurs valeurs réelles.

La valeur  $0.7(s)$  de l'intervalle d'échantillonnage est en fait la plus grande valeur qui peut être utilisée avec le retard considéré. En effet, si nous utilisons un intervalle d'échantillonnage un peu plus grand,  $0.8(s)$  par exemple (tout en gardant inchangés tous les autres paramètres du système et de l'observateur) les performances de l'observateur se détériorent comme le montre la figure 7.4. Il s'avère que pour un retard donné, il existe une valeur maximale admissible de l'intervalle d'échantillonnage qui est actuellement égale à  $h = 0.7(s)$ .

Les résultats de la simulation pour  $K = 40$ .

L'étude de simulation montre également que le retard maximal admissible dépend du gain amplificateur de non-linéarité  $K$  confirmant les résultats énoncés dans le Théorème 2. Par exemple, avec  $K = 40$  le plus grand retard admissible est proche de  $d = 1.7$  et nous devons alors utiliser un intervalle d'échantillonnage (fixe) ne dépassant pas  $0.6(s)$ . Avec ces valeurs de réglage, les réponses des observateurs données dans la figure 7.5 montrent des performances satisfaisantes de l'observateur. Si le retard ou la période d'échantillonnage sont supérieurs à ces valeurs, la convergence asymptotique exacte de l'observateur est perdue.

Tableau 7. 1 : Le retard maximal admissible et l'intervalle d'échantillonnage pour des valeurs différentes de  $K$ , pour les deux observateurs inter-échantillons et ZOH

	$K$	30	40	50	60	100
Prédicteur inter-échantillons	$d$	14.8	1.71	1.68	1.51	0.91
	$h$	0.7	1.2	0.44	0.25	0.02
Prédicteur ZOH	$d$	9	1.7	1.6	1.5	0.9
	$h$	0.7	0.6	0.28	0.27	0.18

Les résultats ci-dessus sont clairement décrits par le tableau 7.1 où différentes valeurs du gain amplificateur de non-linéarité du système  $K$  sont considérées et, pour chaque valeur, les valeurs maximales admissibles du retard et de l'intervalle d'échantillonnage, toutes deux trouvées par simulation, sont indiquées pour les deux observateurs. Il est clair que le retard et l'intervalle d'échantillonnage admissibles diminuent lorsque  $K$  (et donc lorsque le coefficient

## Chapitre 7 : Observateurs pour une classe des systèmes non linéaires avec une sortie échantillonnée à retard distribué

de Lipschitz de non-linéarité du système  $k_f$ ) augmente. Cela confirme les résultats des théorèmes 7.1 et 7.2 et les commentaires de la Remarques 2 qui stipulent que plus la non-linéarité du système est forte, plus le retard admissible maximal et l'intervalle d'échantillonnage sont petits. Nous remarquons également que l'observateur basé sur un prédicteur inter-échantillons a de meilleures performances en ce sens qu'il compense les retards plus importants. La performance est beaucoup plus significative pour les  $K$  moins de 40. La figure 7.6 présente les performances de l'observateur inter-échantillons dans le cas où  $K=30$ ,  $d=14.8$  et l'intervalle d'échantillonnage 30s.

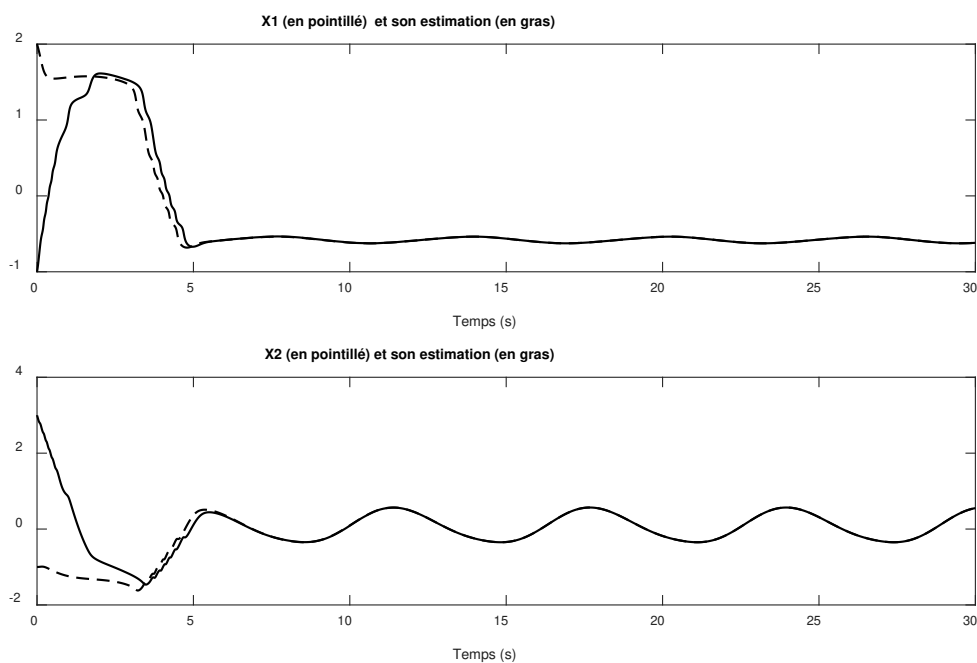


Figure 7. 3: Les performances de l'observateur ZOH dans le cas où  $K=30$ ,  $d=9$  et l'intervalle d'échantillonnage 0.7s

## Chapitre 7 : Observateurs pour une classe des systèmes non linéaires avec une sortie échantillonnée à retard distribué

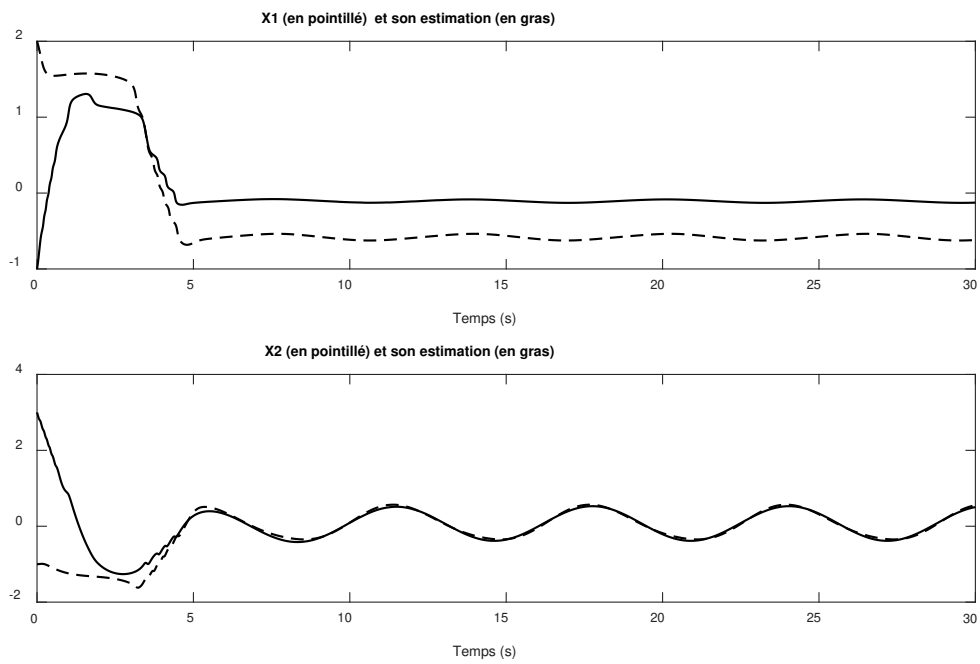


Figure 7. 4: Les performances de l'observateur ZOH dans le cas où  $K=30$ ,  $d=9$  et l'intervalle d'échantillonnage  $0.8s$

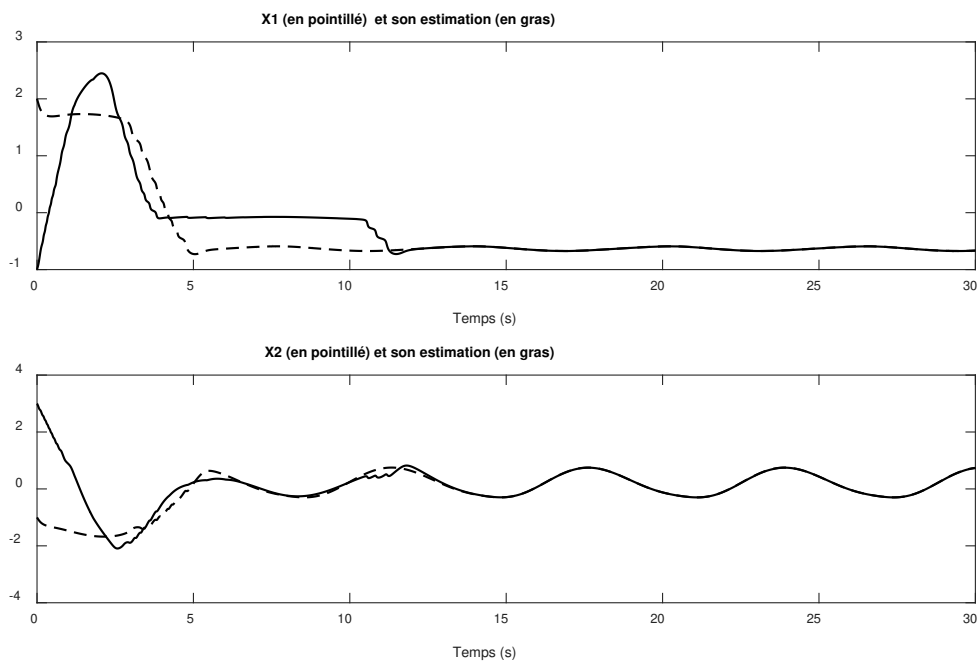


Figure 7. 5: Les performances de l'observateur ZOH dans le cas où  $K=40$ ,  $d=1.7$  et l'intervalle d'échantillonnage  $0.6s$

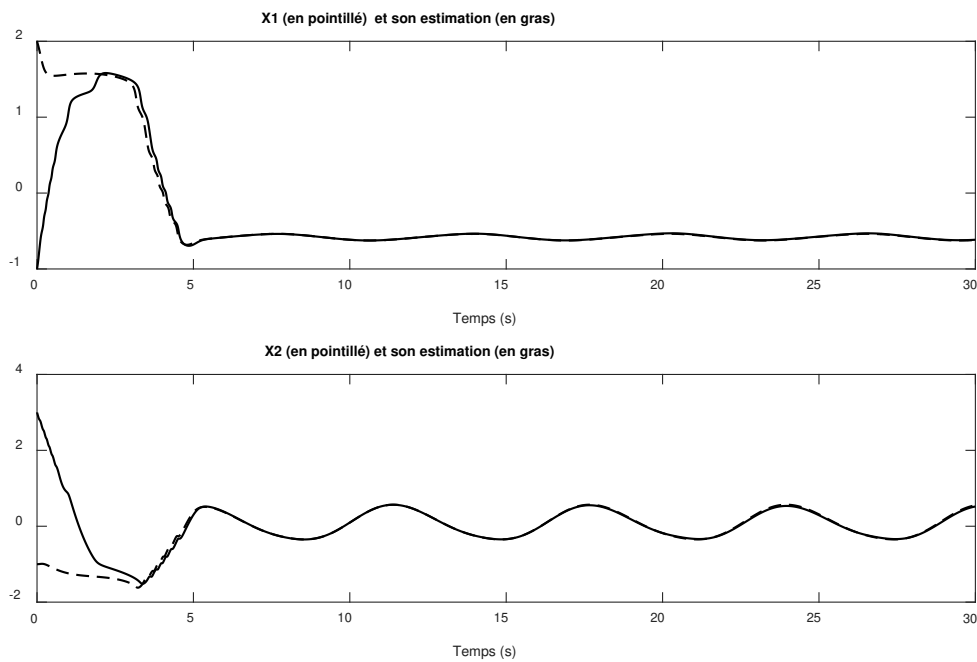


Figure 7. 6: Les performances de l'observateur inter-échantillons dans le cas où  $K=30$ ,  $d=14.8$  et l'intervalle d'échantillonnage 30s

## 7.6. Conclusion et remarques

Nous avons abordé le problème de la conception des observateurs pour les systèmes à rétroaction stricte qui impliquent la dynamique non linéaire de Lipschitz. La principale nouveauté de cette classe est que la sortie du système est soumise à un retard distribué. Les conceptions d'observateurs que nous avons développées dans la quatrième et la cinquième sections reposent sur deux idées principales : (i) nous avons utilisé le principe du Grand Gain pour faire face à la nature non linéaire du système : (ii) les effets du retard et de l'échantillonnage sont compensés par l'utilisation du prédicteur inter-échantillons (7.8)-(7.9) ou le prédicteur ZOH (utilisé dans (7.38)). Nous avons montré que les systèmes d'erreur d'estimation (7.12) et (7.39) sont exponentiellement stables si le retard et l'intervalle d'échantillonnage ne sont pas trop importants.

## **Conclusion générale et perspectives de recherche**



## Conclusion générale et perspectives de recherche

Ce travail de recherche scientifique vise à optimiser le fonctionnement des microgrids via l'élaboration des stratégies de contrôle et la synthèse de commande pour les VSI. Nos contributions adressent, par l'application des techniques Backstepping et Grand Gain, les contraintes de l'exploitation des microgrids en donnant lieu aux contributions suivantes :

Dans le chapitre 3, nous avons élaboré trois contrôleurs des VSI ; le premier contrôleur permet de réguler le courant injecté dans le réseau électrique afin de contrôler l'échange de puissance avec ce dernier. Le deuxième contrôleur régule la tension et la fréquence en mode connecté et en mode isolé en présence des charges non linéaires produisant des courants harmoniques. Le troisième contrôleur permet de réguler la tension et la fréquence en mode connecté et isolé avec estimation de la charge lorsqu'elle est variable et inconnue. Les simulations réalisées montrent que les trois contrôleurs garantissent la poursuite de la tension, de la fréquence et du courant injecté de leurs références. De plus, la résistance de la charge estimée converge vers sa valeur réelle.

Dans le chapitre 4, nous avons proposé une nouvelle stratégie de contrôle visant un fonctionnement flexible des microgrids en tenant compte de trois cas, le premier cas lorsque le microgrid est connecté à un réseau électrique stable, le deuxième cas lorsque le microgrid est connecté à un réseau électrique faible et le troisième cas lorsque le microgrid est isolé. En se basant sur l'état du commutateur au PCC et la valeur du RCC, le mode de fonctionnement est déterminé. Chaque mode possède son objectif de commande ; pour le premier cas le courant injecté dans le réseau est régulé, pour le deuxième et le troisième cas la fréquence et la tension qui sont régulées. La commande proposée permet d'estimer les paramètres du réseau ainsi que le courant appelé par la charge. A travers l'analyse théorique et les résultats de simulation, nous avons montré que les performances de la stratégie de contrôle en termes de la poursuite des références désirées, la compensation de l'énergie réactive, la convergence des grandeurs estimées vers leurs valeurs réelles sont assurées en présence de charge résistive et de charge non linéaire.

Dans le chapitre 5, la régulation de la tension du bus continu est prise en considération. Nous avons élaboré une commande en cascade. La boucle interne régule le courant injecté dans le réseau électrique et la boucle externe régule la tension du bus continu à l'entrée du VSI en vue d'éliminer l'effet des courants harmoniques produits par la charge non linéaire. Le courant générée par la RED est estimé. Les résultats de simulations prouvent que la commande proposée assure une poursuite de la tension et du courant de leurs valeurs de référence, l'énergie réactive

## Conclusion générale et perspectives de recherche

consommée par la charge locale est compensée et la valeur estimée du courant généré tend vers sa valeur réelle.

Le chapitre 6 traite le cas des VSI connectés en parallèle dans un microgrid isolé avec l'objectif du maintien de la tension et de la fréquence proches des valeurs nominales en partageant les puissances active et réactive entre les différentes RED. Après avoir modélisé le microgrid avec  $n$  RED, la stratégie maître-esclave a été adoptée. La tension et la fréquence au bus commun du microgrid sont régulées par le VSI maître et détermine les références des courants fournis par les VSI esclaves. Les simulations réalisées montrent que la régulation de la tension et de la fréquence est assurée avec le partage des puissances active et réactive.

Dans le chapitre 7, nous avons proposé deux observateurs pour les systèmes non linéaires avec sortie échantillonnée à retard distribué ; le premier observateur est basé sur un prédictor inter-échantillons et le deuxième observateur est basé sur un prédictor ZOH. Nous avons prouvé que les systèmes d'erreur d'estimation sont exponentiellement stables si le retard et l'intervalle d'échantillonnage ne sont pas trop importants.

Ce travail de recherche ouvre la voie sur d'autres travaux et axes de recherche basés sur les résultats obtenus dans le cadre de cette thèse qui sont discutés ci-dessous.

- Les commandes élaborées dans le présent travail peuvent être validé expérimentalement en utilisant le matériel pratique nécessaire.
- Dans ce mémoire, nous avons proposé des stratégies de contrôle pour le niveau 0 et primaire des microgrids, nous prétendons de proposer des algorithmes de contrôle pour le niveau secondaire et le niveau tertiaire.
- Tout au long de ce travail nous avons considéré un filtre LC à la sortie du VSI. La qualité de filtrage peut être améliorée par l'utilisation d'un filtre LCL à la place du filtre LC.
- La conception des observateurs proposés dans le chapitre 7 peut être étendue aux systèmes à retard distribué arbitrairement grand et à ceux à retard discret et distribué.

## Références bibliographiques

- [1] E. Twining and D. G. Holmes, “Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 888–895, 2003, doi: 10.1109/TPEL.2003.810838.
- [2] A. B. Siddique, M. S. Munsif, S. K. Sarker, S. K. Das, and M. R. Islam, “Voltage and current control augmentation of islanded microgrid using multifunction model reference modified adaptive PID controller,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 113, no. June, pp. 492–501, 2019, doi: 10.1016/j.ijepes.2019.05.065.
- [3] M. Armin, P. N. Roy, S. K. Sarkar, and S. K. Das, “LMI-Based Robust PID Controller Design for Voltage Control of Islanded Microgrid,” *Asian J. Control*, vol. 20, no. 5, pp. 2014–2025, 2018, doi: 10.1002/asjc.1710.
- [4] S. Parhizi, H. Lotfi, A. Khodaei, and S. Bahramirad, “State of the art in research on microgrids: A review,” *IEEE Access*, vol. 3, pp. 890–925, 2015, doi: 10.1109/ACCESS.2015.2443119.
- [5] H. Komurcugil, N. Altin, S. Ozdemir, and I. Sefa, “Lyapunov-Function and Proportional-Resonant-Based Control Strategy for Single-Phase Grid-Connected VSI with LCL Filter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 5, pp. 2838–2849, 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2510984.
- [6] M. Ebad and B. M. Song, “Improved design and control of proportional resonant controller for three-phase voltage source inverter,” *PEMWA 2012 - 2012 IEEE Power Electron. Mach. Wind Appl.*, 2012, doi: 10.1109/PEMWA.2012.6316383.
- [7] Y. Yan, M. Wang, Z. F. Song, and C. L. Xia, “Proportional-resonant control of doubly-fed induction generator wind turbines for low-voltage ride-through enhancement,” *Energies*, vol. 5, no. 11, pp. 4758–4778, 2012, doi: 10.3390/en5114758.
- [8] T. Hornik and Q. C. Zhong, “A current-control strategy for voltage-source inverters in microgrids based on  $H_\infty$  and Repetitive Control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2089471.
- [9] M. A. Hossain, H. R. Pota, W. Issa, and M. J. Hossain, “Overview of AC microgrid controls with inverter-interfaced generations,” *Energies*, vol. 10, no. 9, pp. 1–27, 2017, doi: 10.3390/en10091300.

- [10] Y. Atia and M. M. Salem, "Novel deadbeat power control strategy for grid connected systems," *J. Electr. Syst. Inf. Technol.*, vol. 2, no. 2, pp. 242–256, 2015, doi: 10.1016/j.jesit.2015.02.001.
- [11] J. Kim, J. Hong, and H. Kim, "Improved direct deadbeat voltage control with an actively damped inductor-capacitor plant model in an islanded AC microgrid," *Energies*, vol. 9, no. 11, 2016, doi: 10.3390/en9110978.
- [12] A. M. Bouzid, J. M. Guerrero, A. Cheriti, M. Bouhamida, P. Sicard, and M. Benghanem, "A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 44, pp. 751–766, 2015, doi: 10.1016/j.rser.2015.01.016.
- [13] S. K. Sarkar, F. R. Badal, S. K. Das, and Y. Miao, "Discrete time model predictive controller design for voltage control of an islanded microgrid," *3rd Int. Conf. Electr. Inf. Commun. Technol. EICT 2017*, vol. 2018-Janua, no. December, pp. 1–6, 2018, doi: 10.1109/EICT.2017.8275162.
- [14] A. Calle-prado *et al.*, "Model Predictive Current Control of Grid- Connected Neutral-Point Clamped Converters to Meet Low Voltage Ride-Through Requirements," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 3, pp. 1503–1514, 2015.
- [15] J. Hu, J. Zhu, and D. G. Dorrell, "Model predictive control of grid-connected inverters for PV systems with flexible power regulation and switching frequency reduction," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 1, pp. 587–594, 2015, doi: 10.1109/TIA.2014.2328785.
- [16] M. A. Rezaei, S. Farhangi, and G. Farivar, "An improved predictive current control method for grid-connected inverters," *PEDSTC 2010 - 1st Power Electron. Drive Syst. Technol. Conf.*, pp. 445–449, 2010, doi: 10.1109/PEDSTC.2010.5471775.
- [17] B. Sahoo, S. K. Routray, and P. K. Rout, "A new topology with the repetitive controller of a reduced switch seven-level cascaded inverter for a solar PV-battery based microgrid," *Eng. Sci. Technol. an Int. J.*, vol. 21, no. 4, pp. 639–653, 2018, doi: 10.1016/j.jestch.2018.06.007.
- [18] "Repetitive control for grid connected inverters with LCL filter under stationary frame," in *ECCE 2016 - IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Proceedings*, 2016, pp. 1–16, doi: 10.1109/ECCE.2016.7855393.

- [19] S. Jiang and F. Z. Peng, "Repetitive control of grid-connected inverter using a high resonance frequency LCL filter," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 2781–2787, 2013, doi: 10.1109/APEC.2013.6520691.
- [20] A. Asbafkan, B. Mirzaeeian, and M. Niroomand, "Frequency Adaptive Repetitive Control for Wind Power Applications Using Grid Connected Inverter," *Ijitr*, vol. 0, no. 0, pp. 30–33, 2016.
- [21] N. Prabhakar and M. K. Mishra, "Dynamic hysteresis current control to minimize switching for three-phase four-leg VSI topology to compensate nonlinear load," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 8, pp. 1935–1942, 2010, doi: 10.1109/TPEL.2009.2036616.
- [22] M. S. Mahmoud, S. Azher Hussain, and M. A. Abido, "Modeling and control of microgrid: An overview," *J. Franklin Inst.*, vol. 351, no. 5, pp. 2822–2859, 2014, doi: 10.1016/j.jfranklin.2014.01.016.
- [23] M. Hamzeh, S. Emamian, H. Karimi, and J. Mahseredjian, "Robust Control of an Islanded Microgrid Under Unbalanced and Nonlinear Load Conditions," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, no. 2, pp. 512–520, 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2015.2459074.
- [24] V. S. Inverters, "To Improve Cascaded Current – Voltage Control of Power Quality for A Grid-Connected Inverter with A Local Load," vol. 03, no. 05, pp. 729–734, 2015.
- [25] M. A. Hossain, M. I. Azim, M. A. Mahmud, and H. R. Pota, "Primary voltage control of a single-phase inverter using linear quadratic regulator with integrator," *2015 Australas. Univ. Power Eng. Conf. Challenges Futur. Grids, AUPEC 2015*, vol. 11, pp. 124–131, 2015, doi: 10.1109/AUPEC.2015.7324843.
- [26] D. Das, G. Gurralla, and U. Jayachandra Shenoy, "Linear quadratic regulator-based bumpless transfer in microgrids," *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 9, no. 1, pp. 416–425, 2018, doi: 10.1109/TSG.2016.2580159.
- [27] J. A. Cortajarena, O. Barambones, P. Alkorta, and J. De Marcos, "Sliding mode control of grid-tied single-phase inverter in a photovoltaic MPPT application," *Sol. Energy*, vol. 155, pp. 793–804, 2017, doi: 10.1016/j.solener.2017.07.029.
- [28] H. Komurcugil, S. Ozdemir, I. Sefa, N. Altin, and O. Kukrer, "Sliding-Mode Control for

- Single-Phase Grid-Connected LCL-Filtered VSI with Double-Band Hysteresis Scheme,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 2, pp. 864–873, 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2477486.
- [29] Z. Chen, A. Luo, H. Wang, Y. Chen, M. Li, and Y. Huang, “Adaptive sliding-mode voltage control for inverter operating in islanded mode in microgrid,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 66, pp. 133–143, 2015, doi: 10.1016/j.ijepes.2014.10.054.
- [30] L. Ammeh, H. El Fadil, and K. Ouhaddach, “Nonlinear Control of Voltage Source Inverters in Microgrids,” in *4th International Conference on Automation, Control Engeneering and Computer Science (ACECS-2017). Proceeding of Engeneering and Technology-PET*, 2017, pp. 19.72-77.
- [31] T. A.-A. L. Ammeh, H. El Fadil, A. Yahya, K. Ouhaddach, F. Giri, “A Nonlinear Backstepping Controller for Inverters used in Microgrids,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 50, no. 1, 2017.
- [32] L. Ammeh, H. El Fadil, M. Oulcaid, A. Yahya, and F. Giri, “An Adaptive Nonlinear Controller for Microgrid Inverters,” in *3th International Conference on Electrical and Information Technologies . IEEE Conference proceedings*, 2017.
- [33] L. Ammeh, H. El Fadil, M. Oulcaid, and F. Giri, “Microgrid Voltage Control with On-Line grid Parameters Estimation,” in *7th International Renewable and Sustainable Energy Conference. IEEE Conference proceedings*, 2019.
- [34] A. Leila and E. F. Hassan, “Current Controller for Inverters used in Microgrids Connected Mode,” in *International Symposium on Advanced Electrical and Communication Technologies (ISAECT’2018). IEEE Conference proceedings*, 2018.
- [35] L. Ammeh, H. El Fadil, M. Oulcaid, and F. Giri, “New strategy control of voltage source inverters for flexible AC microgrids operation,” *Electr. Power Syst. Res.*
- [36] L. Ammeh, H. El Fadil, M. Oulcaid, H. El Hassnaoui, F. Giri, and T. Ahmed-ali, “DC Bus Voltage Regulation and Current Control for Microgrids Connected Voltage Source Inverters,” *Int. Rev. Electr. Eng.*
- [37] L. Ammeh, F. Giri, T. Ahmed-Ali, E. Magarotto, and H. El Fadil, “Observer Design for Nonlinear Systems with Output Distributed Delay,” in *Proceedings of the IEEE Conference on Decision and Control*, 2019, vol. 2019-Decem, no. CDC, pp. 617–622,

doi: 10.1109/CDC40024.2019.9028901.

- [38] L. Ammeh, F. Giri, T. Ahmed-Ali, and H. El Fadil, "Sampled-data based observer design for nonlinear systems with output distributed delay," *Int. J. Control*, vol. 0, no. 0, pp. 1–19, 2019, doi: 10.1080/00207179.2019.1680871.
- [39] X. Luo, Y. Liu, J. Liu, and X. Liu, "Optimal design and cost allocation of a distributed energy resource (DER) system with district energy networks: A case study of an isolated island in the South China Sea," *Sustain. Cities Soc.*, vol. 51, no. July, p. 101726, 2019, doi: 10.1016/j.scs.2019.101726.
- [40] L. Mariam, M. Basu, and M. F. Conlon, "A Review of Existing Microgrid Architectures," *Journal of Engineering (United States)*. 2013, doi: 10.1155/2013/937614.
- [41] W. Wang, J. Liu, D. Zeng, F. Fang, and Y. Niu, "Modeling and flexible load control of combined heat and power units," *Appl. Therm. Eng.*, vol. 166, no. November 2019, p. 114624, 2020, doi: 10.1016/j.applthermaleng.2019.114624.
- [42] A. J. Litchy, C. Young, S. A. Pourmousavi, and M. H. Nehrir, "Technology selection and unit sizing for a combined heat and power microgrid: Comparison of WebOpt and HOMER application programs," *2012 North Am. Power Symp. NAPS 2012*, 2012, doi: 10.1109/NAPS.2012.6336337.
- [43] Y. P. Agalgaonkar, B. C. Pal, and R. A. Jabr, "Distribution voltage control considering the impact of PV generation on tap changers and autonomous regulators," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 29, no. 1, pp. 182–192, 2014, doi: 10.1109/TPWRS.2013.2279721.
- [44] M. A. Hossain, H. R. Pota, M. J. Hossain, and F. Blaabjerg, "Evolution of microgrids with converter-interfaced generations: Challenges and opportunities," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 109, no. October 2018, pp. 160–186, 2019, doi: 10.1016/j.ijepes.2019.01.038.
- [45] R. H. Lasseter, "Microgrids," *2002 IEEE Power Eng. Soc. Winter Meet.*, vol. 1, no. Jan 2002, pp. 305–308, 2002.
- [46] A. Hirsch, Y. Parag, and J. Guerrero, "Microgrids: A review of technologies, key drivers, and outstanding issues," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 90, no. September 2017, pp. 402–411, 2018, doi: 10.1016/j.rser.2018.03.040.

- [47] J. M. Rey López, “Modeling, control and design of AC microgrids in islanded mode.,” 2019.
- [48] A. Majzooobi and A. Khodaei, “Set of energy storage systems. Application of Microgrids in Supporting Distribution Grid Flexibility,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 32, no. 5, pp. 3660–3669, 2017.
- [49] S. Bahramirad, A. Khodaei, J. Svachula, and J. R. Aguero, “Building Resilient Integrated Grids: One neighborhood at a time,” *IEEE Electrif. Mag.*, vol. 3, no. 1, pp. 48–55, 2015, doi: 10.1109/MELE.2014.2380051.
- [50] J. J. Justo, F. Mwasilu, J. Lee, and J. W. Jung, “AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 24, pp. 387–405, 2013, doi: 10.1016/j.rser.2013.03.067.
- [51] A. Vinayagam, K. Swarna, S. Y. Khoo, and A. Stojcevski, “Power Quality Analysis in Microgrid: An Experimental Approach,” *J. Power Energy Eng.*, vol. 04, no. 04, pp. 17–34, 2016, doi: 10.4236/jpee.2016.44003.
- [52] A. Hussain, V. H. Bui, and H. M. Kim, “Microgrids as a resilience resource and strategies used by microgrids for enhancing resilience,” *Appl. Energy*, vol. 240, no. June 2018, pp. 56–72, 2019, doi: 10.1016/j.apenergy.2019.02.055.
- [53] A. Khodaei, “Resiliency-oriented microgrid optimal scheduling,” *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 5, no. 4, pp. 1584–1591, 2014, doi: 10.1109/TSG.2014.2311465.
- [54] P. Huang, “Systematic Control Strategy for Inverter-Based Microgrids,” 2019.
- [55] A. Ulbig and G. Andersson, “Analyzing operational flexibility of electric power systems,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 72, pp. 155–164, 2015, doi: 10.1016/j.ijepes.2015.02.028.
- [56] E. Planas, J. Andreu, J. I. Gárate, I. Martínez De Alegría, and E. Ibarra, “AC and DC technology in microgrids: A review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 43, pp. 726–749, 2015, doi: 10.1016/j.rser.2014.11.067.
- [57] J. A. B. Eneko Unamuno, “Hybrid ac/dc microgrids-Part: Review and classification of topologies,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 52, pp. 1251–1259, 2015.
- [58] T. Basso and N. Friedman, “IEEE 1547 National Standard for Interconnecting



- Distributed Generation : How Could It Help My Facility ?,” 2003. [Online]. Available: <http://www.nrel.gov/docs/fy04osti/34875.pdf>.
- [59] J. A. Momoh, S. Meliopoulos, and R. Saint, “Centralized and Distributed Generated Power Systems - A Comparison Approach,” *Futur. Grid Initiat. White Pap.*, pp. 1–10, 2012, [Online]. Available: [http://pserc.wisc.edu/documents/publications/papers/fgwhitepapers/momoh\\_future\\_grid\\_white\\_paper\\_gen\\_analysis\\_june\\_2012.pdf](http://pserc.wisc.edu/documents/publications/papers/fgwhitepapers/momoh_future_grid_white_paper_gen_analysis_june_2012.pdf).
- [60] D. Kondoleon, L. Ten-Hope, T. Surles, and R. L. Therkelsen, “The CERTS MicroGrid Concept,” *Integr. Distrib. Energy Resour. – CERTS MicroGrid Concept*, no. October, p. 32, 2003, doi: LBNL-50829.
- [61] Alexis Kwasinski, “Grid microgrid interconnexion.” 2012.
- [62] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, 2006, doi: 10.1109/TIE.2006.881997.
- [63] G. Van den Broeck, J. Stuyts, and J. Driesen, “A critical review of power quality standards and definitions applied to DC microgrids,” *Appl. Energy*, vol. 229, no. August, pp. 281–288, 2018, doi: 10.1016/j.apenergy.2018.07.058.
- [64] J. S. Kim *et al.*, “Microgrids platform: A design and implementation of common platform for seamless microgrids operation,” *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 167, no. October 2018, pp. 21–38, 2019, doi: 10.1016/j.epsr.2018.10.019.
- [65] J. T. Reilly, “Microgrid Controllers Standards for Specifications and Testing,” *Advanced Grid Technologies Workshop Series ....* 2015, [Online]. Available: [https://www.nrel.gov/esif/assets/pdfs/agct\\_day3\\_reilly.pdf](https://www.nrel.gov/esif/assets/pdfs/agct_day3_reilly.pdf).
- [66] J.-P. G. Daniela Yassuda Yamashita, Ionel Vechiu, “A review of hierarchical control for building microgrids,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 118, 2020.
- [67] Y. Han, H. Li, P. Shen, E. A. A. Coelho, and J. M. Guerrero, “Review of Active and Reactive Power Sharing Strategies in Hierarchical Controlled Microgrids,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 3, pp. 2427–2451, 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2569597.
- [68] I. Ziouani, D. Boukhetala, A. M. Darcherif, B. Amghar, and I. El Abbassi, “Hierarchical

- control for flexible microgrid based on three-phase voltage source inverters operated in parallel,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 95, pp. 188–201, 2018, doi: 10.1016/j.ijepes.2017.08.027.
- [69] A. Alfergani, A. Khalil, and Z. Rajab, “Networked control of AC microgrid,” *Sustain. Cities Soc.*, vol. 37, no. October 2017, pp. 371–387, 2018, doi: 10.1016/j.scs.2017.11.010.
- [70] N. Kroutikova, C. A. Hernandez-Aramburo, and T. C. Green, “State-space model of grid-connected inverters under current control mode,” *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, no. 3, pp. 329–338, 2007, doi: 10.1049/iet-epa:20060276.
- [71] A. Akhavan, H. R. Mohammadi, and J. M. Guerrero, “Modeling and design of a multivariable control system for multi-paralleled grid-connected inverters with LCL filter,” *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 94, pp. 354–362, 2018, doi: 10.1016/j.ijepes.2017.07.016.
- [72] M. Armin, P. N. Roy, S. K. Sarkar, and S. K. Das, “LMI-Based Robust PID Controller Design for Voltage Control of Islanded Microgrid,” *Asian J. Control*, vol. 20, no. 5, pp. 2014–2025, 2018, doi: 10.1002/asjc.1710.
- [73] K. Lim and J. Choi, “PR control based cascaded current and voltage control for seamless transfer of microgrid,” *2015 IEEE 2nd Int. Futur. Energy Electron. Conf. IFEEEC 2015*, 2015, doi: 10.1109/IFEEEC.2015.7361574.
- [74] S. K. Sarkar, F. R. Badal, S. K. Das, and Y. Miao, “Discrete time model predictive controller design for voltage control of an islanded microgrid,” *3rd Int. Conf. Electr. Inf. Commun. Technol. EICT 2017*, vol. 2018-Janua, no. December, pp. 1–6, 2018, doi: 10.1109/EICT.2017.8275162.
- [75] A. K. Ali and E. Ercelebi, “Simulation and Study of SVPWM Inverter for (VFD) Applications,” *Int. J. Electron. Electr. Eng.*, no. April, pp. 158–170, 2017, doi: 10.18178/ijeee.5.2.158-170.
- [76] G. Weiss, Q.-C. Zhong, T. Green, and J. Liang, “repetitive control of DC-AC converters in micro-grids \*.”
- [77] M. Büyük, A. Tan, M. Tümay, and K. Ç. Bayindir, “Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source

- inverter: A comprehensive review,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 62, pp. 46–69, 2016, doi: 10.1016/j.rser.2016.04.006.
- [78] M. M. N. Amin and O. A. Mohammed, “Power quality improvement of grid-connected wind energy conversion system for optimum utilization of variable speed wind turbines,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, no. November, pp. 3287–3292, 2010, doi: 10.1109/IECON.2010.5675336.
- [79] S. Vazquez, C. Montero, C. Bordons, and L. G. Franquelo, “Design and experimental validation of a Model Predictive Control strategy for a VSI with long prediction horizon,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, no. November, pp. 5788–5793, 2013, doi: 10.1109/IECON.2013.6700083.
- [80] H. Komurcugil, N. Altin, S. Ozdemir, and I. Sefa, “Lyapunov-Function and Proportional-Resonant-Based Control Strategy for Single-Phase Grid-Connected VSI with LCL Filter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 5, pp. 2838–2849, 2016, doi: 10.1109/TIE.2015.2510984.
- [81] A. Adib, B. Mirafzal, X. Wang, and R. Blaabjerg, “On stability of voltage source inverters in weak grids,” *IEEE Access*, vol. 6, no. c, pp. 4427–4439, 2017, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2788818.
- [82] Y. Huang, X. Yuan, J. Hu, and P. Zhou, “Modeling of VSC Connected to Weak Grid for Stability Analysis of DC-Link Voltage Control,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 1193–1204, 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2015.2423494.
- [83] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 1, pp. 263–271, 2006, doi: 10.1109/TPEL.2005.861185.
- [84] S. Grunau and F. W. Fuchs, “Effect of wind-energy power injection into weak grids,” *Eur. Wind Energy Conf. Exhib. 2012, EWEC 2012*, vol. 2, pp. 1150–1156, 2012.
- [85] S. L. Lorenzen, A. B. Nielsen, and L. Bede, “Control of a grid connected converter during weak grid conditions,” *2016 IEEE 7th Int. Symp. Power Electron. Distrib. Gener. Syst. PEDG 2016*, 2016, doi: 10.1109/PEDG.2016.7527019.
- [86] M. Farza, M. M’Saad, and L. Rossignol, “Observer design for a class of MIMO nonlinear systems,” *Automatica*, vol. 40, no. 1, pp. 135–143, 2004, doi:

- 10.1016/j.automatica.2003.08.008.
- [87] J. Chhor and C. Sourkounis, "Optimal voltage control strategy for grid-feeding power converters in AC microgrids," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 176, no. July, p. 105945, 2019, doi: 10.1016/j.epsr.2019.105945.
- [88] Z. Li, L. Wang, Y. Wang, and G. Li, "Harmonic detection method based on adaptive noise cancellation and its application in photovoltaic - active power filter system," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 184, no. December 2019, p. 106308, 2020, doi: 10.1016/j.epsr.2020.106308.
- [89] X. Liang, "Emerging Power Quality Challenges Due to Integration of Renewable Energy Sources," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 2, pp. 855–866, 2017, doi: 10.1109/TIA.2016.2626253.
- [90] A. Sahli, F. Krim, A. Laib, and B. Talbi, "Model predictive control for single phase active power filter using modified packed U-cell (MPUC5) converter," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 180, no. December 2019, p. 106139, 2020, doi: 10.1016/j.epsr.2019.106139.
- [91] W. Rohouma, R. S. Balog, A. A. Peerzada, and M. M. Begovic, "D-STATCOM for harmonic mitigation in low voltage distribution network with high penetration of nonlinear loads," *Renew. Energy*, vol. 145, pp. 1449–1464, 2020, doi: 10.1016/j.renene.2019.05.134.
- [92] S. Ouchen, H. Steinhart, M. Benbouzid, and F. Blaabjerg, "Robust DPC-SVM control strategy for shunt active power filter based on  $H_{\infty}$  regulators," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 117, no. November 2019, p. 105699, 2020, doi: 10.1016/j.ijepes.2019.105699.
- [93] Y. Hoon, M. A. M. Radzi, M. K. Hassan, and N. F. Mailah, "DC-link capacitor voltage regulation for three-phase three-level inverter-based shunt active power filter with inverted error deviation control," *Energies*, vol. 9, no. 7, 2016, doi: 10.3390/en9070533.
- [94] A. Talebkhah, M. S. Shadlu, and S. Majid Fatemi, "Control Strategy of a Single Phase Active Power Filter with Adjustable DC Link Capacitor Voltage for THD Reduction in Non-linear Loads," *2019 10th Int. Power Electron. Drive Syst. Technol. Conf. PEDSTC 2019*, pp. 606–611, 2019, doi: 10.1109/PEDSTC.2019.8697234.

- [95] C. I. Chen, C. K. Lan, Y. C. Chen, and C. H. Chen, "Adaptive frequency-based reference compensation current control strategy of shunt active power filter for unbalanced nonlinear loads," *Energies*, vol. 12, no. 16, 2019, doi: 10.3390/en12163080.
- [96] S. Devassy and B. Singh, "Control of solar energy integrated active power filter in weak grid system," *2017 7th Int. Conf. Power Syst. ICPS 2017*, pp. 573–578, 2018, doi: 10.1109/ICPES.2017.8387359.
- [97] D. Daftary, "for Current Harmonics Mitigation," no. 4, pp. 4–7, 2019.
- [98] M. Diab, M. El-Habrouk, T. H. Abdelhamid, and S. Deghedie, "Survey of Active Power Filters Configurations," *2018 IEEE Int. Conf. Syst. Comput. Autom. Networking, ICSCA 2018*, pp. 1–14, 2018, doi: 10.1109/ICSCAN.2018.8541225.
- [99] W. U. Tareen, S. Mekhilef, M. Seyedmahmoudian, and B. Horan, "Active power filter (APF) for mitigation of power quality issues in grid integration of wind and photovoltaic energy conversion system," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 70, no. September 2016, pp. 635–655, 2017, doi: 10.1016/j.rser.2016.11.091.
- [100] R. Wang, B. Hu, S. Sun, F. Man, Z. Yu, and Q. Chen, "Linear Active Disturbance Rejection Control for DC Side Voltage of Single-Phase Active Power Filters," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 73095–73105, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2920626.
- [101] Jean De Dieu Iyakaremye, George N. Nyakoe, and Cyrus W. Wekessa, "MPC-based Droop Control of Parallel Inverters for Voltage and Frequency Stabilization in Autonomous AC Microgrid," *Int. J. Eng. Res.*, vol. V9, no. 04, pp. 82–88, 2020, doi: 10.17577/ijertv9is040072.
- [102] S. Liu, X. Wang, and P. X. Liu, "Impact of Communication Delays on Secondary Frequency Control in an Islanded Microgrid," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 4, pp. 2021–2031, 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2367456.
- [103] N. Pogaku, M. Prodanović, and T. C. Green, "Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 613–625, 2007, doi: 10.1109/TPEL.2006.890003.
- [104] S. Prakash, S. Member, V. Nougain, and S. Mishra, "Adaptive Droop based Control for Active Power Sharing in Autonomous Microgrid for Improved Transient Performance," *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 6777, no. c, pp. 1–1, 2020, doi:

- 10.1109/jestpe.2020.2988712.
- [105] M. H. Andishgar, E. Gholipour, and R. Allah Hooshmand, "An overview of control approaches of inverter-based microgrids in islanding mode of operation," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 80, no. August, pp. 1043–1060, 2017, doi: 10.1016/j.rser.2017.05.267.
- [106] A. Alfergani and A. Khalil, "Modeling and control of master-slave microgrid with communication delay," *2017 8th Int. Renew. Energy Congr. IREC 2017*, no. January, 2017, doi: 10.1109/IREC.2017.7926049.
- [107] A. Alfergani, A. Khalil, and Z. Rajab, "Networked control of AC microgrid," *Sustain. Cities Soc.*, vol. 37, no. November 2017, pp. 371–387, 2018, doi: 10.1016/j.scs.2017.11.010.
- [108] H. R. Baghaee, M. Mirsalim, G. B. Gharehpetian, and H. A. Talebi, "A generalized descriptor-system robust  $H_\infty$  control of autonomous microgrids to improve small and large signal stability considering communication delays and load nonlinearities," *Int. J. Electr. Power Energy Syst.*, vol. 92, pp. 63–82, 2017, doi: 10.1016/j.ijepes.2017.04.007.
- [109] A. Mohd, E. Ortjohann, D. Morton, and O. Omari, "Review of control techniques for inverters parallel operation," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 80, no. 12, pp. 1477–1487, 2010, doi: 10.1016/j.epsr.2010.06.009.
- [110] Y. Zhang, H. Ma, and X. Wang, "Impact of varying time-delays and data dropouts on networked control system for inverter parallel operation," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 2590–2594, 2011, doi: 10.1109/IECON.2011.6119718.
- [111] J. Wang, "Varying Time Delays."
- [112] E. A. A. Coelho *et al.*, "Small-Signal Analysis of the Microgrid Secondary Control Considering a Communication Time Delay," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 10, pp. 6257–6269, 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2581155.
- [113] P. P. I. Karafyllis, M. Malisoff, F. Mazenc, *Recent Results on Nonlinear Delay Control Systems*. 2016.
- [114] G. Besancon, D. Georges, and Z. Benayache, "Asymptotic state prediction for continuous-time systems with delayed input and application to control," *2007 Eur. Control Conf. ECC 2007*, pp. 1786–1791, 2007, doi: 10.23919/ecc.2007.7068540.

- [115] W. M. and S.-I. Niculescu, “Stability, control and computation for time-delay systems. An eigenvalue based approach,” *Adv. Des. Control*, vol. 27, 2014.
- [116] E. Fridman, “Introduction to Time-Delay Systems: Analysis and Control.” p. 2014.
- [117] A. Germani, C. Manes, and P. Pepe, “A new approach to state observation of nonlinear systems with delayed output,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 47, no. 1, pp. 96–101, 2002, doi: 10.1109/9.981726.
- [118] F. Cacace, A. Germani, and C. Manes, “An observer for a class of nonlinear systems with time varying observation delay,” *Syst. Control Lett.*, vol. 59, no. 5, pp. 305–312, 2010, doi: 10.1016/j.sysconle.2010.03.005.
- [119] T. Ahmed-Ali, E. Cherrier, and F. Lamnabhi-Lagarrigue, “Cascade high gain predictors for a class of nonlinear systems,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 57, no. 1, pp. 221–226, 2012, doi: 10.1109/TAC.2011.2161795.
- [120] N. Kazantzis and R. A. Wright, “Nonlinear observer design in the presence of delayed output measurements,” *Syst. Control Lett.*, vol. 54, no. 9, pp. 877–886, 2005, doi: 10.1016/j.sysconle.2004.12.005.
- [121] F. Cacace, A. Germani, and C. Manes, “A chain observer for nonlinear systems with multiple time-varying measurement delays,” *SIAM J. Control Optim.*, vol. 52, no. 3, pp. 1862–1885, 2014, doi: 10.1137/120876472.
- [122] M. Krstic, “Delay Compensation for Nonlinear, Adaptive, and PDE Systems.” 2009.
- [123] T. Ahmed-Ali, F. Giri, M. Krstic, and M. Kahelras, “PDE based observer design for nonlinear systems with large output delay,” *Syst. Control Lett.*, vol. 113, pp. 1–8, 2018, doi: 10.1016/j.sysconle.2018.01.001.
- [124] N. Bekiaris-Liberis and M. Krstic, “Lyapunov stability of linear predictor feedback for distributed input delays,” *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 56, no. 3, pp. 655–660, 2011, doi: 10.1109/TAC.2010.2092030.
- [125] G. G. Hardy, Littlewood, J., Polya, *Inequalities*. 1934.
- [126] and J. C. K. Gu, V. Kharitonov, *Stability of Time-Delay Systems*. 2003.
- [127] A. Halanay, *Differential equations: stability, oscillations, time lags*. 1966.
- [128] E. Fridman, “Tutorial on Lyapunov-based methods for time-delay systems,” *Eur. J.*

*Control*, vol. 20, no. 6, pp. 271–283, 2014, doi: 10.1016/j.ejcon.2014.10.001.

- [129] A. Seuret, F. Gouaisbaut, and Y. Ariba, “Complete quadratic Lyapunov functionals for distributed delay systems,” *Automatica*, vol. 62, pp. 168–176, 2015, doi: 10.1016/j.automatica.2015.09.030.