

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET
FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme de Master

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Électriques

THÈME

Contrôle Avancé d'un Micro-Réseau AC Autonome

Préparé par :

DOUAOUDI SAID

Jury :

Nom et prénoms	Grade	Qualité
S.HASSAINE	Pr	Président
D. TOUMI	MCA	Encadreur
M. LARBI	Pr	Encadreur
S.BELFEDAL	MCA	Examineur1
S. MARIH	MCB	Examineur2

Année Universitaire 2023/2024

Dédicace

A mes très chers parents pour leur soutien inconditionnel, leur encouragement, et bien sûr pour m'avoir permis de réaliser mes études dans les meilleures conditions, Que dieu leur procure bonne santé et longue vie.

A mes frères et mes sœurs

A mes chères amies

A tous ceux que j'ai connus durant toutes mes études

A tous ceux pour qui je compte et qui comptent pour moi

Je dédie ce travail.

DOUAOUDI. S

Remerciement

Je remercie avant tout Allah, le tout puissant, pour m'avoir donné le courage, la patience, la volonté et la force nécessaire pour accomplir ce travail.

Mes remerciements distingués vont à mes encadreur **Mr LARBI MHAMED** et **Mr TOUMI Djilali** pour leurs compétences professionnelles, leurs gentillesse, leurs aides ainsi que pour leurs précieux conseils accordés durant toute cette période.

Je tiens à remercier les membres du jury d'avoir accepté d'évaluer ce mémoire.

Notations symboliques

Abréviation	Signification
AC	Courant alternatif « Alternating Current ».
DG	Générateur distribué « Distributed Generation ».
MG	Micro-réseau « Micro-Grid ».
PCC	Point de Couplage Commun.
VSI	Onduleur source de tension « Voltage Source Inverter ».
LQ	Linéaire Quadratique.
LQR	Régulateur linéaire quadratique.
KCL	Loi de Kirchhoff du courant.
KVL	Loi de Kirchhoff des tensions.
PI	Correcteur Proportionnel Intégral.
PR	Proportionnel Résonant.
LPF	filtre passe-bas « low pass filter »
IEEE	Institut des ingénieurs électriciens et électroniciens.

Nomenclatures

Symbole	Signification
P	Puissance Active en (W).
Q	Puissance Réactive en (VAR).
S	Puissance Apparente en (VA).
V_{nom}	Tension alternative nominale en (V).
f_{nom}	Fréquence nominale en (Hz).
ω_{nom}	Fréquence angulaire nominale en (rad/sec).
V_{DC}	Tension du bus continu en (V).
L_f	L'inductance du filtre côté convertisseur en (H).
R_f	Résistance série équivalente en (Ω).
C_f	Capacité du filtre en (F).
R_{cf}	Résistance du filtre en (Ω).
L_l	Inductance de la ligne côté charge en (H).
R_l	Résistance série équivalente en (Ω).
v_{abc}	Tension de sortie du convertisseur en (V).
i_{abc}	Courant traversant le filtre R_f , L_f côté onduleur en (A).
$i_{c,abc}$	Courant traversant la capacité du filtre en (A).
$v_{f,abc}$	Tension de la capacité du filtre en (A).
$i_{o,abc}$	Courant côté charge en (A).
v_{labc}	Tensions au point PCC en (V).

ω_{nv}	Pulsation naturelle pour la boucle de tension.
ξ_v	coefficient d'amortissement pour la boucle de tension.
K_{pv}	gain proportionnel pour la boucle de tension.
K_{iv}	gain intégral pour la boucle de tension.
ω_{ni}	Pulsation naturelle pour la boucle de courant
ξ_i	coefficient d'amortissement pour la boucle de courant.
K_{pi}	gain proportionnel pour la boucle de courant.
K_{ii}	gain intégral pour la boucle de courant.
d	axe direct dans le repère de Park.
q	axe quadratique dans le repère de Park
v_α, v_β	tension dans le repère fixe en (V).
i_α, i_β	courants dans le repère fixe en (A).
v_d, v_q	tension dans le repère tournant en (V).
i_d, i_q	courants dans le repère tournant en (A).
m_p	coefficients de statisme pour la commande P-f/Q-V en (Hz / W).
n_q	coefficients de statisme pour la commande P-f/Q-V en (V / VAR).
m_q	coefficients de statisme pour la commande P-V/Q-f en (Hz / VAR).
n_p	coefficients de statisme pour la commande P-V/Q-f en (V / W).
m_{pp}	dérivée de statisme de fréquence

L_v	partie inductive de l'impédance virtuelle.
R_v	partie résistive de l'impédance virtuelle.
ω_c	fréquence de coupure du filtre LPF.
f_n	fréquence de commutation en (Hz).
t_s	taux de simulation en (s).
A, B, C, D	matrices de la représentation d'état d'un système continu.

Sommaire

Dédicace	I
Remerciement	II
Notations symboliques	III
Nomenclatures	IV
Sommaire	VII
Liste des figures	IX
Liste des Tableaux	XI
Introduction Générale	1
Chapitre 1 Contrôle Primaire Du Micro-Réseau	3
1.1 Introduction	4
1.2 Définition de micro réseau	4
1.2.1 Modes de fonctionnement d'un micro-réseau.....	5
1.2.2 Méthodes de contrôle des micro-réseaux.....	6
1.3 Contrôle de statisme conventionnel	7
1.3.2 Calcul des coefficients de statisme	13
1.3.3 L'impédance virtuelle.....	14
1.3.4 Conclusion	16
Chapitre 2 Contrôle Et Analyse Du Micro-Réseau Autonome	17
2.1 Introduction	18
2.2 Modélisation de micro réseau isolé.....	18
2.2.1 Description et modélisation du système de puissance	18
2.2.2 Modèle mathématique du système.....	19
2.2.3 La représentation dans le repère fixe	20
2.2.4 La représentation dans le dans le repère tournante	23
2.2.5 Contrôle de tension et de courant.....	24
2.2.6 Commande des boucles en cascade	25
2.3 Simulation et interprétation.....	30
2.3.1 Résultats du contrôle dans le repère fixe avec des régulateurs proportionnel-résonnant ..	30
2.3.2 Résultats du contrôle dans le repère tournant avec des régulateurs PI	35

2.4	Conclusion.....	40
Chapitre 3 Contrôle Avancé Du Micro-Réseau Autonome.....		41
3.1	Introduction	42
3.2	Commande optimale	42
3.2.1	Critères d’optimalité de la commande optimale	42
3.2.2	Commande linéaire quadratique	45
3.2.3	Régulateur linéaire quadratique (LQR)	48
3.2.4	Etapes pour réaliser la commande Linéaire Quadratique (LQ)	50
3.3	Contrôle secondaire.....	50
3.4	Simulation et interprétation.....	52
3.4.1	Résultats du contrôle dans le repère tournant avec la commande optimal	52
3.4.2	Comparaison entre la commande optimale et le régulateur PI classique.....	56
3.4.3	Commande optimal avec le control secondaire du micro-réseau	59
3.5	Conclusion.....	61
Conclusion générale.....		62
Références Bibliographiques.....		64
Annexes		68

Liste des figures

Chapitre 1 : Contrôle Primaire Du Micro-Réseau

Figure 1.1: Configuration typique d'un micro-réseau autonome.	4
Figure 1.2: Contrôle hiérarchique – approches par couches.	7
Figure 1.3: Circuit équivalent d'un DG connecté au bus AC.....	8
Figure 1.4: Flux de puissance entre deux sources de tension à travers une impédance inductive.....	8
Figure 1.5: Caractéristique de statisme conventionnel pour un MG AC avec impédance à caractère inductive.....	10
Figure 1.6: Schéma bloc du statisme P-f/Q-E.....	10
Figure 1.7: Flux de puissance entre deux sources de tension à travers: impédance résistive.....	11
Figure 1.8: Caractéristique de statisme conventionnelle pour un MG AC (résistive).	12
Figure 1.9: Schéma bloc de commande des puissances P-E/Q-f.	12
Figure 1.10: Contrôle de statisme avec boucle d'impédance virtuelle.....	15

Chapitre 2 : Contrôle Et Analyse Du Micro-Réseau Autonome

Figure 2.1: Filtre L.....	18
Figure 2.2: Filtre LC	19
Figure 2.3: Filtre LCL.....	19
Figure 2.4: Schéma de la boucle de contrôle des courants et des tensions dans le référentiel stationnaire.	23
Figure 2.5: Schéma détaillé de boucle de courant en cascade.	26
Figure 2.6: Schéma de contrôle de courant en boucle fermée.	27
Figure 2.7: Schéma détaillé de boucle de tension en cascade.....	28
Figure 2.8: Schéma de contrôle de tension en boucle fermée.....	29
Figure 2.9: réponse de la puissance active et la puissance réactive.	31
Figure 2.10: réponse de la fréquence et la tension de sortie du générateur.	31
Figure 2.11: réponse avec zoom des courants i_{α} , i_{β} est leurs références.....	32
Figure 2.12: réponse avec zoom des tensions v_{α} , v_{β} est leurs références	32
Figure 2.13: réponse de la puissance active et la puissance réactive.	33
Figure 2.14: réponse de la fréquence et la tension de sortie du générateur.	33

Figure 2.15: réponse avec zoom des courants i_{α} , i_{β} est leurs références.....	34
Figure 2.16: réponse avec zoom des tensions v_{α} , v_{β} est leurs références.	35
Figure 2.17: réponse de la puissance active et la puissance réactive.	35
Figure 2.18: réponse de la fréquence et la tension de sortie du générateur.	36
Figure 2.19: réponse avec zoom de courant direct et en quadrature.....	36
Figure 2.20: réponse avec zoom de tension direct et en quadrature.	37
Figure 2.21: réponse de la puissance active et la puissance réactive.	38
Figure 2.22: réponse de la fréquence et la tension de sortie du générateur.	38
Figure 2.23 : réponse avec zoom de courant direct et en quadrature.....	39
Figure 2.24: réponse avec zoom de tension direct et en quadrature.	39

Chapitre 3 : Contrôle Avancé Du Micro-Réseau Autonome

Figure 3.1: Schéma bloc de principe d'une commande par retour d'état.	48
Figure 3.2: Schéma fonctionnel du contrôle du statisme avec le control secondaire.	51
Figure 3.3: La réponse de la puissance active et la puissance réactive.....	52
Figure 3.4: la réponse de la fréquence et la tension de sortie de l'onduleur.....	53
Figure 3.5: la réponse avec zoom de courant direct et en quadrature.....	53
Figure 3.6: la réponse avec zoom de tension direct et en quadrature.	54
Figure 3.7: La réponse de la puissance active et la puissance réactive.....	54
Figure 3.8: la réponse de la fréquence et la tension de sortie de l'onduleur.....	55
Figure 3.9: la réponse avec zoom de courant direct et en quadrature.....	55
Figure 3.10: la réponse avec zoom de tension direct et en quadrature.	56
Figure 3.11: réponse avec zoom de tension direct (A gauche : commande optimale, A droite : PI). ..	57
Figure 3.12: réponse avec zoom de tension quadrature (A gauche : commande optimale, A droite : PI).....	58
Figure 3.13: réponse de la fréquence (A gauche : commande optimale, A droite : PI).....	58
Figure 3.14: réponse avec zoom de la tension de sortie du générateur (A gauche : commande optimale, A droite : PI).	58
Figure 3.15: réponse de la puissance active (A gauche : commande optimale, A droite : PI).	59
Figure 3.16: La réponse de la puissance réactive.	59
Figure 3.17: réponse de la puissance active et la puissance réactive.....	60
Figure 3.18: la réponse avec zoom de la fréquence et la sortie de tension du générateur.	60

Annexes

Figure 1 : Circuit de puissance.....	69
Figure 2 : Bloc de control.	69
Figure 3 : Alpha beta transformation.....	70
Figure 4 : Boucle de tension et de courant.....	70
Figure 5 : Les tensions des références.	71
Figure 6 : Modélisation de l'MLI.	73
Figure 7 : l'angle de l'orientation.	73
Figure 8 : tensions des références avec le contrôle secondaire.....	73
Figure 9 : Schéma bloc de contrôle secondaire.	74
Figure 10 : Schéma bloc de «sample/hold ».	75

Liste des Tableaux

Chapitre 1 : Contrôle Primaire Du Micro-Réseau

Tableau 1.1: les valeurs pour les coefficients de statisme et les valeurs de l'impédance virtuelle.	16
--	----

Chapitre 2 : Contrôle Et Analyse Du Micro-Réseau Autonome

Tableau 2.1: Les valeurs pour le circuit de puissance.	21
Tableau 2.2: les valeurs de la régulateur PR.....	22
Tableau 2.3: les valeurs de la régulateur PI.	30

Chapitre 3 : Contrôle Avancé du Micro-réseau Autonome

Tableau 3.1: les valeurs utilisées pour le régulateur PI dans le control secondaire.....	52
--	----

Annexes

Tableau 1 : activation de control secondaire.....	75
Tableau 2 : l'activation de «sample/hold ».	75

Introduction Générale

Dans le contexte énergétique actuel, le réseau électrique conventionnel est surchargé et fait face à des problèmes de coûts d'installation et d'exploitation élevés, de faibles rendements de transmission d'énergie et de pollutions environnementales. En outre, l'évolution constante des changements réglementaires et fonctionnels des services publics d'électricité a conduit à une nouvelle tendance de micro-production d'électricité, appelée micro-réseaux.

Les Micro-réseaux sont des systèmes électriques de petites tailles situées sur le site d'utilisation, conçus pour fournir un approvisionnement électrique fiable et de meilleure qualité à un petit nombre de consommateurs. Ils associent de multiples installations de production locales et diffuses (Générateurs photovoltaïques, mini-éoliennes, micro-turbines à gaz ou à vapeur, piles à combustible, petits générateurs diesel, petite hydraulique, etc.), des installations de consommation, des installations de stockage et des outils de supervision et de gestion de la demande. Ils peuvent être raccordés directement au réseau de distribution ou fonctionner en mode isolé. [1]

Mais ces micro-réseaux doivent être contrôlés pour assurer une répartition équitable et une bonne qualité de l'énergie donne le respect des normes spécifiques, c'est ce qui nous allons étudier dans notre mémoire.

Ce travail traite la modélisation, le contrôle et la simulation du micro-réseau AC autonome à base des convertisseurs de tension à deux niveaux.

Dans le premier chapitre, nous présentons léger résumé sur le micro-réseau, des définitions, les différentes modes de fonctionnement et une présentation simple du contrôle hiérarchique. Une étude détaillée du contrôle primaire (Contrôle de statisme) du micro-réseau est le sujet principal de ce chapitre.

Le deuxième chapitre, est consacré à la modélisation et au contrôle de la tension à la sortie du Générateur distribué et du courant du convertisseur dans le repère de Park stationnaire et dans le repère tournant en synchronisme utilisant des régulateurs proportionnel-résonant et proportionnel-intégrateur. Des résultats de simulation sont interprétés et analysés.

Le troisième chapitre est consacré à la commande optimale et à sa mise en œuvre pour le contrôle de notre système, ainsi qu'à une étude comparative des résultats obtenus avec correspondante au contrôle par PI classique. L'implémentation du contrôle secondaire du micro-réseau avec vérification par simulation de son efficacité est ainsi traitée dans ce chapitre.

Chapitre 1

Contrôle Primaire Du

Micro-Réseau

1.1 Introduction

Dans un monde confronté à des défis énergétiques croissants, les micro-réseaux apparaissent comme une solution prometteuse pour répondre aux besoins énergétiques locaux de manière flexible, résiliente et écologique. Composés de ressources énergétiques distribuées, de dispositifs de stockage et de charges diverses, ces systèmes offrent la possibilité de créer des réseaux énergétiques autonomes et adaptatifs capables de s'adapter aux fluctuations de l'offre et de la demande. Cependant, la conception et la gestion efficaces de ces micro-réseaux nécessitent une modélisation de leurs composants et un contrôle pour garantir leur stabilité et leurs performances.

1.2 Définition de micro réseau

Un réseau électrique est un système complexe. L'analyse et le contrôle d'un tel système se révèlent extrêmement difficiles. Déployer une stratégie de contrôle globale sur le réseau électrique actuel s'avère être un véritable défi. Une solution serait de décomposer le réseau en sous-réseaux interconnectés, appelés les micro-réseaux ou « Micro-grid ». Un micro-réseau peut être défini comme étant un système d'énergie comprenant des producteurs d'énergie distribuée, de multiples charges électriques et des systèmes de stockage. Ils peuvent être exploités en étant connectés à d'autres réseaux (ou au réseau principal) ou sans aucun apport d'énergie de l'extérieur.

Un micro-réseau électrique permet une meilleure gestion de l'énergie circulant dans le réseau en limitant ses pertes, en favorisant la communication entre les différentes entités qui le constituent et en permettant une gestion optimisée de la production d'électricité d'origine renouvelable à l'échelle locale. Il peut être considéré comme un petit réseau de distribution décentralisé qui alimente un petit nombre d'utilisateurs en transportant donc de faibles puissances électriques (voir Fig.1.1). [2]

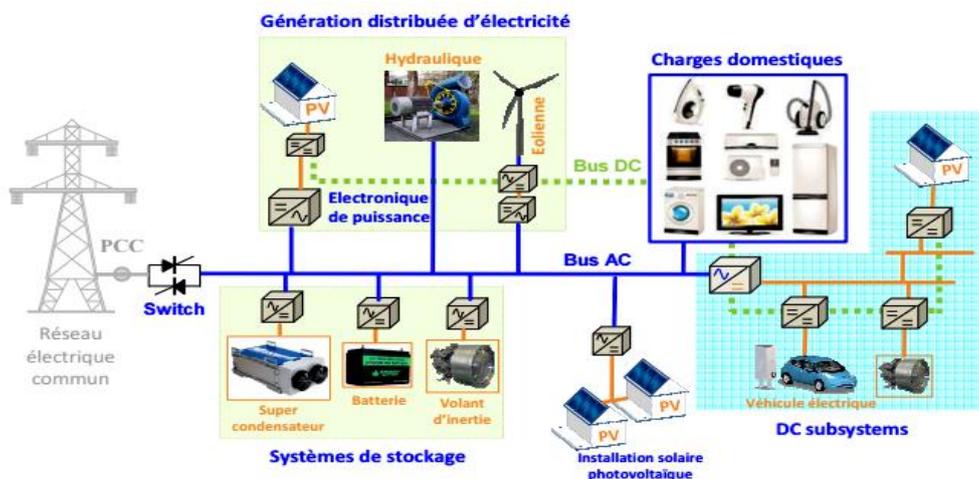


Figure 1.1: Configuration typique d'un micro-réseau autonome. [3]

La particularité qui fait du micro-réseau l'une des solutions les plus étudiée dans le domaine de l'énergie est sa capacité à s'iloter du réseau principal, soit pour des raisons économiques, soit pendant un blackout ou une perturbation. De cette particularité naissent deux grandes familles, micro-réseau avec des fonctionnements et des objectifs très différents : les micro-réseaux connectés et les micro-réseaux isolé.

1.2.1 Modes de fonctionnement d'un micro-réseau

1.2.1.1 Micro-réseau isolé

Les micro-réseaux ilotés, comme leur nom l'indique, ne sont pas connectés à un réseau électrique fort. Ce mode de fonctionnement peut être temporaire, lorsque le micro réseau s'est volontairement déconnecté du réseau principal, où permanent. [4]

Le micro-réseau constituera une structure autonome permettant un flux de puissances entre ses différents éléments.

L'autonomie de ces architectures fait référence aux types de génération non raccordées au réseau électrique commun, mais aussi à leur capacité en puissance et à la gestion décentralisée qu'elles offrent. Cette autonomie réfère aussi au rapprochement que permettent ces structures entre la production et la consommation, ou en effet, un nouvel acteur est considéré, à savoir le consommateur/producteur.

1.2.1.2 Micro-réseau connecté

Les micros réseaux connectés sont directement reliés au réseau local de distribution d'électricité, ils ont l'avantage de pouvoir produire de l'électricité du réseau électrique local ou on peut le définir comme une (ou plusieurs) connexion(s) avec le réseau principal appelée PCC (Point de Couplage Commun) avec un commutateur connexion/déconnexion. [4]

1.2.1.3 Mode de fonctionnement transitoire

Un mode de fonctionnement transitoire fait référence à un état de transition entre une configuration connectée au réseau et un mode insulaire, ou vice versa. Il pose des défis supplémentaires en matière de stabilité de l'approvisionnement en électricité et de protection du réseau et peut se produire pour des raisons intentionnelles ou non-intentionnelles, telles que les contraintes du réseau, la maintenance prédictive ou les problèmes de sécurité.

Dans les micro-réseaux, la déconnexion et la reconnexion au niveau du PCC doivent se faire de manière transparente et aussi rapidement que possible, car il est essentiel que le processus de rétablissement soit fiable avec un minimum de perturbations ou sans perturbations. Pendant le mode de fonctionnement transitoire, il est nécessaire de mettre en place une procédure de synchronisation de l'amplitude, de la fréquence et de la phase de la tension, ainsi que des connexions séquentielles coordonnées des unités de production distribuées, afin de garantir une transition en douceur.

Pour fonctionner dans les deux modes, connecté au réseau et insulaire, le micro-réseau peut être formé uniquement par des unités de formation de réseau, ou en coopération par des unités formatrice de réseau et des unités d'alimentation de réseau, dans lesquelles ces dernières fournissent leur puissance maximale et l'unités formatrice fournit la puissance résiduelle, garantissant un réseau stable tout en vérifiant les conditions du réseau d'utilité pour la restauration. [5]

1.2.2 Méthodes de contrôle des micro-réseaux

D'après la figure 1.2, les couches de contrôle des micro-réseaux utilisant la méthode de contrôle hiérarchique sont décrites dans cette section : primaire, secondaire et tertiaire. Le dispositif est contrôlé par la couche de base, qui offre la réponse la plus rapide, tandis que le système est contrôlé par les couches supérieures, qui fournissent une réponse plus lente [6]. Dans les micro-réseaux, les techniques de contrôle multicouche sont principalement utilisées pour assurer la qualité de l'énergie et éviter les perturbations. Ces techniques incluent la régulation et la stabilité de l'amplitude et de la fréquence de la tension, grâce à des boucles de contrôle qui ajustent le flux de puissance active et réactive, ainsi que des capacités de filtrage, de partage du courant harmonique et de compensation de la puissance réactive. [7]. La méthode de statisme [statisme] est principalement utilisée pour soutenir le fonctionnement simultané de plusieurs sources de tension qui partagent les charges du réseau et préserver la qualité de l'énergie. En ajoutant une inertie virtuelle, la couche du contrôle primaire, assure un partage précis de la puissance entre les onduleurs, reproduisant les caractéristiques physiques des systèmes d'alimentation classiques en régulant l'amplitude de la tension et de la fréquence. Le contrôle secondaire permet de restaurer la valeur nominale de la

tension et les variations de fréquence provoqué par la commande de statisme. Au niveau du PCC, la couche tertiaire assure la gestion du flux d'énergie entre le micro-réseau et le réseau de distribution.

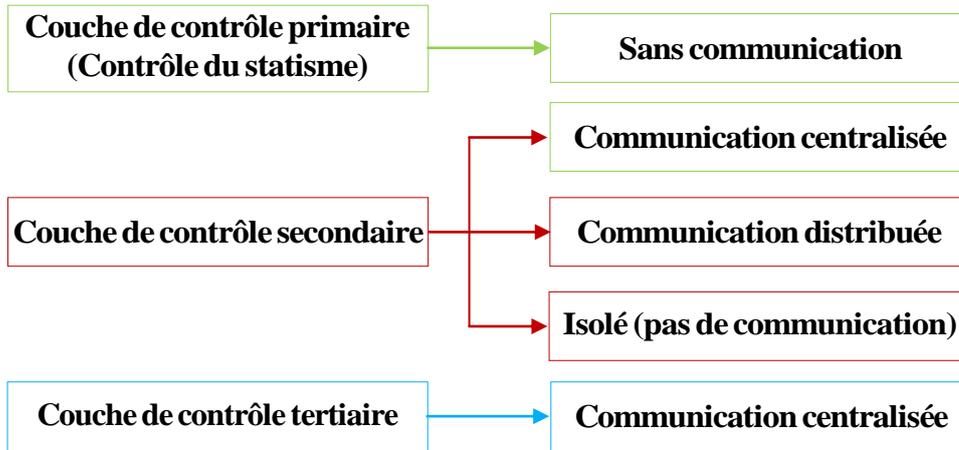


Figure 1.2: Contrôle hiérarchique – approches par couches. [5]

1.3 Contrôle de statisme conventionnel

La méthode de contrôle de statisme conventionnelle basée sur la fréquence et la tension permet aux unités DG de partager la demande de charge sans communication physique mais par l'émulation d'un système d'alimentation traditionnel des générateurs synchrones connectés en parallèle; les impédances équivalentes entre les onduleurs mis en parallèle présentent un rapport R/X élevé. Les puissances active (P_L) et réactive (Q_L) délivrées par l'unité DG, avec la tension E injectée au point PCC à travers l'impédance Z_0 (Figure 3), sont décrites par les équations 1.1 et 1.2 :

La détermination des expressions des puissances fournies par chaque DG élémentaire vers les charges localement installées au bus PCC résulte de l'expression de sa puissance apparente complexe présentée dans la partie suivante:

$$\begin{cases} S = \frac{V}{Z} (E \cos \delta \cos \theta - j \sin \theta E \cos \delta - V \cos \theta + j V \sin \theta + j \sin \delta E \cos \theta + \sin \delta E \sin \theta)^* \\ S = P_L + j Q_L \end{cases} \quad 1.1$$

On obtient les expressions de la puissance active et réactive fournies par le DG au bus PCC.

$$P_L = \left(\frac{EV_0}{Z_0} \cos \delta - \frac{V_0^2}{Z_0} \right) \cos \theta + \frac{EV_0}{Z_0} \sin \delta \sin \theta \quad 1.2$$

$$Q_L = \left(\frac{EV_0}{Z_0} \cos \delta - \frac{V_0^2}{Z_0} \right) \sin \theta - \frac{EV_0}{Z_0} \sin \delta \cos \theta \quad 1.3$$

Où δ est la différence de phase entre l'alimentation et le PCC, souvent appelé l'angle de puissance, et $Z_0 = R_L + jX_L$ est l'impédance entre le générateur et le point PCC.

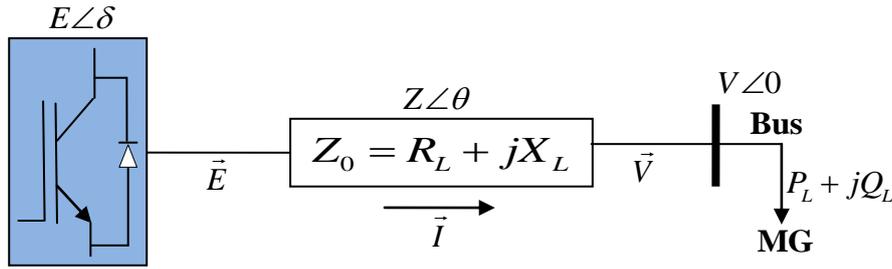


Figure 1.3: Circuit équivalent d'un DG connecté au bus AC.

Deux techniques de commande sont à étudier selon la nature de la l'impédance du DG jusqu'au point de connexion PCC : Impédance à nature inductive ($\theta = 90^\circ$) et Impédance à nature résistive ($\theta = 0^\circ$).

1.3.1.1 Impédance inductive ($\theta = 90^\circ$)

En ignorant le filtre capacitif et la résistance parasite entre l'onduleur et le bus AC dans la Figure 1.3, le circuit équivalent d'un onduleur connecté à un bus AC peut être simplifié comme le montre la Figure 1.4.

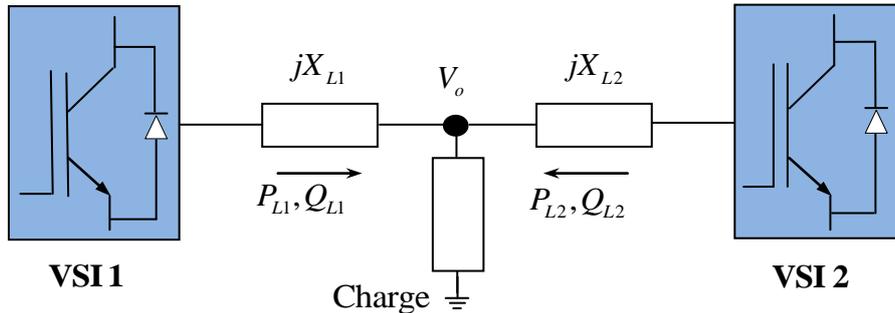


Figure 1.4: Flux de puissance entre deux sources de tension à travers une impédance inductive.

En supposant qu'il n'y a qu'une d'inductance X_L entre l'onduleur et le bus AC :

$$X_L = \omega_0 \sum L = \omega_0 (L_{\text{f}} + L_T)$$

Où L_{f} est l'inductance du filtre, L_T est l'inductance de sortie et ω_0 est la fréquence angulaire fondamentale.

Dans le premier cas ou $\theta = 90^\circ$:

$$\begin{cases} \cos(\theta) = 0 \\ \sin(\theta) = 1 \end{cases} \quad 1.4$$

On remplace 1.4 dans 1.2 et 1.3 on trouve :

$$P_L = VI \cos \theta = \frac{1}{X_L} EV \sin \delta \quad 1.5$$

$$Q_L = VI \sin \theta = \frac{1}{X_L} (EV \cos \delta - V^2) \quad 1.6$$

Où $\cos \theta$ est le facteur de puissance, et δ est l'angle puissance. Dans le cas où l'angle de puissance δ est faible (moins de 0.4 rad, si $\delta > 0.4, \sin(\delta) \approx \delta, \cos(\delta) \approx 1$), on peut supposer que: $\sin \delta \approx \delta$ et $\cos \delta \approx 1$, ainsi, nous pouvons simplifier les équations 1-3 et 1-4 comme suit:

$$P_L = \frac{EV}{X_L} \sin \delta \approx \frac{EV}{X_L} \delta \quad 1.7$$

$$Q_L = \frac{EV}{X_L} \cos \delta - \frac{V^2}{X_L} \approx \frac{V}{X_L} (E - V) \quad 1.8$$

La dérivée partielle des équations 1.7 et 1.8 est donnée par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial P_L}{\partial E} = \frac{V}{X_L} \\ \frac{\partial P_L}{\partial \delta} = \frac{EV}{X_L} \end{array} \right. \delta \quad \& \quad \left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial Q_L}{\partial E} = \frac{V}{X_L} \\ \frac{\partial Q_L}{\partial \delta} = 0 \end{array} \right. \quad 1.9$$

Comme on le voit dans les équations 1.7, 1.8 et 1.9, la puissance active dépend de l'angle de puissance δ et peut être réglée avec l'angle δ de la tension, la puissance réactive dépend de la tension de sortie E et peut être réglée avec l'amplitude de tension E séparément. Ces équations conduisent à l'idée de base du contrôle de statisme.

Afin de réaliser un partage de puissance entre les onduleurs en parallèle, nous pouvons utiliser les caractéristiques de statisme avec la puissance active en fonction de la fréquence (P/f) et la puissance réactive en fonction de la tension (Q/E) comme le montre la Figure 1.5. Les références de la fréquence et l'amplitude de tension du DG peuvent être exprimées comme suit:

$$f = f_n^* - m_p (P - P^*) \quad 1.10$$

$$E = E_n^* - n_q (Q - Q^*) \quad 1.11$$

Où P^* et Q^* sont les sorties des puissances active et réactive (également appelé le point de consigne de puissance) que le DG peut fournir. f_n^* , et E_n^* sont respectivement la fréquence et l'amplitude nominales de tension de sortie; P et Q sont respectivement les puissances active et

réactive à la sortie du convertisseur; f et E sont respectivement la fréquence et la valeur efficace de la tension de référence; m_p et n_q sont respectivement les coefficients proportionnels de statisme pour le contrôle de la fréquence et de la tension.

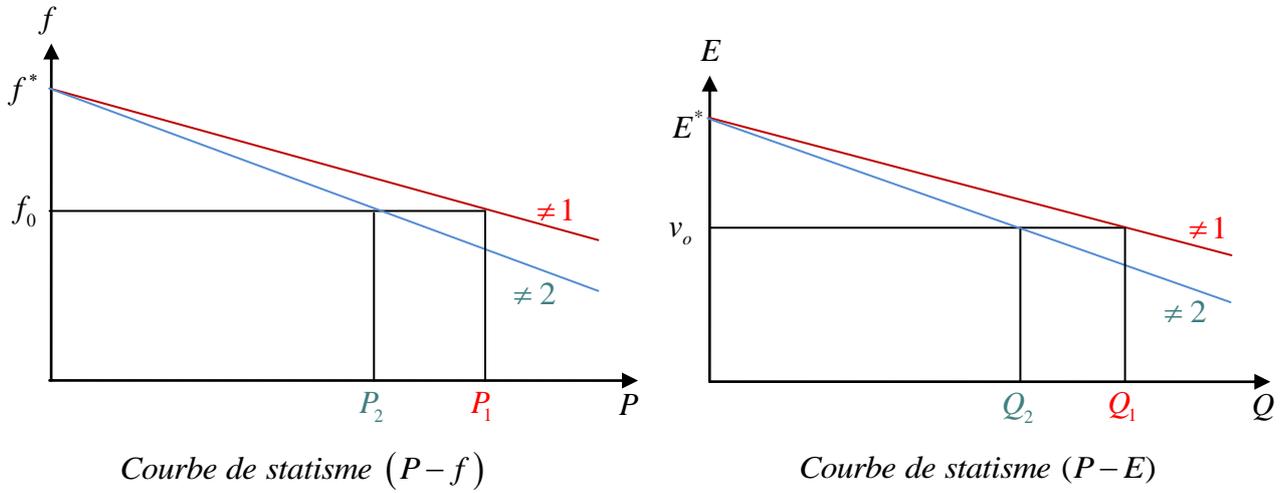


Figure 1.5: Caractéristique de statisme conventionnel pour un MG AC avec impédance à caractère inductive.

Ces coefficients sont choisis en fonction de la puissance active P^* et la puissance réactive Q^* . Le schéma de commande des puissances sur la base des formules 1.10 et 1.11 représentant le principe du statisme conventionnel est représentés sur la Figure 1.6.

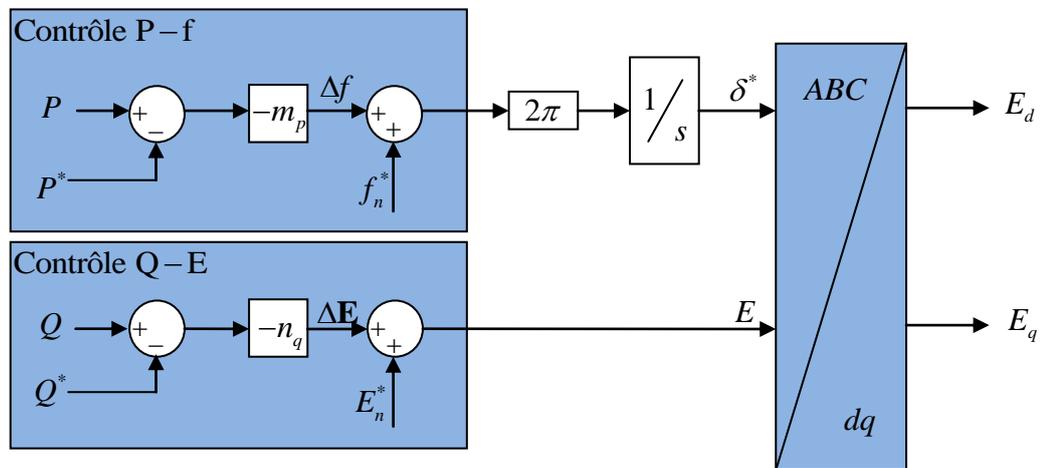


Figure 1.6: Schéma bloc du statisme P-f/Q-E.

1.3.1.2 Impédance résistive $\theta = 0^\circ$

Dans le cas d'un micro-réseau à basse tension, l'impédance équivalente entre deux systèmes DG peut-être résistive ou résistive inductive (avec un transformateur ou une inductance de couplage entre le DG et le MG. Dans cette configuration l'impédance de ligne devient résistive (R_L ne peut plus être négligée) ; comme le montre la Figure 1.7.

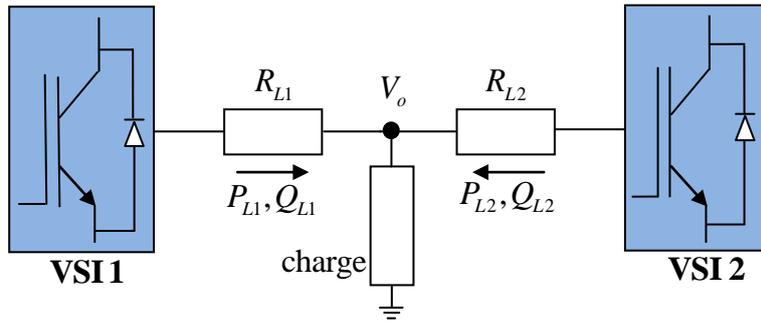


Figure 1.7: Flux de puissance entre deux sources de tension à travers: impédance résistive.

L'inductance de ligne est beaucoup plus faible (peut être ignorée dans certains cas) avec un rapport de R/X élevé et $\theta = 0^\circ$. Ainsi, les équations 1.2 et 1.3 peuvent être réécrites comme suit:

$$P_L = VI \cos \theta = \frac{1}{R_L} (EV \cos \delta - V^2) \tag{1.12}$$

$$Q_L = VI \sin \theta = -\frac{1}{R_L} EV \sin \delta \tag{1.13}$$

Dans le cas où l'angle de puissance δ est faible, on peut supposer que $\sin \delta \approx \delta$ et $\cos \delta = 1$, ainsi, nous pouvons simplifier les équations 1.12 et 1.13 comme suit:

$$P_L = \frac{EV}{R_L} \cos \delta - \frac{V^2}{R_L} \approx \frac{V}{R_L} (E - V) \tag{1.14}$$

$$Q_L = \frac{-EV}{R_L} \sin \delta \approx -\frac{EV}{R_L} \delta \tag{1.15}$$

La dérivée des équations 1.14 et 1.15 est donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial P_L}{\partial E} = \frac{V}{R_L} \\ \frac{\partial P_L}{\partial \delta} = 0 \end{array} \right\} \& \left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial Q_L}{\partial E} = -\frac{V}{R_L} \delta \\ \frac{\partial Q_L}{\partial \delta} = -\frac{EV}{R_L} \end{array} \right. \tag{1.16}$$

Comme on peut le voir d'après les équations 1.14, 1.15 et 1.16, la puissance active P_L est commandée par l'amplitude de la tension du DG; et la puissance P_L n'est pas affectée par l'angle δ . Le flux de la puissance réactive est dominé par l'angle δ ; ainsi, la puissance réactive Q_L peut-être régulée par l'angle de puissance δ , tandis que la variation de l'amplitude de la tension de sortie du convertisseur E a peu d'impact sur la puissance réactive Q_L .

Dans ce cas, nous pouvons utiliser les caractéristiques de contrôle de statisme P/E et Q/f comme le montre la Figure 1.8 pour réaliser le partage de puissance entre les onduleurs connectés en parallèle.

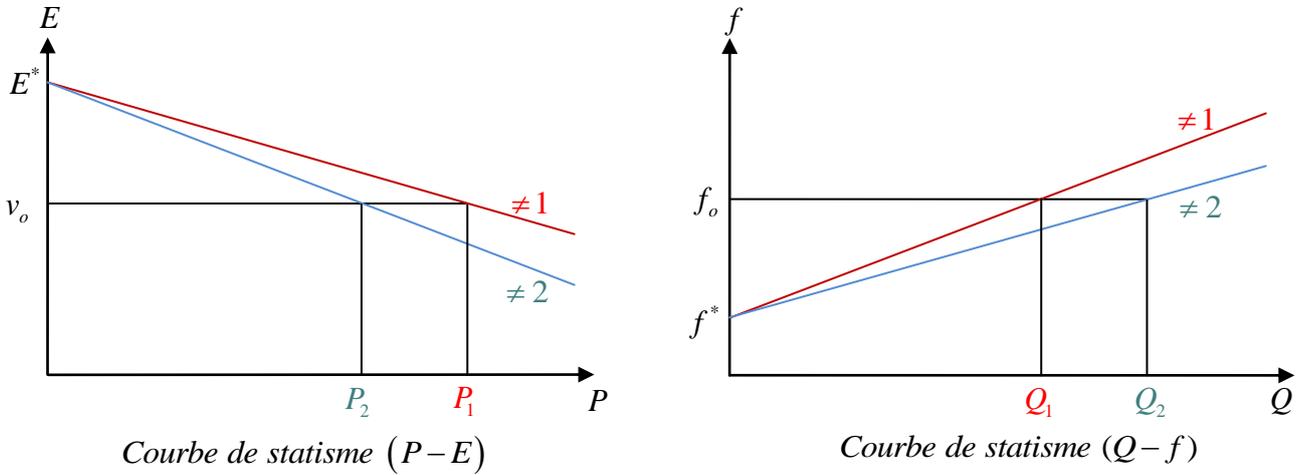


Figure 1.8: Caractéristique de statisme conventionnelle pour un MG AC (résistive).

Ainsi, on peut exprimer les références de l'amplitude de tension du DG de la manière suivante:

$$f = f_n^* + m_q(Q - Q^*) \tag{1.17}$$

$$E = E_n^* - n_p(P - P^*) \tag{1.18}$$

Où n_p et m_q sont les coefficients de statisme de la tension et la fréquence, respectivement. Ces coefficients sont choisis en fonction des puissances de référence P^* et Q^* . Le schéma fonctionnel de commande des puissances sur la base des formules 1.17 et 1.18 est présenté sur la Figure 1.9.

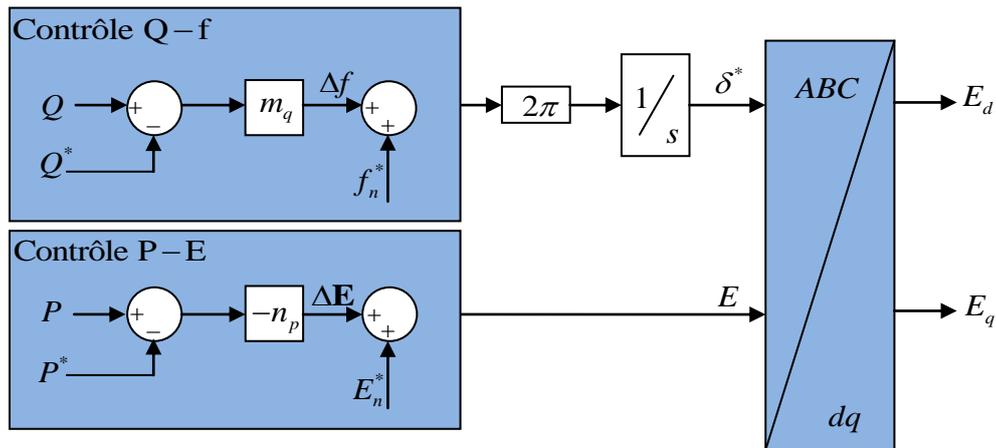


Figure 1.9: Schéma bloc de commande des puissances P-E/Q-f.

1.3.2 Calcul des coefficients de statisme

Les points de consigne dans les équations " 1.10 ,1.11 " et " 1.17 ,1.18 " agissent comme un agent de communication virtuel pour obtenir une performance de partage de puissance correcte entre les différents générateurs distribués pour un fonctionnement autonome. Comme étude de cas pour cette section, les coefficients de partage de puissance sont dimensionnés avec une puissance pour le générateur distribué de 100 kW, la fréquence nominale est 50Hz et l'amplitude de la tension nominale est $V = 230\sqrt{2} V$. La variation de l'amplitude de tension et de fréquence pour le DG suit les limites autorisées par les normes IEEE Std 1547™, (IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems). [8]

Ainsi, le pourcentage de la variation de tension peut varier de 5% au-dessus ou au-dessous de sa valeur nominale, et la fréquence varie de 1% au-dessus ou au-dessous de sa valeur nominale selon les recommandations des normes. Il faut savoir que les écarts de fréquence et de l'amplitude de tension de sortie doivent être limités dans une plage acceptable, à savoir :

$$\begin{cases} |f^* - f| \leq \Delta f_{\max} \\ |E^* - E| \leq \Delta E_{\max} \end{cases} \quad 1.19$$

Où Δf_{\max} et ΔE_{\max} sont les limites maximales acceptables de la variation de la fréquence et de la tension.

Où Δf_{\max} et ΔE_{\max} sont les limites maximales acceptables de la variation de la fréquence et de la tension.

À partir de ces définitions, il est possible de calculer les coefficients des puissances actives et réactives m_p et n_q pour la commande de statisme P-f/Q-E et m_q et n_p pour la commande de statisme P-E/Q-f. Les équations 1.20 et 1.21 montrent le calcul des coefficients de statisme. Dans ce cas P_{\max} est considérée égale à la valeur de la puissance nominale du DG et P_{\min} peut avoir une valeur nulle ou la même valeur de P_{\max} mais avec signal opposé. Il en va de même pour Q_{\max} et Q_{\min} , tout dépend du cas d'utilisation :

$$\begin{cases} m_p = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{P_{\max} - P_{\min}} \\ n_q = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{Q_{\max} - Q_{\min}} \end{cases} \quad 1.20$$

$$\begin{cases} n_p = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{P_{\max} - P_{\min}} \\ m_q = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{Q_{\max} - Q_{\min}} \end{cases} \quad 1.21$$

Pour notre cas le calcul de ces coefficients est donné comme suit :

$$\begin{cases} m_p = \frac{\Delta f_{nom} (Hz)}{P_{\max} (W) - P_{\min} (W)} \\ n_q = \frac{\Delta V_{nom} (V)}{Q_{\max} (VAR) - Q_{\min} (VAR)} \end{cases} \quad 1.22$$

$$\begin{cases} m_q = \frac{\Delta f_{nom} (Hz)}{Q_{\max} (VAR) - Q_{\min} (VAR)} \\ n_p = \frac{\Delta V_{nom} (V)}{P_{\max} (W) - P_{\min} (W)} \end{cases} \quad 1.23$$

$$\text{Où } \Delta \omega_{nom} = 2\pi \cdot \Delta f_{nom}$$

Pour permettre un découplage entre les boucles de régulation des puissances et pour obtenir une injection de puissance de qualité élevée, les puissances active et réactive moyennes correspondantes aux composantes fondamentales sont obtenues par un filtre passe-bas (LPF) dans 1.22 et 1.23 dans lequel ω_c est la fréquence de coupure du filtre.

$$P = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} p \quad 1.24$$

$$Q = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} q \quad 1.25$$

1.3.3 L'impédance virtuelle

Le contrôle de statisme conventionnel a été mis en œuvre avec des réseaux électriques principalement inductifs, la commande de statisme adapté pour les convertisseurs d'électronique de puissance suit la même hypothèse. Cependant, dans les réseaux de distribution cette hypothèse ne tient pas toujours puisque le rapport X/R est généralement plus petit (lignes résistives dominantes). Afin de fournir une plus grande flexibilité de conception pour l'impédance de connexion vue par un générateur distribué [9, 10, 11], une impédance virtuelle Z_v peut être incorporée dans la commande du convertisseur (voir Figure 1.10). Cette impédance virtuelle est additionnée à la véritable

impédance de connexion existante avec un rapport X/R donné pour que le caractère inductive devienne dominant.

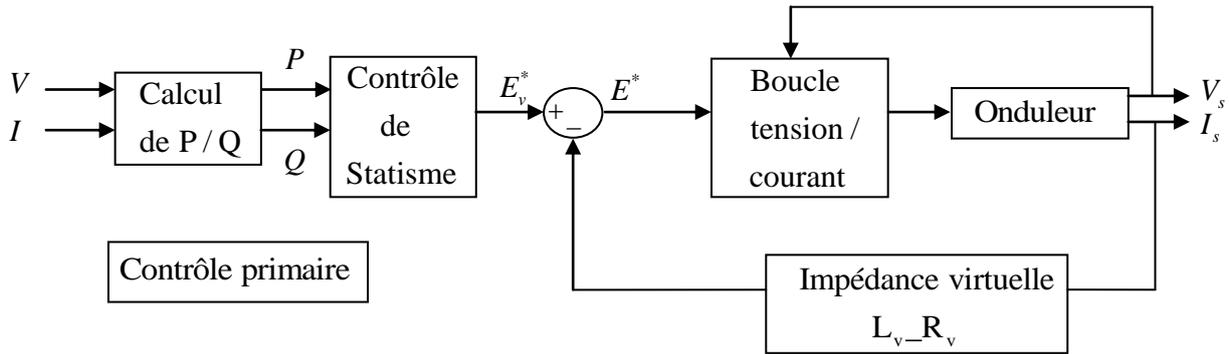


Figure 1.10: Contrôle de statisme avec boucle d'impédance virtuelle.

La valeur de référence de la tension E_v^* ; obtenue par la commande de statisme n'est pas directement utilisée comme valeur de référence pour la tension de sortie du DG, mais cette composante de tension est soustraite du courant de sortie i_t qui est multiplié par l' impédance virtuelle $Z_v(s)$, afin de simuler une chute de tension aux bornes d'une impédance virtuelle et ainsi la tension E^* obtenue est utilisée comme référence pour le régulateur de tension. Dans le cas de référence dans le repère dqo , l'impédance virtuelle peut être modélisée comme suit:

$$\begin{cases} E_d^* = E_{vd}^* + \omega L_v i_{tq} - R_v i_{td} \\ E_q^* = E_{vq}^* + \omega L_v i_{td} - R_v i_{tq} \end{cases} \quad 1.26$$

Ce concept offre la possibilité de modifier l'impédance vue par la connexion d'un générateur distribué à une valeur souhaitée sans pertes supplémentaires. [8]

Ainsi nous devons nous assurer que l'angle de l'impédance virtuelle doit être supérieur à 65° ; pour rendre le caractère inductif dominant, nous l'exprimons avec l'équation suivante:

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{nom} (L_v + L_g)}{R_v + R_g} \right) > 65^\circ \quad 1.27$$

Avec L_g et R_g sont les composants inductifs et résistifs du MG. [12]

Le tableau 1.1 présente les valeurs des coefficients de statisme ainsi que celles de l'impédance virtuelle.

Tableau 1.1: Valeurs pour les coefficients de statisme et valeurs de l'impédance virtuelle.

Acronyme	Valeur	Unités
P_{\max}	100	KW
Q_{\max}	20	KVAR
m_p	$5 \cdot 10^{-6}$	Hz / W
n_q	$287.5 \cdot 10^{-6}$	V / VAR
m_q	$12.5 \cdot 10^{-6}$	Hz / VAR
n_p	$115 \cdot 10^{-6}$	V / W
L_v	1	mH
R_v	0	Ω
ω_c	9.4248	rad/s

1.3.4 Conclusion

En conclusion, les micro-réseaux offrent une solution prometteuse pour la gestion efficace de l'énergie à petite échelle, intégrant diverses sources d'énergie renouvelable. Les différentes techniques de contrôle, telles que la gestion de l'énergie, la coordination des ressources et la gestion de la charge, jouent un rôle crucial dans l'optimisation des performances et la garantie de la fiabilité du système. Dans ce chapitre au début, nous avons parlé un peu sur le micro réseau, modes de fonctionnement est le Contrôle hiérarchique, et on a détaillé sur le contrôle de statisme, le sujet principal du chapitre. Pour le chapitre suivant nous étudierons le contrôle du micro réseau (boucle de contrôle de la tension et du courant).

Chapitre 2

Contrôle Et Analyse Du Micro-Réseau Autonome

2.1 Introduction

Les micro-réseaux autonomes, constitués de diverses sources d'énergie distribuées, sont conçus pour fonctionner de manière autonome, fournissant de l'électricité à des communautés, des zones industrielles ou des régions isolées. Il faut donc un bon contrôle qui peut s'adapter à divers changements pour fournir une énergie de bonne qualité.

La boucle de tension et de courant représente le cœur du contrôle dans ces systèmes, régulant la distribution et le flux d'énergie pour maintenir des niveaux de tension et de courant stables et sécurisés. La tension et le courant sont des paramètres critiques dans la gestion de la qualité de l'énergie, affectant directement la fiabilité du service et la performance des équipements connectés.

2.2 Modélisation de micro réseau isolé

2.2.1 Description et modélisation du système de puissance

2.2.1.1 Filtre de sortie du convertisseur pour le raccordement au MG

Les filtres électriques sont couramment utilisés dans l'interface entre les convertisseurs et le réseau électrique, afin de réduire l'injection des harmoniques dans le réseau.

Principalement, trois différentes topologies de base des filtres sont connues.

➤ D'après la figure 2.1 le filtre L est le filtre le plus simple pour cette application qui fournit une atténuation de -20dB / décade pour les harmoniques de courant. Une fréquence de commutation élevée est donc nécessaire afin de maintenir les inductances à une petite taille avec une dynamique de contrôle rapide.

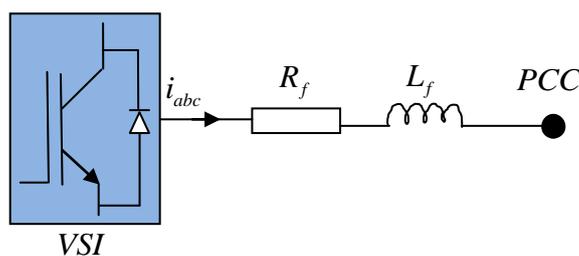


Figure 2.1: Filtre L

➤ Un filtre LC fournit une atténuation de -40dB / décade. Il est relativement facile à concevoir, mais une résonance à $f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_f C_f}}$ peut provoquer des distorsions de la forme d'onde. Un amortissement réel ou virtuel peut réduire les effets de résonance de ce filtre (voir Fig. 2.2)

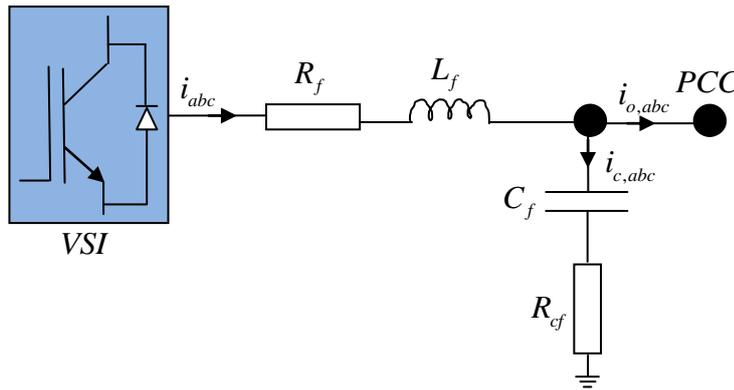


Figure 2.2: Filtre LC

➤ Le filtre LCL ajoute une autre inductance (appelée inductance de couplage) à la configuration du filtre LC, fournissant une atténuation efficace de -60dB / décade (voir Fig. 2.3).

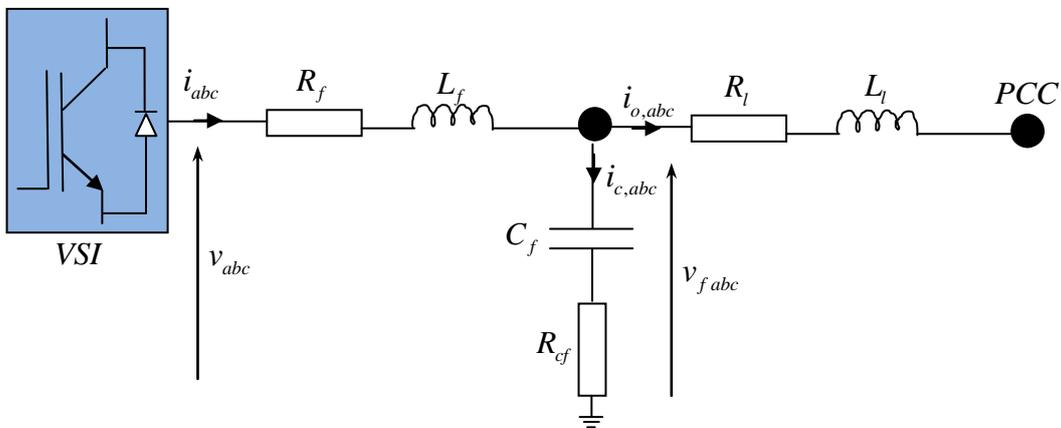


Figure 2.3: Filtre LCL

La structure de l'onduleur source de tension triphasé connecté à un filtre LC est considérée dans le présent chapitre. Les l'hypothèse simplificatrice suivante sont considérées :

- On supposera que la puissance de sortie de la source de tension continue connectée à l'onduleur est constante.
- Ainsi, la dynamique du côté continu de l'onduleur est négligée dans le modèle générique utilisé pour représenter le système.

Nous modéliserons le système dans les deux référentiels statique ' $\alpha\beta$ ' et tournant en synchronisme ' dq '.

2.2.2 Modèle mathématique du système

En appliquant la loi de Kirchhoff du courant (KCL), la relation pour les courants circulant à travers le filtre LC peut être décrit par:

$$i_{abc} = i_{c,abc} + i_{o,abc}$$

2.1

En appliquant la loi de Kirchhoff des tensions (KVL), les tensions peuvent être décrites par les équations suivantes:

$$v_{abc} = R_f i_{abc} + L_f \frac{di_{abc}}{dt} + v_{f,abc} \quad 2.2$$

$$\frac{dv_{f,abc}}{dt} = \left(\frac{1}{C_f} \right) i_{c,abc} + R_{cf} \frac{di_{c,abc}}{dt} \quad 2.3$$

$$v_{f,abc} = R_l i_{abc} + L_{l,abc} \frac{di_{l,abc}}{dt} + v_{l,abc} \quad 2.4$$

La tension de l'onduleur v_{abc} , est synthétisée en utilisant une modulation de largeur d'impulsion, et le filtre LC agit comme un filtre passe-bas pour filtrer les harmoniques de commutation.

Dans le repère triphasé abc, les grandeurs de phase sont sinusoïdales [8], Dans la suite, nous développons le modèle du système dans les deux repères fixe et tournante ($\alpha\beta$) en synchronisme (dq).

2.2.3 La représentation dans le repère fixe

Pour plus de simplification dans la modélisation du système en utilisant la transformation de Clark donnée par l'équation 2.5.

$$f_{\alpha\beta}(t) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad 2.5$$

Après transformation et réarrangement en utilisant la matrice de Clarck, les tensions de sortie du convertisseur dans le référentiel $\alpha\beta$ sont données par l'équation 2.6.

$$\begin{cases} v_\alpha = R_f i_\alpha + L_f s i_\alpha + v_{f,\alpha} \\ v_\beta = R_f i_\beta + L_f s i_\beta + v_{f,\beta} \end{cases} \quad 2.6$$

Après l'application de transformation de Laplace, les équations ses courants de sortie de l'onduleur sont :

$$\begin{cases} i_\alpha = \frac{1}{L_f s + R_f} (v_\alpha - v_{f,\alpha}) \\ i_\beta = \frac{1}{L_f s + R_f} (v_\beta - v_{f,\beta}) \end{cases} \quad 2.7$$

Les équations des tensions de sortie du filtre aux bornes du condensateur sont données par:

$$\begin{cases} v_{f,\alpha} = \frac{R_{cf}s+1}{C_f s} (i_\alpha - i_{o,\alpha}) \\ v_{f,\beta} = \frac{R_{cf}s+1}{C_f s} (i_\alpha - i_{o,\beta}) \end{cases} \quad 2.8$$

Si R_{cf} est nulle ou négligeable, l'équation 2.8 devient :

$$\begin{cases} v_{f,\alpha} = \frac{1}{C_f s} (i_\alpha - i_{o,\alpha}) \\ v_{f,\beta} = \frac{1}{C_f s} (i_\alpha - i_{o,\beta}) \end{cases} \quad 2.9$$

Le tableau 2.1 indique les valeurs utilisées pour réaliser le circuit de puissance.

Tableau 2.1: Valeurs des éléments du circuit de puissance.

Acronyme	Valeur	Unités
V_{nom}	230	V
f_{nom}	50	Hz
ω_{nom}	$2\pi \cdot f_{nom}$	rad/s
V_{DC}	800	V
L_f	5	mH
R_f	0.5	Ω
C_f	10	μF
R_{cf}	20	Ω
L_l	1	mH
R_l	65	m Ω

Pour contrôler la boucle de tension et la boucle de courant dans le référentiel $\alpha\beta$, nous utilisons un contrôleur capable de s'adapter à ce repère vu que les grandeurs de référence sont sinusoïdales.

2.2.3.1 Régulateur Proportionnel Résonnant (PR)

Pour contrôler la boucle de courant et la boucle de tension dans le référentiel stationnaire $\alpha\beta$ en utilisant le contrôleur Proportionnel Résonnant (PR). La disposition des commandes du VSI est montrée sur la Fig.2.4. Sur la figure, on peut remarquer que la boucle interne de contrôle est dédiée au contrôle du courant injecté du VSI, tandis que la boucle externe régule la tension de sortie du VSI. L'objectif principal de ces boucles de contrôle est d'obtenir une réponse transitoire rapide et une bonne opérabilité dans les deux modes connectés au réseau et isolé [13]. La fonction de transfert caractéristique de Le contrôleur PR dans le cadre $\alpha\beta$ est illustrée par 2.7 et les deux actions du régulateur sont données par :

$$\begin{cases} P_v(s) = K_{pv} \\ R_v(s) = \frac{K_{iv} 2\zeta_v \omega_{nom} s}{s^2 + 2\zeta_v \omega_{nom} s + \omega_{nom}^2} \end{cases} \quad 2.10$$

$$\begin{cases} P_i(s) = K_{pi} \\ R_i(s) = \frac{K_{ii} 2\zeta_i \omega_{nom} s}{s^2 + 2\zeta_i \omega_{nom} s + \omega_{nom}^2} \end{cases} \quad 2.11$$

Le K_p de gain proportionnel du compensateur a été réglé pour fournir une réponse transitoire efficace, tandis que le gain intégral K_i et le coefficient d'amortissement ζ ont été conçus pour atténuer l'erreur actuelle et améliorer la réponse en régime permanent. [5]

Le tableau 2.2 indiqué les valeurs utilisées pour le régulateur PR.

Tableau 2.2: valeurs des paramètres des régulateurs PR.

Acronyme	Valeur
K_{pv}	0.1
K_{iv}	0.1
ζ_v	0.01
K_{pi}	12
K_{ii}	200
ζ_i	0.1

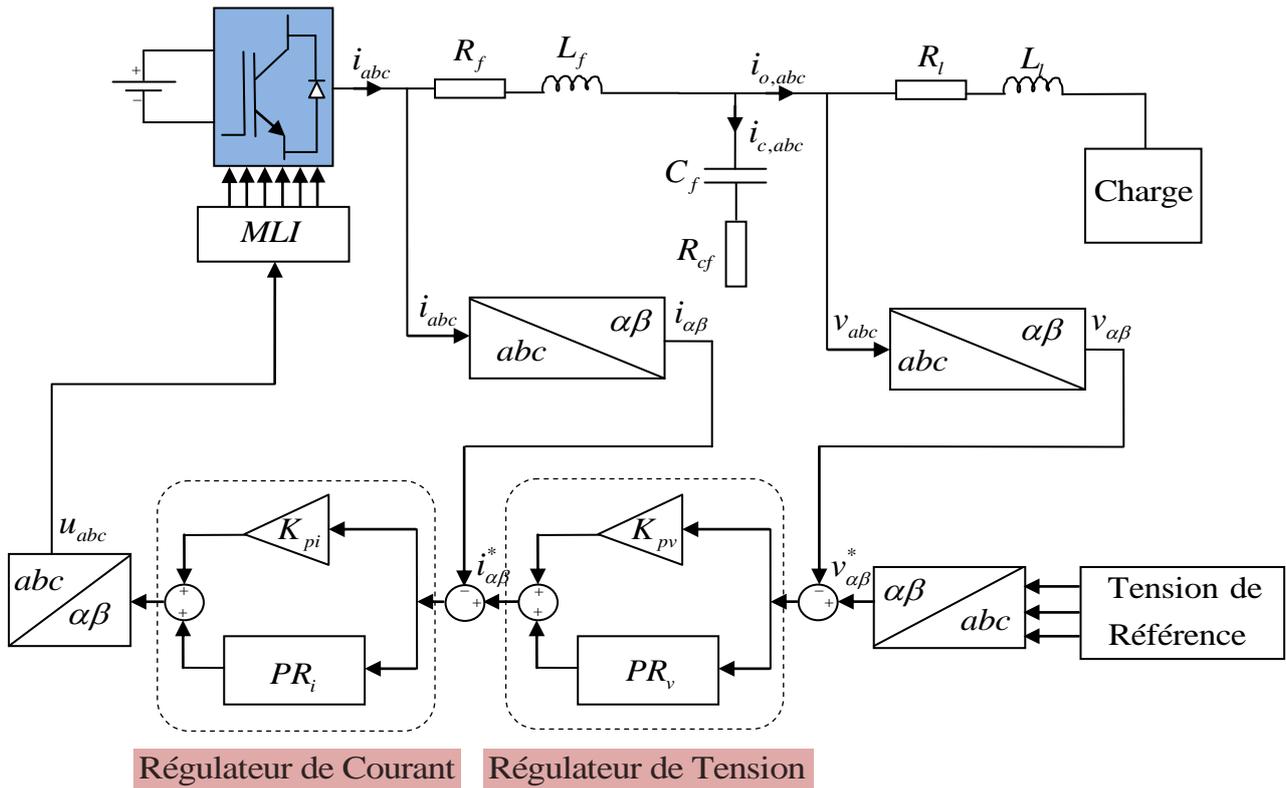


Figure 2.4: Schéma de la boucle de contrôle des courants et des tensions dans le référentiel stationnaire. [13]

La plupart des méthodes traditionnelles de contrôle conçues de réguler les grandeurs de courants et de tensions de façon continue. Pour cela, nous développons le modèle du système dans le repère fixe.

2.2.4 La représentation dans le dans le repère tournante

Dans le cadre référentiel naturel abc , les grandeurs de phase sont sinusoïdales, et donc la plupart des méthodes traditionnelles de contrôle conçues pour réguler des grandeurs de courant et de tension qui sont continues et ne peuvent pas être utilisées directement. Cependant, si le référentiel est mise en rotation en synchrone à la fréquence f , les grandeurs dans repère deviennent constantes. Les équations (2.1)-(2.4) du système peuvent être transformées à partir des composants triphasés abc et être réécrites selon les axes dq . La transformation de Park utilisée est donnée par l'équation 2.12 :

$$f_{dq}(t) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad 2.12$$

Après transformation et réarrangement en utilisant la matrice de Park, on obtient :

Les courants dans le référentiel dq est donnée par l'équation suivante:

$$\begin{cases} i_d = i_{cd} + i_{od} \\ i_q = i_{cq} + i_{oq} \end{cases} \quad 2.13$$

Les équations pour la tension dans le référentiel dq , sont données par:

$$\begin{cases} v_d = L_f s i_d + R_f i_d + v_{fd} - \omega L_f i_q \\ v_q = L_f s i_q + R_f i_q + v_{fq} + \omega L_f i_d \end{cases} \quad 2.14$$

$$\begin{cases} i_{cd} = C_f s v_{fd} - \omega C_f v_{fq} \\ i_{cq} = C_f s v_{fq} + \omega C_f v_{fd} \end{cases} \quad 2.15$$

$$\begin{cases} v_{fd} = R_l s i_{od} + L_l s i_{od} + v_{ld} - \omega L_l i_{oq} \\ v_{fq} = R_l s i_{oq} + L_l s i_{oq} + v_{lq} + \omega L_l i_{od} \end{cases} \quad 2.16$$

En remplaçant (2.15) dans (2.13), et après le réarrangement, on obtient:

$$\begin{cases} i_d = C_f s v_{fd} - \omega C_f v_{fq} + i_{od} \\ i_q = C_f s v_{fq} + \omega C_f v_{fd} + i_{oq} \end{cases} \quad 2.17$$

Avec ω : Pulsation du réseau

2.2.5 Contrôle de tension et de courant

2.2.5.1 Modèle de la boucle de courant

La représentation d'espace d'état de la boucle de courant est comme suit:

$$\begin{cases} \dot{X}_i = A_i X_i + B_i U_i \\ Y_i = C_i X_i + D_i U_i \end{cases} \quad 2.18$$

À partir de l'équation (2.18) et l'équation (2.14) la représentation d'espace d'état de la boucle interne de courant est donnée par:

$$s \begin{bmatrix} \dot{x}_i \\ i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\omega & 0 \\ \omega & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}}^{A_i} \begin{bmatrix} x_i \\ i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \frac{\overbrace{1}^{B_i}}{L_f} \begin{bmatrix} v_d - v_{fd} \\ v_q - v_{fq} \\ v_o - v_{fo} \end{bmatrix} \quad 2.19$$

Le système (2.19) supposé équilibrer, donc la partie homopolaire est nulle et le modèle du courant de la partie alternative du système s'écrit comme suit:

$$s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\omega \\ \omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_d - v_{fd} \\ v_q - v_{fq} \end{bmatrix} \quad 2.20$$

Les termes de $-\omega L_f i_q$ et $\omega L_f i_d$ dans (2.14) représentent un couplage entre les deux équations v_d et v_q . Autrement dit, une variation du courant dans l'axe d (circuit i_d) va créer une variation du courant dans l'axe-q (circuit i_q) et vice-versa.

2.2.5.2 Modèle de la boucle de tension

La représentation d'espace d'état de la boucle de tension est comme suit :

$$\begin{cases} \dot{X}_v = A_v X_v + B_v U_v \\ Y_v = C_v X_v + D_v U_v \end{cases} \quad 2.21$$

À partir de l'équation (2.21) et l'équation (2.17) la représentation d'espace d'état de la boucle interne de tension est donnée par 2.22 :

$$s \begin{bmatrix} \dot{X}_v \\ v_{fd} \\ v_{fq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_v & \\ 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_v \\ v_{fd} \\ v_{fq} \end{bmatrix} + \frac{B_v}{C_f} \begin{bmatrix} U_v \\ i_d - i_{od} \\ i_q - i_{oq} \end{bmatrix} \quad 2.22$$

2.2.6 Commande des boucles en cascade

L'objectif de tout système de contrôle est de faire suivre la réponse du système à une référence donnée et de maintenir la stabilité du système dans une boucle fermée. Cette commande constituée une boucle de tension externe qui fournit la référence du courant et une boucle de courant interne qui fournit les signaux de modulation de l'onduleur. Il est souvent choisi pour contrôler le courant et/ou la tension de sortie des convertisseurs de source de tension dans les micro-réseaux. [14]

2.2.6.1 Structure de contrôle du courant

La boucle de contrôle du courant est responsable des caractéristiques du courant injecté. Il est hautement souhaitable que le courant de l'onduleur soit exempté d'harmoniques d'ordre faible. Les harmoniques de haute fréquence peuvent être éliminés avec le filtre LC ou LCL. Le contrôle du courant correspond à la boucle interne est développé en utilisant une commande de rétroaction standard. La commande du courant par régulateur PI peut être exprimée par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
 e_d^* &= (i_d^* - i_d)(K_{pi} + K_{ii} / s) - \omega L_f i_q + v_{fd} \\
 e_q^* &= (i_q^* - i_q)(K_{pi} + K_{ii} / s) + \omega L_f i_d + v_{fq}
 \end{aligned}
 \tag{2.23}$$

Avec :

e_d^* et e_q^* sont les deux signaux de modulation des composantes de la tension d'axe d et q. Le schéma de principe de la boucle de contrôle de courant est montré par la Figure 2.5. [16]

v_{id} et v_{iq} sont deux signaux anticipatifs qui permettent le découplage de la boucle de contrôle entre les deux courants i_d, i_q .

v_d, v_q sont les deux signaux supplémentaires ajoutés pour annuler l'impact de i_d et i_q le contrôle du courants.

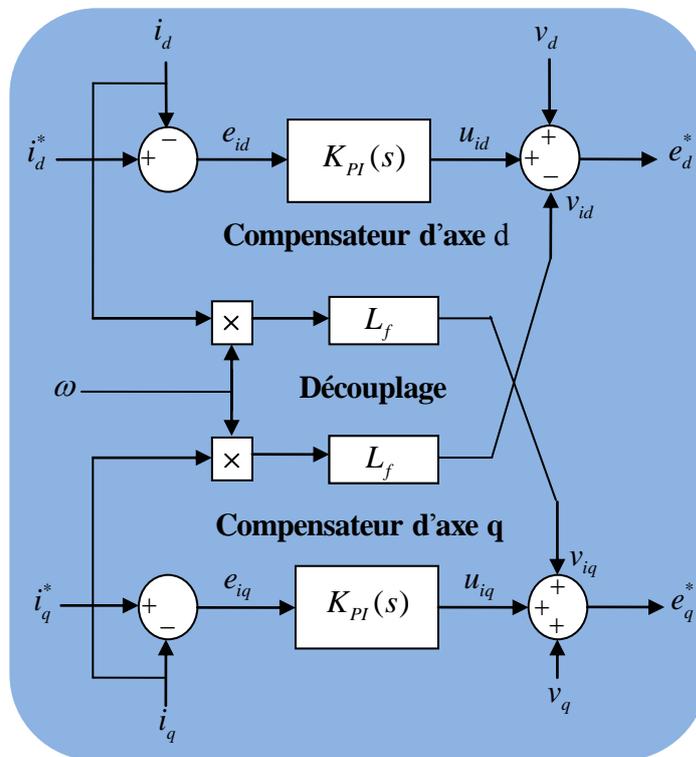


Figure 2.5: Schéma détaillé de boucle de courant en cascade.

2.2.6.1.1 Synthèse du contrôleur PI de la boucle de courant

La fonction de transfert de la boucle de courant d'axe d est représenté par l'équation 2.24.

$$\frac{i_d(s)}{e_d(s)} = \frac{1/L_f}{s + R_f/L_f}
 \tag{2.24}$$

Les deux boucles de contrôle de courants des deux axes d et q peuvent être considérées comme étant similaires, ce qui signifie que les contrôleurs correspondants peuvent également être identiques. La figure 2.6 représente les deux boucles de courants.

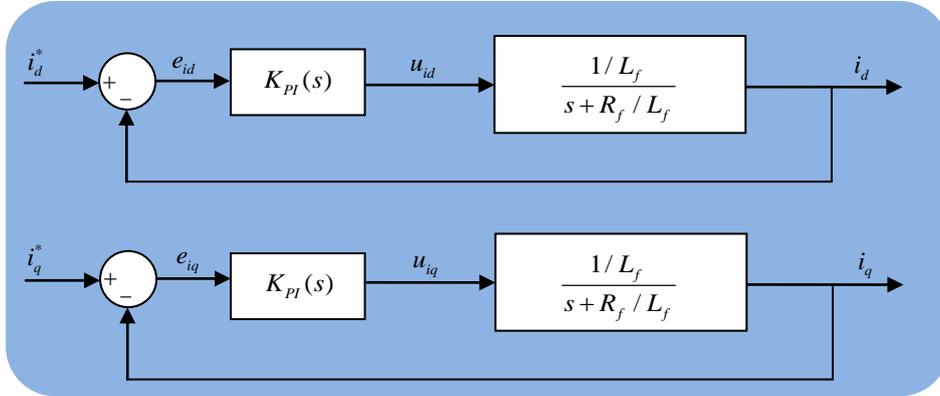


Figure 2.6: Schéma de contrôle de courant en boucle fermée.

La fonction de transfert en boucle fermée pour la boucle de courant est donnée comme suit :

$$\frac{i_d}{i_d^*} = \frac{K_{pi}s + K_{ii}}{s^2 + \frac{R_f + K_{pi}}{L_f}s + \frac{K_{ii}}{L_f}} \tag{2.25}$$

Avec l'identification du système avec un système de 2^{ème} ordre, on obtient :

$$\begin{cases} \omega_{ni}^2 = \frac{K_{ii}}{L_f} \\ \xi = \frac{K_{pi} + R_f}{2L_f\omega_{ni}} \end{cases} \tag{2.26}$$

Les coefficients de régulateur PI seront comme suit :

$$\begin{cases} K_{pi} = 2\xi\omega_{ni}L_f - R_f \\ K_{ii} = \omega_{ni}^2L_f \end{cases} \tag{2.27}$$

On peut choisir les coefficients de ξ_i et ω_{ni} en fonction de la réponse souhaitée.

2.2.6.2 Structure de contrôle de la tension

Dans la majorité des micro-réseaux utilisant des sources d'énergies renouvelables, il est essentiel de réguler la tension afin d'injecter une énergie de qualité. Un contrôleur PI est généralement utilisé pour contrôler la tension externe, en utilisant la commande rétroaction/anticipative standard. Le contrôle de la tension peut être exprimé comme suit:

$$i_d^* = (v_d^* - v_d)(K_{pv} + K_{iv} / s) - \omega C_f v_{fq} + Ki_{0d}$$

$$i_q^* = (v_q^* - v_q)(K_{pv} + K_{iv} / s) + \omega C_f v_{fd} + Ki_{0q}$$
2.28

Avec : K : Le gain anticipatif du courant.

Le schéma de principe de la boucle de contrôle de tension et montrer par la figure 2.7.

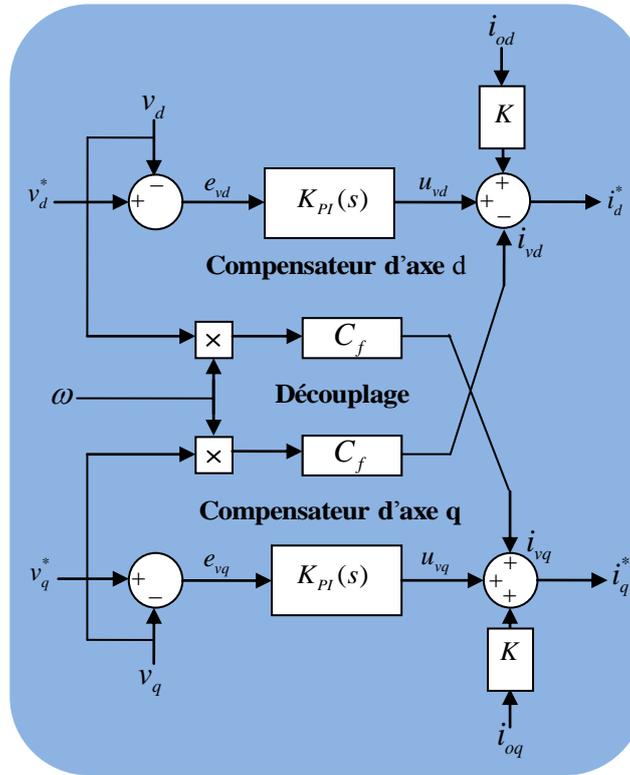


Figure 2.7: Schéma détaillé de contrôle de la tension.

i_{vd} et i_{vq} sont deux signaux anticipatifs qui permettent le découplage de la boucle de contrôle entre les deux tensions v_d et v_q .

i_{od} et i_{oq} sont les deux signaux anticipatifs ajoutés pour atténuer les effets de la dynamique de la charge sur v_d et v_q .

2.2.6.2.1 Synthèse du contrôleur de la boucle de tension

La fonction de transfert de la boucle de tension d'axe d est représenté par l'équation 2.29.

$$\frac{v_d(s)}{i_d(s) - i_{0d}(s)} = \frac{1}{C_f \cdot s}$$
2.29

Comme les contrôleurs des deux boucles de courant sont similaires, aussi les contrôleurs des boucles de tension sont identiques, La figure 2.8 représente les deux boucles de tensions.

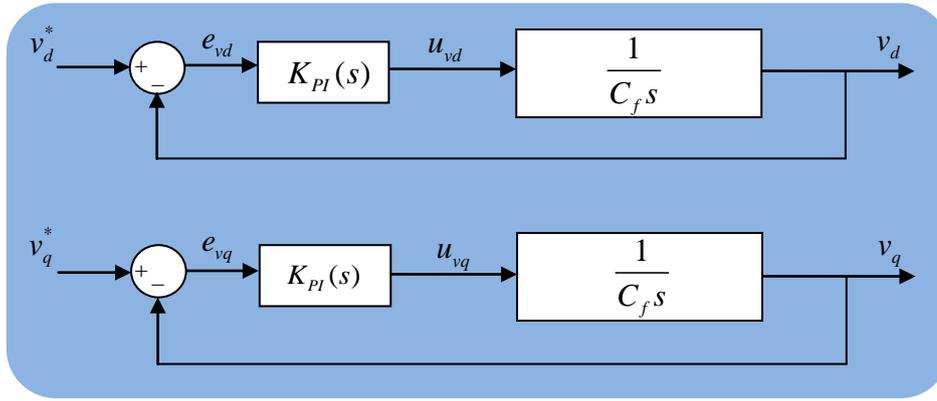


Figure 2.8: Schéma de contrôle de tension en boucle fermée.

La fonction de transfert du régulateur PI de la tension est:

$$K_{PI} = \frac{K_P s + K_I}{s} \tag{2.30}$$

La fonction de transfert en boucle fermée pour la boucle de tension est donnée comme suit :

$$\frac{v_d}{v_d^*} = \frac{\frac{K_{Pv}}{C_f} s + \frac{K_{iv}}{C_f}}{s^2 + \frac{K_{Pv}}{C_f} s + \frac{K_{iv}}{C_f}} \tag{2.31}$$

Avec l'identification du système avec un système de 2^{ème} ordre, on obtient :

$$\begin{cases} \omega_{nv}^2 = \frac{K_{iv}}{C_f} \\ \xi_v = \frac{K_{Pv}}{2C_f \omega_{nv}} \end{cases} \tag{2.32}$$

Les coefficients de régulateur PI obtenus sont :

$$\begin{cases} K_{Pv} = 2\xi_v \omega_{nv} C_f \\ K_{iv} = \omega_{nv}^2 C_f \end{cases} \tag{2.33}$$

On peut choisir les coefficients de ξ_v et ω_{nv} en fonction de la réponse souhaitée. [15]

Le tableau 2.3 indique les valeurs utilisées pour le régulateur PI.

Tableau 2.3: les valeurs de la régulateur PI.

Acronyme	Valeur
ω_{nv}	350
ξ_v	10
$K_{pv} \quad 2\xi_v \omega_{nv} C_f$	0.07
$K_{iv} \quad \omega_{nv}^2 C_f$	1.2250
ω_{ni}	350
ξ_i	30
$K_{pi} \quad 2\xi_i \omega_{ni} L_f - R_f$	34.5
$K_{ii} \quad \omega_{ni}^2 L_f$	612.5

2.3 Simulation et interprétation

On a étudié toutes les simulations avec une charge commun de $P = 10\text{KW}$ et à l'instant $t = 1\text{ s}$, on à appliquer en parallèle une autre charge résistive/inductive et une charge résistive/capacitive.

2.3.1 Résultats du contrôle dans le repère fixe avec des régulateurs proportionnel-résonnant

- Charge branchée à $t=1\text{s}$: $P=10\text{KW}$ et $Q=7\text{KVAR}$

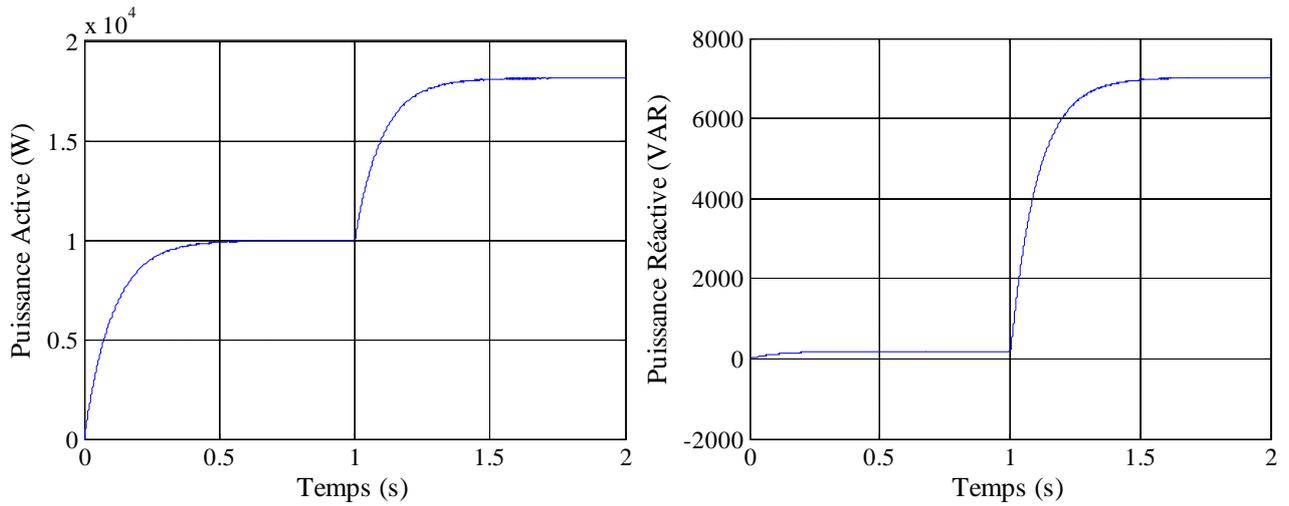


Figure 2.9: réponse de la puissance active et la puissance réactive.

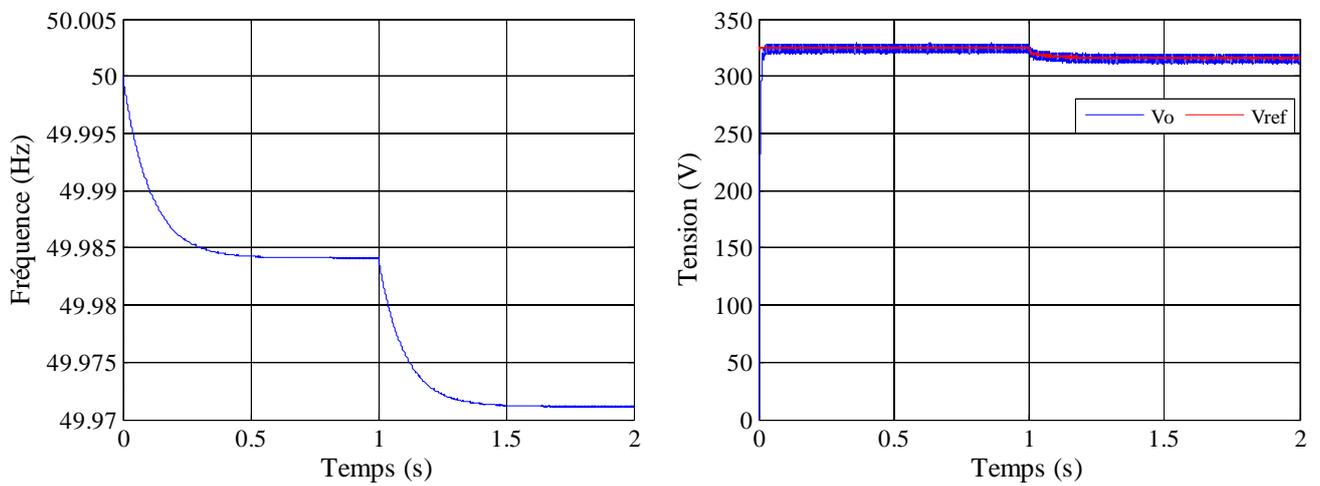
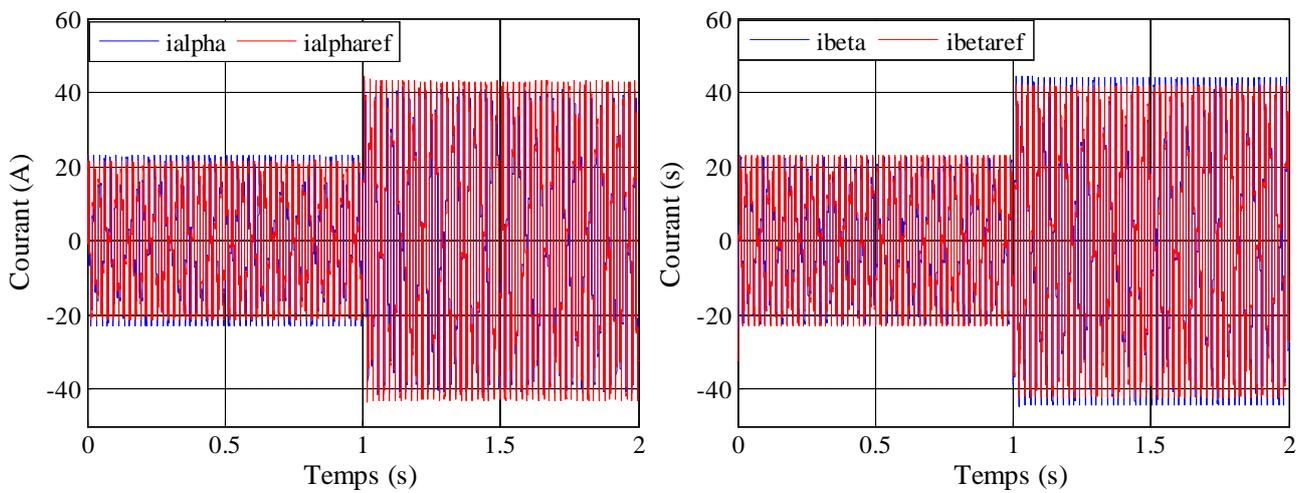


Figure 2.10: réponse de la fréquence et la tension de sortie du générateur.



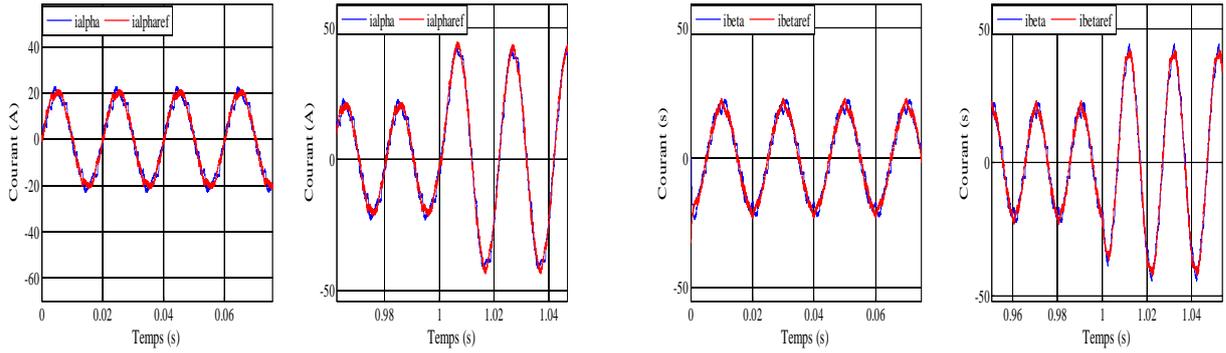


Figure 2.11: réponse avec zoom des courants i_α , i_β est leurs références.

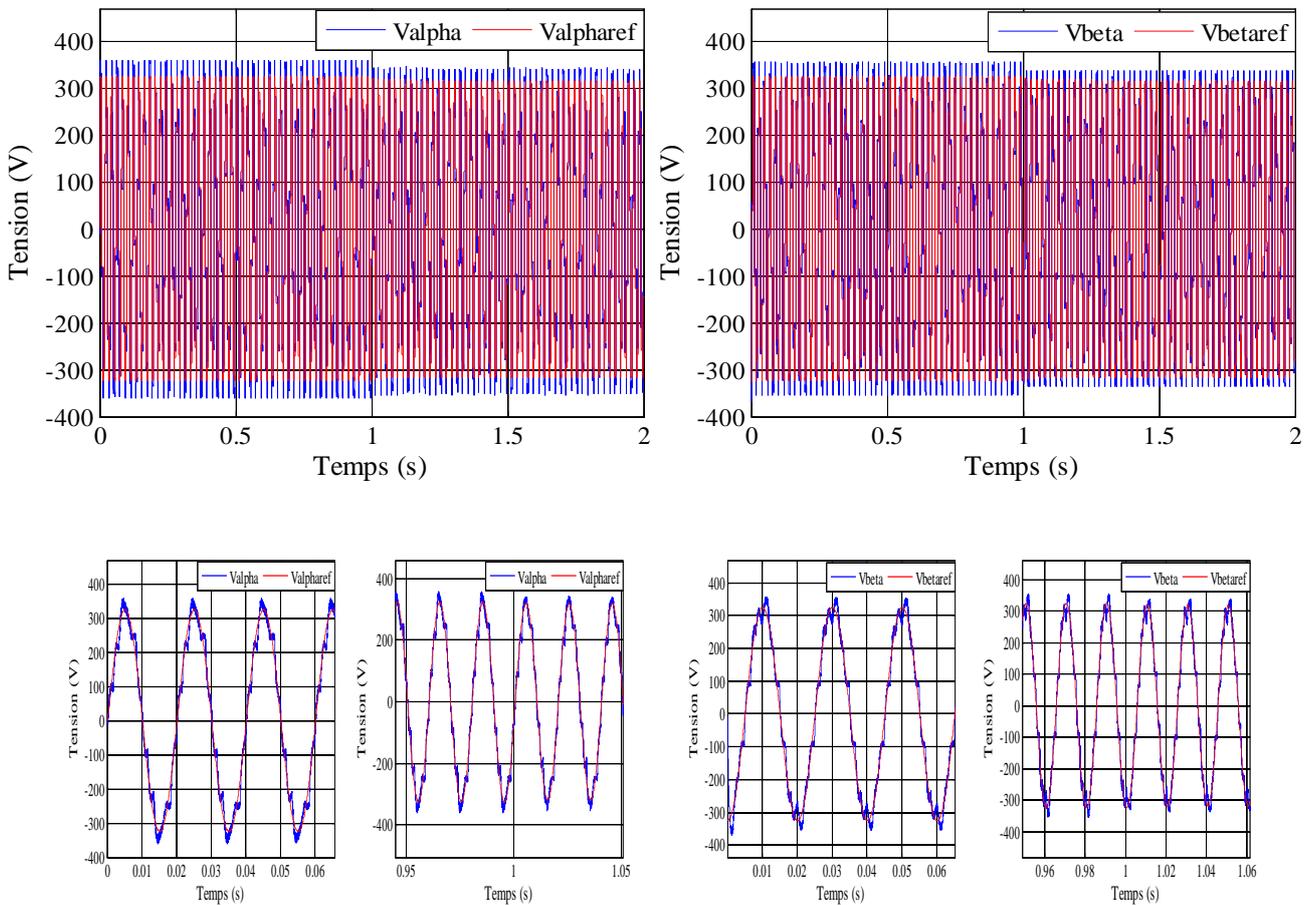


Figure 2.12: réponse avec zoom des tensions v_α , v_β est leurs références

D'après les figures 2.9 et 2.10 nous observons respectivement une relation inverse entre la puissance active P et la fréquence F , ainsi qu'entre la puissance réactive Q et la tension V . Cela est dû à la loi de statisme conventionnelle Pf/QV que nous avons appliquée. La fréquence a diminué depuis le début de la simulation, après le changement de la charge, elle diminue encore. Cela est dû à l'application de la puissance active mais dans les normes de 1%. Au début de la simulation, la tension de sortie n'est pas affectée jusqu'à ce que nous changions la charge et de la présence d'une charge

réactive inductive demandée. Les figures 2.11 et 2.12 montrent que le régulateur PR a parfaitement fonctionné pour que le contrôle des courants et des tensions en suivant leur référence. Mais on remarque des réponses de dynamique lente des puissances, de la fréquence et de la tension de sortie.

➤ Charge branchée à $t=1s$: $P=10KW$ et $Q= -7KVAR$

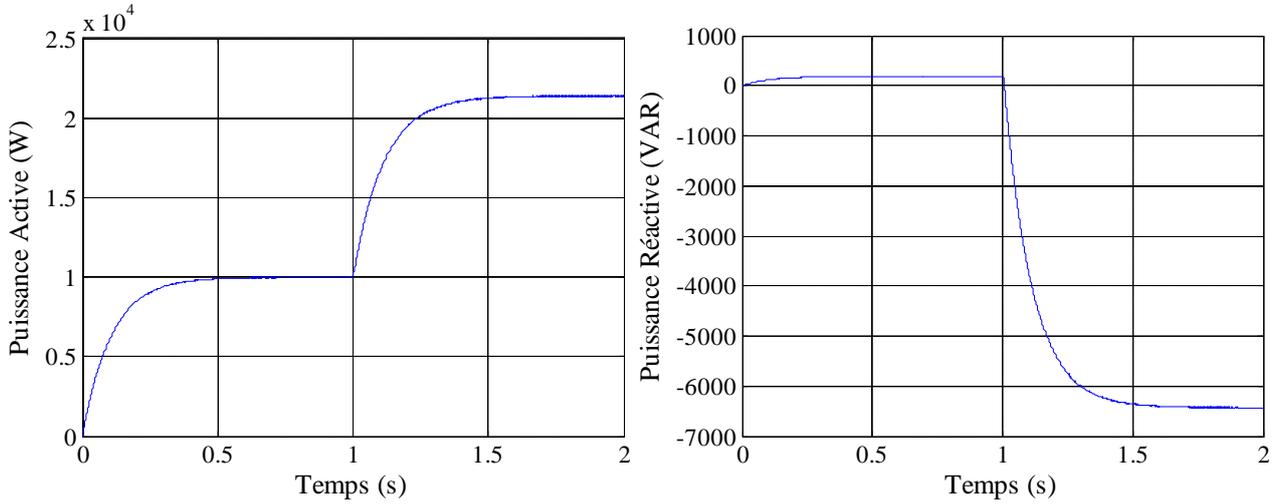


Figure 2.13: réponse de la puissance active et la puissance réactive.

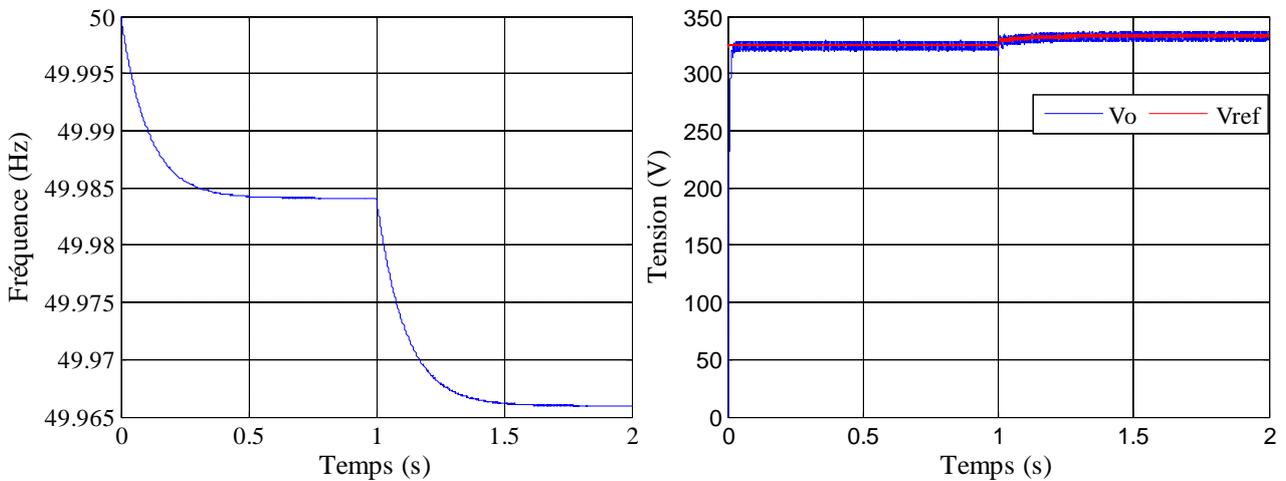


Figure 2.14: réponse de la fréquence et la tension de sortie du générateur.

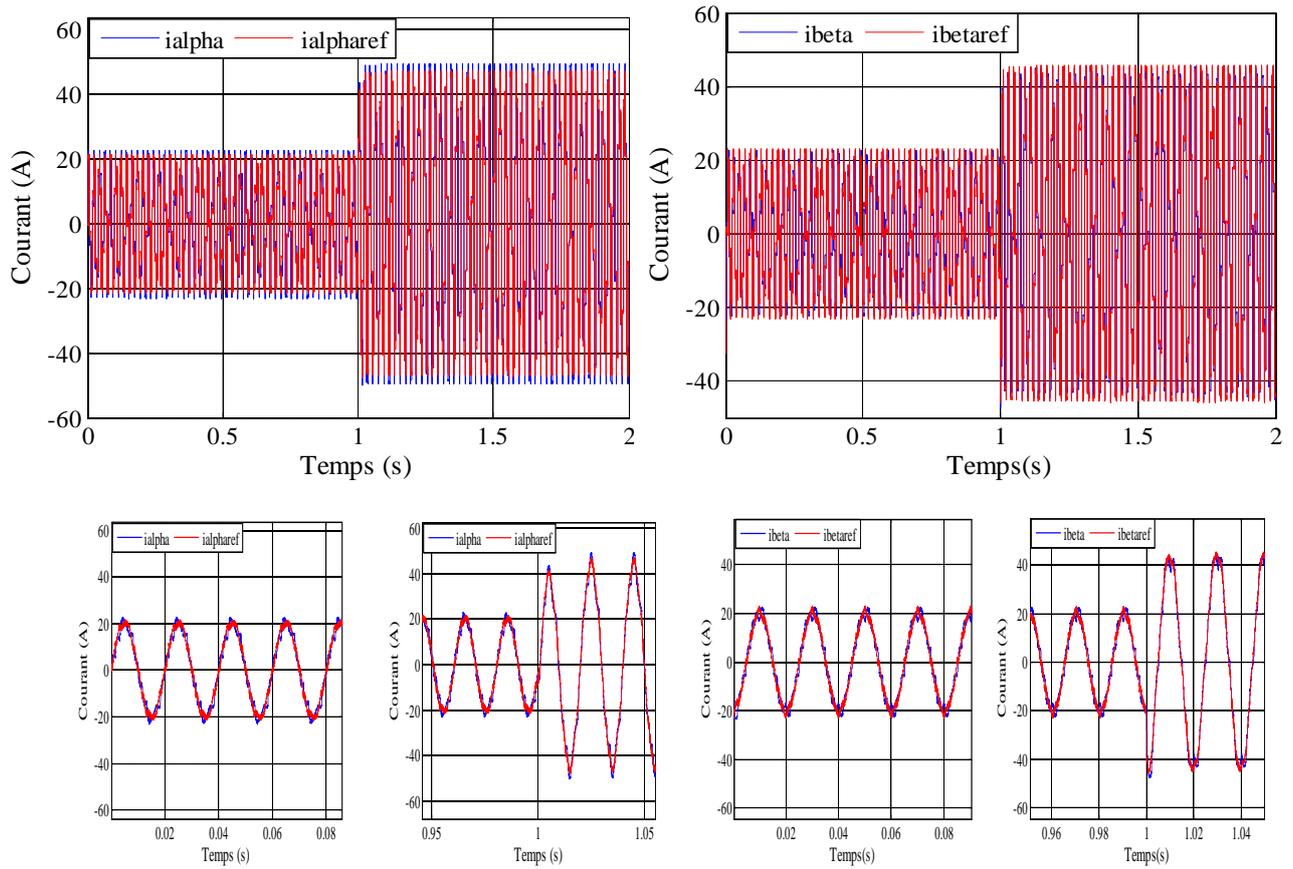
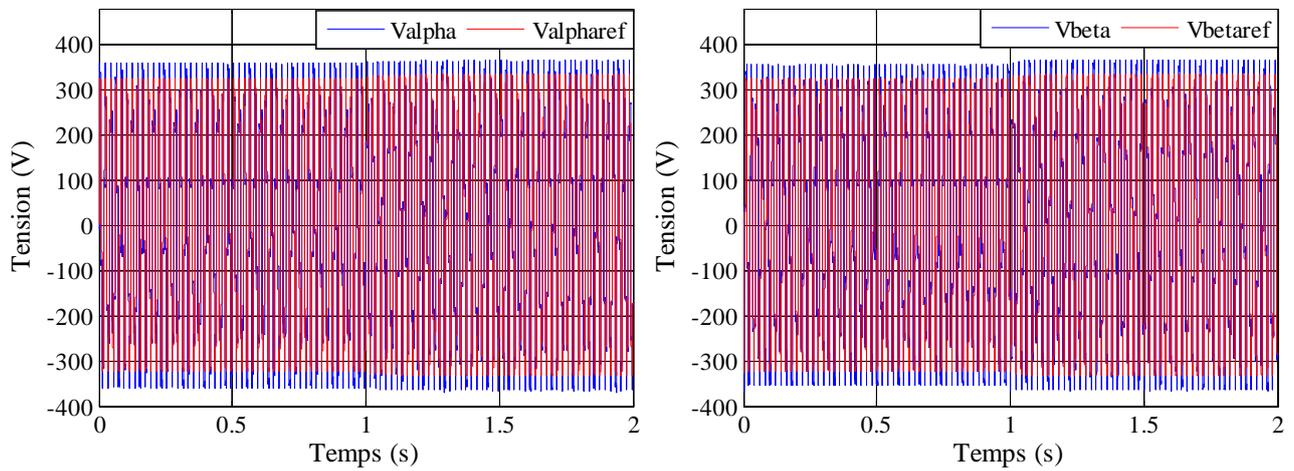


Figure 2.15: réponse avec zoom des courants i_α , i_β est leurs références.



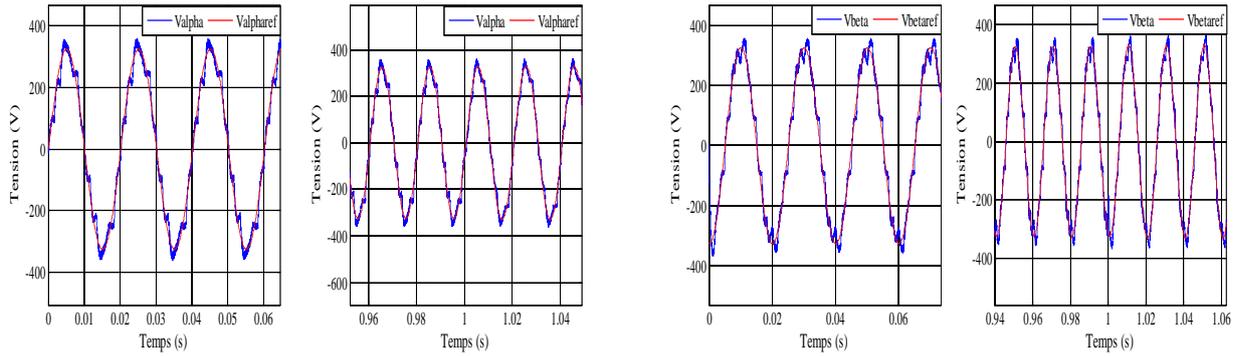


Figure 2.16: réponse avec zoom des tensions v_α , v_β est leurs références.

Comme ce que nous avons constaté dans le cas charge inductive, il en va de même pour le cas de l'application d'une charge à caractère capacitive (voir figures 2.13 et 2.14). La différence est que la tension de sortie a augmenté lorsque nous avons appliqué une charge de nature capacitive. Cette augmentation est dans les limites de 5%.

2.3.2 Résultats du contrôle dans le repère tournant avec des régulateurs PI

➤ Charge branchée à $t=1s$: $P=10KW$ et $Q=7KVAR$

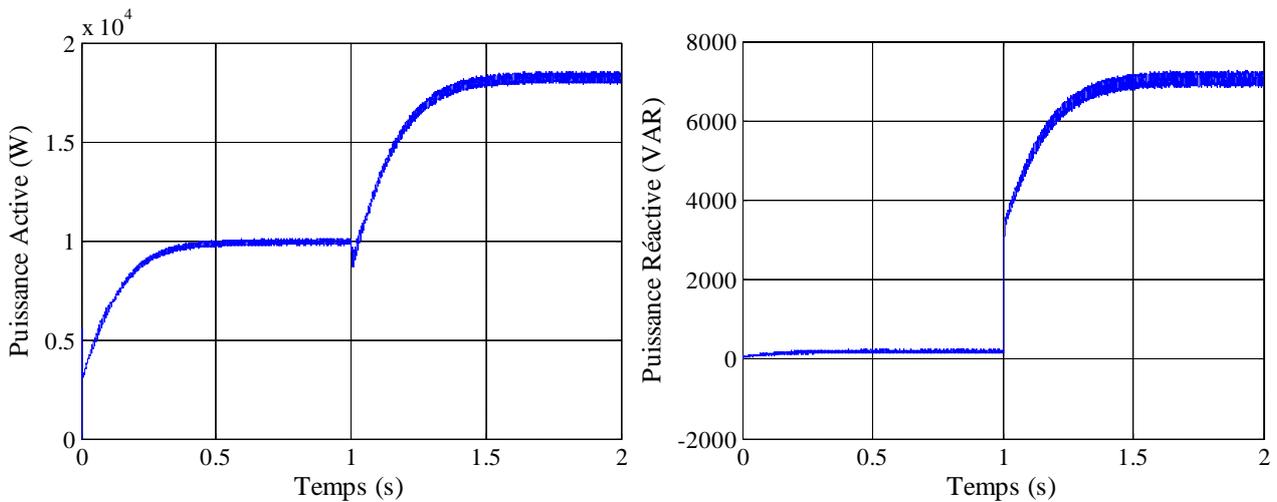


Figure 2.17: réponse de la puissance active et la puissance réactive.

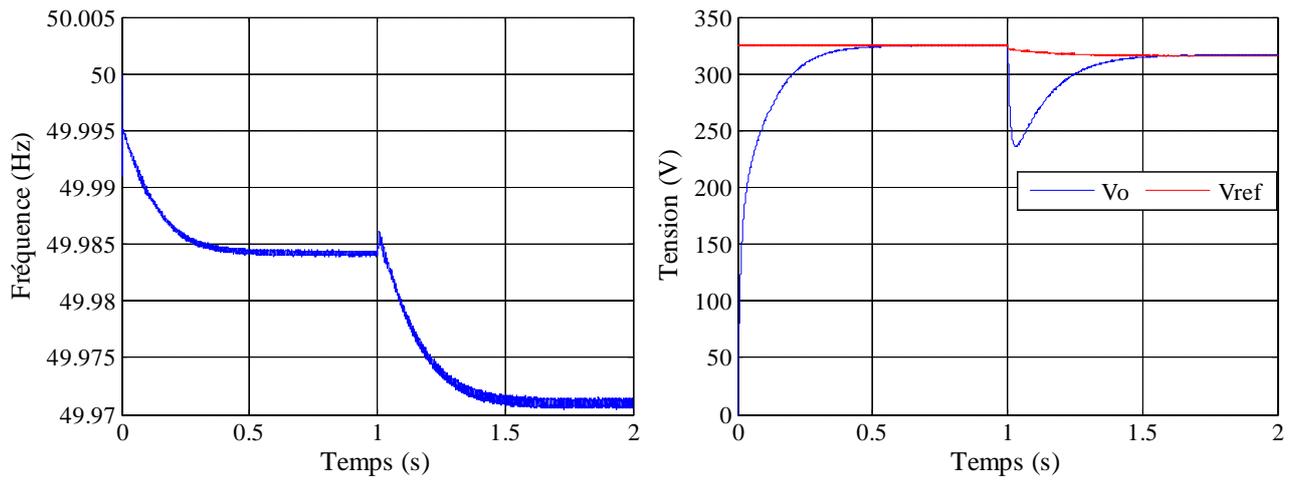


Figure 2.18: réponse de la fréquence et la tension de sortie du générateur.

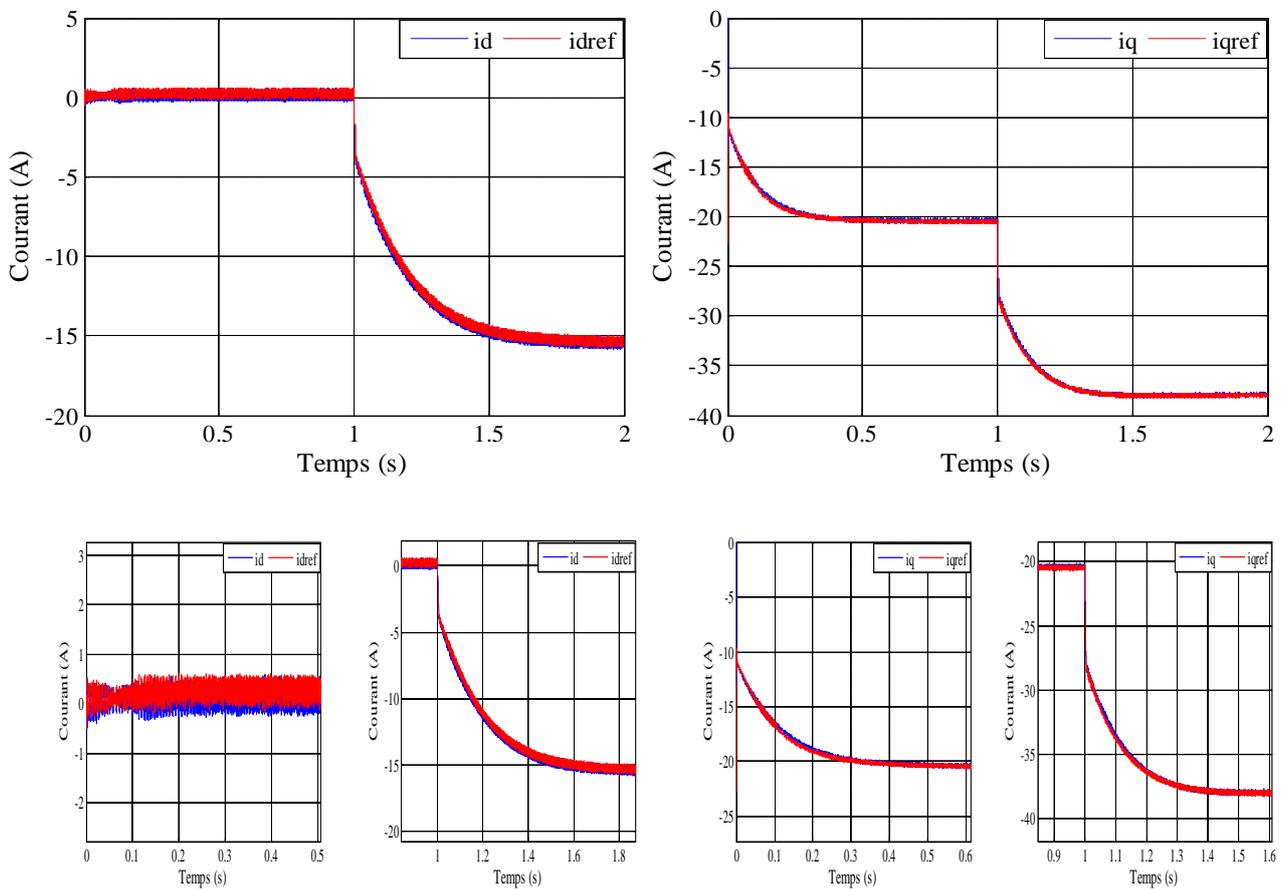


Figure 2.19: réponse avec zoom de courant direct et en quadrature.

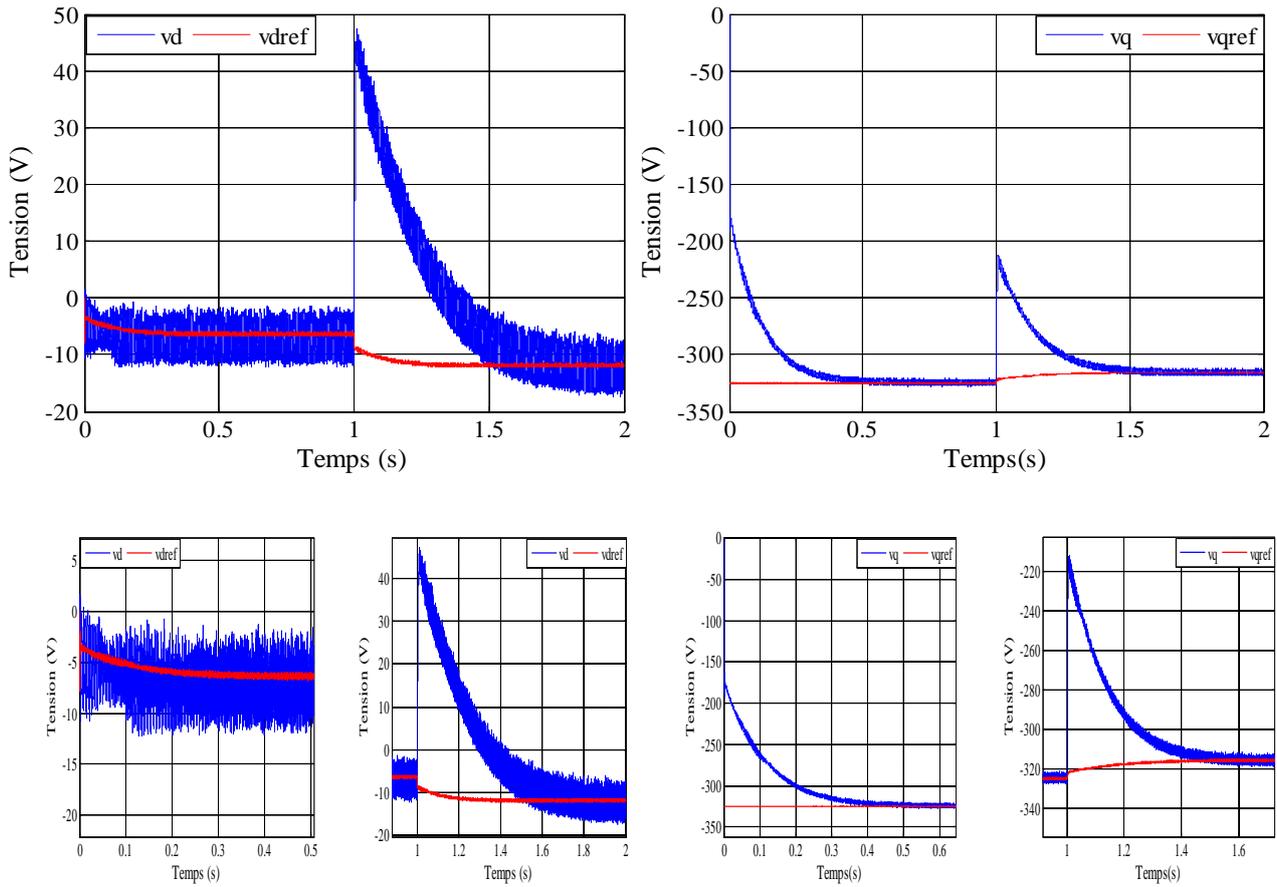


Figure 2.20: réponse avec zoom de tension direct et en quadrature.

Nous devons mentionner que dans tous les cas de simulation suivants, lorsqu'on augmente la puissance active, la fréquence diminue et si le générateur fournit une puissance réactive (charge inductive), la tension de sortie diminue et s'il consomme de la puissance réactive (charge capacitive), la tension de sortie augmente.

D'après les résultats obtenus par simulation (Fig. 2.19 et 2.20), les réponses régulateurs PI sont lentes correspondantes aux puissances, à la fréquence et à la tension. Le boucle de contrôle des courants est plus rapide et réagit plus rapidement aux différents changements.

➤ Charge branchée à $t=1s$: $P=10KW$ et $Q= -7KVAR$

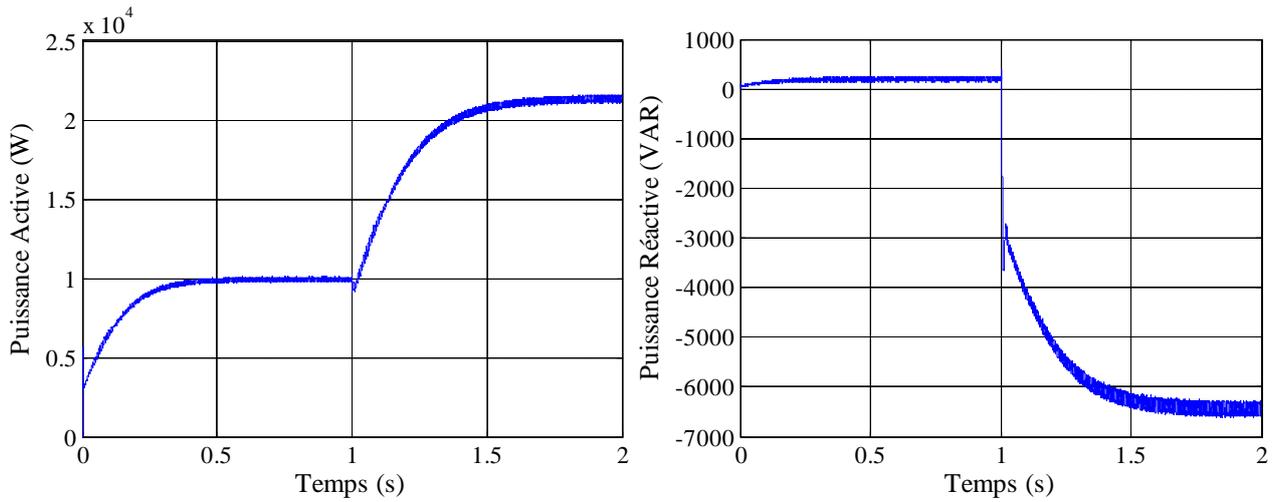


Figure 2.21: réponse de la puissance active et la puissance réactive.

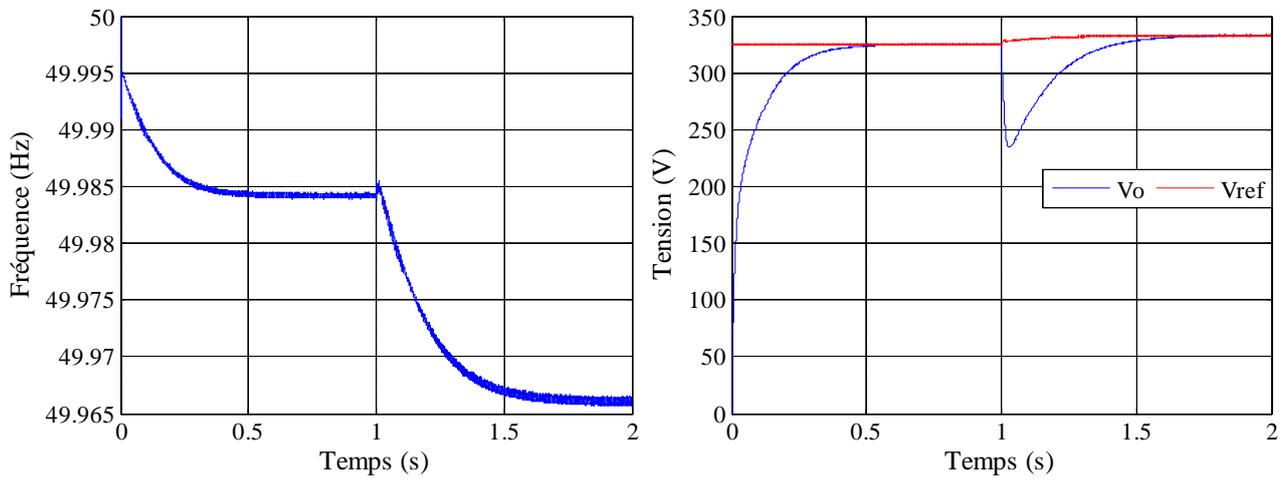
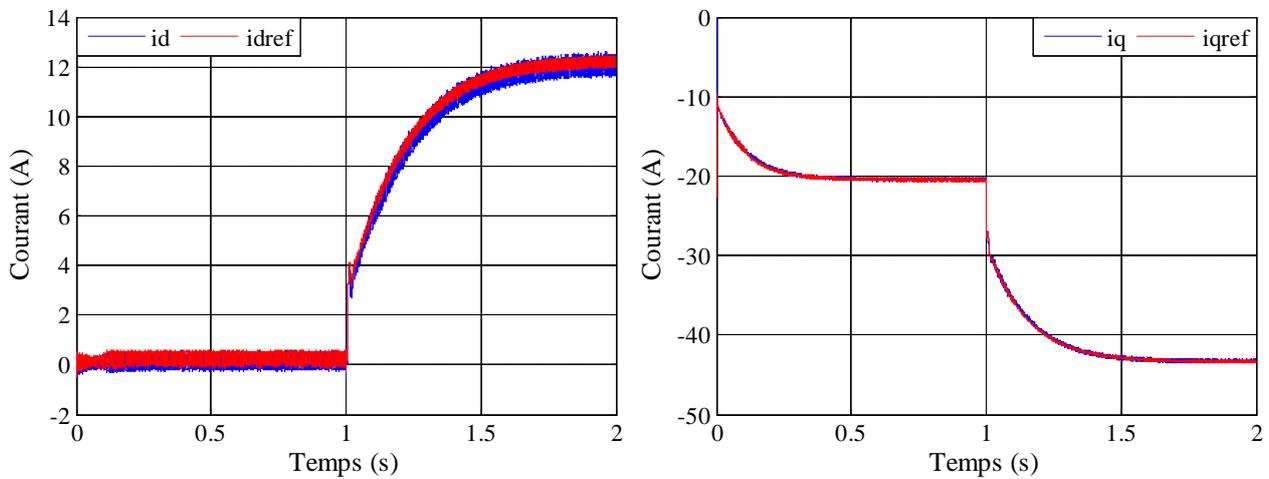


Figure 2.22: réponse de la fréquence et la tension de sortie du générateur.



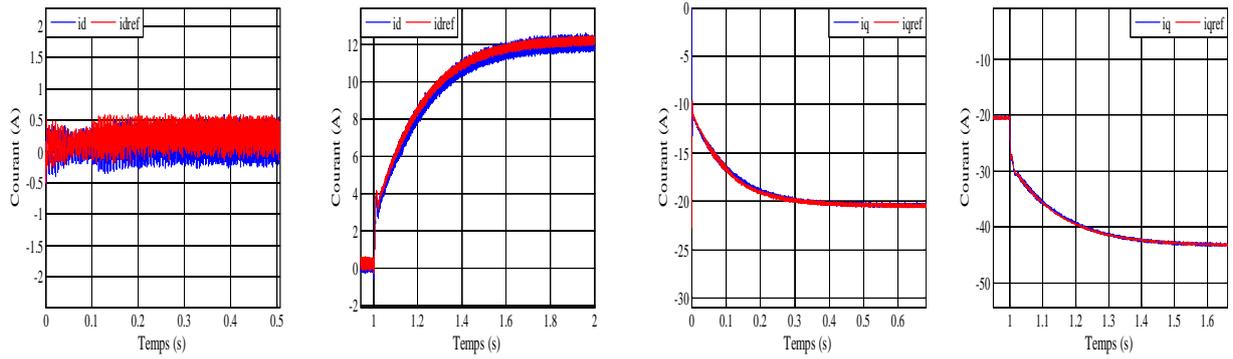


Figure 2.23 : réponse avec zoom de courant direct et en quadrature.

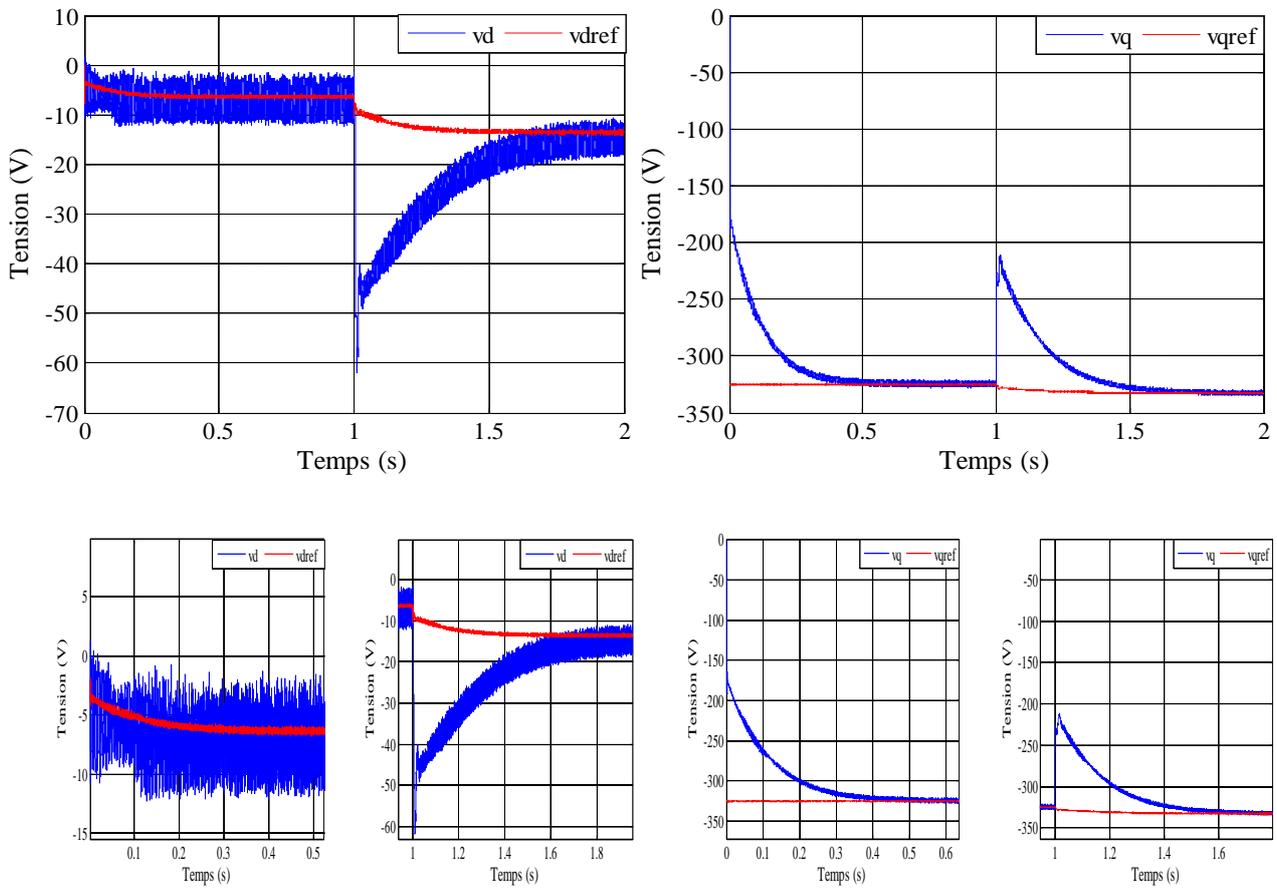


Figure 2.24: réponse avec zoom de tension direct et en quadrature.

Les remarques et constations notées dans le cas précédents sont similaires aux résultats correspondants à l'application d'une charge de caractère capacitive.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié sur le contrôle du micro-réseau isolé, Après avoir mentionné les différentes topologies des filtres. Nous avons modélisé le système dans le référentiel naturel ABC basé sur le filtre LC, Après cela, Nous avons modélisé le système dans les deux repères, Le repère stationnaire et le repère tournante. Dans le repère $\alpha\beta$, la conception du régulateur proportionnel-raisonnant (PR) et le schéma global de contrôle sont présentés. La plupart des méthodes traditionnelles de contrôle conçues de réguler les grandeurs courants et tensions de façon continue, pour cela, nous avons étudié le contrôle du système dans le repère tournant. La méthode de contrôle basée sur deux boucles en cascade avec la conception du contrôleur PI sont détaillées. Les contrôleurs PI n'ont pas fournis des résultats satisfaisants, c'est pourquoi il est important de choisir une commande avancée qui sera la commande optimale qui sera traitée dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Contrôle Avancé Du

Micro-Réseau Autonome

3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent le contrôle par des régulateurs PI est traité, nous passerons dans ce chapitre à un contrôle avancé capable de répondre à divers changements sévères et soudains de la charge afin d'obtenir une meilleure qualité d'énergie possible.

3.2 Commande optimale

L'objectif de la commande optimale contient deux principales orientations. La première orientation vise une énergie minimale tandis que la deuxième cherche à réduire le temps de convergence du système. L'objectif général est de trouver une commande optimale qui minimise un critère qui varie selon l'orientation adoptée.

La commande optimale d'un système non linéaire invariant avec un régulateur linéaire quadratique a évolué de façon importante au cours des dernières années.

Alternativement, en se basant sur les méthodes de retour d'état, le concepteur doit commencer par le placement des pôles afin de trouver les gains de retour d'état. Cette méthode permet de réaliser le comportement désiré du système.

Pour commencer, on positionne le problème en considérant un système à temps continu de représentation d'état. [18]

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad 3.1$$

Sous condition initiale $x(t_0) = x_0$ ou $t \in \mathfrak{R}, u \in \mathfrak{R}^m$ et $x \in \mathfrak{R}^n$. Les signaux u et x sont des fonctions de \mathfrak{R}^m et \mathfrak{R}^n représentant respectivement le vecteur de commande et le vecteur d'état.

Le régulateur en question est appliqué sur un système linéaire, qui peut être représenté par un modèle d'état sous la forme matricielle suite à une linéarisation comme suit:

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad 3.2$$

$$y(t) = Cx(t) + Du(t) \quad 3.3$$

Où le vecteur $y(t)$ représente le vecteur de sortie. A est la matrice de transition d'état, B la matrice de commande. Les matrices C et D sont relatives au vecteur de sortie $y(t)$.

3.2.1 Critères d'optimalité de la commande optimale

Rappelons l'équation du système à temps continu :

$$\dot{x}(t) = f(x, u, t) \quad 3.4$$

Sous condition initiale $x(t_0) = x_0$ ou $t \in \mathfrak{R}, u \in \mathfrak{R}^m$ et $x \in \mathfrak{R}^n$. Les signaux u et x sont des fonctions de \mathfrak{R}^m et \mathfrak{R}^n . Étant donnée la condition initiale et la commande u , l'équation (3.4) définit une trajectoire unique pour l'état x sur l'intervalle temporel $[t_0, t_f]$. [19][20][21]

Soit la famille de critères qui s'écrivent sous la forme :

$$J(x_0, t_0, u) = \theta(x_f, t_f) + \int_{t_0}^{t_f} \phi(x, u, t) dt$$

3.5

Avec $x_f = x(t_f)$

Les fonctions θ et ϕ ainsi que les instants t_0 et t_f sont donnés. Ce critère ne dépend que de x_0 et de u sur $[t_0, t_f]$. Ceci dit, ils existent plusieurs critères dans la littérature, on cite à titre d'exemple: [19] [20]

Plusieurs contraintes autres que l'équation de l'état peuvent intervenir sur la trajectoire de la variable d'état, sans pour autant mettre en cause le critère choisi. On cite à titre d'exemple :

- l'instant final soit imposé ou libre.
- les contraintes peuvent être imposées sur l'état final.
- la commande d'entrée peut appartenir à un ensemble $u \in U \subset \mathfrak{R}^m$.

Ainsi, le problème de la commande optimale consiste à trouver la commande \tilde{u} optimale minimisant $J(x_0, t_0, u)$:

$$\tilde{u} = \min_{u \in U} J(x_0, t_0, u) \tag{3.6}$$

Par la suite on notera la trajectoire optimale \tilde{x} correspondante à la valeur du critère $\tilde{J}(x_0) = J(x_0, t_0, \tilde{u})$

3.2.1.1 Principe d'optimalité de Bellman

On reprend dans cette partie le critère donné par l'équation (3.7) où on considère la commande optimale \tilde{u} sur $[t_0, t_f]$. Le critère optimal est donné par :

$$\tilde{J}(x_0) = \min_{u \in [t_0, t_f]} J(x_0, t_0, u) \tag{3.7}$$

Soit $t_1 \in [t_0, t_f]$. Le principe d'optimalité de Bellman stipule que la trajectoire optimale sur $[t_0, t_f]$ contient la trajectoire optimale sur $[t_1, t_f]$ à la condition initiale $x_1 = x(t_1)$.

Autrement dit :

$$\tilde{J}(x_0) = \min_{u \in [t_0, t_f]} \left(\int_{t_0}^{t_1} \phi(x, u, t) dt + \tilde{J}(x_1) \right) \quad 3.8$$

3.2.1.2 Principe de minimum de Pontriagine

Dans cette partie, on énonce brièvement le principe de minimum de Pontriagine [22]. Pour plus d'information sur sa démonstration, voir. [19]

On considère l'hamiltonien relatif au système :

$$H(x, u, p, t) = \phi(x, u, t) + p^T f(x, u, t) \quad 3.9$$

Avec p l'état adjoint. Le principe du minimum de Pontriagine stipule que la trajectoire optimale minimise l'hamiltonien du système. En d'autres termes :

$$H(\tilde{x}, \tilde{u}, \tilde{p}, t) \leq H(\tilde{x}, \tilde{u}, \tilde{p}, t) \forall u \in U, t \in [t_0, t_f] \quad 3.10$$

Tout au long de la trajectoire optimale, on dispose de diverses équations qui permettent de résoudre le problème de commande optimale. Ces équations sont générées à l'aide du calcul des variations. [22]

En opérant sur les points extrémaux de la solution, on obtient un jeu d'équations appelées équations canoniques de Hamilton. Ces dernières commandent les dynamiques de l'état et de l'état adjoint. En effet :

$$\text{➤ la dynamique de l'état : } \frac{\partial H}{\partial p} = \dot{x} \quad 3.11$$

$$\text{➤ la dynamique de l'état adjoint : } \frac{\partial H}{\partial p} = \dot{p} \quad 3.12$$

Les équations résultantes des conditions initiale et finale en t_0 et en t_f sont appelées équations de transversalité données par :

➤ à l'origine :

$$\left(-H(t_0) + \frac{\partial \theta}{\partial t_0} \right) \delta t_0 + \left(p(t_0) \frac{\partial \theta}{\partial x_0} \right)^T \delta x_0 = 0 \quad 3.13$$

➤ à l'arrivée :

$$\left(-H(t_f) + \frac{\partial \theta}{\partial t_f}\right) \delta t_f + \left(p(t_f) \frac{\partial \theta}{\partial x_f}\right)^T \delta x_f = 0 \quad 3.14$$

Diverses équations additionnelles peuvent être exprimées selon les hypothèses du problème. On peut citer à titre d'exemple :

➤ dans le cas où aucune contrainte n'est imposée sur u :

$$\frac{\partial H}{\partial u} = 0 \quad 3.15$$

➤ dans le cas où H n'est pas une fonction explicite du temps : [18] [19]

$$\frac{\partial H}{\partial u} = \frac{dH}{dt} = 0 \quad 3.16$$

3.2.2 Commande linéaire quadratique

La Commande linéaire quadratique est souvent appelée LQ ou LQR pour « Linear quadratic regulator ». Cette appellation provient du fait que le système est linéaire et que la commande est quadratique.

3.2.2.1 Contrôleur linéaire quadratique à horizon fini

Considérons dans cette partie le problème de commande optimale du système décrit par les équations ci-dessous

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad 3.17$$

On considère aussi l'ensemble des critères s'écrivant sous une forme quadratique comme suit:

$$J(x_0, t_0, u) = \frac{1}{2} x_f^T S x_f + \int_{t_0}^{t_f} (x^T Q(t)x + u^T R(t)u) dt \quad 3.18$$

Où Q , R et S sont des matrices de pondération symétriques définies non négatives et $R > 0$. En écrivant $p = P(t)x$, l'hamiltonien est donné par :

$$H(x, u, p, t) = P^T A(t)x + P^T B(t)u + \frac{1}{2} (x^T Q(t)x + u^T R(t)u) \quad 3.19$$

L'équation (3.23) vérifie les conditions suivantes :

➤ l'équation de l'état adjoint

$$\dot{p} = -\frac{\partial L}{\partial x} = -A^T(t)p - Q(t)x \quad 3.20$$

➤ a condition de transversalité

$$p(t_f) = Sx_f \quad 3.21$$

➤ l'absence de contrainte sur la commande

$$\frac{\partial L}{\partial u} = B^T(t)p + R(t)u = 0 \quad 3.22$$

Ainsi la commande $u = R^{-1}(t)B^T(t)p$

De ce fait, l'équation dynamique du système s'écrit comme suit :

$$\dot{x} = A(t)x - B^T R^{-1}(t)B^T(t)p \quad 3.23$$

On peut réécrire les équations (3.20) et (3.23) sous forme matricielle appelée système hamiltonien :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A(t) & -B^T R^{-1}(t)B^T(t) \\ -Q(t) & -A^T(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ p \end{bmatrix} \quad 3.24$$

Nous écrivons $p = P(t)x$ avec la condition finale $P(t_f) = S$ et en la dérivant, nous obtenons :

$$\dot{p} = \dot{P}(t)x + P(t)\dot{x} \quad 3.25$$

Ainsi l'équation 3.20 s'écrit alors :

$$\dot{p} = -(A^T(t)P(t) + Q(t))x \quad 3.26$$

En intégrant les équations précédentes, l'équation d'état du système, l'équation suivante s'écrit en omettant la référence au temps afin d'alléger les notations

$$(\dot{p} + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q)x = 0 \quad 3.27$$

La solution est obtenue en résolvant l'équation différentielle de Riccati donnée comme suit :

$$(\dot{p} + PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q) = 0 \quad 3.28$$

Par la suite, le critère coût s'écrit alors comme suit :

$$J(x_0, t_0, u) = \frac{1}{2}(x_f S x_f - \int_{t_0}^{t_f} \frac{d}{dt}(x^T P x) dt) \quad 3.29$$

En appliquant la condition de transversalité $S = P(t_f)$ sur le critère, le minimum du critère est donc

$$\tilde{J}(x_0) = J_0(t_0, x_0, \tilde{u}) = \frac{1}{2} x_0^T P(t_0) x_0 \quad 3.30$$

La commande optimale obtenue est identique à un retour d'état donné par :

$$u = -K(t)x \quad 3.31$$

Où

$$K = -R^{-1}B^T P \quad 3.32$$

Cependant, K varie dans le temps. Même dans le cas d'un système à temps invariant, c'est-à-dire que les matrices A, B, Q et R ne dépendent pas du temps, la matrice $P(t)$ reste dépendante du temps dans le cas d'un critère à temps fini.

3.2.2.2 Contrôleur linéaire quadratique à horizon infini

Nous nous intéressons dans cette section aux systèmes multi-variables linéaires à temps variant précédent où le critère est donné par: [24]

$$J(x_0, t_0, u) = \frac{1}{2} \int_{t_0}^{\infty} (x^T Q(t)x + u^T R(t)u) dt \quad 3.33$$

Si le système est stabilisable à tout instant t , on arrive à montrer que ce critère est fini. Ainsi on montre qu'à chaque instant il existe un $K(t)$. D'autre part, sur un horizon infini, l'état final tend vers zéro si le système bouclé est stable.

Dans le cas d'un système linéaire à temps invariant, la commande optimale est exprimée sous forme de retour d'état statique $u = -Kx$ où $K = -R^{-1}B^T P$

P vérifie l'équation algébrique de Riccati donnée par :

$$PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad 3.34$$

3.2.2.3 Minimisation de l'énergie du contrôle

Dans cette section on considère le critère coût J_u représentant la sommation de l'énergie quadratique requise pendant une période déterminée par $\delta t = t_f - t_0$ donnée par: [23]

$$\begin{cases} J_u = \int_{t_0}^{t_f} u^T(t)Ru(t)dt \\ u^T(t)Ru(t) > 0 \end{cases} \quad 3.35$$

La condition de la dernière équation est réalisable, si et seulement si, les deux conditions suivantes sont satisfaites :

- le vecteur d'entrée $u(t) > 0$.
- la matrice de pondération est symétrique définie positive $R > 0$.

Le terme $u^T(t)Ru(t)$ permet de mesurer la consommation de l'énergie du système. Le but du concepteur est de trouver le bon compromis entre la minimisation de ce terme tout en respectant la contrainte de performance. Dans la littérature du domaine de contrôle moderne, l'optimisation de l'énergie est proportionnelle à la diminution du terme J_u .

3.2.2.4 Minimisation de l’erreur du vecteur d’état

Le critère J_e représente dans cette section l’erreur quadratique du vecteur d’état $x(t)$: [23]

$$\begin{cases} J_e = \int_{t_0}^{t_f} e^T(t) Q e(t) dt \\ e^T(t) Q e(t) \geq 0 \end{cases} \quad 3.36$$

Avec, $e(t) = x_d(t) - x(t)$, $x(t)$ représente le vecteur d’état et $x_d(t)$ représente le vecteur d’état désiré.

La condition de l’équation (3.36) est réalisable, si et seulement si, la matrice de pondération Q est définie non négative $Q \geq 0$. Le terme quadratique $e^T(t) Q e(t)$ a été pris en considération afin d’accumuler l’erreur transitoire du vecteur d’état. Ce critère permet de mesurer la performance optimale du système.

3.2.2.5 Minimisation de l’erreur en régime permanent du vecteur d’état

Le critère J_f représente l’erreur minimale en régime permanent du vecteur d’état, il est exprimé par :

$$\begin{cases} J_f = e^T(t_f) S e(t_f) \\ e^T(t_f) S e(t_f) \geq 0 \end{cases} \quad 3.37$$

L’équation 3.37 est réalisée si et seulement si, la matrice de pondération S est symétrique définie positive. Le terme quadratique $e^T(t_f) S e(t_f)$ doit être pris en considération afin de forcer la valeur finale du vecteur d’état de s’approcher du point d’équilibre du système au maximum pour diminuer l’erreur en régime permanent.

3.2.3 Régulateur linéaire quadratique (LQR)

Le régulateur linéaire quadratique se base sur la méthode de retour d’état. La figure 3.1 présente un schéma bloc du régulateur linéaire quadratique. [24]

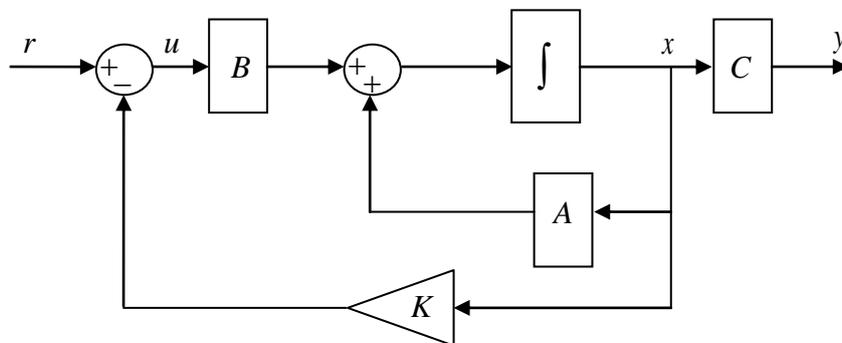


Figure 3.1: Schéma bloc de principe d’une commande par retour d’état. [27]

De point de vue mathématique, le critère de compromis performance-consommation minimal peut être calculé par [24]:

$$J_{\min} = \frac{1}{2} e^T(t_f) S e(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} e^T Q e(t) + u^T(t) R u(t) dt \quad 3.38$$

En supposant que le vecteur d'état désiré est nul $x_d(t) = 0$, l'équation (3.38) devient [25]:

$$J_{\min} = \frac{1}{2} x^T(t_f) S x(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} x^T Q x(t) + u^T(t) R u(t) dt \quad 3.39$$

On rappelle que l'objectif principal est de minimiser le critère de compromis J_{\min} . Il est possible de réaliser cet objectif en utilisant la méthode de calcul des variations maximales et minimales, ce qui nous permet de définir la matrice hamiltonien [22] :

$$H(x, u, \lambda, t) = \frac{1}{2} x^T(t) Q x(t) + \frac{1}{2} u^T(t) R u(t) + \lambda^T(t) [A x(t) + B u(t)] \quad 3.40$$

Où λ est le multiplicateur de Lagrange. L'étape suivante consiste à réécrire le critère J_{\min} sous la forme suivante [25]:

$$J_{\min}^1 = J_{\min} + \lambda^T(t) [A x(t) + B u(t) - \dot{x}(t)] \quad 3.41$$

En nous basant sur l'équation (3-39) et en la substituant dans J_{\min}^1 , on obtient :

$$J_{\min}^1 = \frac{1}{2} x^T(t_f) S x(t_f) + \frac{1}{2} \int_{t_0}^{t_f} [H(x, u, \lambda, t) - \lambda^T(t) \dot{x}(t)] dt \quad 3.42$$

Afin d'avoir la valeur maximale ou minimale du critère de compromis J , il faut satisfaire la condition $\delta J_{\min}^1 = 0$ en opérant sur les paramètres suivants : $x(t), u(t), Q, R$ et S en respectant les relations suivantes [22] :

$$\frac{\partial H}{\partial x} = -\dot{\lambda}(t) = Q x(t) + A^T \lambda(t) \quad 3.43$$

$$\frac{\partial H}{\partial u} = 0 = R u(t) + B^T \lambda(t) \quad 3.44$$

$$\frac{\partial H}{\partial \lambda} = A x(t) + B u(t) \quad 3.45$$

$$\frac{1}{2} \frac{\partial (x^T(t) S x(t))}{\partial x} \Big|_{t=t_f} = S x(t_f) = \lambda(t_f) \quad 3.46$$

De la relation (3.46), on peut calculer le vecteur d'entrée donné par [25]:

$$u(t) = -R^{-1}B^T \lambda(t)$$

3.47

3.2.4 Etapes pour réaliser la commande Linéaire Quadratique (LQ)

Pour obtenir le correcteur dans le domaine continue, la commande optimale cherchant le vecteur K qui minimiser le critère de l'équation 3.33. Une méthode simple de choix et de modification de pondération en vue d'obtenir un correcteur satisfaisant.

- a) Au début, on choisit généralement des pondérations égales ou matrice identité. Les matrices Q , et R étant symétrique avec $Q \geq 0$ et $R > 0$. On choisira :

$$Q = C^T C \text{ et } R = 1$$
- b) Donne une seconde étape ont accéléré ou décélère globalement le système en multipliant la matrice Q par un scalaire ρ (accélération avec $\rho > 1$ et décélération avec $\rho < 1$), Jusqu'à obtenir une dynamique moyenne adaptée.
- c) Dans le cas où certains états auraient des dynamiques trop lentes par rapport à d'autres, On peut choisir d'augmenter la pondération de Q correspondant aux premiers.
- d) Dans le cas où certains actionnaires seraient trop sollicités par rapport à d'autres, On peut choisir d'augmenter la pondération de R correspondant.

Dans notre cas le choix de R et ρ s'est fait par tâtonnement.

Afin de ramener les valeurs de la tension et la fréquence à leurs valeurs nominales, et pour améliorer la qualité de d'énergie électrique des micro-réseaux, Nous avons besoin d'un autre contrôle capable de faire cela.

3.3 Contrôle secondaire

Afin d'améliorer la qualité du micro-réseau d'alimentation électrique et la précision de la distribution de tension, le contrôle de niveau secondaire du micro-réseau doit être adopté pour ajuster le point de consigne de fréquence et d'amplitude de tension en déplaçant les caractéristiques de chute, l'une des propriétés les plus importantes du contrôle secondaire et qu'il fonctionne le mieux. Suffisamment lente pour éviter toute interférence avec le contrôle primaire. Dans le micro-réseau, le contrôle secondaire peut cibler différents objectifs tels que l'optimisation économique du profil de tension et la réduction globale des pertes.

Après l'introduction du contrôle secondaire, la tension de sortie de l'onduleur et la valeur de la fréquence et données parles l'équation suivante : [26]

$$\begin{cases} f = f_n^* + m_q (Q - Q^*) + \sigma f_{MG} \\ E = E_n^* - n_p (P - P^*) + \sigma E_{MG} \end{cases} \quad 3.48$$

Avec :

$$\begin{cases} \sigma f_{MG} = \left(k_{pf} + \frac{k_{if}}{s} \right) (f_n^* - f) \\ \sigma E_{MG} = \left(k_{pv} + \frac{k_{iv}}{s} \right) (E_n^* - E) \end{cases} \quad 3.49$$

Où k_{pf}, k_{if} représentent les coefficients proportionnel et intégral du régulateur de fréquence. k_{pv}, k_{iv} représentent les coefficients pour le contrôleur de tension proportionnel et intégral, f_n^*, E_n^* sont les valeurs nominal de la fréquence et la tension de référence, $\sigma f_{MG}, \sigma E_{MG}$ représentent la fréquence et la tension de sortie de le contrôler secondaire.

Le schéma fonctionnel de contrôle de la boucle de régulation secondaire de tension et de fréquence avec contrôle de statisme est illustré à la figure 3.2. La figure montre que dans le régulateur secondaire, la tension de sortie de l'onduleur est comparée à la valeur de référence, la différence entre elle passe par un contrôleur proportionnel-intégral, puis il est superposé au contrôle de statisme. Un schéma similaire est utilisé pour la régulation de la fréquence.

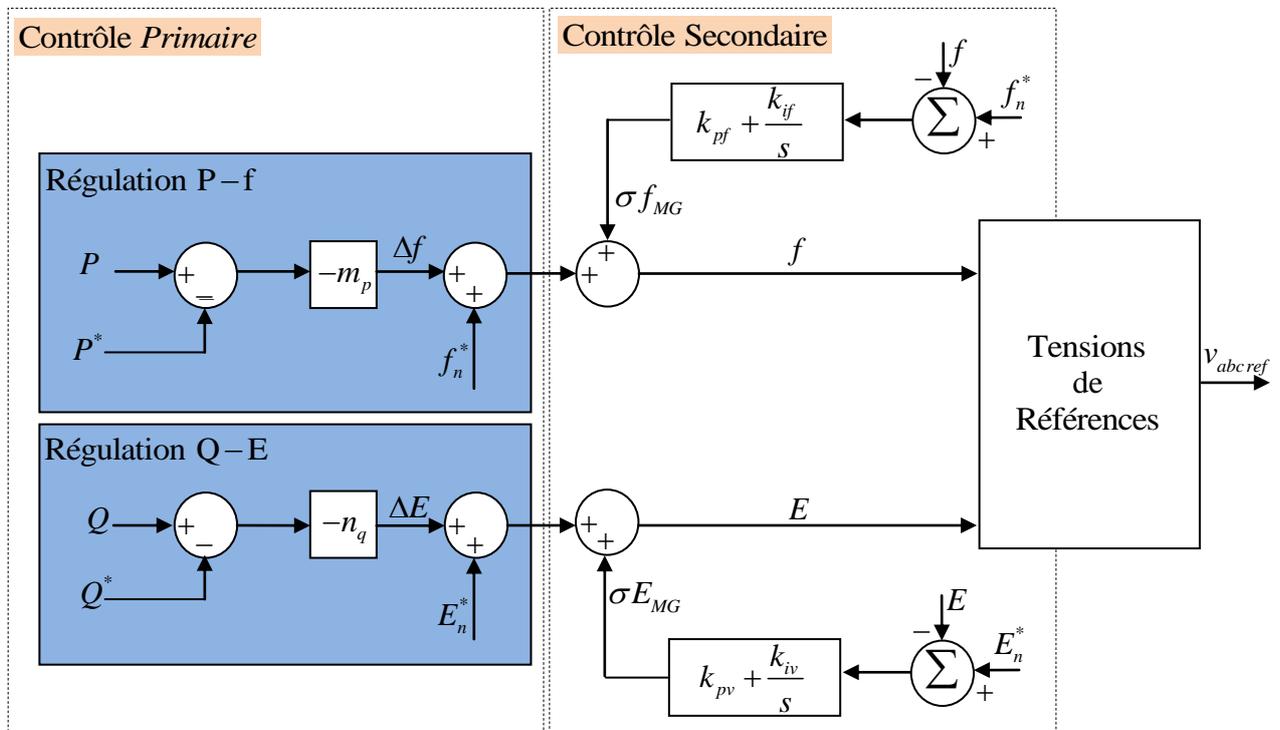


Figure 3.2: Schéma fonctionnel du contrôle du statisme avec le control secondaire. [26]

Le tableau 3.1 indiquent les valeurs utilisées pour le régulateur PI dans le control secondaire.

Tableau 3.1: Coefficients des régulateur PI du control secondaire.

Acronyme	Valeur
k_{pf}	0
k_{if}	630
k_{pv}	0.001
k_{iv}	100

3.4 Simulation et interprétation

3.4.1 Résultats du contrôle dans le repère tournant avec la commande optimal

➤ Charge branchée à $t=1s$: $P=10KW$ et $Q=7KVAR$

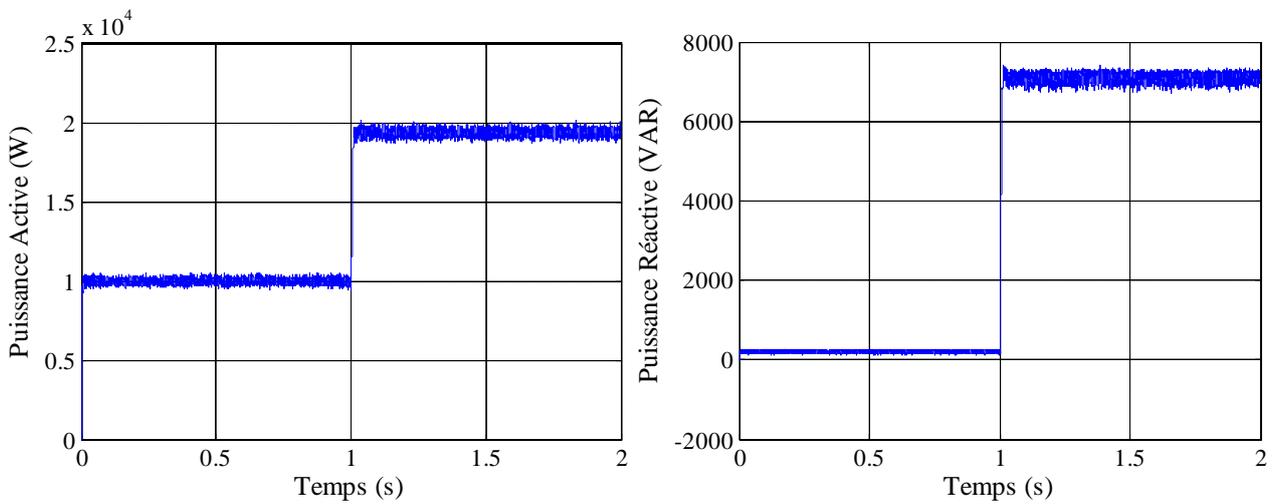


Figure 3.3: La réponse de la puissance active et la puissance réactive.

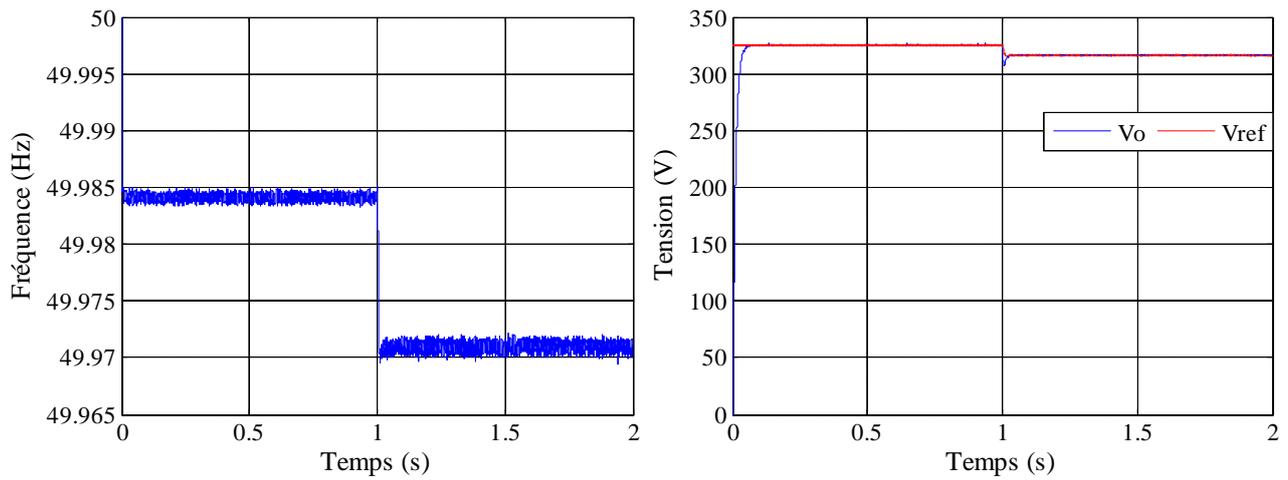


Figure 3.4: la réponse de la fréquence et la tension de sortie de l'onduleur.

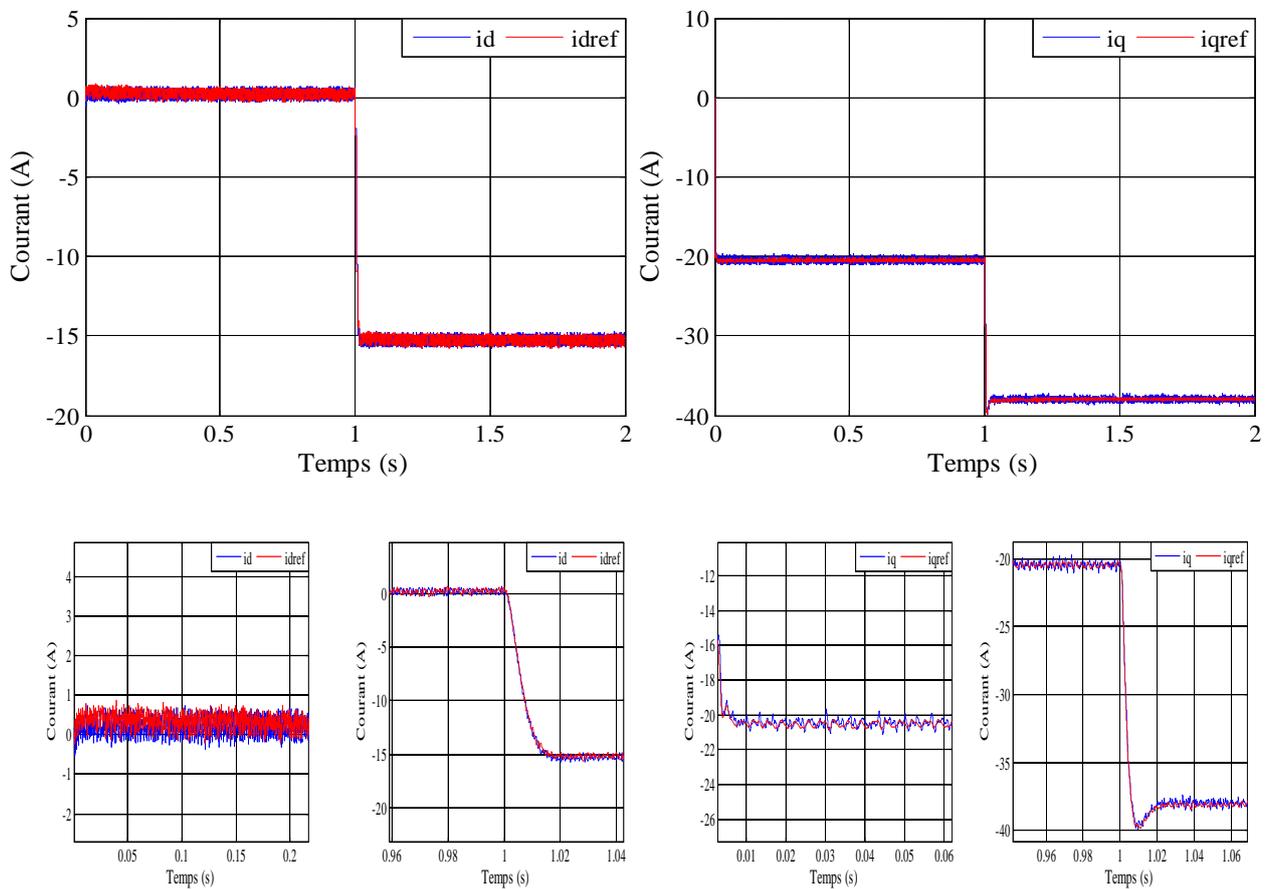


Figure 3.5: la réponse avec zoom de courant direct et en quadrature.

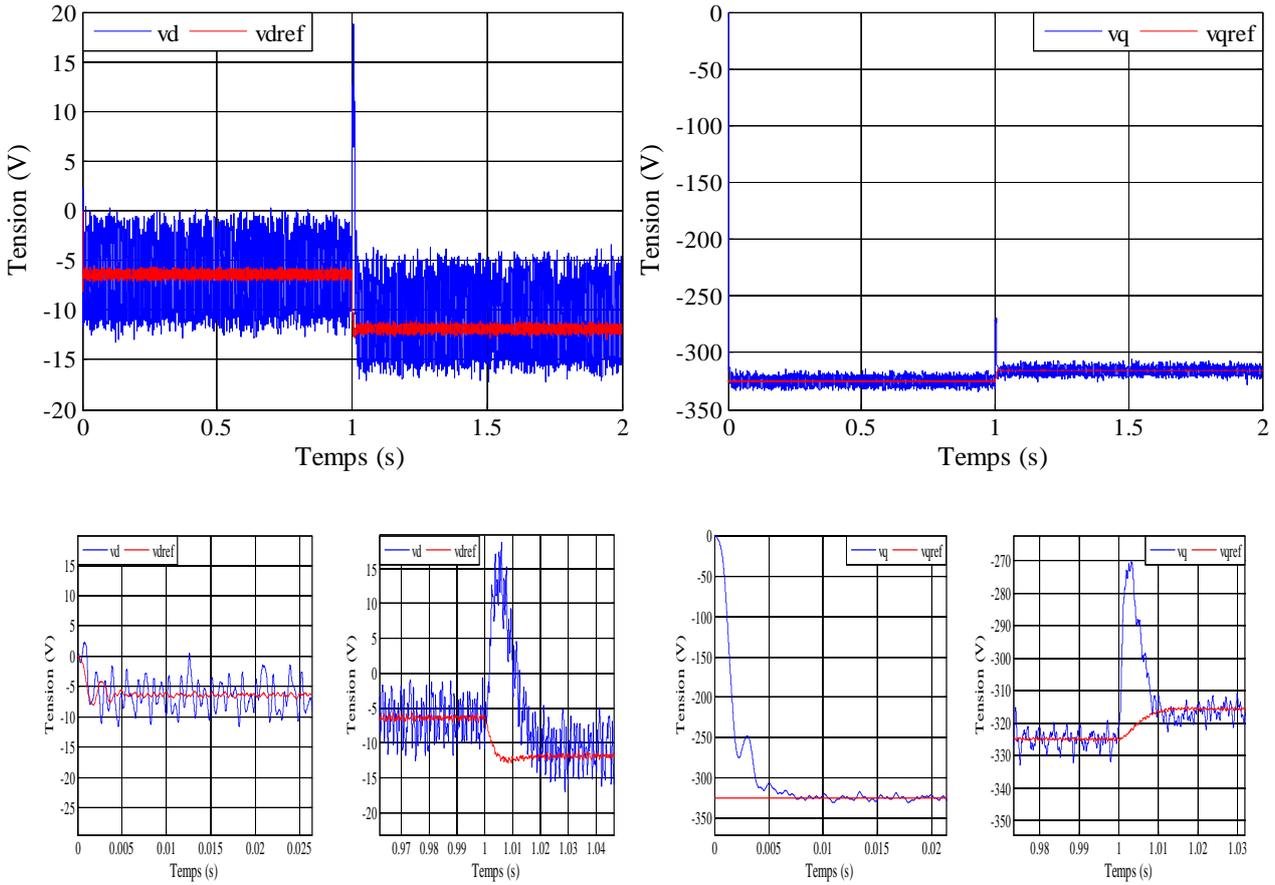


Figure 3.6: la réponse avec zoom de tension direct et en quadrature.

D'après les résultats obtenus (Fig. 3.3-3.6), la commande optimale offre une dynamique très rapide lors des changements aux niveaux des contrôles des puissances, de la fréquence, des courants et des tensions.

➤ Charge de P=10KW et Q= -7KVAR

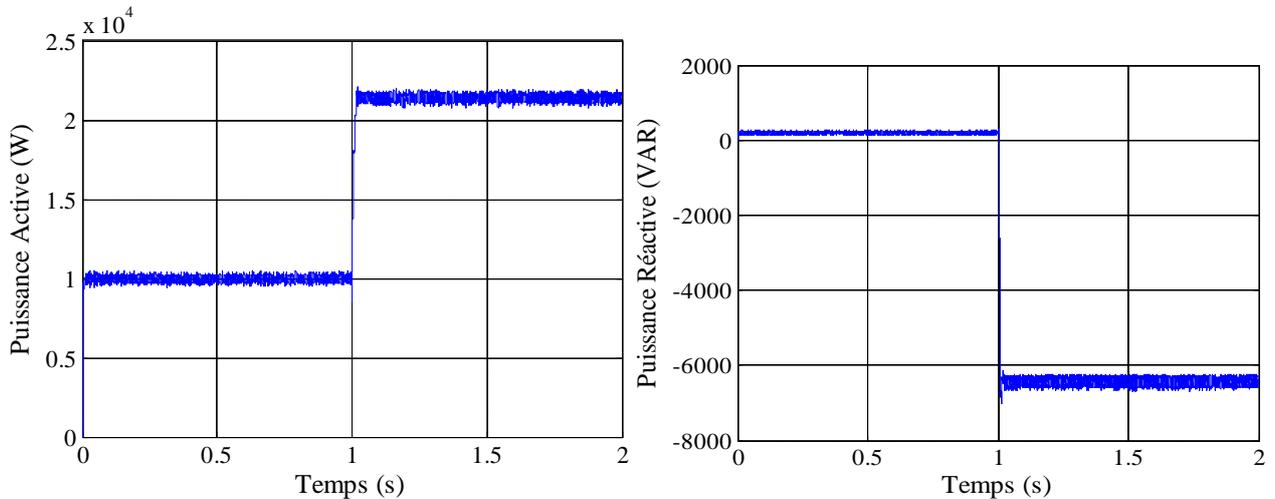


Figure 3.7: La réponse de la puissance active et la puissance réactive.

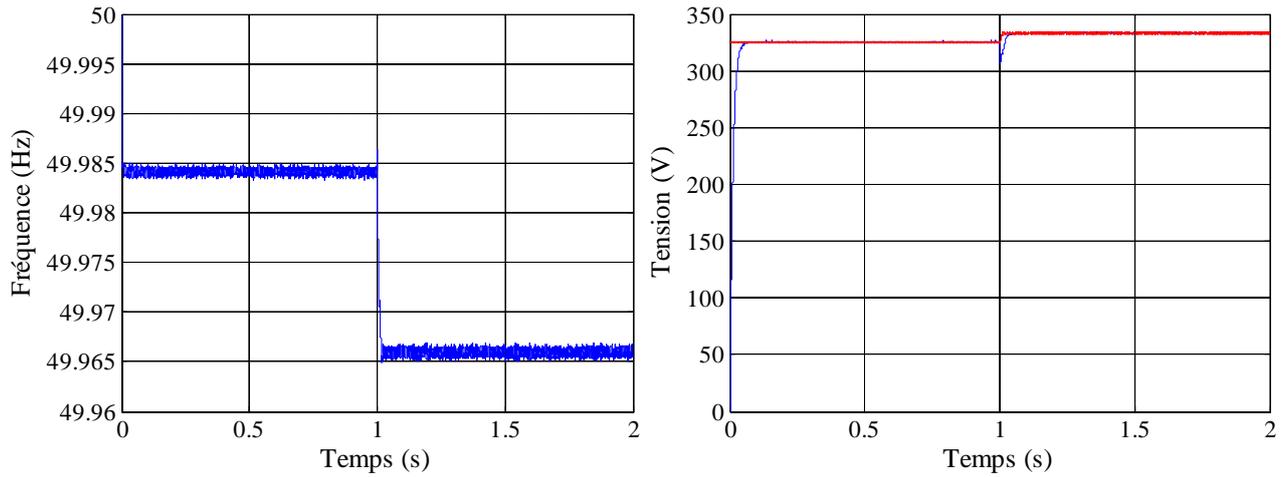


Figure 3.8: la réponse de la fréquence et la tension de sortie de l'onduleur.

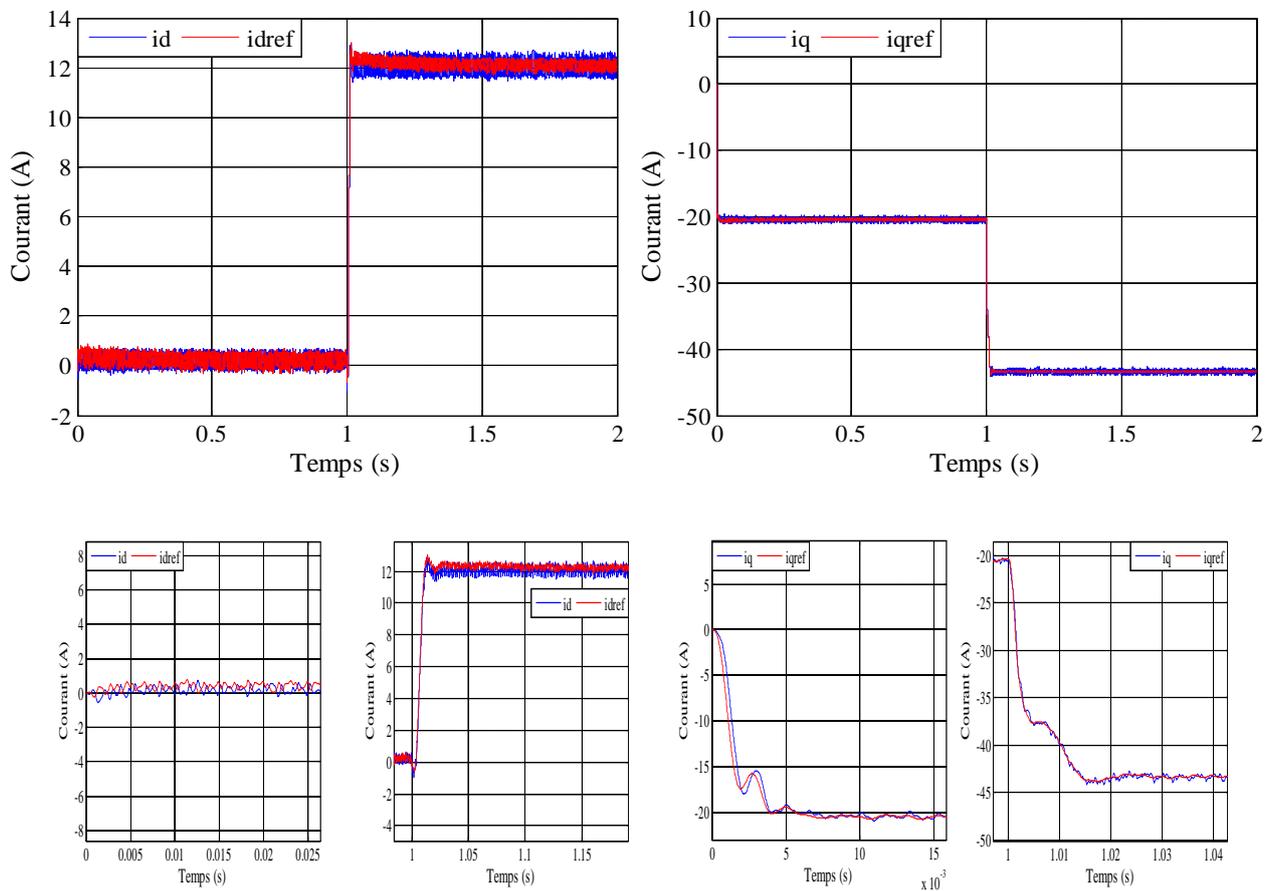


Figure 3.9: la réponse avec zoom de courant direct et en quadrature.

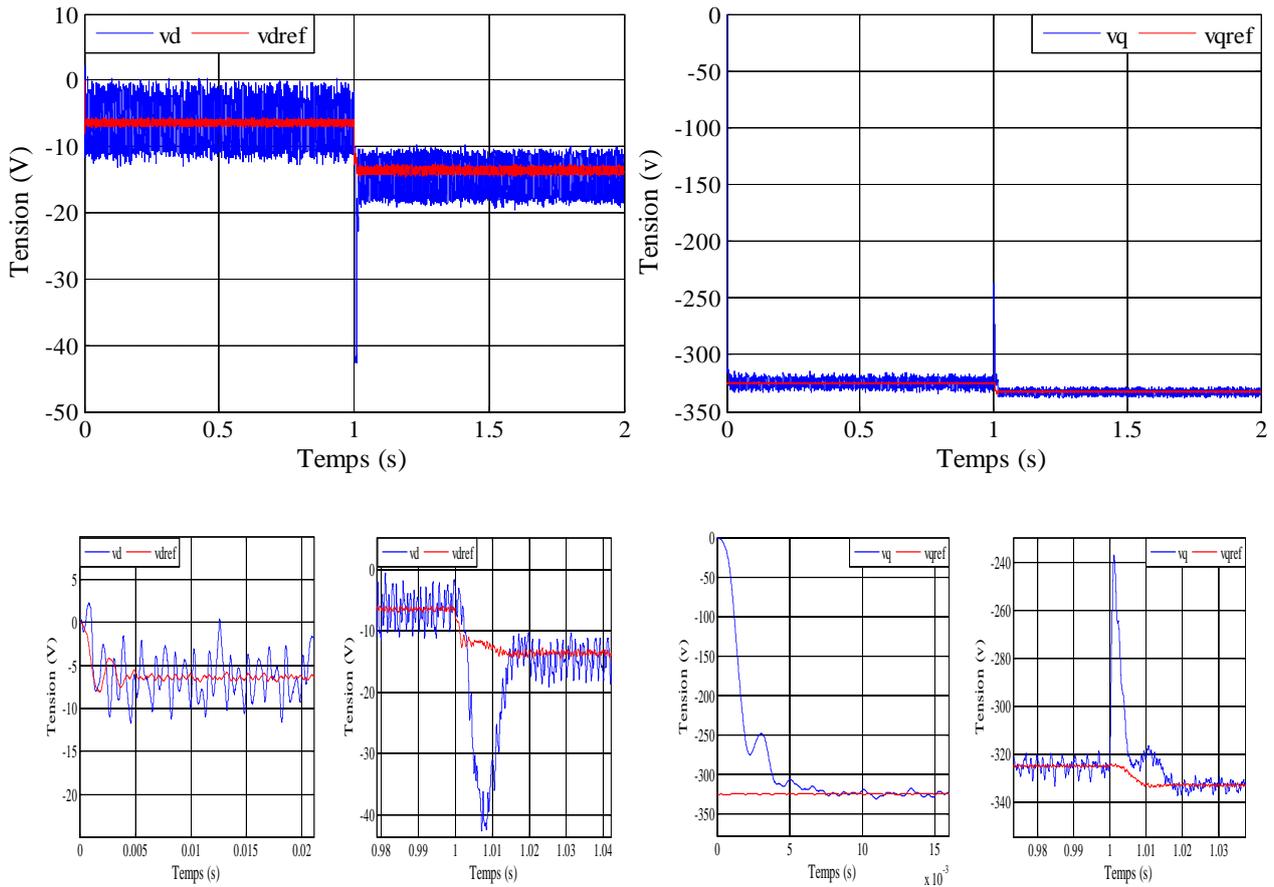


Figure 3.10: la réponse avec zoom de tension direct et en quadrature.

La commande optimale fournies les mêmes performances pour le cas du branchement d’une charge à caractère capacitive.

3.4.2 Comparaison entre la commande optimale et le régulateur PI classique

Nous avons effectué la comparaison dans le cas correspondante à la variation de la charge suivante : $P=10$ KW et $Q= 7$ KVAR.

Les résultats à gauche sont obtenus à partir la commande optimale et ceux à droite sont obtenus à partir des régulateurs PI.

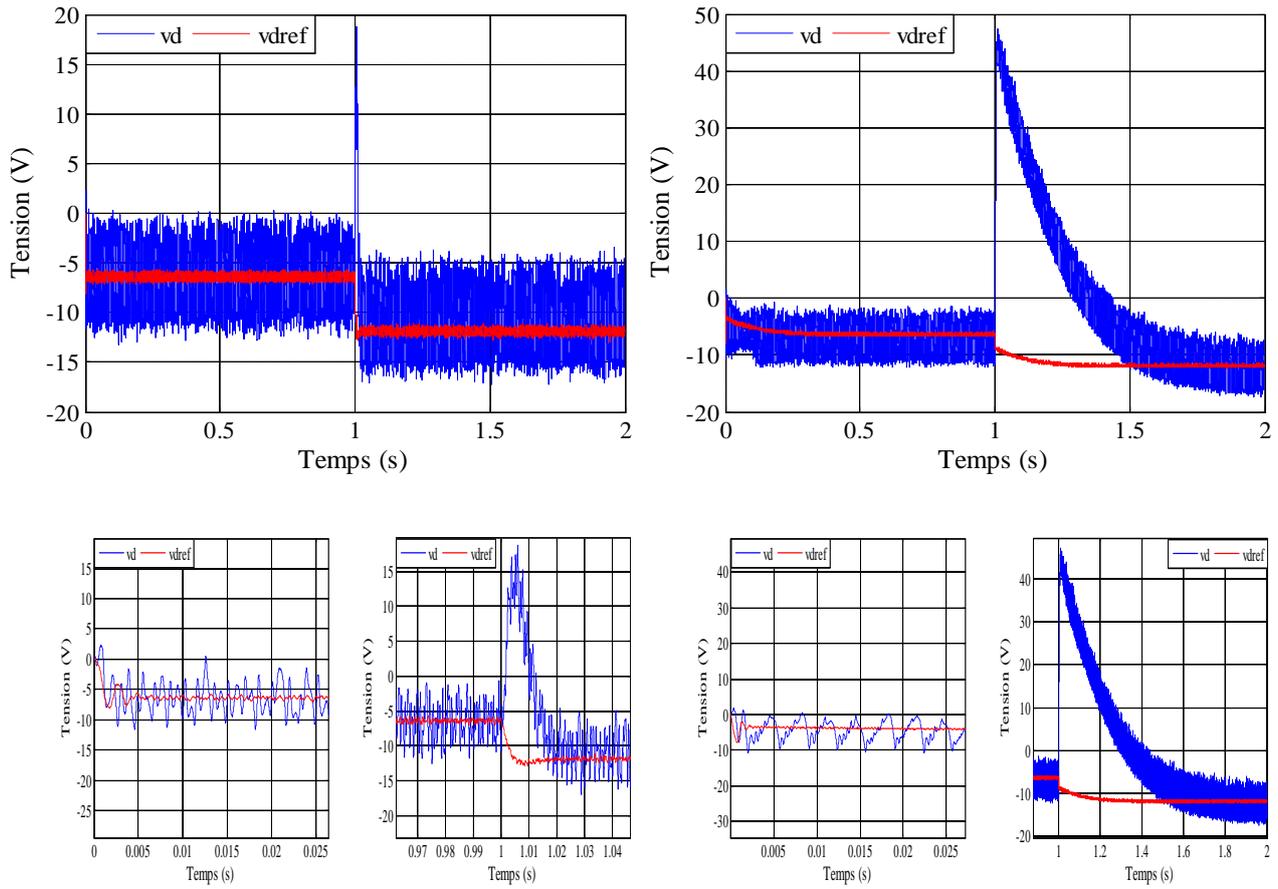
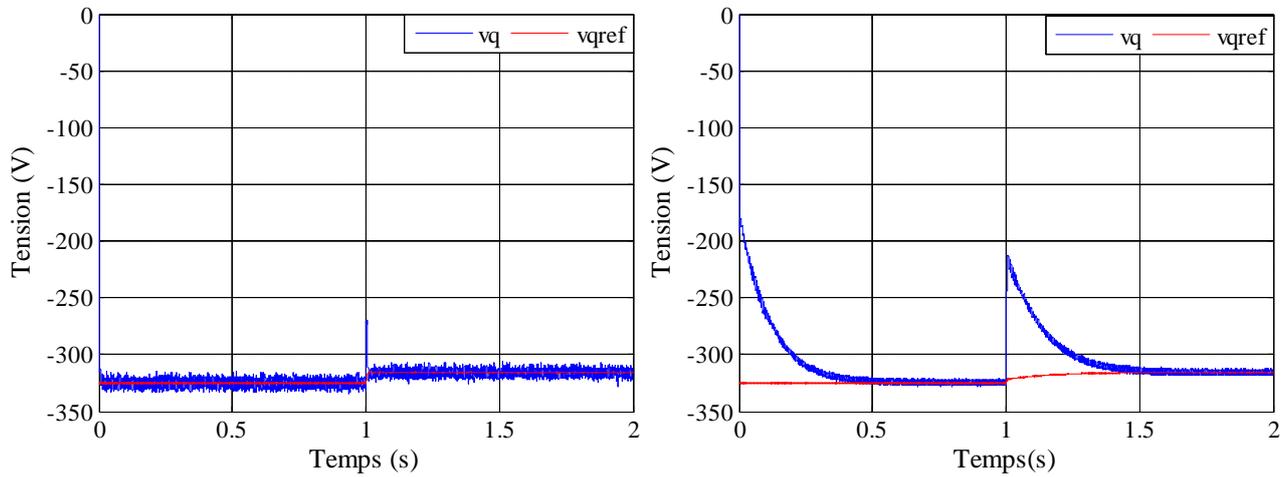


Figure 3.11: réponse avec zoom de tension direct (A gauche : commande optimale, A droite : PI).



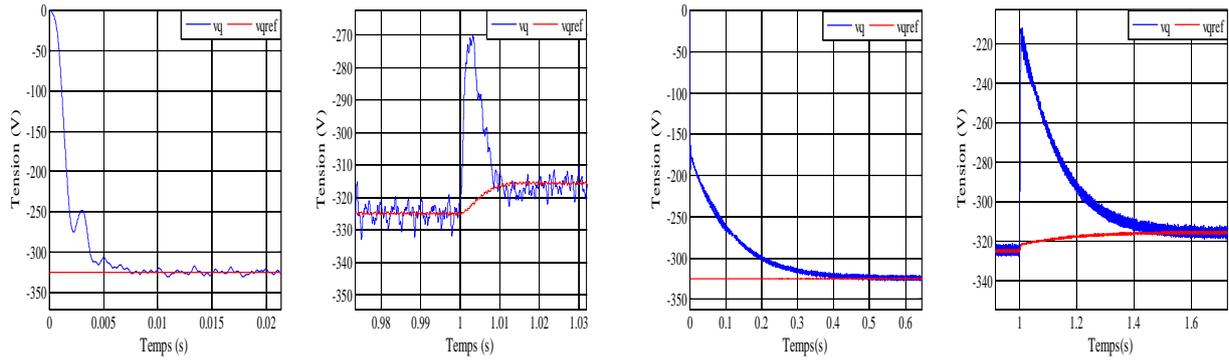


Figure 3.12: réponse avec zoom de tension quadrature (A gauche : commande optimale, A droite : PI).

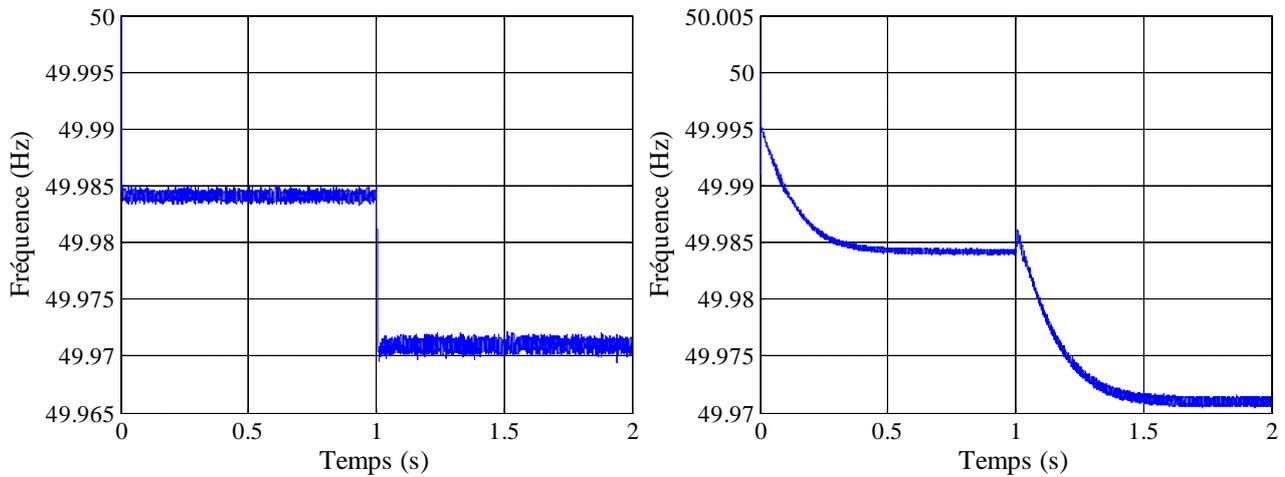


Figure 3.13: réponse de la fréquence (A gauche : commande optimale, A droite : PI).

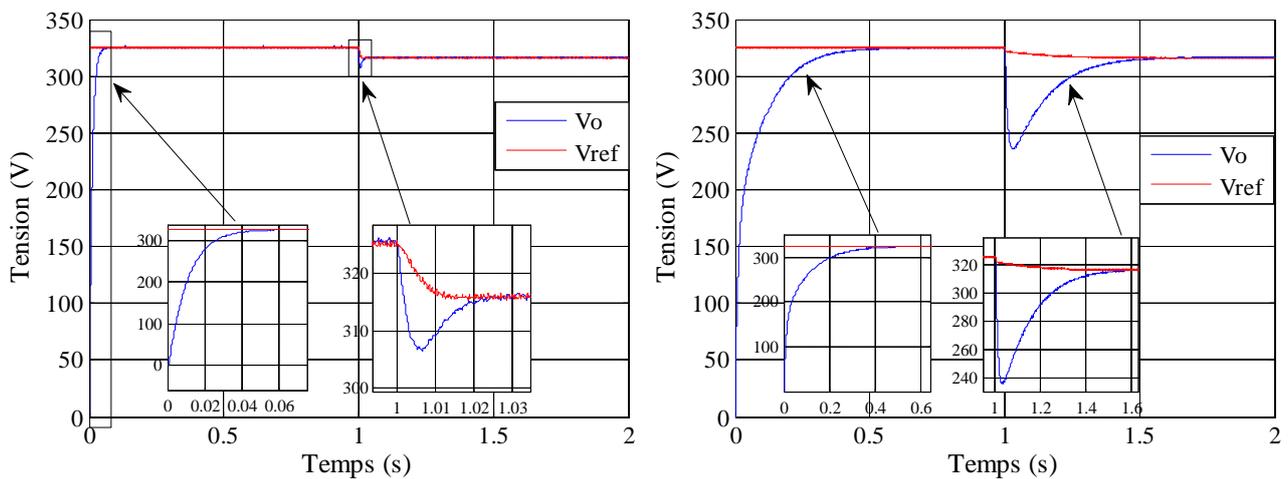


Figure 3.14: réponse avec zoom de la tension de sortie du générateur (A gauche : commande optimale, A droite : PI).

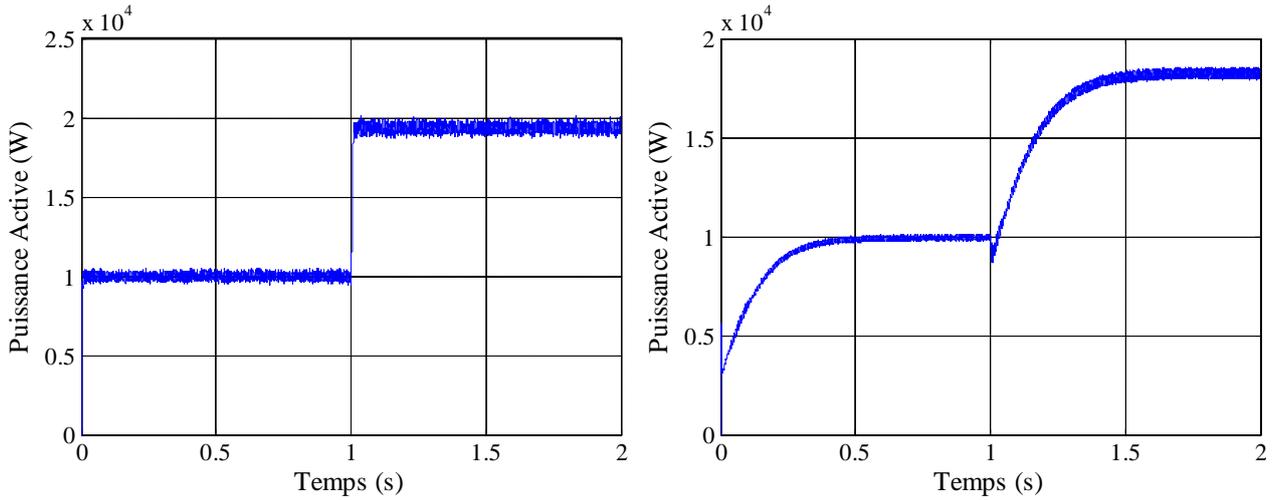


Figure 3.15: réponse de la puissance active (A gauche : commande optimale, A droite : PI).

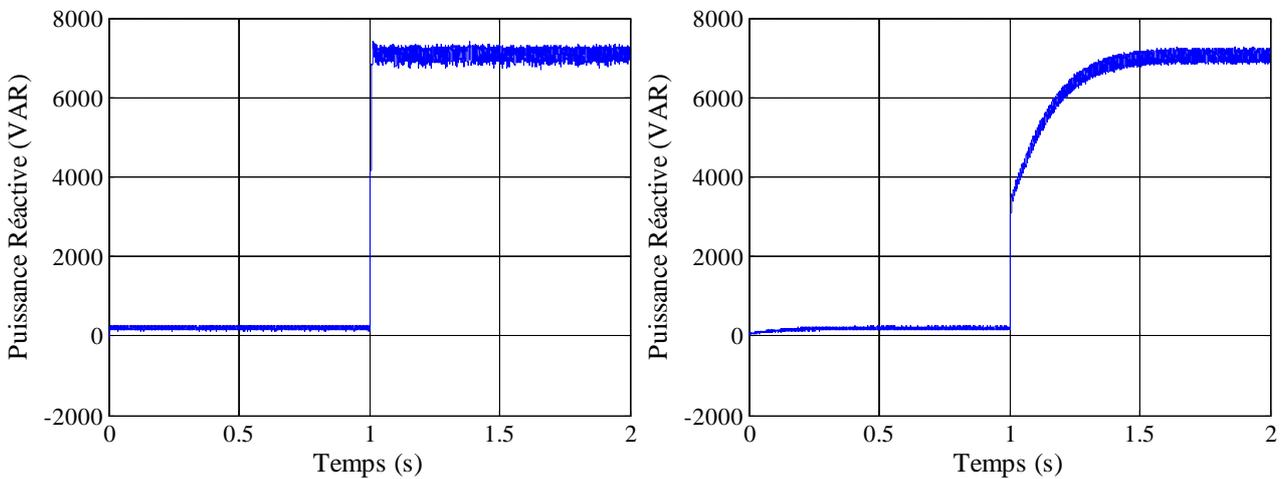


Figure 3.16: La réponse de la puissance réactive.

La différence est nettement claire, puisque la dynamique du contrôle optimal est plus rapide que celle correspondante au régulateurs de type PI d'environ de 0,5 seconde dans tous les cas de comparaison que nous avons présenté.

3.4.3 Commande optimal avec le control secondaire du micro-réseau

Nous a étudié l'application de la commande secondaire du générateur avec le cas du changement de la charge correspondant à $P=10$ KW et $Q= 7$ KVAR. La commande secondaire est activée à l'instant $t=0,4$ second.

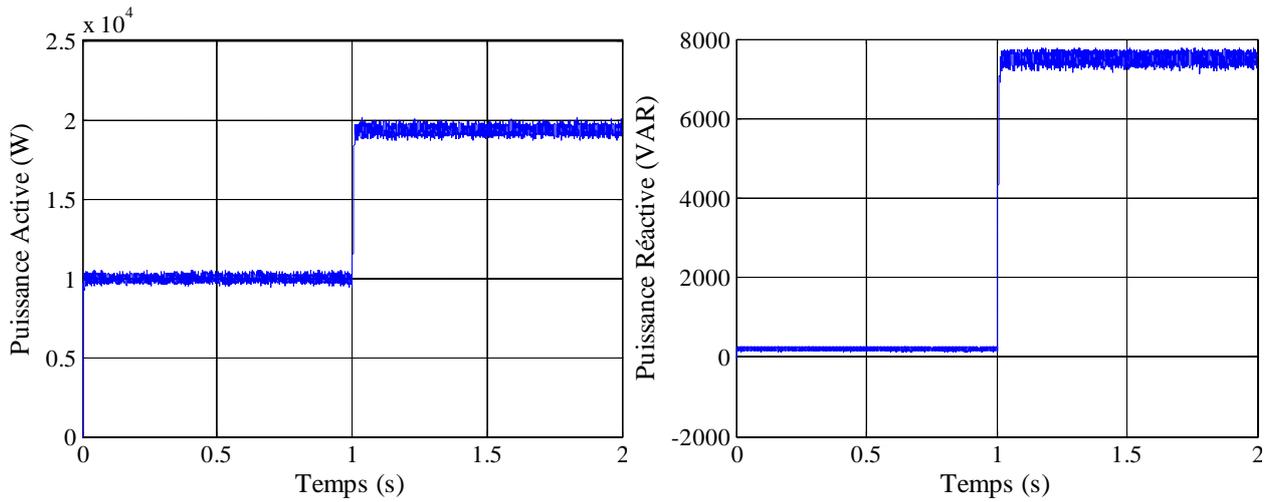


Figure 3.17: réponse de la puissance active et la puissance réactive.

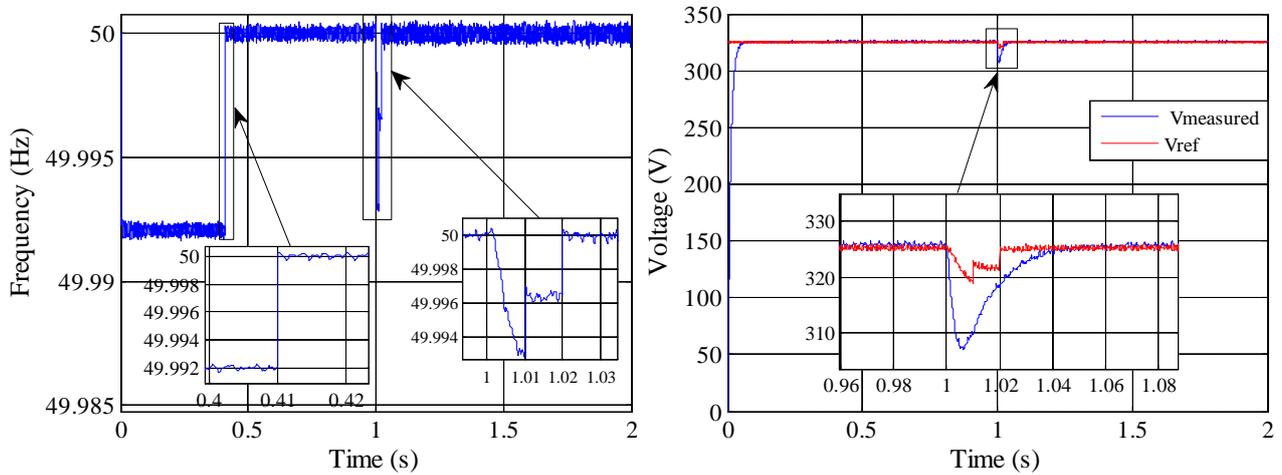


Figure 3.18: la réponse avec zoom de la fréquence et la sortie de tension du générateur.

D’après les figures 3.17 et 3.18, nous constatons que le contrôle secondaire a pu ramener rapidement et efficacement les valeurs de la sortie de tension et de fréquence à leurs valeurs nominales et c’est exactement ce dont nous avons besoin dans micro réseau autonome.

3.5 Conclusion

D'après ce que nous avons vu avec le comportement du régulateur PI dans le chapitre précédent nous sommes optés de choisir une commande avancée qui peut s'adapter aux changements brusques et sévères de charge. Nous avons choisi la commande optimale. Nous en avons parlé dans ce chapitre sur les différents Critères d'optimalité de la commande et aussi à propos sur la commande linéaire quadratique avec leurs contrôleurs, et on a mentionné que le régulateur linéaire quadratique est basé sur la méthode de retour d'état, et nous avons ainsi mentionné les étapes pour réaliser cette commande. Afin de ramener les valeurs de la tension et la fréquence à leurs valeurs nominales, nous avons utilisé le contrôle secondaire du générateur distribué. À la fin, nous avons vérifié avec la simulation les performances de la commande optimale et les résultats satisfaisants et meilleurs obtenus. Nous l'avons comparé aux résultats que nous avons obtenus par régulateur PI, où nous avons vu la nette différence entre eux. Nous avons ainsi conclu sur l'efficacité du contrôle secondaire.

Conclusion générale

A notre époque l'ampleur de la consommation électrique indique le développement atteint par les pays, pour accompagner cette expansion significative de la consommation électrique, des micro-réseaux isolés sont apparus, mais ces petits réseaux représentent en eux-mêmes un défi majeur dans le contrôle de la qualité de l'énergie qu'ils produisent.

Le travail présenté dans se mémoire porte sur l'étude du contrôle d'un micro réseau autonome, pour améliorer sa robustesse et garantir la stabilité des générateurs distribués avec une bonne qualité de puissance. Afin d'atteindre cet objectif de recherche, plusieurs contrôles sont proposés au niveau du générateur distribué.

Afin de réaliser ce travail, nous somme passés par les étapes suivantes :

Dans la première étape. Au début, nous avons parlé un peu sur le micro-réseau, définition, les différentes modes de fonctionnement, après cela, nous avons parlé en détail sur le contrôle de statisme ou le contrôle primaire avec les différents cas.

La deuxième étape de notre travail a été consacrée à la modélisation du micro réseau isolé avec filtre LC, avec la représentation dans les deux repères, fixe et tournant avec Choisir le contrôleur approprié qui convient à chacun d'eux afin de contrôler la boucle de tension et la boucle de courant.

Dans la troisième étape, nous avons étudié le contrôle avancé d'un micro réseau utilisant la commande optimal. Le principe cette commande avec les différentes Critères d'optimalité est présenté. Nous avons mentionné que le régulateur de la commande linéaire quadratique ou la commande optimale est base sur la méthode de contrôle par retour d'état. Les résultats obtenus montrent que cette commande présente des performances dynamiques que statiques élevées relativement à la commande utilisant des régulateurs de type classique. Nous avons ainsi utilisé le contrôle secondaire pour ramener les valeurs de la tension et de la fréquence à leurs valeurs nominales.

Comme continuité de ce travail, nous proposons :

- Le raccordement de plusieurs générateur distribué et étudier le partage des puissances.
- Amélioration du contrôle du statisme afin de découpler parfaitement le contrôle des deux puissances active et réaction utilisant la fréquence et la tension.
- Afin d'augmenter le niveau de tension et réduire l'effet des harmoniques, l'emploi des nouvelles structures des convertisseurs statiques est essentiel.

Références

Bibliographiques

- [1] BENHACINE Tarek, "Micro-réseaux pour la production d'électricité à partir des énergies renouvelables", Bulletin des Energies Renouvelables N° 53
- [2] AIT HAMOUDI HANI, AIT MOUHOU B AMIRA « Stabilité des micro réseaux électriques alimentés en courant alternatif », Mémoire de Master, Université A.MIRA Béjaïa, Année universitaire 2021/2022
- [3] SAIM ABDELHAKIM, « Commande à base de descripteurs flous d'une architecture de génération distribuée », Thèse doctorat, université mouloud maamri, Soutenu publiquement le 22 Juin 2017
- [4] JEAN DOBROWOLSKI, « Modélisation, contrôle/commande et certification d'un micro réseau électrique décentralisé avec entrées exogènes aléatoires et informations Contraintes. Énergie électrique », thèse doctorat, Université Grenoble Alpes, 2017. Français
- [5] Flávia de Andrade, Miguel Castilla and Benedito Donizeti Bonatto, "Basic Tutorial on Simulation of Microgrids Control Using MATLAB® & Simulink® Software", Springer Briefs in Energy, 4 March 2020
- [6] Cheng Z, Duan J, Chow M-Y (2018) To centralize or to distribute: that is the question: a comparison of advanced microgrid management systems. IEEE Ind Electron Mag 12(1):6–24
- [7] Vasquez JC, Guerrero JM, Miret J, Castilla M, De Vicuna LG (2010) Hierarchical control of intelligent microgrids. IEEE Ind Electron Mag 4(4):23–29
- [8] ALLAL EL MOUBAREK BOUZID, Élaboration D'une Méthode De Contrôle Pour Améliorer La Robustesse D'un Micro Réseau Électrique, Comme Exigence Partielle Du Doctorat En Génie Électrique, Université Du Québec, Juillet 2017
- [9] K. D. Brabandere, B. Boisen, J. V. d. Keybus, A. Woyte, J. Driesen, and R. Belmans, "A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, pp. 1107-1115, 2007
- [10] P. Sreekumar and V. Khadkikar, "A New Virtual Harmonic Impedance Scheme for Harmonic Power Sharing in an Islanded Microgrid," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 31, pp. 936-945, 2016.
- [11] H. Jinwei and L. Yun Wei, "Generalized Closed-Loop Control Schemes with Embedded Virtual Impedances for Voltage Source Converters with LC or LCL Filters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 27, pp. 1850-1861, 2012.
- [12] de Souza ACZ, Castilla M (2019) Microgrids design and implementation, 1st edn. Springer, Cham

- [13] Joan Rocabert, Gustavo M. S. Azevedo, Alvaro Luna, Josep M. Guerrero, Jose Ignacio Candela and Pedro Rodríguez. "Intelligent Connection Agent for Three-Phase Grid-Connected Microgrids", IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 26, No. 10, October 2011
- [14] L. Poh Chiang and D. G. Holmes, "Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41 , pp. 644-654, 2005
- [15] I. Gadoura, T. Suntio, and K. Zenger, "Dynamic System Modelling of Multiloop Operation for Paralleled DC/DC Converters," in Proceedings of Applied Power Electronics Conference and Exposition, Atlanta, USA, pp. 438-442.
- [16] A. Haddadi, B. Boulet, A. Yazdani, G. Jo, and xOOF, "A μ -based approach to small-signal stability analysis of an interconnected distributed energy resource unit and load," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 30, pp. 1715- 1726, 2015.
- [17] A. M. Bouzid, M. S. Goisorkhi, P. Sicard, and A. Cheriti, "Hoo structured design of a cascaded voltage/cUITent controller for electronically interfaced distributed energy resources," in Ecological Vehic/es and Renewable Energies (EVER), 2015 Tenth InternationarConference on, 2015 , pp. 1-6
- [18] Draguna Vrabié, Vassilis L. Syrmos, Optimal control, John Wiley & Sons, 2012-01 04 - 552 pages.
- [19] A. P. Sage and C. C. White. Optimum Systems Control. Prentice Hall, 1977.
- [20] B. D. O. Anderson and J. B. Moore. Optimal Control - Linear Quadratic Methods. Prentice Hall, 1989.
- [21] Edouard Laroche Commande Optimale, École Nationale Supérieure de Physique de Strasbourg, Universités Louis Pasteur de Strasbourg.
- [22] L. Pontriaguine, V. Boltianski, G. Gamkrelidze, and E. Michtchenko, Théorie Mathématique des Processus Optimaux, Moscou : Mir, 1974
- [23] P.N.Paraskevopoulos, Modern Control Engineering, Marcel Decker Inc.
- [24] Monia MECHIRGUI, "Commande Optimale Minimisant La Consommation D'énergie D'un Drone Utilisé Comme Relai De Communication", Comme Exigence Partielle À L'obtention De La Maîtrise En Génie Électrique, Université Du Québec, 15 Octobre 2014
- [25] K. P. Valavanis, "Advances in Unmanned Aerial Vehicles- State of the Art and the Road to Autonomy". Springer, 2007.

- [26] Allal M. BOUZID, Pierre SICARD, Simon ABOURIDA and Jean-Nicolas PAQUIN, “Secondary Voltage and Frequency Restoration Control of Droop-Controlled Inverter-Based Microgrids”, 2017 9th IEEE-GCC Conference and Exhibition (GCCCE)
- [27] Dr. H. Merabet Boulouiha, “ Notes De Cours : Techniques De Commande Avancée“, universitaire de Rélizane Ahmed Zabana , 2014/2015.

Annexes

On a effectué tout les simulations utilisant le logiciel Matlab /Simulink 2014(a), est les condition de simulation sera comme suite:

- La méthode de calcule : **Ode1 (Euler).**
- Le temps de calcul : **1e-5 s.**
- Fixed-step.

Les différents schémas blocs pour réaliser la simulation sous Matlab/Simulink.

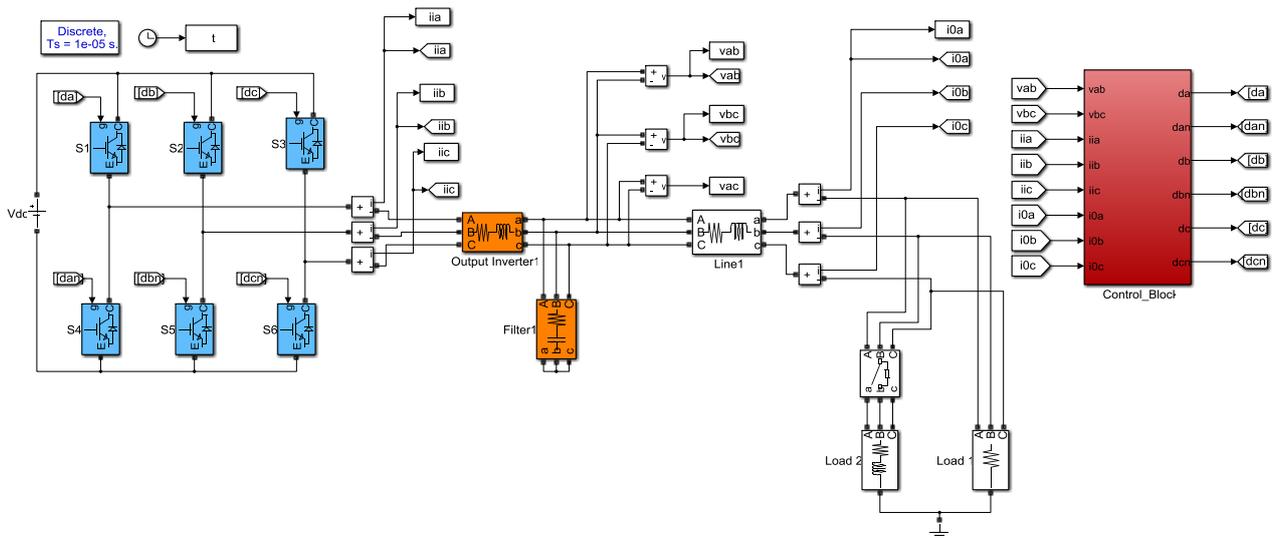


Figure 1 : Circuit de puissance.

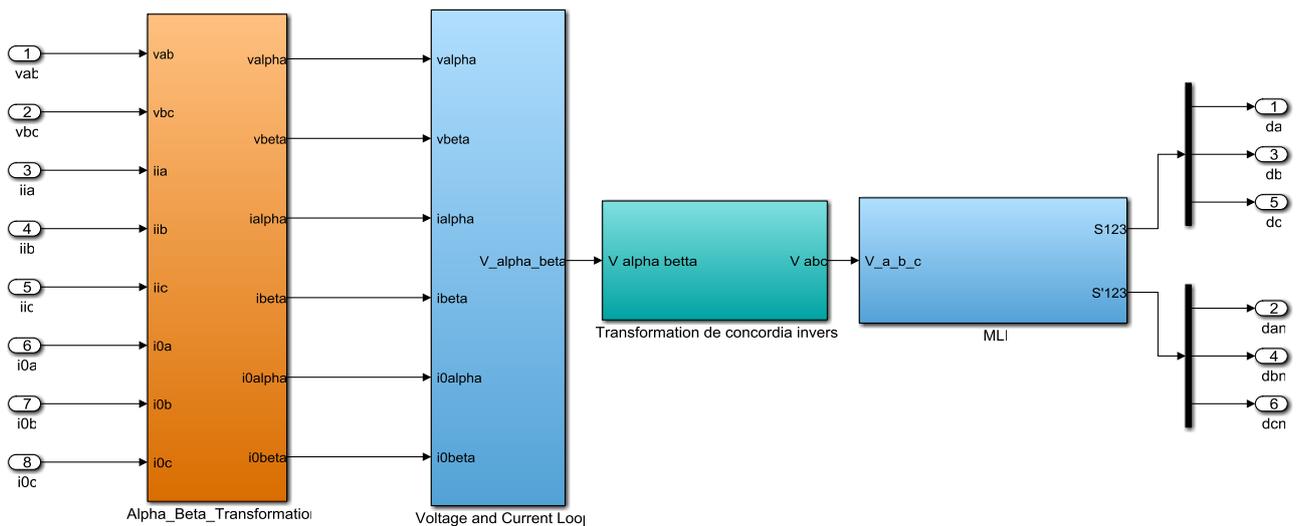


Figure 2 : Bloc de control.

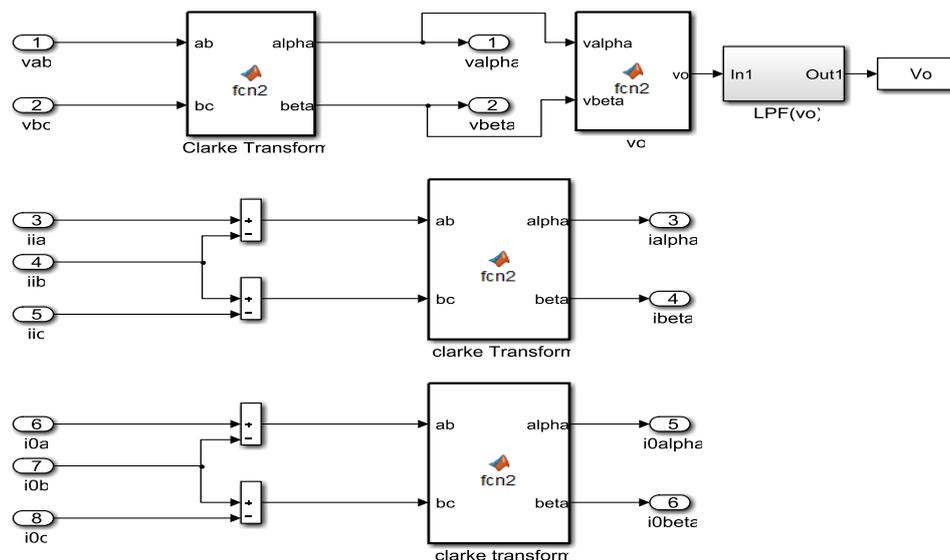


Figure 3 : Alpha beta transformation.

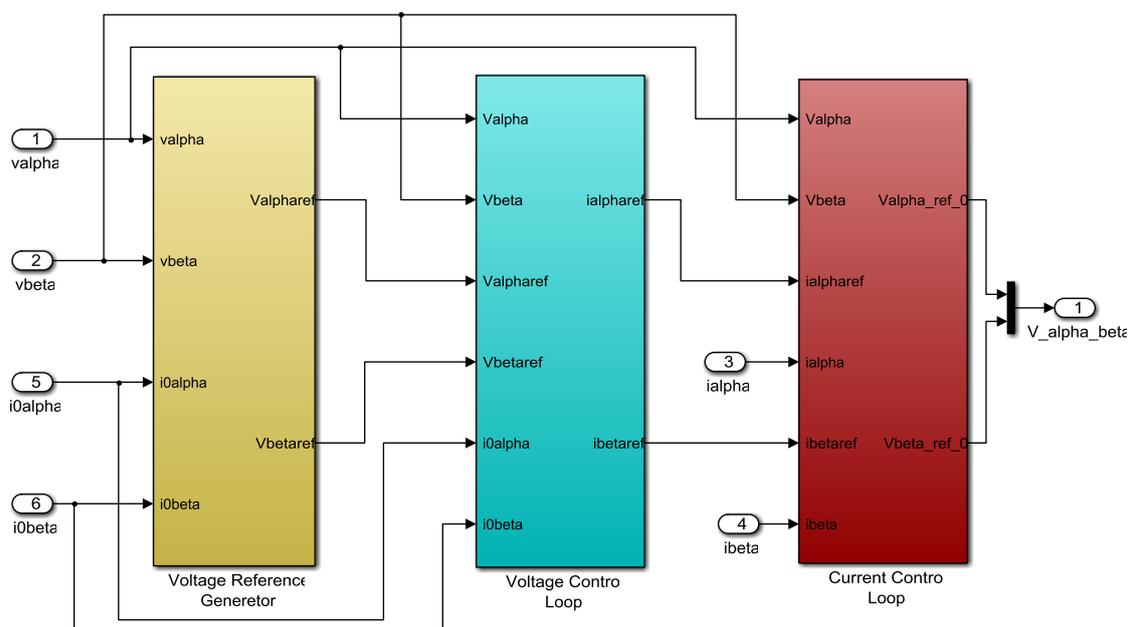


Figure 4 : Boucle de tension et de courant.

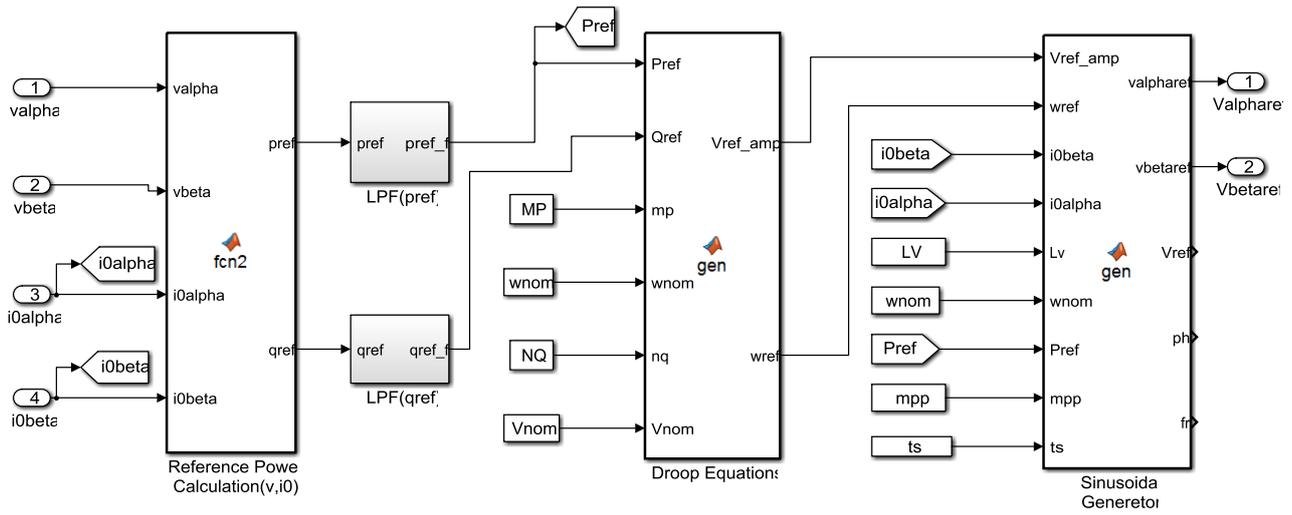


Figure 5 : Les tensions des références.

La démonstration pour obtenir P_{ref} et Q_{ref} est donnée par l'équation suivante :

➤ P_{ref}

$$P_{ref} = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c$$

$$P_{ref} = [V_{abc}]^t [i_{abc}]$$

$$P_{ref} = [[C]^{-1} [V_{\alpha\beta 0}]]^t [C] [i_{\alpha\beta 0}]$$

$$P_{ref} = [V_{\alpha\beta 0}]^t \underbrace{\left\{ [C]^{-1} \right\}^t [C]^{-1} [i_{\alpha\beta 0}]}_I$$

$$P_{ref} = [V_{\alpha\beta 0}]^t [i_{\alpha\beta 0}]$$

$$P_{ref} = V_\alpha i_\alpha + V_\beta i_\beta$$

➤ Q_{ref}

$$Q_{ref} = \frac{1}{\sqrt{3}} [(V_b - V_c) i_a + (V_c - V_a) i_b + (V_a - V_b) i_c]$$

$$Q_{ref} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ [i_a \ i_b \ i_c] \begin{bmatrix} V_b - V_c \\ V_c - V_a \\ V_a - V_b \end{bmatrix} \right\}$$

$$Q_{ref} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ [i_a \ i_b \ i_c] \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \right\}$$

$$Q_{ref} = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{abc}]^t \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & 0 \end{bmatrix}}_A [V_{abc}]$$

$$Q_{ref} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[\{ [C]^{-1} [i_{\alpha\beta o}] \}^t [A] \{ [C]^{-1} [V_{\alpha\beta o}] \} \right]$$

$$Q_{ref} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[[i_{\alpha\beta o}]^t [C] [A] [C]^{-1} [V_{\alpha\beta o}] \right]$$

$$Q_{ref} = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{\alpha\beta o}]^t \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -\sqrt{3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [V_{\alpha\beta o}]$$

$$Q_{ref} = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{\alpha\beta o}]^t \begin{bmatrix} \sqrt{3} V_{\beta} \\ \sqrt{3} V_{\alpha} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$Q_{ref} = -V_{\alpha} i_{\beta} + V_{\beta} i_{\alpha}$$

L'algorithme dans MATLAB pour obtenir les tensions des références est donné par le code suivant :

```

Function [valpharef, vbetaref, Vref, ph, fr] = gen (Vref_amp, wref, i0beta, i0alpha,
Lv, wnom, Pref, mpp, ts)
%#codegen
persistent ta;
if isempty(ta)
    ta=0;
end;
t = ta+ts;
ph = (wref)*t-mpp*Pref;
if ph > (2*pi)
    t = ((ph - (2*pi)) + mpp*Pref) / wref;
end;
valpharef = (Vref_amp) * sin (ph) + wnom * Lv * i0beta;
vbetaref = -(Vref_amp) * cos (ph) - wnom * Lv * i0alpha;
Vref = sqrt (valpharef^2 + vbetaref^2);
fr = wref / (2*pi);
ta = t;

```

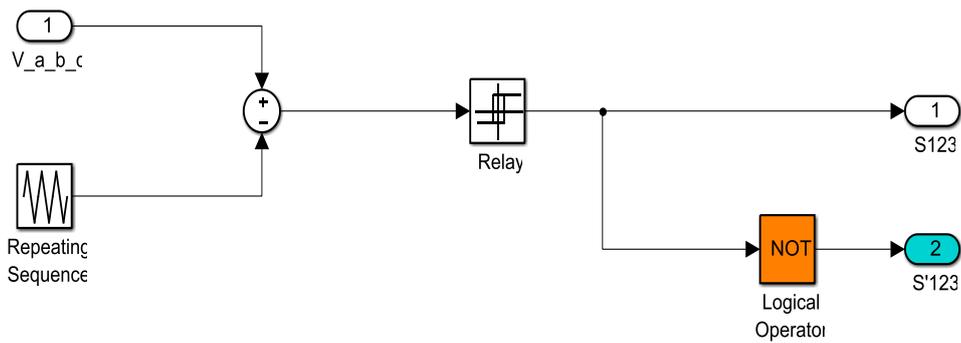


Figure 6 : Modélisation de l'MLI.

Avec $f_n = 20$ KHz.

Pour passer vers le repère tournant, nous avons besoin l'angle de l'orientation.



Figure 7 : l'angle de l'orientation.

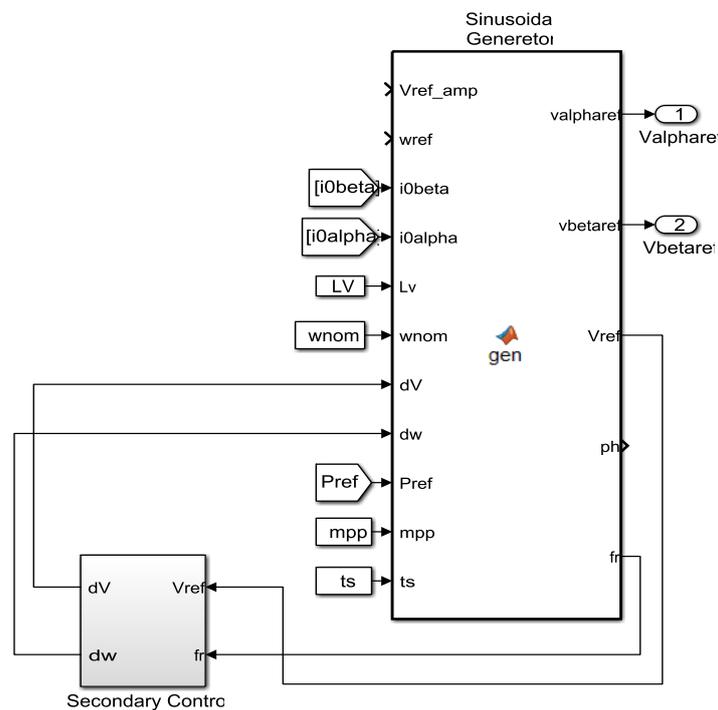


Figure 8 : tensions des références avec le contrôle secondaire.

L'algorithme dans MATLAB pour obtenir les tensions des références avec le control secondaire est donnez par le code suivant :

```

function
[valpharef,vbetaref,Vref,ph,fr]=gen(Vref_amp,wref,i0beta,i0alpha,Lv,wnom,
dV,dw,Pref,mpp,ts)
%#codegen
persistent ta;
if isempty(ta)
    ta=0;
end;
t = ta+ts;
ph = (wref+dw)*t-mpp*Pref;
if ph > (2*pi)
    t=((ph-2*pi)+mpp*Pref)/(wref);
end;
valpharef = (Vref_amp+dV)*sin(ph)+Lv*wnom*i0beta;
vbetaref = -(Vref_amp+dV)*cos(ph)-Lv*wnom*i0alpha;
Vref = sqrt(valpharef^2+vbetaref^2);
fr = (wref+dw)/(2*pi);
ta = t;

```

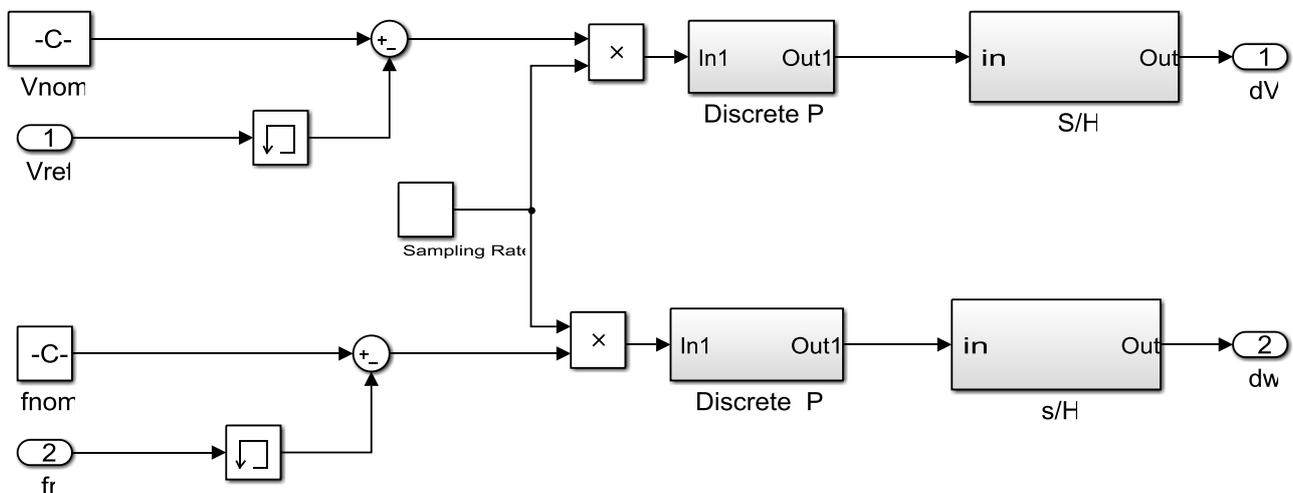
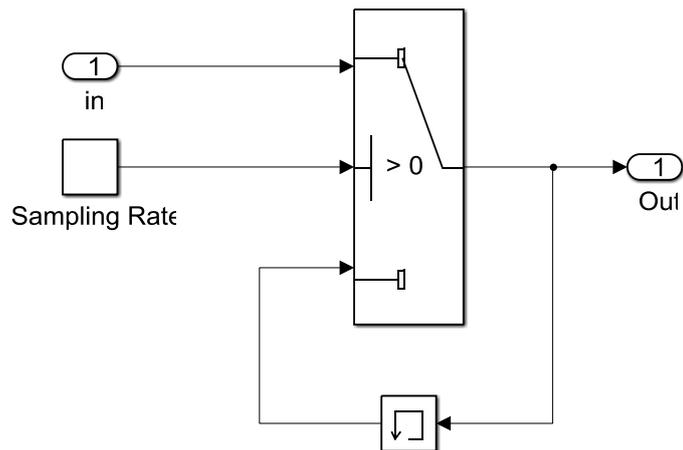


Figure 9 : Schéma bloc de contrôle secondaire.

Le tableau 1 indiqué l'activation de control secondaire.

Tableau 1 : activation de control secondaire.

Valeurs temporelles			
0	0.4	$0.4 + t_s$	1000
Valeurs de sortie			
0	0	1	1

**Figure 10** : Schéma bloc de «sample/hold ».

Le tableau 2 indiqué l'activation de «sample/hold » block.

Tableau 2 : l'activation de «sample/hold ».

Valeurs temporelles			
0	t_s	$t_s + t_s$	0.01
Valeurs de sortie			
1	1	0	0

