



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 Génie Électrique

**Mémoire de Fin d'Études pour l'Obtention du
Diplôme de Master**

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Électrique

Spécialité : Commandes Électriques

THEME

**Amélioration du contrôle
d'un micro-réseau autonome**

Préparé par :

Anine Sofiane

Jury :

Nom et Prénom	Grade	Qualité
S. HASSAINE	Pr	Président
S. BELFEDAL	MCA	Examineur
S. MARIH	MCB	Examineur
D. TOUMI	MCA	Encaderant
M. LARBI	Pr	Encaderant

Année Universitaire 2024/2025

Remerciement

Avant toute chose, ma gratitude éternelle va à Allah, le Tout-Puissant, qui m'a accordé la force intérieure, la patience et la persévérance nécessaires pour mener à bien ce travail. Sans Sa guidance, rien n'aurait été possible.

*Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à **Pr LARBI M'Hamed** et **Dr TOUMI Djilali**, mes encadrants, pour leur disponibilité constante, leur accompagnement bienveillant et leurs conseils éclairés qui ont grandement contribué à l'aboutissement de ce mémoire.*

*Je tiens à remercier aussi ma famille, tous les enseignants du département d Génie Electrique, ainsi que mes camarades de classe en particulier **KHIAL ILYES***

Je remercie également les membres du jury pour le temps qu'ils ont bien voulu consacrer à l'évaluation de ce travail, ainsi que pour l'intérêt qu'ils lui ont porté.

Liste des Abréviations

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 ».
KCL	Loi de Kirchhoff du courant.
KVL	Loi de Kirchhoff des tensions.
PI	Correcteur Proportionnel Intégral.
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).
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).

L_v	partie inductive de l'impédance virtuelle.
R_v	partie résistive de l'impédance virtuelle.
ω_c	fréquence de coupure du filtre LPF.

Sommaire

Chapitre 1: Contrôle Primaire Du Micro-Réseau

I.1. Introduction.....	13
I.2. Micro réseau.....	13
I.2.1 Modes de fonctionnement d'un micro-réseau	14
I.2.1.1. Micro-réseau isolé	14
I.2.1.2. Micro-réseau connecté.....	15
I.2.1.3. Mode de fonctionnement transitoire	15
I.3. Méthodes de contrôle des micro-réseaux	15
I.3.1. Contrôle de statisme conventionnel.....	16
A/. Impédance inductive ($\theta = 90^\circ$)	17
B/. Impédance résistive $\theta = 0^\circ$	20
I.3.2 Calcul des coefficients de statisme	23
I.3.3 Impédance virtuelle	24
I.4 Conclusion	26

Chapitre 2: Contrôle et analyse Du Micro-Réseau autonome

II.1. Introduction	28
II.2. Modélisation de micro réseau isolé	28
II.2.1. Description et modélisation du système de puissance	28
II.2.1.1. Filtre de sortie du convertisseur pour le raccordement au MG.....	28
II.2.1.2. Modélisation mathématique du système.....	29
II.2.2. La représentation dans le repère tournante (dq).....	30
II.2.3. Contrôle de tension et de courant	32
II.2.3.1. Modèle de la boucle de courant.....	32
II.2.3.2. Modèle de la boucle de tension	32
II.2.4. Commande des boucles en cascade :.....	33
II.2.4.1. Structure de contrôle du courant :.....	33
II.2.4.2. Structure de contrôle de la tension :	35
II.3. Simulation et interprétation :	38
II.3.1. Résultats du contrôle dans le repère tournant avec des régulateurs PI :	38
II.4. Conclusion.....	41

Chapitre 3: Contrôle Avancé du Micro-Réseau autonome

III.1 Introduction.....	44
III.2 Historique	44
III.3 Principe de la commande par mode de glissement	45
III.4 Bases mathématiques de la commande à structure variable	46
III.5 Principe de la commande par mode de glissement	47
III.5.1 Choix de la surface de glissement	47
III.5.2 Conditions de convergence.....	48
III.5.3 Détermination de la loi de commande.....	48
III.5.4 Phénomène de Chattering	49
III.6 conceptions de la commande par mode glissant.....	50
III.7 Application de la commande par mode glissant pour un MG	51
III.7.1 Application de la commande glissante pour la boucle de tension et de courant	51
III.7.2 Résultat de simulation pour la commande glissante sous Matlab	52
III.7.3 Comparaison entre la commande par mode glissant et la régulateur PI.....	55
III.8. Conclusion	59

Liste des figures

Chapitre 1: Contrôle Primaire Du Micro-Réseau

Figure.I. 1. Configuration typique d'un micro-réseau autonome.[3]	14
Figure.I. 2. Contrôle hiérarchique – approches par couches. [5]	16
Figure.I. 3. Circuit équivalent d'un DG connecté au bus AC	17
Figure.I. 4. Flux de puissance entre deux sources de tension à travers une impédance inductive	17
Figure.I. 5. Caractéristique de statisme conventionnel pour un MG AC avec impédance à caractère inductive.	19
Figure.I. 6. Schéma bloc du statisme P-f/Q-E	20
Figure.I. 7. Flux de puissance entre deux sources de tension à travers impédance résistive.	20
Figure.I. 8. Caractéristique de statisme conventionnelle pour un MG AC (résistive).	22
Figure.I. 9. Schéma bloc de commande des puissances P-E/Q-f.	23
Figure.I. 10. Contrôle de statisme avec boucle d'impédance virtuelle	25

Chapitre 2: Contrôle et analyse Du Micro-Réseau autonome

Figure.II. 1. Filtre L	28
Figure.II. 2. Filtre LC	29
Figure.II. 3. Filtre LCL	29
Figure.II. 4. Schéma de la boucle de contrôle des courants et des tensions dans le repère tournant.[13]	31
Figure.II. 5. Schéma détaillé de boucle de courant en cascade	34
Figure.II. 6. Schéma de contrôle de courant en boucle fermée	35
Figure.II. 7. Schéma détaillé de contrôle de la tension	36
Figure.II. 8. Schéma de contrôle de tension en boucle fermée	37
Figure.II. 9. Réponse de la puissance active et la puissance réactive	38
Figure.II. 10. Réponse de la fréquence et la tension	39
Figure.II. 11. réponse avec zoom de tension direct et en quadrature	39
Figure.II. 12. réponse avec zoom de courant direct et en quadrature	39
Figure.II. 13. réponse de courant « Iabc » à la sortie de l'onduleur	40
Figure.II. 14. réponse de tension « U-ABC » à la sortie de l'onduleur	40
Figure.II. 15. réponse de courant « IO-ABC » de la charge	41

Chapitre 3: Contrôle Avancé du Micro-Réseau autonome

Figure.III. 1. principe de la commande par mode glissant	46
Figure.III. 2. Fonction signe	49
Figure.III. 3. Phénomène de chattering.	50
Figure.III. 4. réponse avec zoom de tension direct et en quadrature	52
Figure.III. 5. réponse avec zoom de courant direct et en quadrature	52
Figure.III. 6. Réponse de la puissance active et la puissance réactive	53
Figure.III. 7. Réponse de la fréquence et la tension	53
Figure.III. 8. réponse de courant « Iabc » à la sortie de l'onduleur	53
Figure.III. 9. réponse de tension « U-ABC » à la sortie de l'onduleur	54
Figure.III. 10. réponse de courant « IO-ABC » de la charge	54
Figure.III. 11. comparaison de la tension Vd dans les deux régulateurs (SMC et PI)	55

Figure.III. 12. comparaisons de la tension V_q dans les deux régulateurs (SMC	55
Figure.III. 13. comparaisons de courant I_d dans les deux régulateurs (SMC et PI).....	56
Figure.III. 14. comparaison de courant I_q dans les deux régulateurs (SMC et PI)	56
Figure.III. 15. comparaisons de courant I_{abc} dans les deux régulateurs (SMC et PI)	57
Figure.III. 16. L'harmonique de courant I_{abc} avec le régulateur PI.....	57
Figure.III. 17. L'harmonique de courant I_{abc} avec le régulateur SMC	58
Figure.III. 18. L'harmonique de tension V_{ABC} avec le régulateur PI.....	58
Figure.III. 19. L'harmonique de tension V_{ABC} avec le régulateur SMC	59

Liste de tableau

Tableau.I. 1. les caractéristiques de contrôle du MG étudié	26
Tableau.II. 1. Les Valeurs des éléments du circuit de puissance.....	33
Tableau.II. 2. les valeurs de la régulateur PI.....	38
Tableau.III. 1. Le taux global de distorsion harmonique (THD) des courants et des tensions par (PI et SMC) de la Commande du Droup.....	59

Introduction Générale

Avec la pression croissante sur les réseaux électriques traditionnels, ceux-ci font face à des défis majeurs : des coûts d'installation et d'exploitation importants, une faible efficacité de transmission de l'énergie, ainsi que des impacts environnementaux significatifs. Parallèlement, les évolutions constantes des politiques énergétiques et des besoins des consommateurs ont donné naissance à un nouveau paradigme : les micro-réseaux.

Les micro-réseaux représentent des systèmes énergétiques locaux et autonomes, conçus pour assurer une alimentation électrique de qualité à une échelle restreinte. En combinant diverses sources de production distribuées (panneaux solaires, éoliennes de petite taille, micro-turbines, piles à combustible, groupes électrogènes, etc.), des charges locales, des dispositifs de stockage et des systèmes de supervision, ces installations peuvent fonctionner en lien avec le réseau principal ou en totale autonomie. [1]

Le bon fonctionnement de ces micro-réseaux repose toutefois sur des stratégies de commande efficaces, capables de maintenir la stabilité du système et de garantir la qualité de l'énergie fournie. C'est dans ce cadre que s'inscrit notre étude.

Notre travail se concentre sur la modélisation, la commande et la simulation d'un micro-réseau alternatif (AC) autonome, basé sur des convertisseurs de tension à deux niveaux.

Le premier chapitre introduit le concept de micro-réseau : définitions, modes de fonctionnement, et une vue d'ensemble du contrôle hiérarchisé. L'accent est mis sur le contrôle primaire, en particulier le contrôle du statisme, élément fondamental de la régulation locale.

Dans le deuxième chapitre, nous abordons la modélisation du générateur distribué et du convertisseur, en nous plaçant dans le repère de Park (dq), en évitant volontairement l'utilisation des variables en $\alpha\beta$. Le contrôle de la tension et du courant est assuré à l'aide de régulateur proportionnel-intégrateur, et les résultats issus des simulations sont analysés.

Le troisième chapitre présente l'implémentation d'une stratégie de Commande par Mode Glissant (SMC), choisie pour sa robustesse face aux perturbations et incertitudes du système. Cette méthode est comparée à la commande PI classique pour mettre en évidence ses avantages en termes de performance et de stabilité.

Chapitre 1 : Contrôle Primaire Du Micro-Réseau

I.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.

I.2. Micro réseau

Un micro-réseau autonome désigne l'interface de puissance utilisée pour transporter l'énergie électrique produite par une ou plusieurs sources autonomes (photovoltaïque, éolien, pile à combustible, générateur diesel...etc) jusqu'au point d'interconnexion de consommateurs. La distinction "autonome" fait référence au genre d'applications non raccordées au réseau et (ou) à l'autonomie de ces applications. La structure d'un micro-réseau autonome varie en fonction des contraintes de l'application. Néanmoins, quatre éléments sont souvent utilisés :

- ❖ Les sources (renouvelables, batteries, générateur diesel...etc) ;
- ❖ Les convertisseurs de puissance (permettant le contrôle et la gestion du système) ;
- ❖ Les filtres d'interconnexions (assurant la transmission d'une énergie de qualité) ;
- ❖ Les charges (statiques, ou dynamiques).

Les potentialités d'un micro-réseau autonome sont évaluées selon L'autonomie, La qualité de l'énergie transitée, et La stabilité, En effet, l'interface de puissance autonome doit garantir la continuité de service en garantissant la qualité de l'énergie disponible, la stabilité du réseau et sa robustesse vis-à-vis des perturbations provenant des charges, voire « **Figure I.1** ». [2]

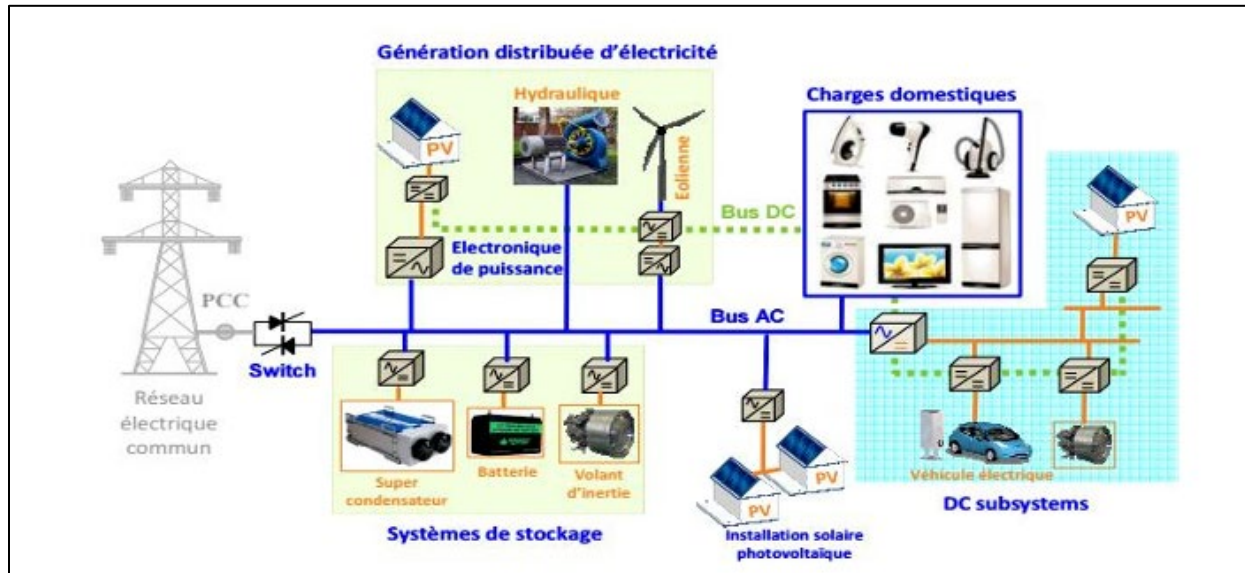


Figure.I. 1. Configuration typique d'un micro-réseau autonome.[3]

La principale caractéristique qui rend le micro-réseau particulièrement intéressant dans le domaine de l'énergie est sa capacité à s'isoler du réseau principal. Cette faculté d'îlotage peut être mise en œuvre pour des raisons économiques ou en cas de panne (blackout) ou de perturbation du réseau. De cette spécificité découlent deux grandes catégories de micro-réseaux, aux modes de fonctionnement et aux objectifs bien distincts : les micro-réseaux connectés au réseau principal et les micro-réseaux isolés.

I.2.1 Modes de fonctionnement d'un micro-réseau

I.2.1.1. Micro-réseau isolé

Les micro-réseaux îlotés, comme leur nom l'indique, fonctionnent de manière autonome, sans être reliés à un réseau électrique principal. Ce mode d'exploitation peut être temporaire, dans le cas où le micro-réseau choisit de se déconnecter volontairement du réseau principal, ou permanent, lorsque le système est conçu pour opérer de façon totalement indépendante. [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.

I.2.1.2. Micro-réseau connecté

Les micro-réseaux connectés sont directement reliés au réseau local de distribution d'électricité. Ils ont l'avantage de pouvoir à la fois consommer et injecter de l'énergie dans ce réseau. On les définit comme disposant d'une ou plusieurs connexions avec le réseau principal, appelées Points de Couplage Commun (PCC), généralement équipées d'un commutateur permettant la connexion ou la déconnexion selon les besoins. [4]

I.2.1.3. Mode de fonctionnement transitoire

Le mode de fonctionnement transitoire désigne l'état intermédiaire entre un fonctionnement en réseau interconnecté et un fonctionnement en mode îloté, ou inversement. Ce type de transition soulève des défis supplémentaires en matière de stabilité de l'alimentation électrique et de protection du réseau. Il peut survenir de manière planifiée ou imprévue, en raison de contraintes sur le réseau, d'opérations de maintenance prédictive ou de préoccupations liées à la sécurité.

Dans les micro-réseaux, la déconnexion et la reconnexion au point de couplage commun (PCC) doivent s'effectuer de façon fluide et rapide. Il est crucial que le processus de transition soit fiable et cause peu ou pas de perturbations. Durant cette phase transitoire, il est indispensable de mettre en œuvre une procédure de synchronisation de la tension en termes d'amplitude, de fréquence et de phase, ainsi qu'un raccordement coordonné et progressif des unités de production distribuées, afin d'assurer une transition harmonieuse. [5]

I.3. Méthodes de contrôle des micro-réseaux

Selon la « **figure I.2** », les micro-réseaux utilisant une méthode de contrôle hiérarchique sont structurés en trois couches de contrôle : primaire, secondaire et tertiaire. Le contrôle de base, assuré par la couche primaire, garantit une réponse rapide du dispositif. En revanche, les couches supérieures secondaire et tertiaire interviennent à un niveau plus global du système, avec des temps de réponse plus lents, mais elles assurent une gestion plus stratégique et optimisée du micro-réseau [6]. Dans les micro-réseaux, les techniques de contrôle multicouche sont essentielles pour maintenir la qualité de l'énergie et prévenir les perturbations. Elles permettent notamment d'assurer la stabilité de l'amplitude et de la

fréquence de la tension, grâce à des boucles de régulation qui ajustent les flux de puissance active et réactive. Ces techniques intègrent également des fonctions telles que le filtrage, le partage du courant harmonique et la compensation de la puissance réactive. [7]

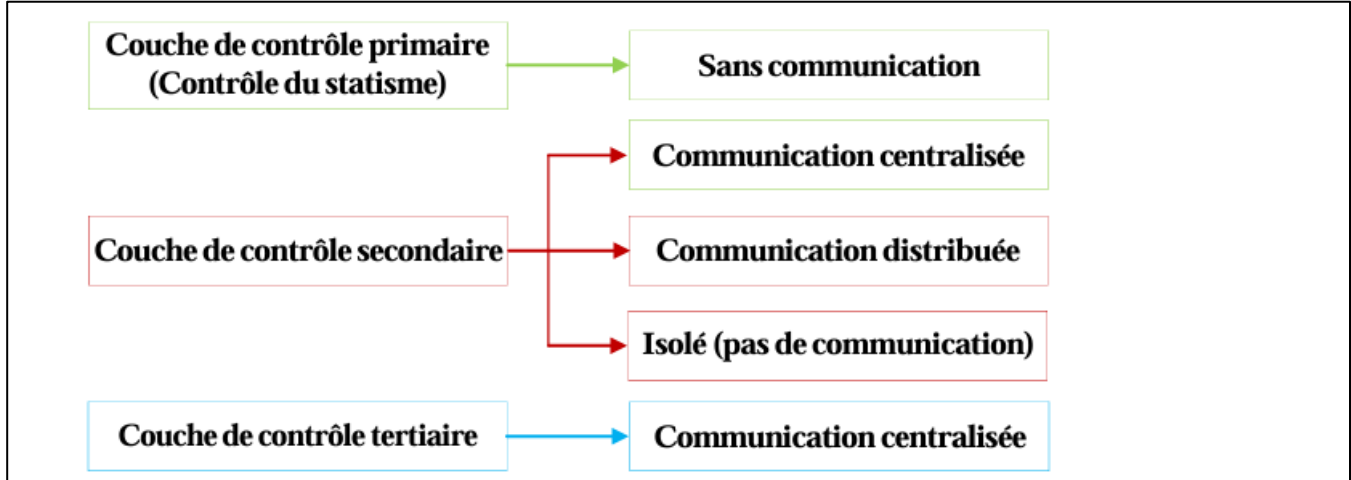


Figure.I. 2. Contrôle hiérarchique – approches par couches. [5]

I.3.1. Contrôle de statisme conventionnel

La méthode conventionnelle de contrôle de statisme, basée sur la régulation de la fréquence et de la tension, permet aux unités de production décentralisée (DG) de se répartir la charge sans avoir besoin de communiquer directement entre elles. Ce fonctionnement imite le comportement d'un réseau d'alimentation classique, où plusieurs générateurs synchrones sont connectés en parallèle. Dans ce type de système, les onduleurs sont reliés entre eux via des impédances équivalentes ayant un rapport résistance/inductance (R/X) élevé. Les puissances active (P_L) et réactive (Q_L) fournies par une unité DG sont déterminées par la tension E injectée au point de couplage commun (PCC), à travers l'impédance Z_0 « **Figure I.3** » ; sont décrites par les équations « **I.1** », « **I.2** », et « **I.3** » :

$$\left\{ \begin{array}{l} S = \frac{V}{Z} (E \cos \delta \cos \theta - j \sin \theta E \cos \delta - V \cos \theta + j V \sin \theta + j \sin \delta E \cos \theta + \sin \delta E \sin \theta) \\ S = P_L + j Q_L \end{array} \right\} \quad \text{I.1}$$

Cela permet de calculer la puissance active et réactive que le générateur décentralisé (DG) injecte dans le réseau au niveau du point de couplage (PCC).

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

$$Q_L = \left(\frac{EV_0}{Z_0} \cos \delta - \frac{V_0^2}{Z_0} \right) \sin \theta - \frac{EV_0}{Z_0} \sin \delta \cos \theta. \quad \text{I.3}$$

Ici, « δ » est la différence de phase entre l'alimentation et le point de couplage commun (PCC), souvent appelée **l'angle de puissance**. Quant à $Z_0 = R + jX$, il représente l'impédance entre le générateur et le point PCC, où R est la résistance et X l'inductance.

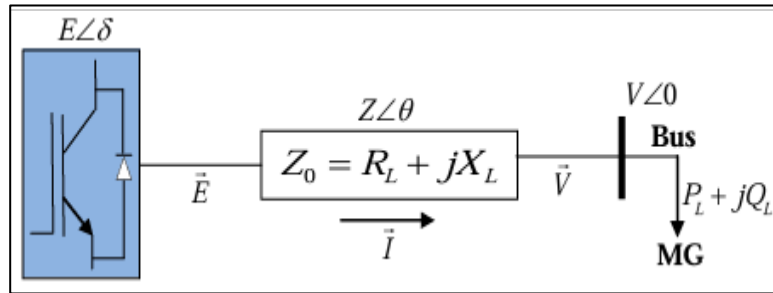


Figure.I. 3. Circuit équivalent d'un DG connecté au bus AC

Deux techniques de commande doivent être étudiées en fonction de la nature de l'impédance entre le générateur distribué (DG) et le point de couplage (PCC) :

- ❖ Si l'impédance est de nature inductive (angle de phase $\theta = 90^\circ$),
- ❖ Ou si elle est de nature résistive (angle de phase $\theta = 0^\circ$).

A/. Impédance inductive ($\theta = 90^\circ$)

En négligeant le filtre capacitif ainsi que la résistance parasite entre l'onduleur et le bus AC dans la « **Figure I.3** », on peut simplifier le circuit équivalent de l'onduleur connecté au bus AC, comme illustré dans la « **Figure I.4** ».

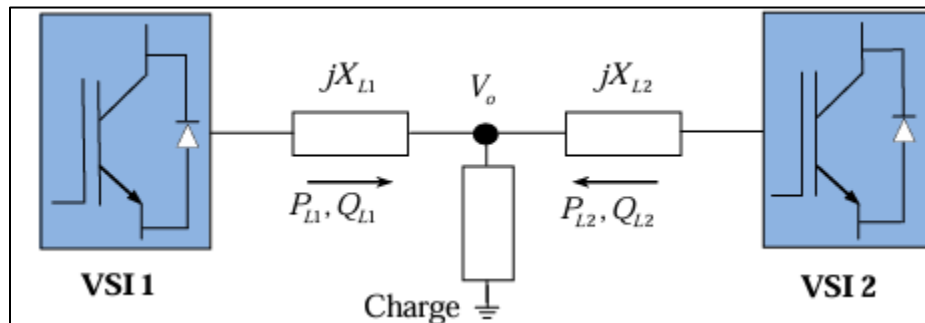


Figure.I. 4. Flux de puissance entre deux sources de tension à travers

Dans ce cas ($\theta = 90^\circ$) :

$$\begin{cases} \cos(\theta) = 0 \\ \sin(\theta) = 1 \end{cases} \quad \text{I.4}$$

On remplace l'équation « I.4 » dans « I.2 » et « I.3 » on trouve :

$$P_L = VI \cos\theta = \frac{1}{X_L} EV \sin\delta \quad \text{I.5}$$

$$Q_L = VI \sin\theta = \frac{1}{X_L} (EV \cos\delta - V^2) \quad \text{I.6}$$

Le $\cos \theta$ représente le facteur de puissance, et δ est l'angle de puissance. Lorsque cet angle δ est faible (inférieur à 0,4 rad), on peut faire les approximations suivantes :

$$\sin(\delta) \approx \delta \text{ et } \cos(\delta) \approx 1.$$

Ces simplifications nous permettent d'approximer plus facilement les équations « I.5 » et « I.6 » :

$$P_L = \frac{EV}{X_L} \sin\delta \approx \frac{EV}{X_L} \delta \quad \text{I.7}$$

$$Q_L = \frac{EV}{X_L} \cos\delta - \frac{V^2}{X_L} \approx \frac{V}{X_L} (E - V) \quad \text{I.8}$$

La dérivée partielle des équations I.7 et I.8 est donnée par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial P_L}{\partial E} = \frac{V}{X_L} \delta \\ \frac{\partial P_L}{\partial \delta} = \frac{EV}{X_L} \end{array} \right\} \& \left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial Q_L}{\partial E} = \frac{V}{X_L} \\ \frac{\partial Q_L}{\partial \delta} = 0 \end{array} \right. \quad \text{I.9}$$

Les équations « I.10 », « I.11 », et « I.12 » prouvent que les puissances actives et réactives peuvent être réglées séparément. En effet, la puissance active dépend de l'angle interne δ et elle peut être réglée en conséquence par la variation de cet angle. La puissance réactive dépend par contre directement de l'amplitude de la tension E . Ces constatations présentent l'origine de l'idée de base

du contrôle de statisme. En conséquence, pour assurer le partage de la puissance entre les générateurs distribués en parallèles, l'utilisation des caractéristiques de statisme reliant la puissance active à la fréquence (P-f) et la puissance réactive à l'amplitude de tension (Q-E) est recommandée « **Figure I.5** ».

Ces grandeurs sont déterminées par les expressions (I.14) et (I.15) de statisme classique pour un comportement inductif.

$$f = f_n^* - m_p(P - P^*) \quad \text{I.10}$$

$$E = E_n^* - n_q(Q - Q^*) \quad \text{I.11}$$

Où P_i et Q_i représentent respectivement les puissances actives et réactives à la sortie de chaque convertisseur. ω_i^* et E_i^* représentent respectivement la pulsation et la valeur efficace de la tension de référence. P^* et Q^* sont respectivement les puissances actives et réactives nominales « m_p » et « n_q » sont respectivement les coefficients proportionnels de statisme pour la fréquence et la tension et qui sont choisis en fonction des puissances actives et réactives nominales.

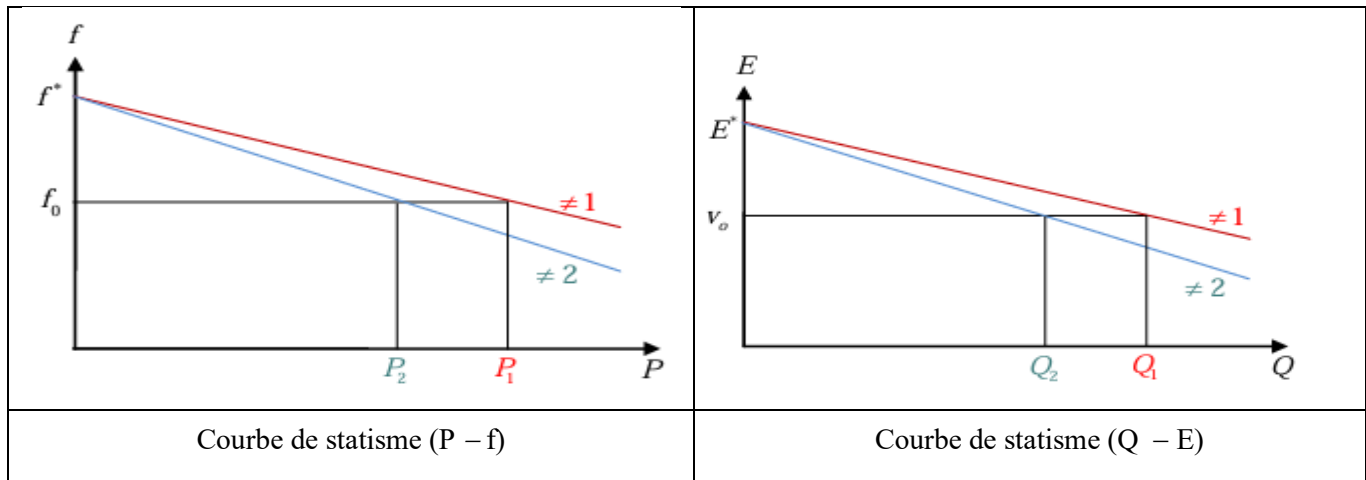


Figure.I. 5. Caractéristique de statisme conventionnel pour un MG AC avec impédance à caractère inductive

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 « **I.10** » et « **I.11** » représentant le principe du statisme conventionnel est représenté sur la « **Figure 1.6** ».

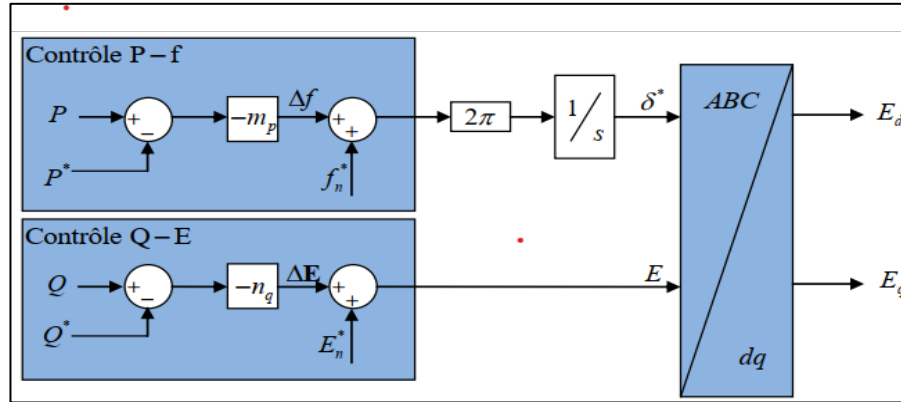


Figure.I. 6. Schéma bloc du statisme P-f/Q-E

B/. 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 (RL ne peut plus être négligée) ; comme le montre la « **Figure 1.7** »

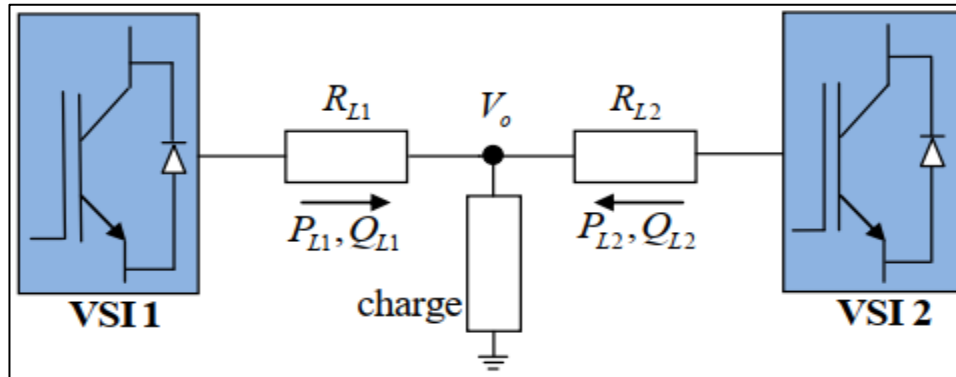


Figure.I. 7. Flux de puissance entre deux sources de tension à travers impédance résistive

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 :

$$P_L = VI \cos\theta = \frac{1}{R_L} (EV \cos\delta - V^2) \quad \text{I.12}$$

$$Q_L = VI \sin\theta = -\frac{1}{R_L} EV \sin\delta \quad \text{I.13}$$

Dans le cas où l'angle de puissance δ est faible, on peut supposer que $\sin\delta \approx \delta$ et $\cos \delta \approx 1$, ainsi, nous pouvons simplifier les équations « **I.12** » et « **I.13** » comme suit :

$$P_L = \frac{EV}{R_L} \cos\delta - \frac{V^2}{R_L} \approx \frac{V}{R_L} (E - V) \quad \text{I.14}$$

$$Q_L = \frac{-EV}{R_L} \sin\delta \approx \frac{-EV}{R_L} \delta \quad \text{I.15}$$

La dérivée des équations « **I.14** » et « **I.15** » est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{\partial P_L}{\partial E} = \frac{V}{R_L} \\ \frac{\partial P_L}{\partial \delta} = 0 \end{cases} \quad \text{I.16}$$

$$\begin{cases} \frac{\partial Q_L}{\partial E} = -\frac{V}{R_L} \\ \frac{\partial Q_L}{\partial \delta} = -\frac{EV}{R_L} \end{cases}$$

Comme on peut le voir d'après les équations « **I.14** », « **I.15** » et « **I.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 I.8** » pour réaliser le partage de puissance entre les onduleurs connectés en parallèle.

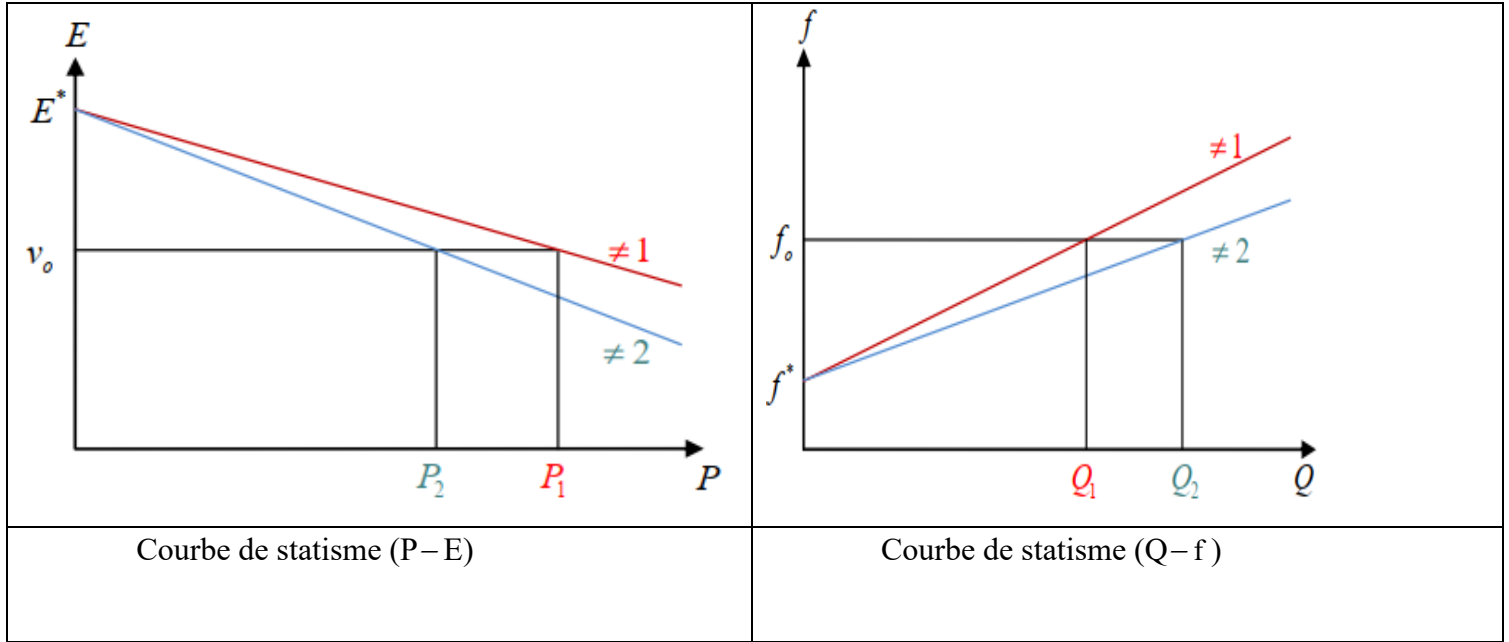


Figure.I. 8. Caractéristique de statisme conventionnelle pour un MG AC (résistive).

Les références de l'amplitude de tension du DG :

$$f = f_n^* - m_p(Q - Q^*) \quad \text{I.17}$$

$$E = E_n^* - n_q(P - P^*) \quad \text{I.18}$$

Avec :

np et **mq** 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 I.9** »

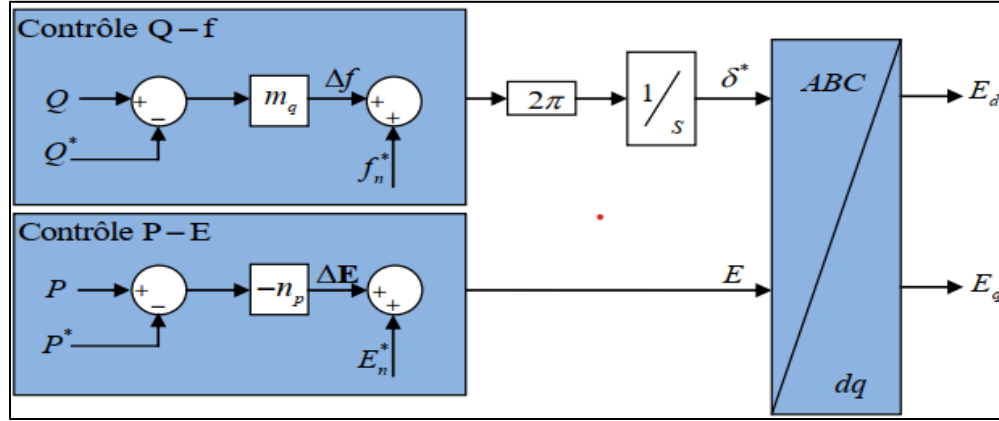


Figure.I. 9. Schéma bloc de commande des puissances P-E/Q-f

1.3.2 Calcul des coefficients de statisme

Les points de consigne dans les équations « 1.10 », « 1.11 », « 1.17 » et « 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 $V = 230V$, 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 :

$$\begin{cases} |f^* - f| \leq \Delta f_{max} \\ |E^* - E| \leq \Delta E_{max} \end{cases} \quad \text{I.19}$$

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 « I.20 » et « I.21 » montrent le calcul des coefficients de statisme.

$$\begin{cases} m_p = \frac{f_{max}-f_{min}}{P_{max}-P_{min}} \\ n_q = \frac{E_{max}-E_{min}}{Q_{max}-Q_{min}} \end{cases} \quad \text{I.20}$$

$$\begin{cases} n_p = \frac{E_{max}-E_{min}}{P_{max}-P_{min}} \\ m_q = \frac{f_{max}-f_{min}}{Q_{max}-Q_{min}} \end{cases} \quad \text{I.21}$$

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

$$\begin{cases} m_p = \frac{\Delta f_{nom}(Hz)}{P_{max}(W)-P_{min}(W)} \\ n_q = \frac{\Delta V_{nom}(V)}{Q_{max}(Var)-Q_{min}(Var)} \end{cases} \quad \text{I.22}$$

$$\begin{cases} m_q = \frac{\Delta f_{nom}(Hz)}{Q_{max}(Var)-Q_{min}(Var)} \\ n_p = \frac{\Delta V_{nom}(V)}{P_{max}(W)-P_{min}(W)} \end{cases} \quad \text{I.23}$$

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 « I.22 » et « I.23 » dans lequel ω_c est la fréquence de coupure du filtre

$$P = \frac{\omega_c}{s+\omega_c} p \quad \text{I.24}$$

$$Q = \frac{\omega_c}{s+\omega_c} q \quad \text{I.25}$$

1.3.3 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 I.10**).

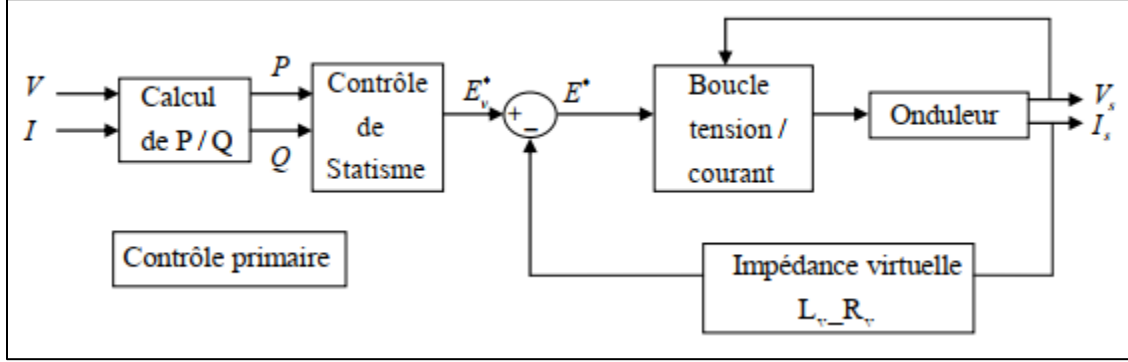


Figure.I. 10. Contrôle de statisme avec boucle d'impédance virtuelle

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 :

$$\begin{cases} E_d^* = E_{vd}^* + \omega L_v i_{tq} - R_v i_{td} \\ E_q^* = E_{vq}^* + \omega L_v i_{td} - R_v i_{tq} \end{cases} \quad \text{I.26}$$

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 :

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_{nom}(L_v + L_g)}{R_v + R_g} \right) \quad \text{I.27}$$

Avec :

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

Le tableau I.1 présente les caractéristiques de contrôle du MG étudié.

<i>Acronyme</i>	<i>Valeur</i>	<i>Unités</i>
P_{max}	1	KW
Q_{max}	800	VAR
m_p	5.10^{-5}	HZ / W
n_q	$137.5.10^{-5}$	V / VAR
m_q	$6.25.10^{-4}$	HZ / VAR
n_p	11.10^{-5}	V / W
L_v	1	mH
R_v	0	Ω
ω_c	314.1593	Rad / s

Tableau.I. 1. Caractéristiques de contrôle du MG étudié

1.4 Conclusion

Ce premier chapitre a permis d'établir les fondations essentielles à la compréhension des micro-réseaux autonomes, en mettant en lumière leur architecture, leurs modes de fonctionnement et les défis liés à leur contrôle. À travers l'étude du contrôle primaire, nous avons vu comment le partage de puissance peut être assuré efficacement à l'aide des méthodes de statisme, qu'il s'agisse d'impédances inductives ou résistives. Enfin, l'introduction de l'impédance virtuelle apparaît comme une solution moderne et adaptable, offrant une meilleure flexibilité dans la conception et la gestion des systèmes. Ces principes posent les bases nécessaires pour aborder les couches de contrôle supérieures et approfondir l'optimisation du fonctionnement des micro-réseaux. Le sujet principal 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

II.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.

II.2. Modélisation de micro réseau isolé

II.2.1. Description et modélisation du système de puissance

II.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 II.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.

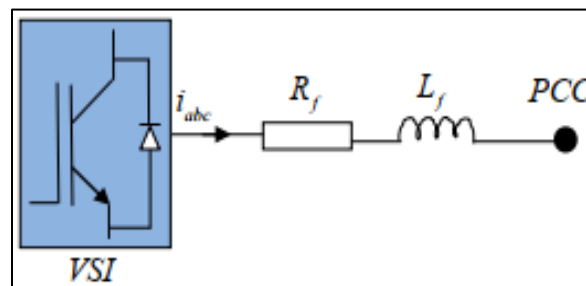


Figure.II. 1. Filtre L

- ❖ 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.II.2).

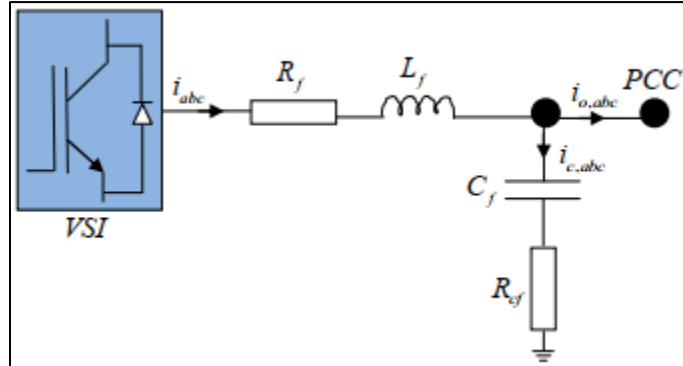


Figure.II. 2. Filtre LC

- 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. II.3).

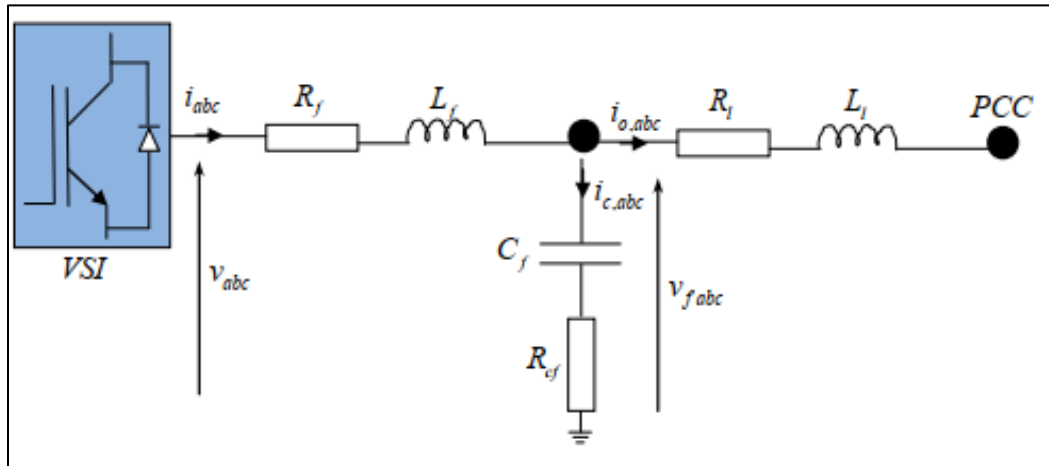


Figure.II. 3. Filtre LCL

II.2.1.2. Modélisation 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 :

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

II.1

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

$$v_{abc} = R_f i_{abc} + L_f \frac{di_{abc}}{dt} + v_{f,abc} \quad \text{II.2}$$

$$\frac{dv_{f,abc}}{dt} = \left(\frac{1}{C_f}\right) i_{c,abc} + R_{cf} \frac{di_{c,abc}}{dt} \quad \text{II.3}$$

$$v_{f,abc} = R_l i_{abc} + L_{l,abc} \frac{di_{l,abc}}{dt} + v_{l,abc} \quad \text{II.4}$$

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 tournants en synchronisme (dq)

II.2.2. La représentation dans le dans le repère tournante (dq)

Dans le cadre référentiel naturel abc , les grandeurs de phase sont sinusoïdales, es grandeurs dans repère deviennent constantes. Les équations (II.1) - (II.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 II.5 :

$$f_{dq}(t) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin\theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad \text{II.5}$$

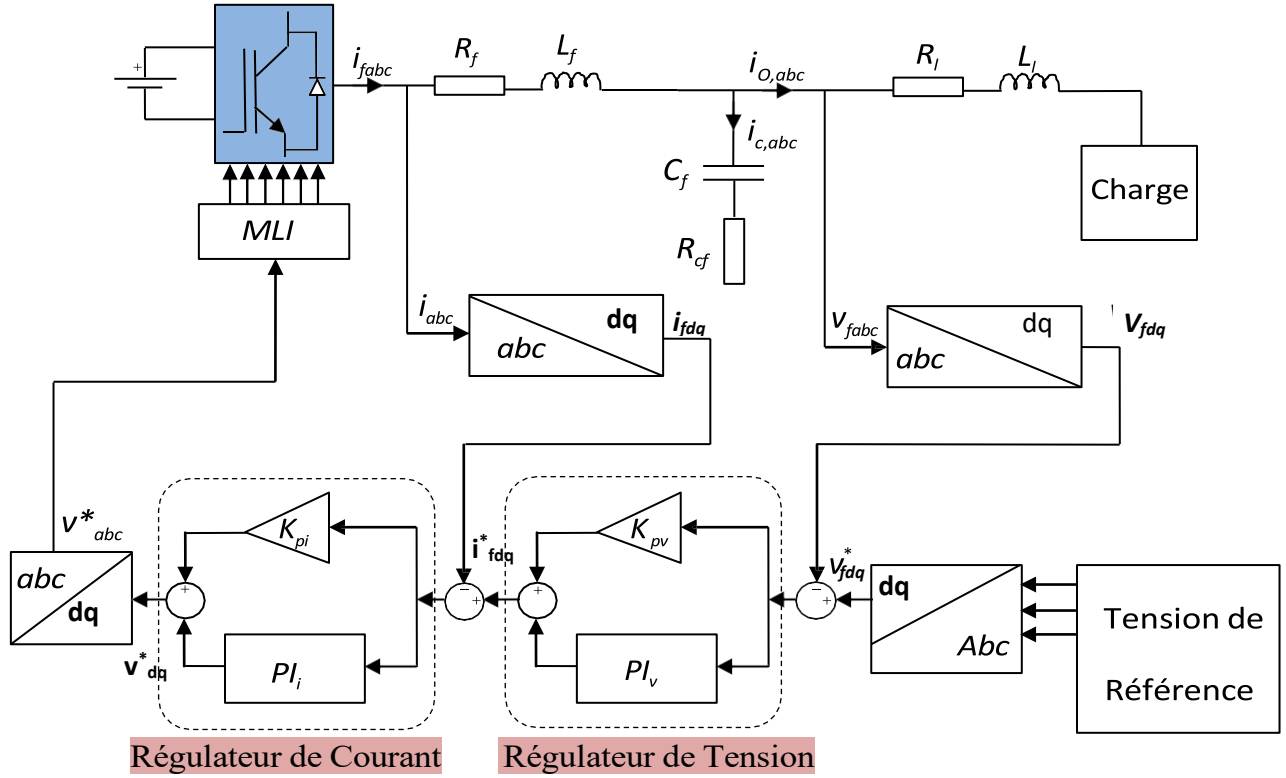


Figure.II. 4. Schéma de la boucle de contrôle des courants et des tensions dans le repère tournant.[13]

Après transformation et réarrangement en utilisant la matrice de Park, Nous obtenons :

Les courants dans le repère de Park est donnée par l'équation suivante :

$$\begin{cases} I_d = I_{cd} + I_{od} \\ I_q = I_{cq} + I_{oq} \end{cases} \quad \text{II.6}$$

Les équations pour la tension dans le repère se Park sont données par :

$$\begin{cases} V_d = L_f s i_d + R_f i_d + V_{fd} - \omega L_f i_q \\ V_q = L_f s i_q + R_f i_q + V_{fq} + \omega L_f i_d \end{cases} \quad \text{II.7}$$

$$\begin{cases} i_{cd} = C_f s V_{fd} - \omega C_f V_{fq} \\ i_{cq} = C_f s V_{fq} + \omega C_f V_{fd} \end{cases} \quad \text{II.8}$$

$$\begin{cases} V_{fd} = R_l s i_{od} + L_l s i_{od} + V_{ld} - \omega L_l i_{oq} \\ V_{fq} = R_l s i_{oq} + L_l s i_{oq} + V_{lq} + \omega L_l i_{od} \end{cases} \quad \text{II.9}$$

En remplaçant (II.8) dans (II.6), et après le réarrangement, Nous obtenons :

$$\begin{cases} i_d = C_f s V_{fd} - \omega C_f V_{fq} + i_{od} \\ i_q = C_f s V_{fq} + \omega C_f V_{fd} + i_{oq} \end{cases} \quad \text{II.10}$$

Avec ω : Pulsation du réseau

II.2.3. Contrôle de tension et de courant

II.2.3.1. Modèle de la boucle de courant

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

$$\begin{cases} \dot{X}_i = A_i X_i + B_i U_i \\ y_i = C_i X_i + D_i U_i \end{cases} \quad \text{II.11}$$

À partir de l'équation (II.11) et l'équation (II.7) la représentation d'espace d'état de la boucle interne de courant est donnée par :

$$s \begin{bmatrix} \dot{x}_i \\ i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \overbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\omega & 0 \\ \omega & -\frac{R_f}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}}^{A_i} \begin{bmatrix} x_i \\ i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} + \overbrace{\frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_d & -v_{fd} \\ v_q & -v_{fq} \\ v_o & -v_{fo} \end{bmatrix}}^{B_i} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} \quad \text{II.12}$$

Le système (II.12) supposé équilibrer, donc la partie homopolaire est nulle et le modèle du courant de la partie alternative du système s'écrit comme suit :

$$s \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f}{L_f} & -\omega \\ \omega & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L_f} \begin{bmatrix} v_d & -v_{fd} \\ v_q & -v_{fq} \end{bmatrix} \quad \text{II.13}$$

II.2.3.2. Modèle de la boucle de tension

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

$$\begin{cases} \dot{X}_v = A_v X_v + B_v U_v \\ y_v = C_v X_v + D_v U_v \end{cases} \quad \text{II.14}$$

À partir de l'équation (II.14) et l'équation (II.10) la représentation d'espace d'état de la boucle interne de tension est donnée par II.15 :

$$s \begin{bmatrix} \dot{X}_v \\ v_{fd} \\ v_{fq} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix}}_{A_v} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{fd} \\ v_{fq} \end{bmatrix}}_{X_v} + \underbrace{\frac{1}{C_f}}_{B_v} \underbrace{\begin{bmatrix} i_d & -i_{od} \\ i_q & -i_{oq} \end{bmatrix}}_{U_v} \quad \text{II.15}$$

Le tableau II.1 indique les valeurs utilisées pour réaliser le circuit de puissance.

<i>Acronyme</i>	<i>Valeur</i>	<i>Unités</i>
V_{nom}	220	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	μH
R_{cf}	20	Ω
L_l	1	mH
R_l	65	$m\Omega$

Tableau.II. 1. Les Valeurs des éléments du circuit de puissance

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

II.2.4. 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]

II.2.4.1. 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 :

$$\begin{cases} e_d^* = (i_d^* - i_d)(K_{pi} + K_{ii}/s) - \omega L_f i_q + V_{fd} \\ e_q^* = (i_q^* - i_q)(K_{pi} + K_{ii}/s) + \omega L_f i_d + V_{fq} \end{cases} \quad \text{II.16}$$

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 II.4. [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 courant.

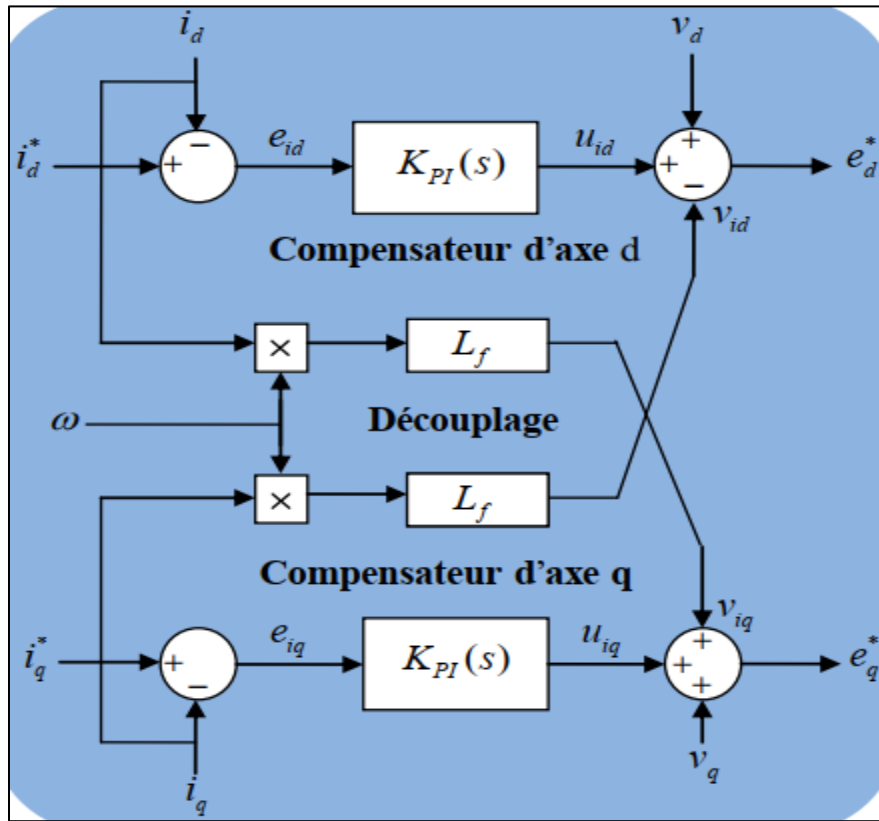


Figure.II. 5. Schéma détaillé de boucle de courant en cascade.

II.2.4.1.1. 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 II.17

$$\frac{i_d(s)}{e_d(s)} = \frac{1/L_f}{s + R_f/L_f} \quad \text{II.17}$$

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 II.5 représente les deux boucles fermées de courants.

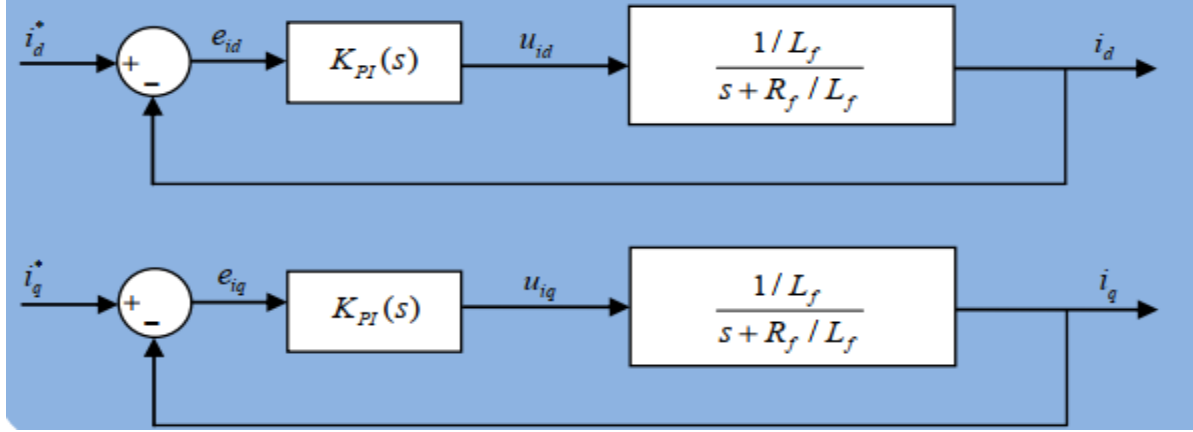


Figure.II. 6. Schéma de contrôle de courant en boucle fermée

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

$$\frac{i_d}{i_d^*} = \frac{\frac{K_{pi}s + K_{ii}}{L_f}}{s^2 + \frac{R_f + K_{pi}}{L_f}s + \frac{K_{ii}}{L_f}} \quad \text{II.18}$$

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

$$\begin{cases} \omega_{ni}^2 = \frac{K_{ii}}{L_f} \\ \zeta_i = \frac{K_{pi} + R_f}{2L_f\omega_{ni}} \end{cases} \quad \text{II.19}$$

Les coefficients de régulateur PI seront comme suit :

$$\begin{cases} K_{pi} = 2\zeta_i\omega_{ni}L_f - R_f \\ K_{ii} = \omega_{ni}^2L_f \end{cases} \quad \text{II.20}$$

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

II.2.4.2. Structure de contrôle de la tension :

Dans la plupart des micro-réseaux intégrant des sources d'énergie renouvelable, il est crucial de maintenir une tension stable afin de garantir une qualité d'énergie optimale. Pour cela, on utilise généralement un régulateur de type PI (Proportionnel-Intégral) pour contrôler la tension à la sortie. Ce contrôle repose sur une stratégie classique combinant rétroaction et anticipation. Le contrôle de la tension peut être exprimé comme suit:

$$\begin{cases} i_d^* = (v_d^* - v_d)(K_{pv} + K_{iv}/s) - \omega C_f v_{fq} + K i_{od} \\ i_q^* = (v_q^* - v_q)(K_{pv} + K_{iv}/s) + \omega C_f v_{fd} + K i_{oq} \end{cases} \quad \text{II.23}$$

Avec : K : Le gain anticipatif du courant.

Le schéma de principe de la boucle de contrôle de tension et montrer par la figure II.6.

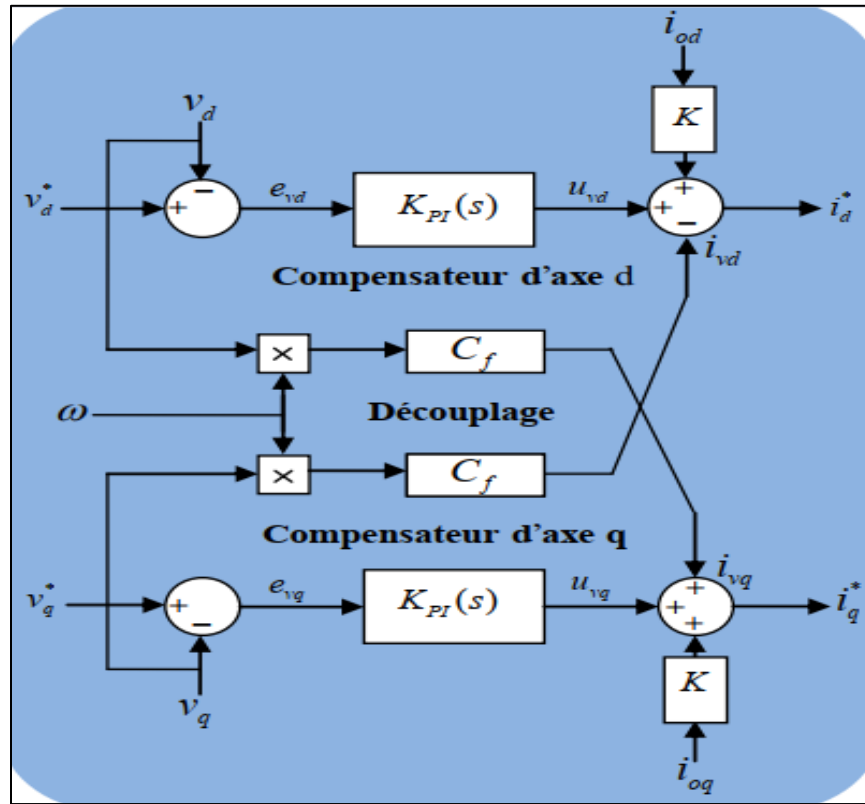


Figure.II. 7. Schéma détaillé de contrôle de la tension

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 .

II.2.4.2.1. 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 II.21.

$$\frac{v_d(s)}{i_d(s) - i_{od}(s)} = \frac{1}{C_f \cdot s} \quad \text{II.21}$$

Étant donné que les contrôleurs des deux boucles de courant sont similaires, tout comme ceux des boucles de tension, la figure (II.7) illustre la structure commune des deux boucles de tension.

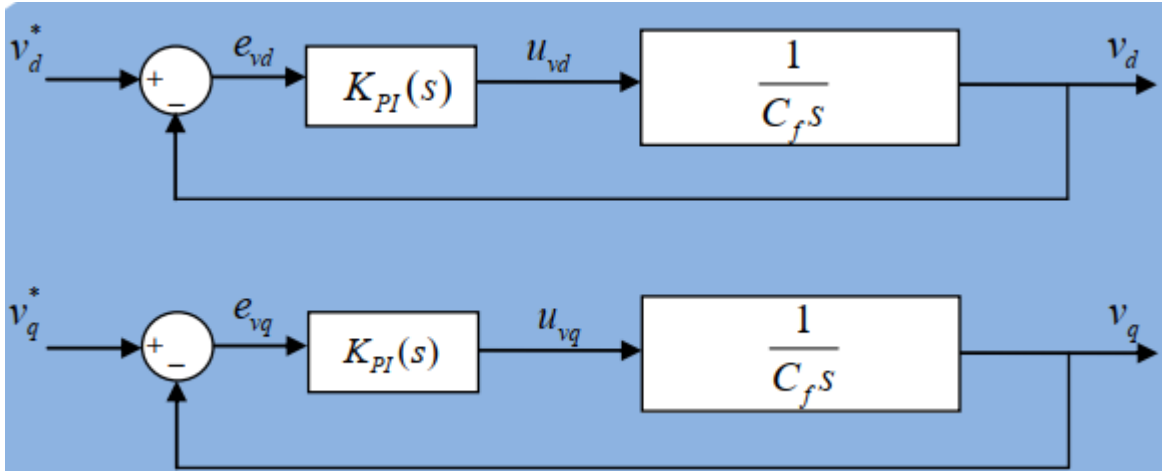


Figure.II. 8. Schéma de contrôle de tension en boucle fermée

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

$$K_{pi} = \frac{K_{ps} + K_i}{s} \quad \text{II.22}$$

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

$$\frac{v_d}{v_d^*} = \frac{\frac{K_{pv}}{C_f}s + \frac{K_{iv}}{C_f}}{s^2 + \frac{K_{pv}}{C_f}s + \frac{K_{iv}}{C_f}} \quad \text{II.23}$$

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

$$\begin{cases} \omega_{nv}^2 = \frac{K_{iv}}{C_f} \\ \zeta_v = \frac{K_{pv}}{2C_f\omega_{nv}} \end{cases} \quad \text{II.24}$$

Les coefficients de régulateur PI obtenus sont :

$$\begin{cases} K_{pv} = 2\zeta_v\omega_{nv}C_f \\ K_{iv} = \omega_{nv}^2 C_f \end{cases} \quad \text{II.25}$$

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

Le tableau II.3 indique les valeurs utilisées pour le régulateur PI.

Acronyme	Valeur
ω_{nv}	2000
ξ_v	1
K_{pv}	0.04
K_{iv}	40
ω_{ni}	300
ξ_i	0.7
K_{pi}	450
K_{ii}	1.60

Tableau.II. 2. les valeurs de la régulateur PI

II.3. Simulation et interprétation :

La simulation est faite avec une charge commune de $P = 1\text{KW}$ et $Q = 0.8\text{KVAR}$ et puis on à appliquer en parallèle une autre charge résistive/inductive à l'instant $t = 0.5\text{s}$ pour tester la fiabilité de notre régulateur PI,

II.3.1. Résultats du contrôle dans le repère tournant avec des régulateurs PI :

- Charge branchée à $t = 0.5\text{s}$: $P = 1\text{KW}$ et $Q = 800\text{VAR}$

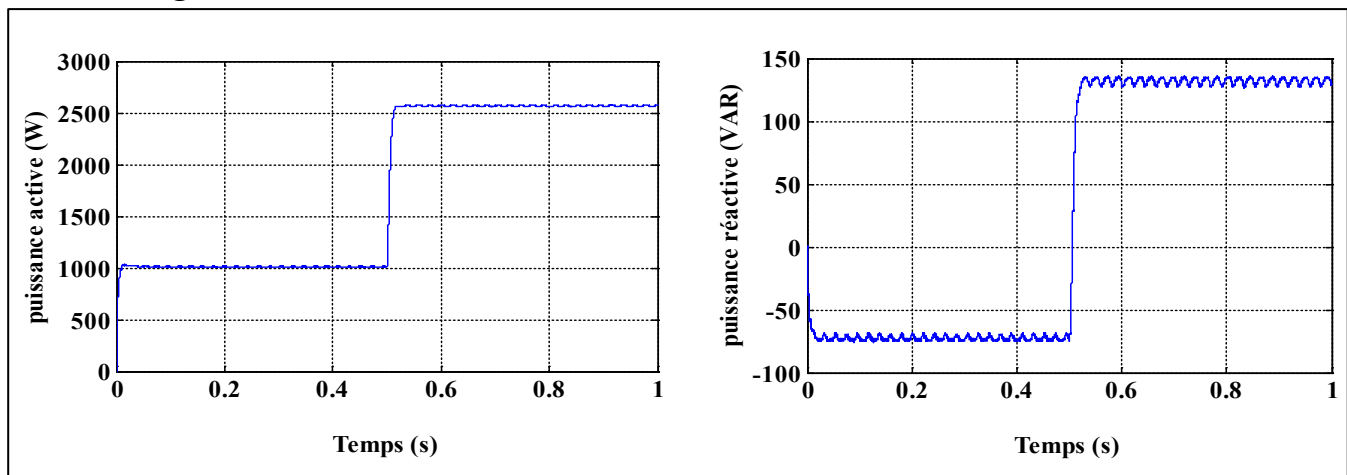


Figure.II. 9. Réponse de la puissance active et la puissance réactive

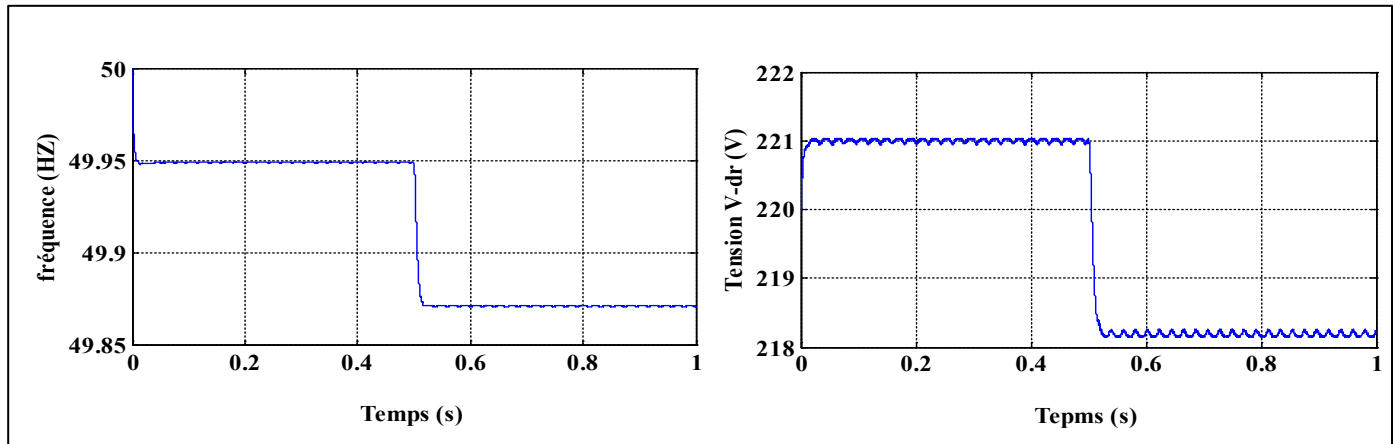


Figure.II. 10. Réponse de la fréquence et la tension

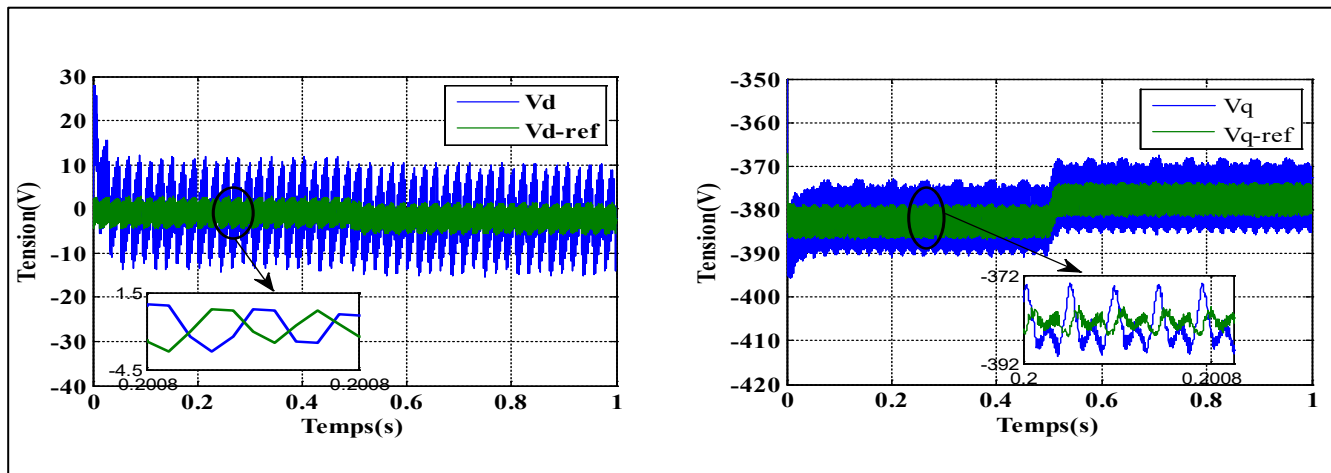


Figure.II. 11. réponse avec zoom de tension direct et en quadrature

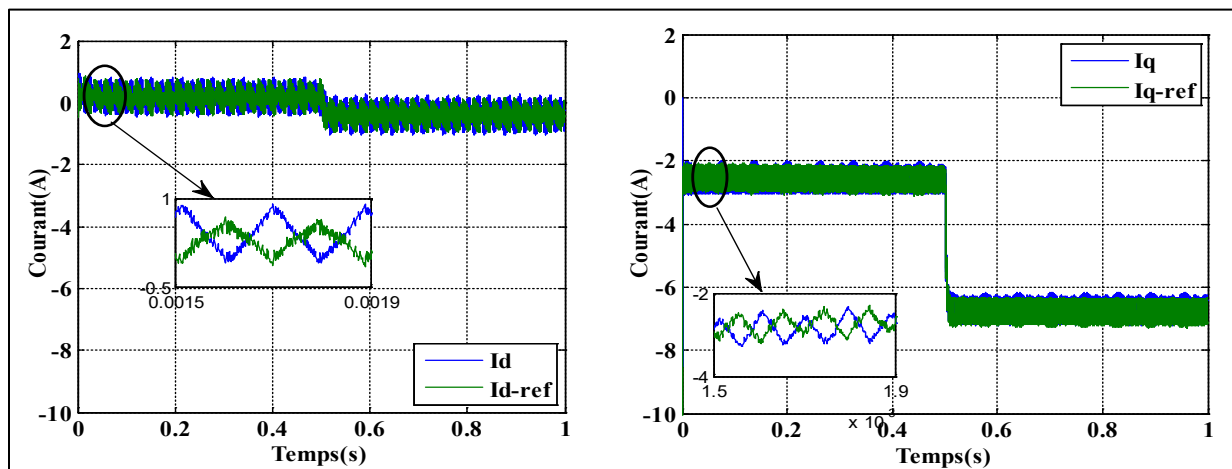


Figure.II. 12. réponse avec zoom de courant direct et en quadrature

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.

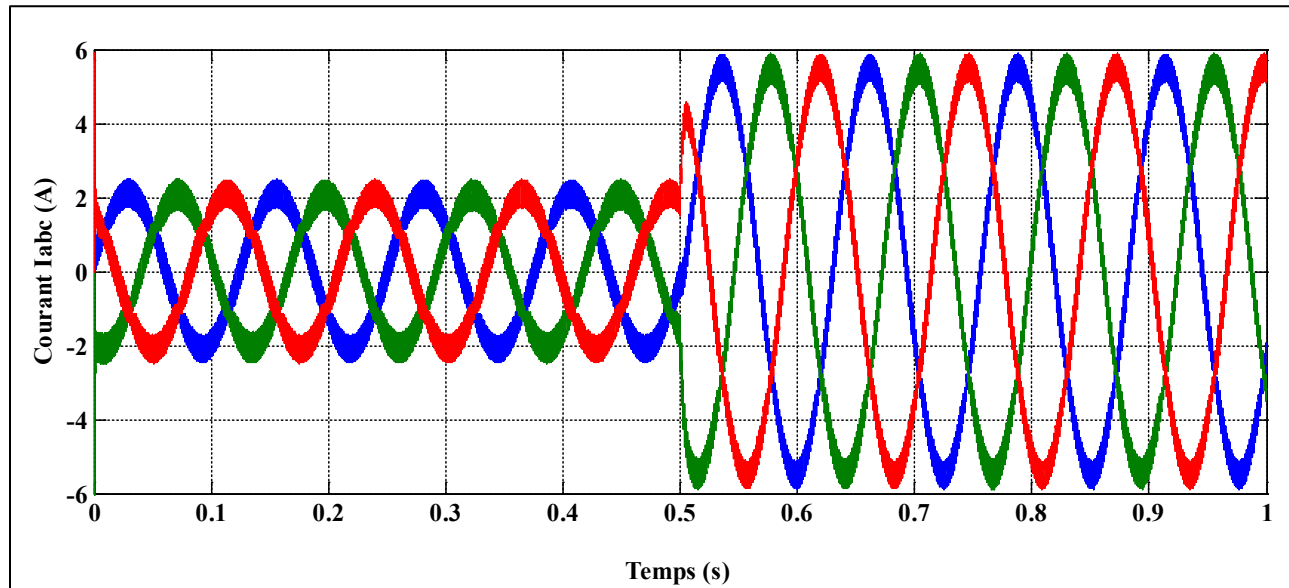


Figure.II. 13. Réponse de courant « I_{abc} » à la sortie de l'onduleur

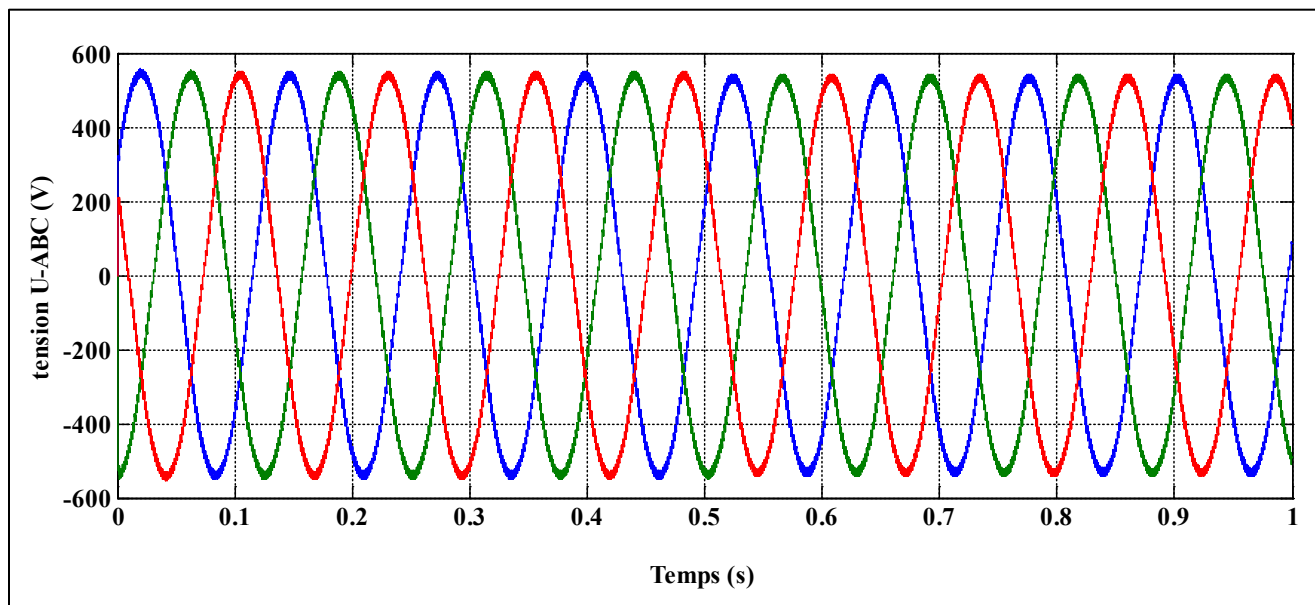


Figure.II. 14. Réponse de tension « U_{abc} » à la sortie du filtre LC

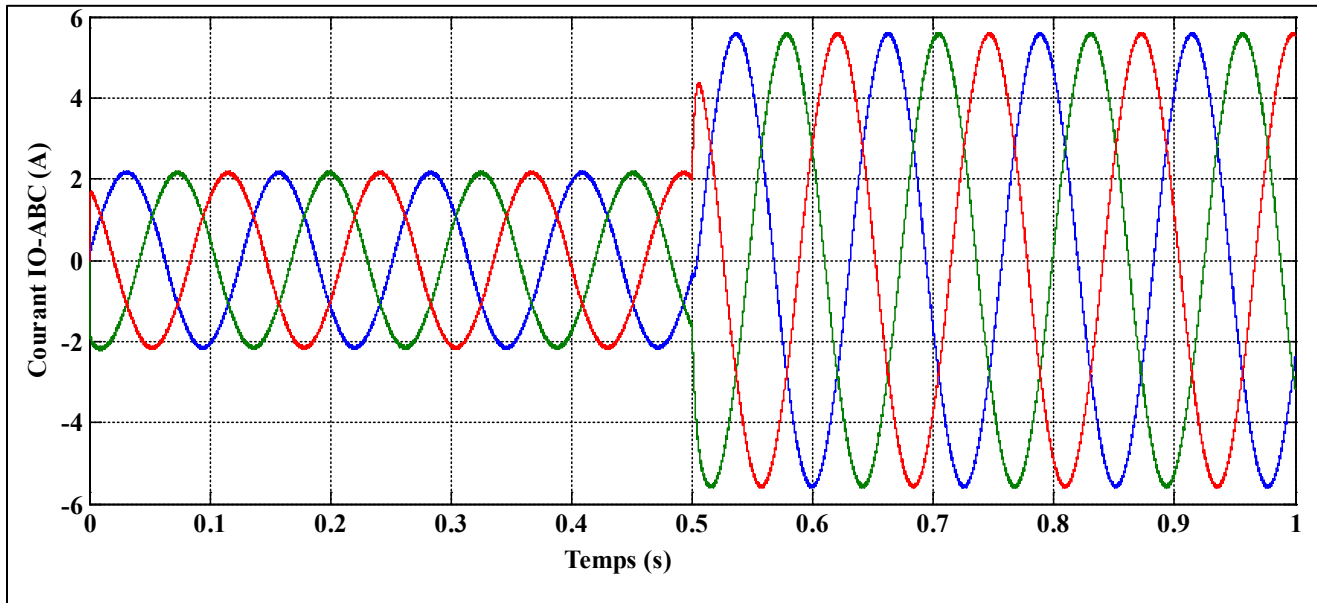


Figure.II. 15. Réponse de courant « I_{o-abc} » de la charge

- La simulation montre que le régulateur PI permet une bonne stabilité du système, même en cas de variation de la charge (ajout à $t = 0.5s$).
- Les courants et tensions reviennent à leur état d'équilibre sans instabilité.
- Le régulateur PI assure une bonne précision dans le suivi des références de tension et courant dans le repère dq.
- Cependant, une légère déviation est observée lors des variations brusques de charge, ce qui montre les limites du PI face aux perturbations rapides.
- Comme attendu, l'ajout d'une charge inductive a causé une baisse de la tension de sortie, et une augmentation de la puissance réactive. Cela confirme le comportement théorique du système et la relation entre Q et la tension.
- Bien que le système revienne à l'état stable, le temps de réponse et l'amplitude des variations transitoires pourraient être optimisés. Cela justifie l'exploration d'une commande avancée dans le chapitre suivant.

II.4. Conclusion

Ce chapitre a présenté une analyse structurée du contrôle d'un micro-réseau autonome, en mettant en évidence l'importance des boucles de régulation de tension et de courant pour garantir la stabilité et la qualité de l'énergie électrique. La modélisation du système dans le repère tournant (dq) a permis de simplifier les équations dynamiques, facilitant ainsi la conception des régulateurs. L'utilisation d'une structure de commande en cascade, combinant une boucle interne de courant rapide et une boucle externe de tension plus lente, s'est révélée efficace pour maintenir un fonctionnement stable face aux perturbations ou aux variations de charge. Les simulations réalisées ont démontré la capacité du système à répondre rapidement et précisément aux sollicitations, tout en assurant le maintien des grandeurs électriques dans les plages de fonctionnement souhaitées. Ces résultats valident l'approche de commande proposée et confirment son aptitude à être appliquée dans des micro-réseaux autonomes modernes intégrant des sources d'énergie renouvelable.

Chapitre 3 : Contrôle Avancé du Micro-Réseau Autonome

III.1 Introduction

Les techniques de commande classiques sont très efficaces pour commander les systèmes linéaires à paramètres constants. Pour les systèmes linéaires (ou non linéaires) à paramètres non constants, ces techniques de commande seront insuffisantes. Donc, on doit faire appel aux techniques de commande dites à structure variable. Ces techniques sont robustes aux variations des paramètres des systèmes, aux perturbations et aux non linéarités des systèmes.

La technique de commande par mode glissant est un type particulier de commande à structure variable. Sa dynamique est alors insensibilité aux variations paramétriques du système et aux perturbations externes. [17]

Dans ce chapitre, on donne les notions de base et le principe de la commande par mode glissant et qui se résume en trois étapes ; le choix de la surface de glissement, l'établissement des conditions de la convergence et finalement, la détermination de la loi de commande. Afin de mieux comprendre les différentes étapes de construire d'une commande en mode glissant, un exemple démonstratif sera donné et expliqué. Finalement, on mentionne un phénomène indésirable connu sous le nom de chattering qui apparait lors de la construction de la commande en mode glissant tout en mentionnant les solutions pour réduire ou bien éliminer ce phénomène.

III.2 Historique

Des recherches sur la commande à structure variable ont été données par l'auteur soviétique Decarlo et autres (1998) et par Hung et autres (1993) [12]. La procédure de contrôle de la trajectoire du système force la zone d'état appelée surface de glissement. Les trajectoires du système et la surface de glissement sont alors confondues lors de l'utilisation de commandes à haute fréquence de commutation. Le principal avantage de la commande à structure variable avec le mode glissant est la durabilité contre les changements de paramètres ou les perturbations. Le phénomène de chattering associé à la commande par mode glissant, présent un inconvénient majeur par ce qu'il peut exciter la dynamique de la commutation à haute fréquence qui le rend indésirable. Cependant ces approches ne fournissent aucune garantie

quant à la convergence exacte au mode glissant et présente un problème de chattering-robustesse.

III.3 Principe de la commande par mode de glissement

Le principe de base de la commande par mode glissant consiste premièrement à attirer l'état du système dans une région convenablement sélectionnée (cette région s'appelle la surface de glissement), puis amener le système vers un état désiré. Donc, le comportement du système peut être décrit par deux phases :

- La phase de convergence : pendant laquelle la trajectoire d'état du système partant d'une condition initiale quelconque et converge vers la surface de glissement. Durant cette phase, le système reste sensible aux incertitudes.
- La phase de glissement : durant laquelle la trajectoire d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'état désiré. Le comportement du système ne dépend plus du système ni des perturbations, mais est entièrement déterminé par la surface de glissement.

La figure ci-dessous montre le principe de base de la technique de commande par mode glissant.

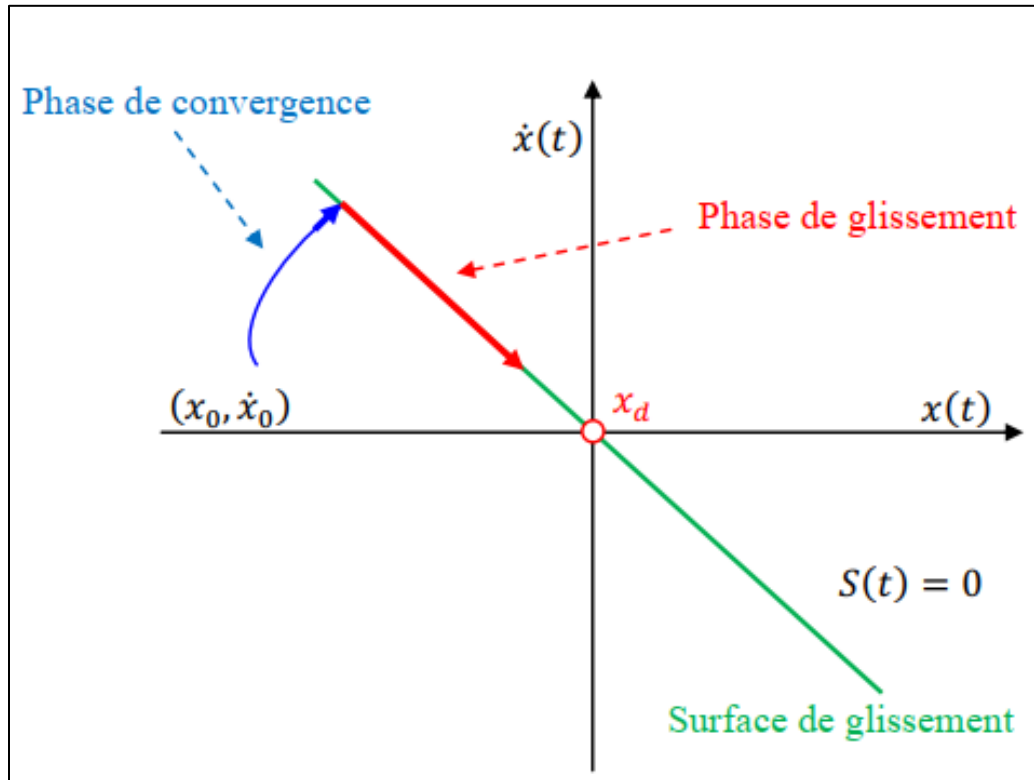


Figure.III. 1. principe de la commande par mode glissant

En résumé, une commande par mode glissant est divisée en trois parties [18]:

- Le choix de la surface de glissement.
- L'établissement des conditions de la convergence.
- La détermination de la loi de commande.

III.4 Bases mathématiques de la commande à structure variable

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Ce terme apparaît à cause de la commutation (variation discontinue) du système et de son contrôleur entre deux ou plusieurs structures [19].

On considère une classe particulière des systèmes, les systèmes non linéaires par rapport à la commande. Leur modélisation mathématique est décrite par l'équation différentielle suivante [18]:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u$$

III.1

Avec :

$x = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$: représente le vecteur d'état du système

$f(x)$ et $g(x)$: sont des fonctions linéaires ou non linéaires décrivant l'évolution du système au cours du temps.

u : représente le vecteur commande dont chaque composante subit une discontinuité sur une surface $S_i(x)=0$.

La loi de commande par structure variable est obtenue en imposant à la fonction commande un des deux d'état dépendant du signe de $S_i(x)$:

$$u_i = \begin{cases} u_i^+(x), & \text{si } S_i(x) > 0 \\ u_i^-(x), & \text{si } S_i(x) < 0 \end{cases} \quad \text{III.2}$$

III.5 Principe de la commande par mode de glissement

III.5.1 Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces, mais également leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé.

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'état désiré du système. Il existe plusieurs formes de la surface de glissement qui ont été proposées, mais la surface la plus utilisée pour garantir la convergence vers l'état désiré du système est donné par une forme générale [20].

La forme générale de la surface de glissement qui permet d'assurer la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S = \left(\frac{d}{dx} + \alpha\right)^{r-1} e \quad \text{III.3}$$

Avec:

e : représente l'erreur entre la valeur actuelle et désirée.

α : est un constant positif.

r : représente le degré relatif, qui est égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie du système pour faire apparaître la commande.

L'objectif de cette technique de commande est de maintenir la surface de glissement à zéro.

$S=0$ Par exemple, si $r=2$, l'expression de la surface de glissement devient

$$S = \dot{e} + \alpha e$$

III.5.2 Conditions de convergence

Les conditions de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement [20]. Pour cela la fonction de Lyapunov est utilisée. Cette fonction de Lyapunov est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes linéaire et non linéaires [21]

On définit la fonction de Lyapunov $V(x)$ qui est une fonction scalaire définie positive ($V(0)=0$ et $V(x)>0$) pour les variables d'états de système

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad \text{III.4}$$

La loi de commande doit être choisie de telle sorte que la fonction de Lyapunov soit décroissante, c'est-à-dire, sa dérivée doit être négative $\dot{V}(x) < 0$

La dérivée de la fonction de Lyapunov est :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x) S(x) \quad \text{III.5}$$

Pour que la fonction de Lyapunov puisse décroître et converger vers zéro (pour garantir l'existence du mode de glissant) [17], il suffit d'assurer que:

$$\dot{S}(x) S(x) < 0 \quad \text{III.6}$$

III.5.3 Détermination de la loi de commande

La loi de commande de la technique de commande par mode glissant se divise en deux parties ; la commande équivalente et la commande discontinue :

$$\mathbf{u} = \mathbf{u}_{eq} + \mathbf{u}_{dis}$$

III.7

U_{eq} : correspond à la commande équivalente. Elle est calculée en supposant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par : $S(x)=0$.

La commande non linéaire U_{dis} est déterminée pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et satisfaire la condition de convergence. La fonction la plus simple est la fonction signe (relais simple) qui est présenté par la figure (III.8) et par l'équation :

$$\text{Sign}(x) = \begin{cases} 1, & x > 0 \\ -1, & x < 0 \\ 0, & x = 0 \end{cases}$$

III.8

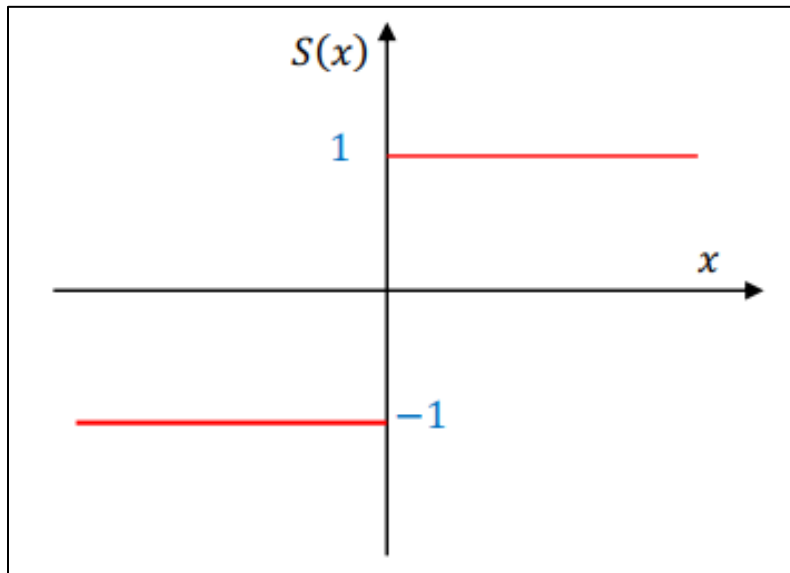


Figure.III. 2. Fonction signe

III.5.4 Phénomène de Chattering

La partie discontinue dans la commande par mode glissant engendre des oscillations hautes fréquences (commutation d'une valeur à une autre à une fréquence infinie.) de la trajectoire du système autour de la surface de glissement. Ce phénomène est connu sous le nom de réticence ou chattering. Cependant, dans la pratique, ce phénomène est indésirable, car la fréquence de commutation élevée peut endommager les actionneurs et des organes mécaniques et peut provoquer une élévation de température dans les systèmes électriques.

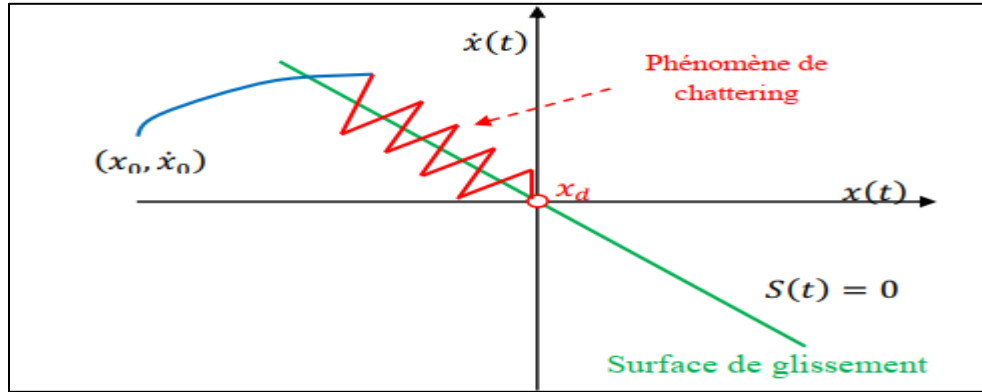


Figure.III. 3. Phénomène de chattering.

III.6 conceptions de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode de glissant est de stabiliser le système autour de son point d'équilibre, Soit la surface de glissement définie par l'équation (III.3).

Le degré relatif du système est égal à 1(cas plus simple), donc, l'expression de la surface de glissement devient :

$$S = \left(\frac{d}{dx} + \alpha\right)^{1-1} e = e$$

e : représente l'erreur entre la sortie désirée (référence) et la sortie du système

$$e = Y_{ref} - Y_{mes}$$

III.9

Avec :

Y_{ref} : La grandeur de référence

Y_{mes} : La grandeur mesurée aux sorties de système (qui doit être régulé)

On considère la fonction de Lyapunov (fonction définie positive) suivante:

$$V(s) = \frac{1}{2} S^2$$

III.10

Les conditions initiales sont: $V(0) = 0$ et $V(s) > 0, \forall S \neq 0$

Donc $V(s)$ est une fonction définie positive avec La dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps :

$$\dot{V}(s) = \dot{S}S = \dot{e}e \quad \text{III.11}$$

Pour garantir la condition de la stabilité, il faut que la dérivée de la fonction de Lyapunov $\dot{V}$ doit être négative, c'est-à-dire : $\dot{V}(s) \leq 0$ dans notre cas et parce que l'erreur est considérée constante $\dot{V}(s) = 0$, Donc :

$$V(s)\dot{V}(s) = 0, \text{ dans ce cas, le system est stable sur la surface glissant } e = k\text{sign}(s)$$

Et alors La loi de commande est déterminée par l'équation suivante :

$$u_{eq} = e + k\text{sign}(e) \quad \text{III.12}$$

III.7 Application de la commande par mode glissant pour un MG

La commande par mode glissant « SMC » est appliqué dans notre system au lieu d'un PI pour réguler les boucles de tension et du courant.

III.7.1 Application de la commande glissante pour la boucle de tension et de courant

On veut réguler la tension directe V_d et la tension en quadrature V_q en appliquant la commande par mode glissant, D'après l'équation III.12 on trouve

$$\begin{cases} e_d = V_{dref} - V_d \\ e_q = V_{qref} - V_q \end{cases} \quad \text{III.13}$$

La fonction candidate de lyapunov choisis pour étudier la stabilité et son dérivé est le suit :

$$V(s) = \frac{1}{2}S^2 \quad \text{III.14}$$

$$\dot{V}(s) = \dot{S}S = \dot{e}e \quad \text{III.15}$$

Car l'erreur est considérée constante :

$$V(s)\dot{V}(s) = 0 \quad \text{III.16}$$

Alors le system est stable d'après le critère de stabilité au sens de lyapunov

Note : on trouve les mémés résultats pour les deux courants I_d et I_q :

$$\begin{cases} s = e_d = I_{dref} - I_d \\ s = e_q = I_{qref} - I_q \end{cases} \quad \text{III.17}$$

$$\begin{cases} \dot{s} = \dot{e}_d = \dot{I}_{dref} - \dot{I}_d = 0 \\ \dot{s} = \dot{e}_q = \dot{I}_{qref} - \dot{I}_q = 0 \end{cases} \quad \text{III.18}$$

Alors, d'après les équations **III.17** et **III.18** on trouve :

$$\begin{cases} V_d = L_f \cdot \dot{I}_{dref} + R_f i_d + V_{fd} - \omega i_q \\ V_q = L_f \cdot \dot{I}_{qref} + R_f i_q + V_{fq} + \omega i_d \end{cases} \quad \text{III.19}$$

Alors, d'après les équations **III.12** et **III.19**, La loi de commande U_{eq} :

$$\begin{cases} U_{eqd} = V_d + K_d \text{sign}(e) \\ U_{eqq} = V_q + K_q \text{sign}(e) \end{cases} \quad \text{III.20}$$

III.7.2 Résultat de simulation pour la commande glissante sous Matlab

En utilisant MATLAB pour la simulation, on trouve les résultats suivants :

- Charge branchée à $t = 0.5s$: $P = 1KW$ et $Q = 800VAR$

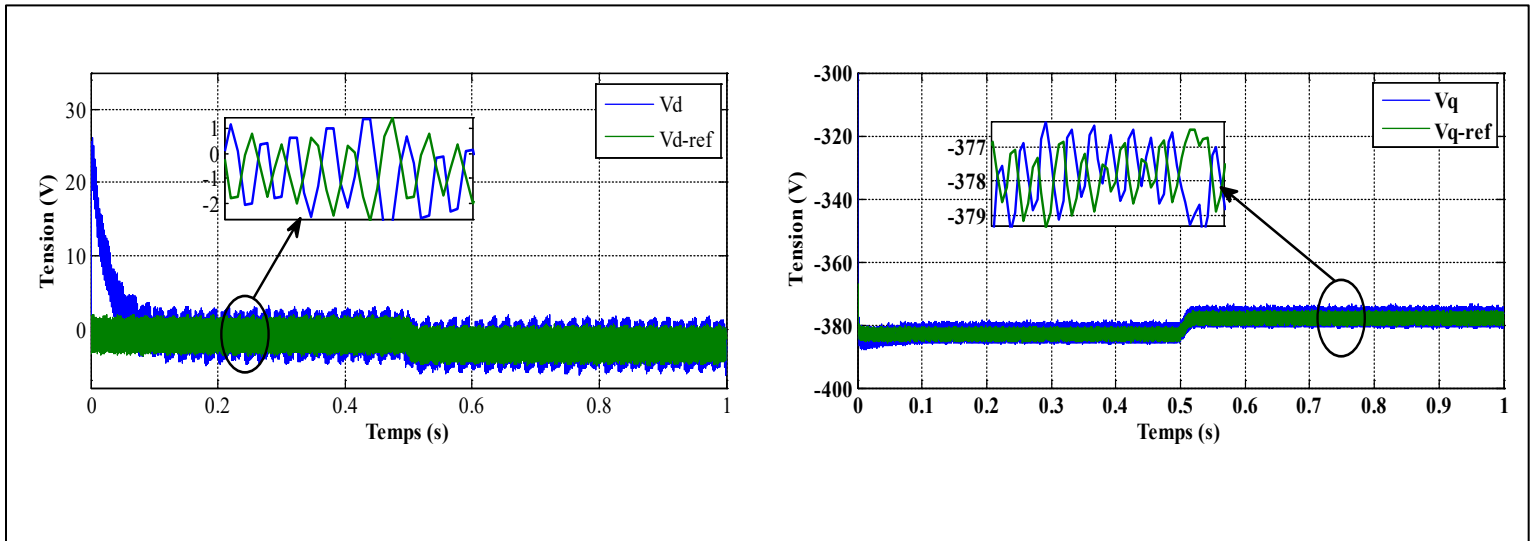


Figure.III. 4. Réponse avec zoom de la tension direct et en quadrature

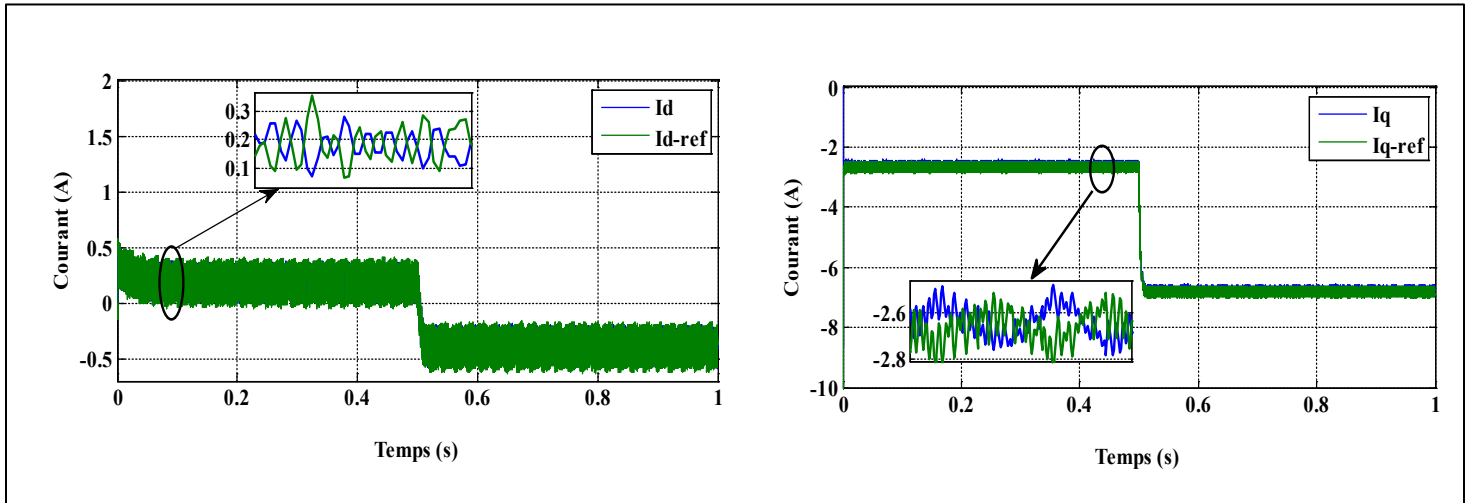


Figure.III.5. Réponse avec zoom du Courant direct et en quadrature.

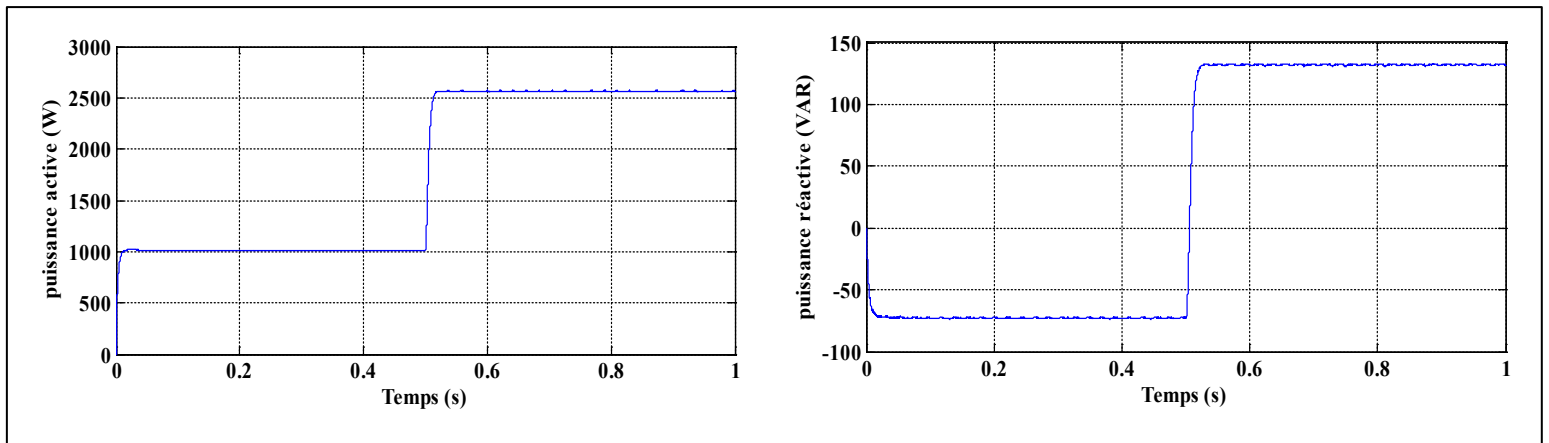


Figure.III.6. Réponse de la puissance active et la puissance réactive.

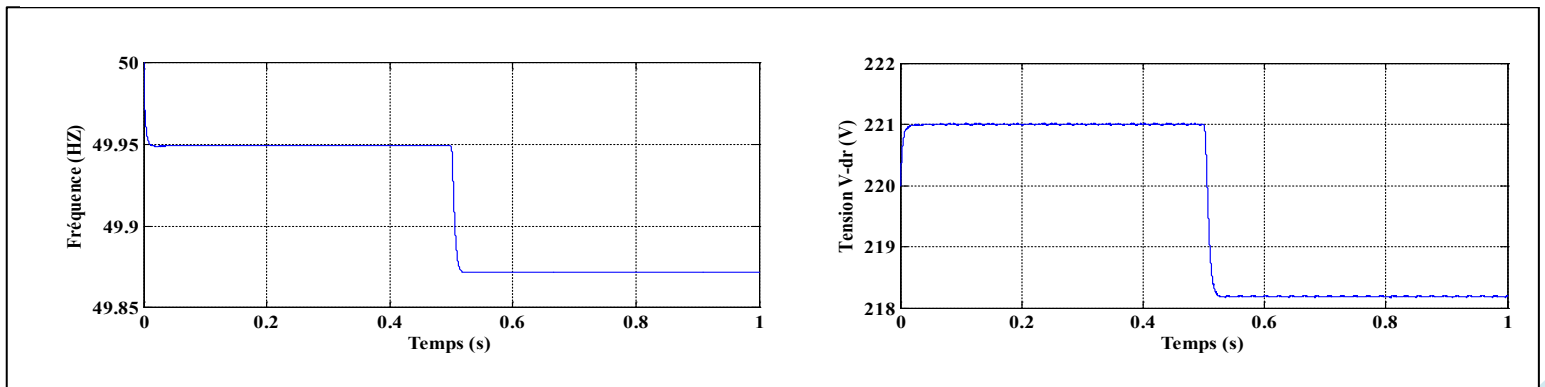


Figure.III.7. Réponse de la fréquence et la tension

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.

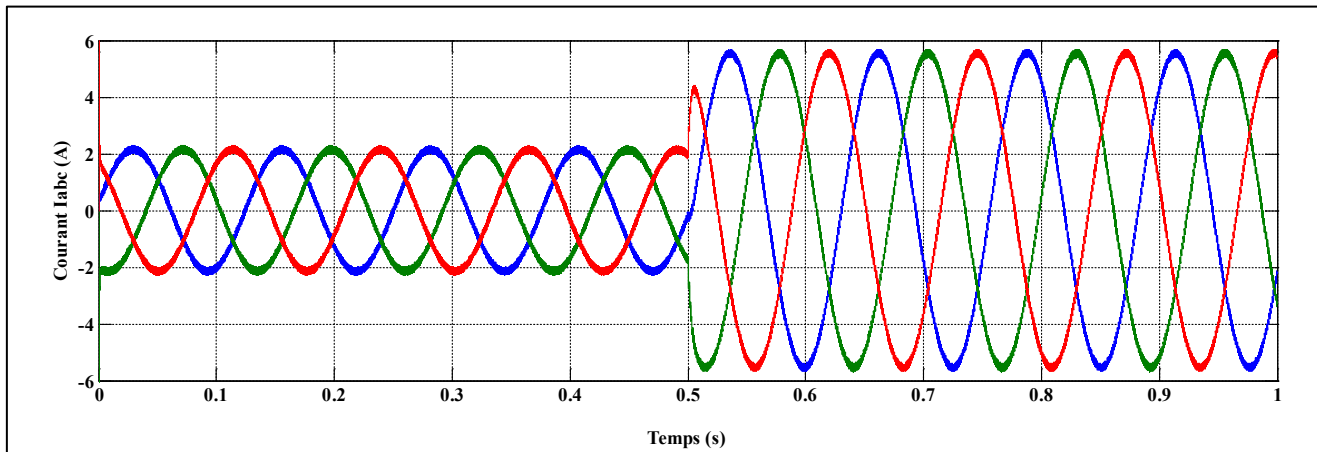


Figure.III.8. Réponse de courant « Iabc » à la sortie de l'onduleur

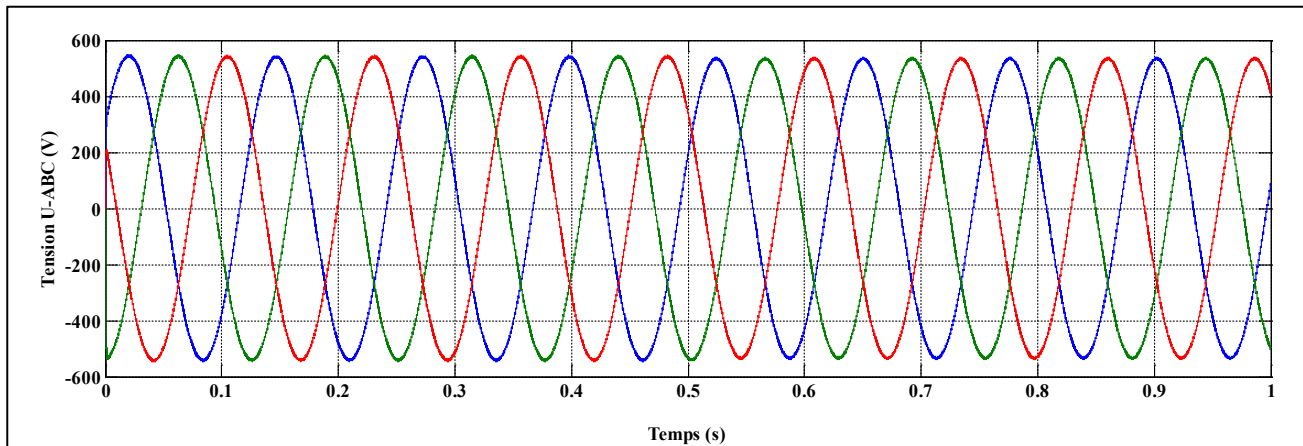


Figure III.9. Réponse de tension « U_{abc} » à la sortie du filtre

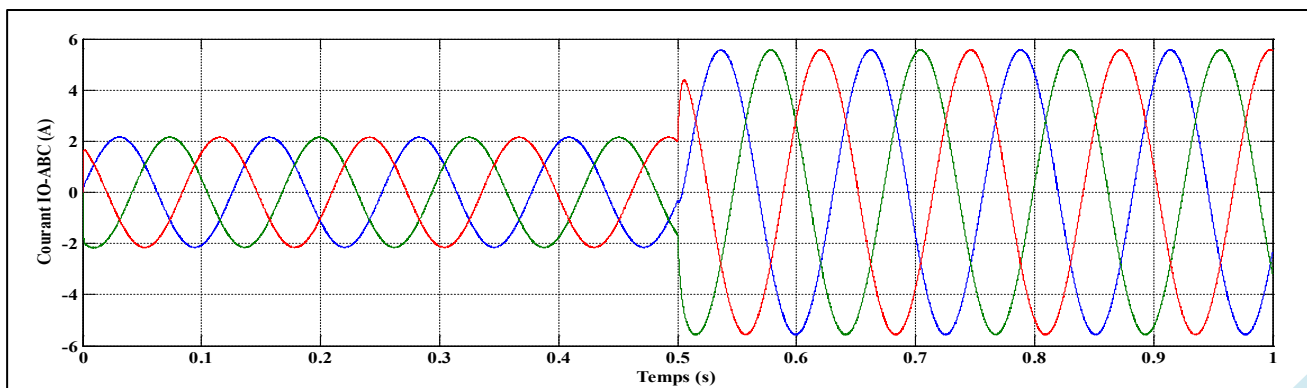


Figure.III.10. Réponse de courant « IO-ABC » de la charge

III.7.3. Comparaison entre la commande par mode glissant et par régulateur PI

La principale différence entre la commande PI et la commande par mode glissant (SMC) se trouve dans la manière dont elles agissent sur le système. Le contrôleur PI produit une commande continue et douce, idéale pour les systèmes linéaires bien connus, où il assure une régulation stable et fiable. À l'inverse, la commande par mode glissant repose sur une action de commande discontinue, souvent basée sur une fonction signe, qui pousse les trajectoires du système à rejoindre puis suivre une surface dite de glissement. Ce fonctionnement permet à la SMC d'être particulièrement robuste face aux incertitudes du modèle, aux perturbations extérieures et aux comportements non linéaires. En revanche, cette discontinuité peut engendrer un phénomène indésirable appelé chattering, qui se traduit par de petites oscillations rapides autour de la surface de glissement. Ces oscillations, bien que localisées, peuvent entraîner une usure prématurée des composants, une surchauffe dans les systèmes électriques ou encore des dommages mécaniques. C'est d'ailleurs le principal inconvénient de la commande SMC par rapport à la PI. Heureusement, il existe plusieurs solutions pour limiter ce phénomène, comme l'utilisation de fonctions de saturation, l'introduction d'une couche limite autour de la surface, ou encore des versions plus avancées comme la SMC de second ordre. En résumé, même si la commande par mode glissant est plus complexe à mettre en œuvre, elle reste souvent un meilleur choix pour les systèmes non linéaires ou soumis à des perturbations, à condition de bien gérer le chattering.

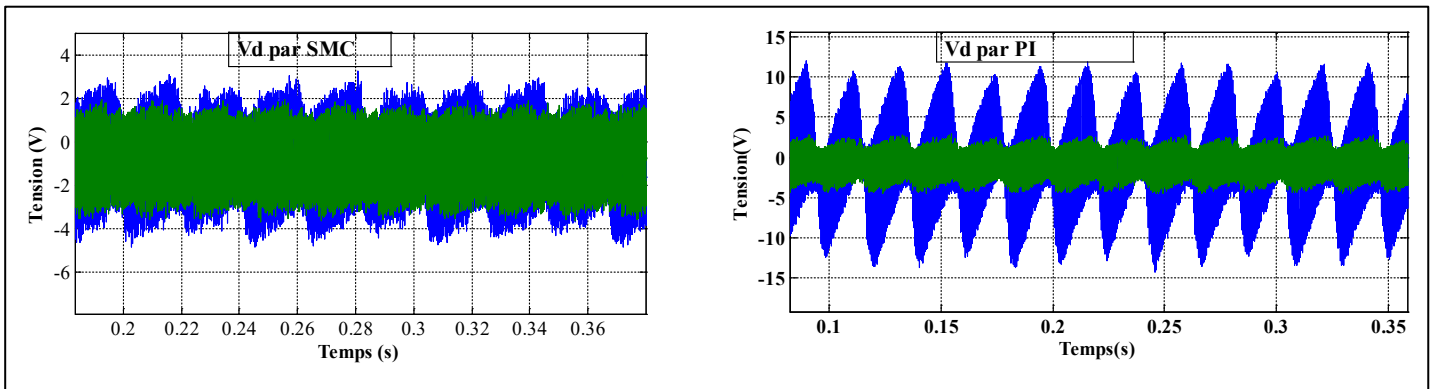


Figure.III.11. Comparaison de la tension Vd dans les deux régulateurs (SMC et PI)

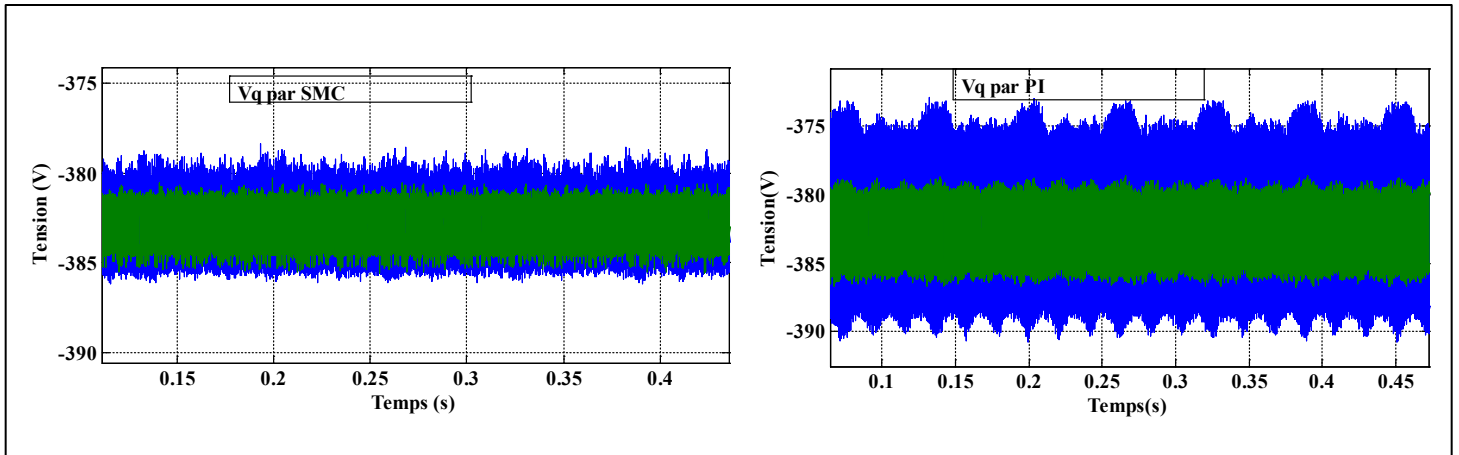


Figure.III.12. comparaison de la tension V_q dans les deux régulateurs (SMC et PI)

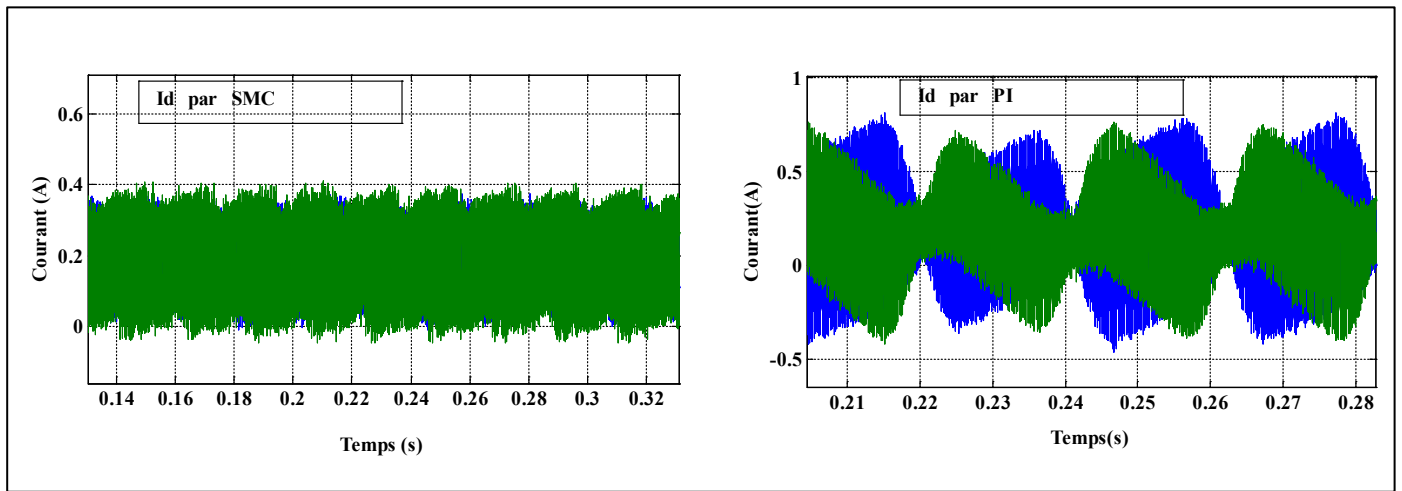


Figure.III.13. Comparaisons de courant I_d dans les deux régulateurs (SMC et PI)

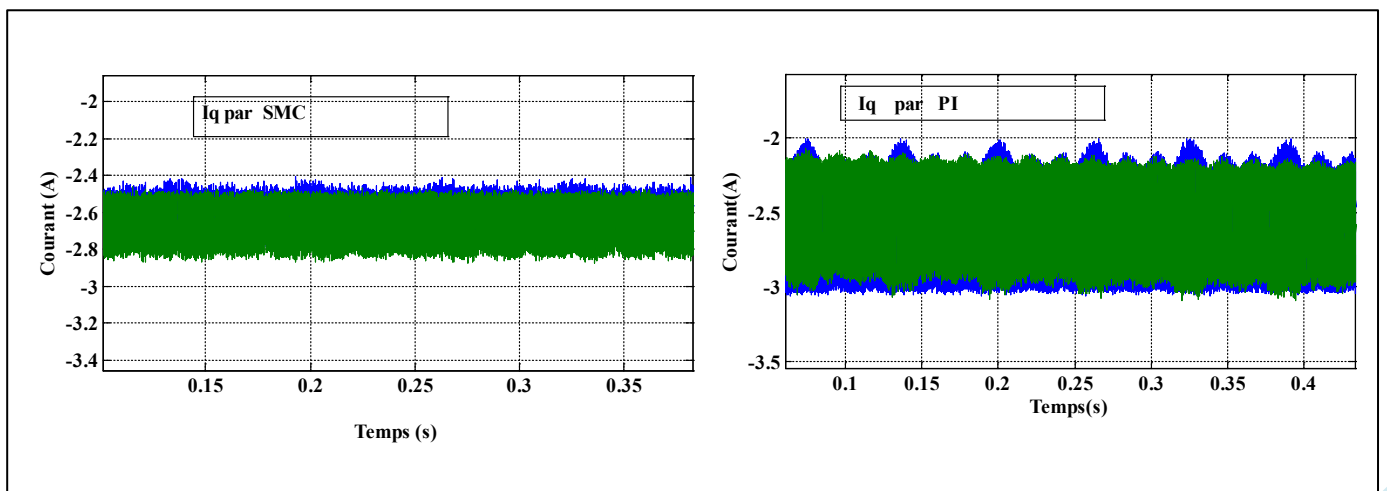


Figure.III.14. Comparaison de courant I_q dans les deux régulateurs (SMC et PI)

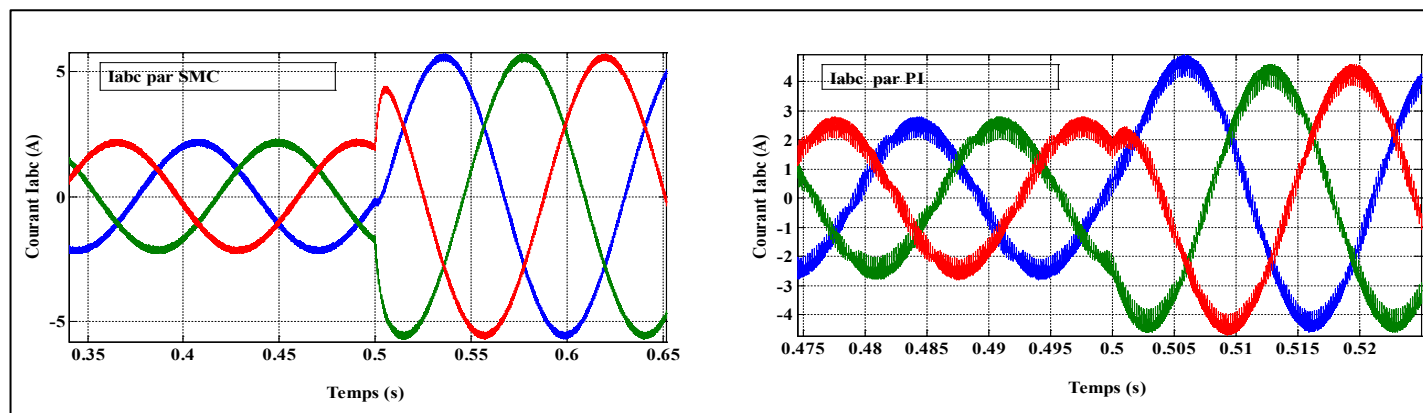


Figure.III.15. Comparaisons de courant I_{abc} dans les deux régulateurs (SMC et PI)

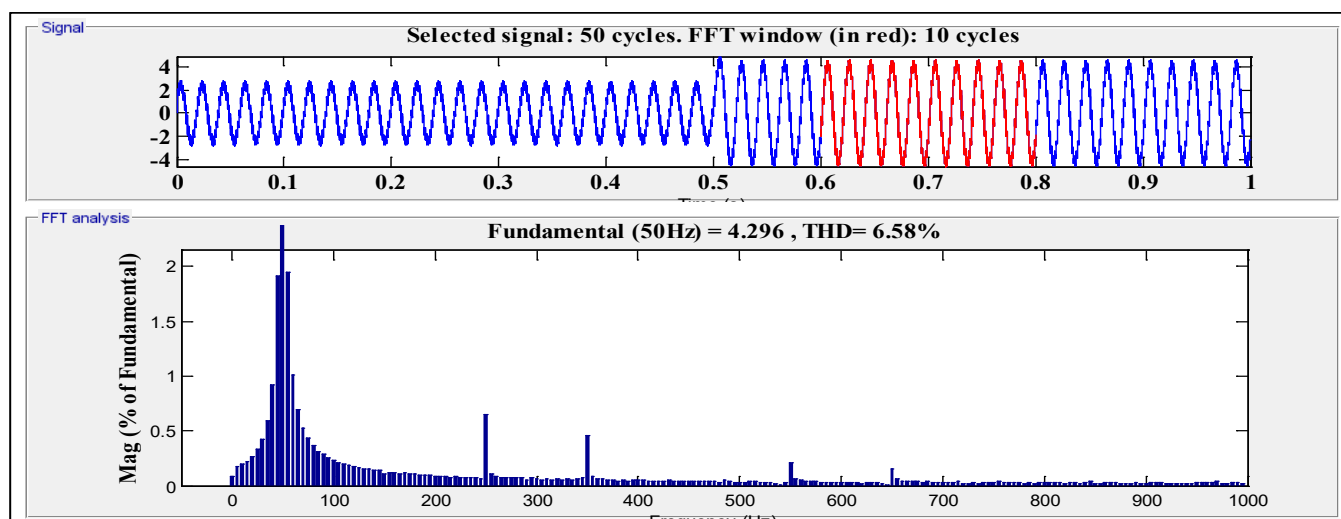


Figure.III.16. L'harmonique de courant I_{abc} avec le régulateur PI

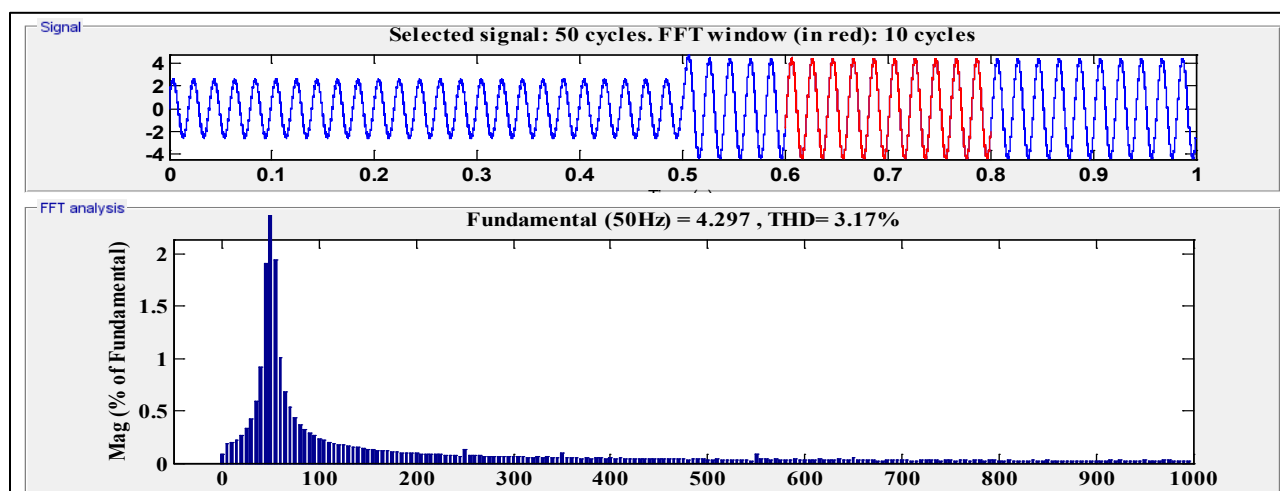


Figure.III.17. L'harmonique de courant I_{abc} avec le régulateur SMC

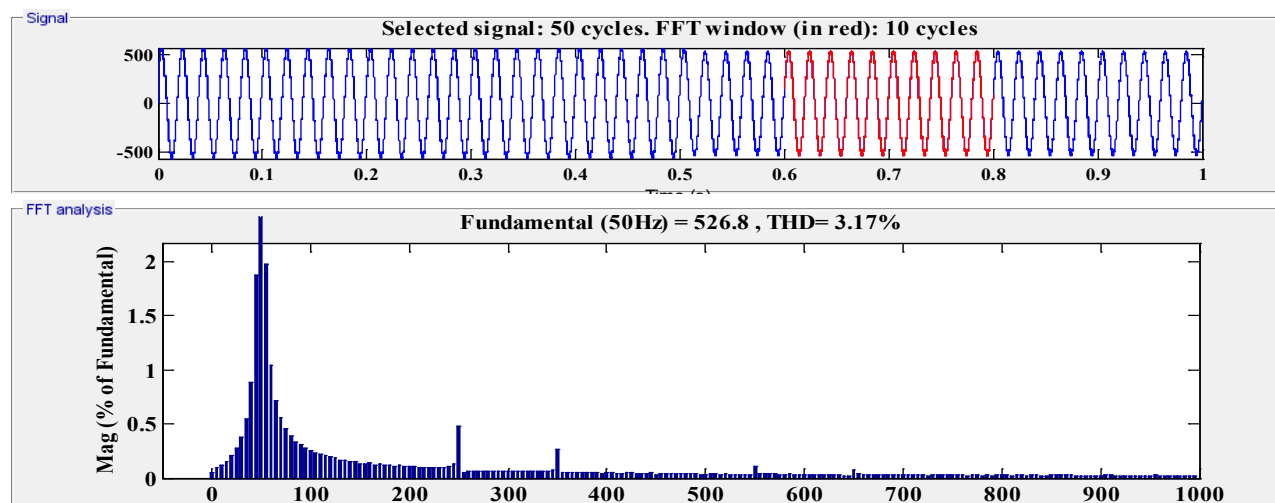


Figure.III.18. L'harmonique de tension V_{ABC} avec le régulateur PI

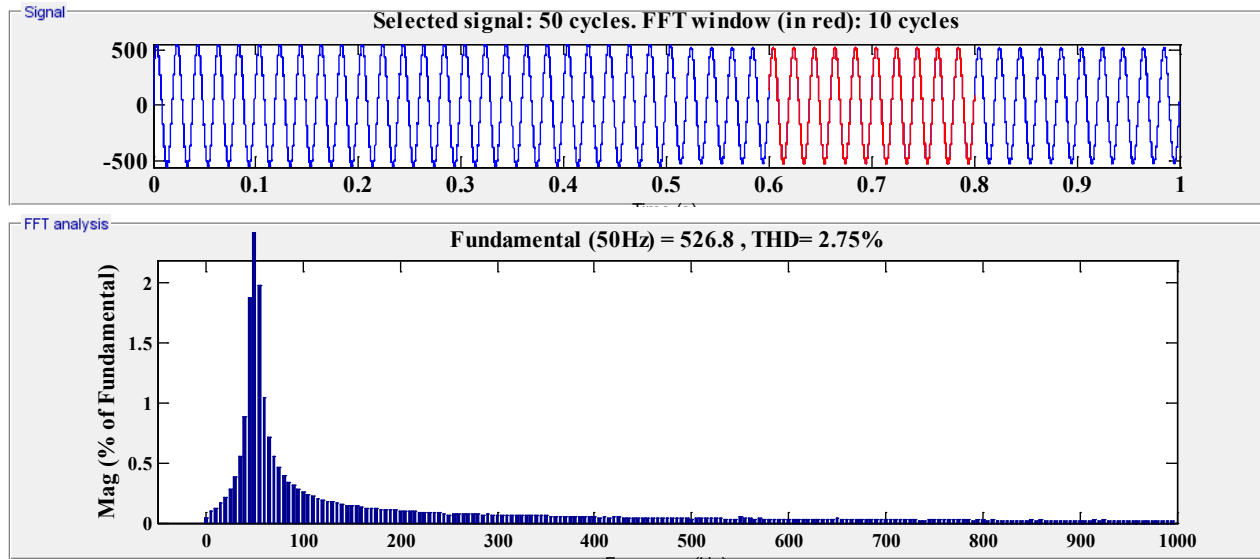


Figure.III.19. L'harmonique de tension V_{ABC} avec le régulateur SMC

Tableau.III .1 représente Le taux global de distorsion harmonique (THD) des courants et des tensions pour les régulateurs PI et SMC.

Tableau.III. 1. Le taux global de distorsion harmonique (THD) des courants et des tensions

	THD des COURANTS	THD des TENSIONS
Régulateur PI	6.58	3.17
Régulateur SMC	3.17	2.75

Implémenter une commande par mode glissant (SMC) en remplacement des régulateurs PI afin d'améliorer la robustesse et les performances dynamiques du système.

- La SMC a montré une **réponse plus rapide et plus stable** en présence de perturbations (ajout de charge à $t = 0.5s$).
- Les tensions et courants atteignent rapidement leur valeur de consigne avec moins d'oscillations qu'avec le PI.
- Les résultats de la simulation montrent une réduction notable du THD (taux de distorsion harmonique).
- Les courants et tensions (I_d , I_q , V_d , V_q , I_{abc}) sont mieux régulés avec la SMC.

- Cela démontre que la SMC permet un meilleur suivi des références et réduit les perturbations causées par les charges dynamiques.
- Le phénomène de chattering (oscillations à haute fréquence) est observé, ce qui peut causer des dommages aux composants si non atténué.
- Des solutions comme l'introduction d'une fonction de saturation ou **SMC** de second ordre sont proposées comme perspectives.

Le chapitre 2 a montré que le contrôle PI est satisfaisant pour un fonctionnement nominal, mais limité en termes de robustesse et de réponse dynamique.

Le chapitre 3 a montré que la commande SMC offre de meilleures performances, notamment en temps de réponse, stabilité, et qualité de l'énergie, ce qui en fait une solution plus adaptée pour des micro-réseaux autonomes soumis à des perturbations.

III.8. Conclusion

La commande par mode glissant se distingue par une loi de commande composée de deux parties : une commande équivalente, qui guide progressivement le système vers une surface appelée surface de glissement, puis une commande discontinue qui, une fois cette surface atteinte, force le système à suivre la trajectoire souhaitée. Cependant, cette discontinuité provoque souvent des oscillations rapides appelées **chattering**. Ces oscillations, à haute fréquence peuvent endommager les composants mécaniques ou électriques du système. Pour limiter ou supprimer ce phénomène, on peut remplacer la commande discontinue classique par une fonction plus douce, capable d'atténuer ces hautes fréquences.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Dans le contexte actuel de forte demande énergétique, la consommation d'électricité constitue un indicateur clé du développement économique et technologique des nations. Pour faire face à cette croissance, les micro-réseaux autonomes ont émergé comme une solution efficace, notamment dans les zones éloignées ou isolées. Toutefois, leur gestion pose de nombreux défis, en particulier en ce qui concerne la stabilité du réseau, la qualité de l'énergie produite, et le pilotage précis des générateurs distribués.

Ce mémoire s'est donc attaché à étudier le contrôle d'un micro-réseau alternatif autonome, dans le but d'assurer sa robustesse, de maintenir sa stabilité, et de garantir une puissance de sortie conforme aux normes. Pour cela, plusieurs techniques de commande ont été étudiées, mises en œuvre et comparées.

Notre travail a été structuré en trois grandes étapes :

- La première étape a permis de poser les bases : une présentation générale des micro-réseaux, leurs principes de fonctionnement, ainsi qu'un développement approfondi sur le contrôle primaire, en se focalisant sur la régulation du statisme dans différents scénarios de fonctionnement.
- La deuxième étape a porté sur la modélisation du micro-réseau isolé avec filtre LC, s'appuyant sur le repères fixe et tournant (dq). À ce niveau, seuls les régulateurs proportionnel-intégrateur (PI) ont été utilisés pour assurer la régulation de la tension et du courant. Aucune transformation en repère $\alpha\beta$ n'a été utilisée dans cette étude.
- La dernière étape a introduit une stratégie de commande avancée basée sur la Commande par Mode Glissant (SMC). Ce choix a été motivé par sa robustesse face aux perturbations et incertitudes. La comparaison des résultats entre la commande PI classique et la commande SMC a mis en évidence les meilleures performances dynamiques de cette dernière.

Perspectives

Pour approfondir ce travail, plusieurs pistes intéressantes peuvent être envisagées :

- Étendre l'étude à un micro-réseau comportant plusieurs générateurs distribués, et analyser le partage de puissance entre eux.
- Améliorer le contrôle du statisme pour **un** découplage optimal entre la puissance active et la puissance réactive via une régulation fine de la tension et de la fréquence.
- Explorer l'utilisation de nouvelles structures de convertisseurs statiques pour augmenter le niveau de tension en sortie et réduire l'impact des harmoniques sur la qualité de l'énergie.

Ce travail pose ainsi les fondations d'un **contrôle robuste et fiable des micro-réseaux autonomes**, dans un contexte où l'intelligence énergétique décentralisée devient une priorité.

Références Bibliographiques

- [1] BENHACINE Tarek, “ Micro-réseaux pour la production d’électricité à partir des énergies renouvelables”, Bulletin des Energies Renouvelables N° 53
- [2] Azeddine Houari. Contribution à l’étude de micro-réseaux autonomes alimentés par des sources photovoltaïques. Autre. Université de Lorraine, 2012. Français. FfNNT : 2012LORR0293ff. fftel-01749469f
- [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] [17] BELALA – Fateh, HAMDI – Yahia « **La commande par mode glissant basée sur la technique de réseau de neurones** » » le 12 juin 2022
- [18] ARDJOUN Sid Ahmed El Mahdi. " Commande en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation ", magister en électrotechnique, Université Djillali Liabes de SIDI-BEL-ABBES, 2010.
- [19] Y. Elbia. " Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté ", mémoire de magistère en électrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [20] B. Benazza. " Commande par mode glissant d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse ", mémoire de magistère en électrotechnique, Université Djillali Liabes de Sidi BelAbbès, Algérie, 2008
- [21] Edouard Laroche Commande Optimale, École Nationale Supérieure de Physique de Strasbourg, Universités Louis Pasteur de Strasbourg.
- [22] M. Abid. " Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur à MLI ", Thèse de doctorat d'état en électrotechnique,

Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.

[23] Adoume Khawla Nihal , " Contrôle les systèmes non linéaires par les réseaux de neurones RBF et le mode glissant" mémoire de Master en systèmes embarques , université de larbi Ben M'hidi Oumel- BouaghiAlgérie,2021.

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

- ✓ La méthode de calcul : **Ode1 (Euler).**
- ✓ Le temps de calcul : **1e-6 s.**
- ✓ Fixed-step.

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

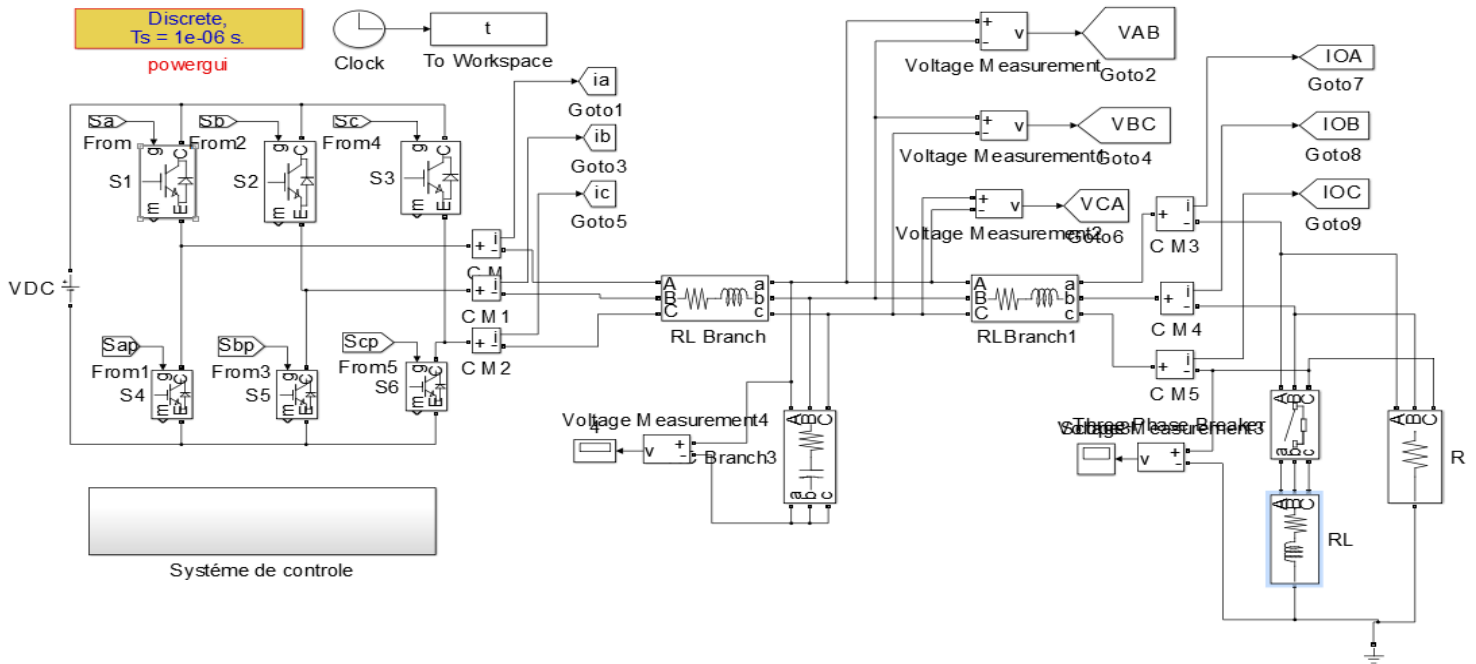


Figure 1: Circuit de puissance

Dans le système de contrôle :

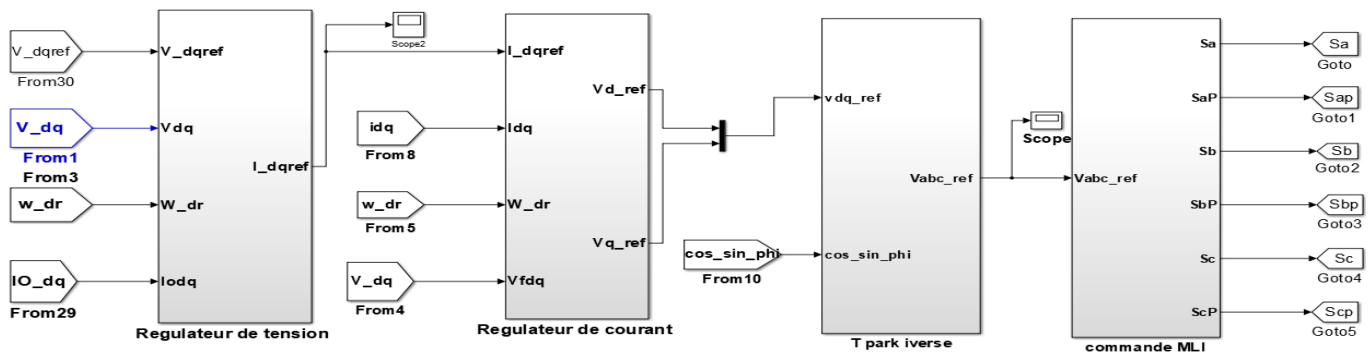


Figure 2: Bloc de control.

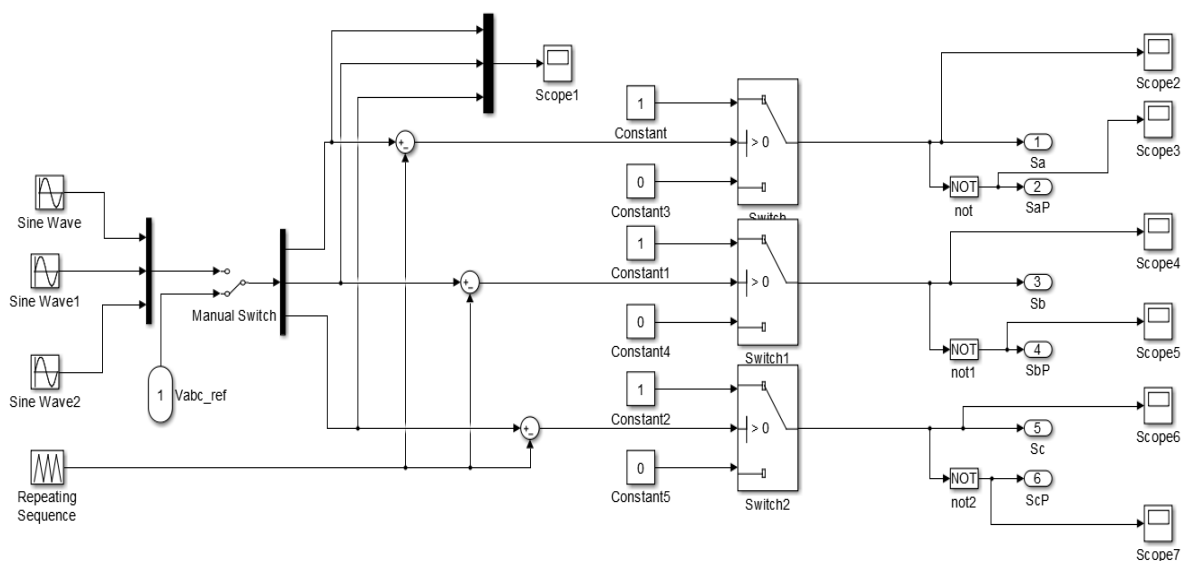


Figure 3 : Modélisation de l'MLI

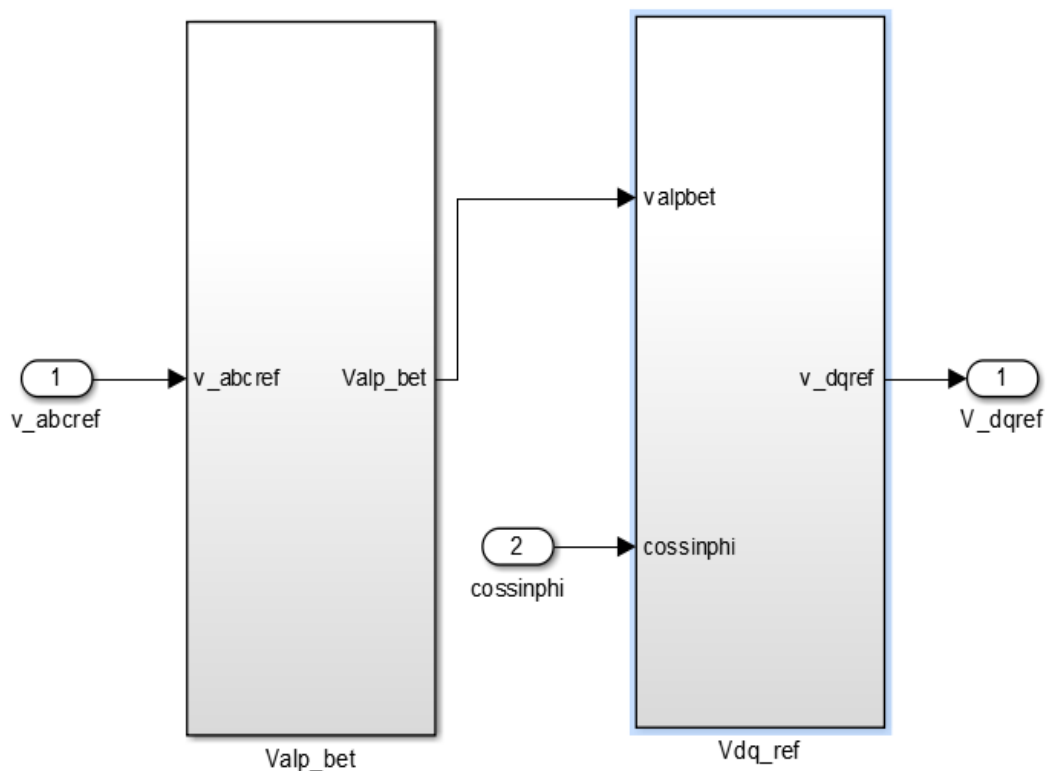


Figure 4: Transformation de Park Directe

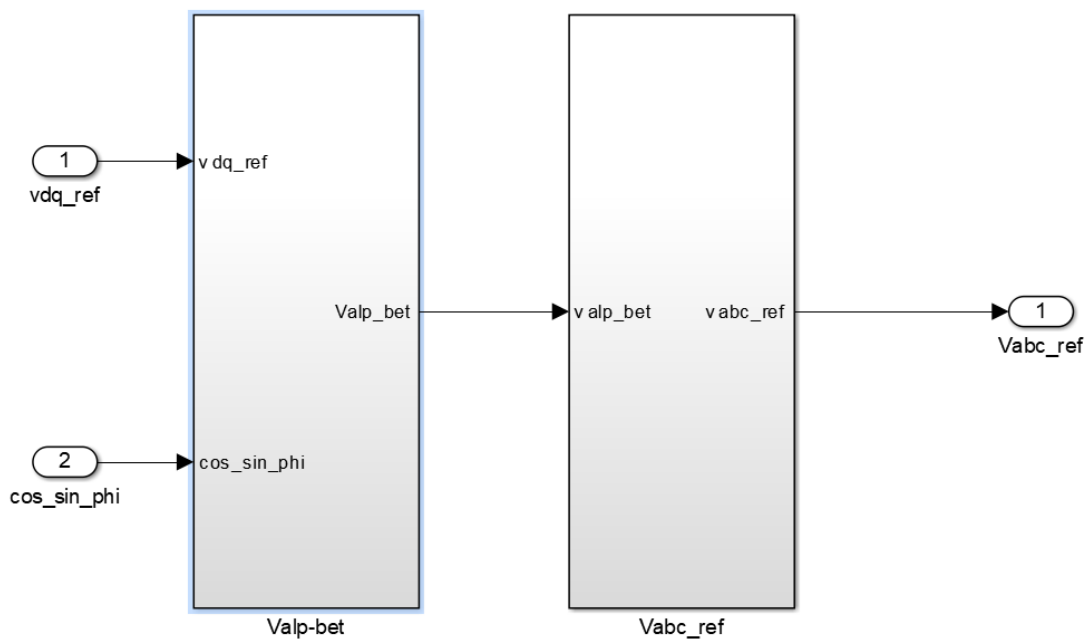


Figure 5: Transformation de Park Inverse

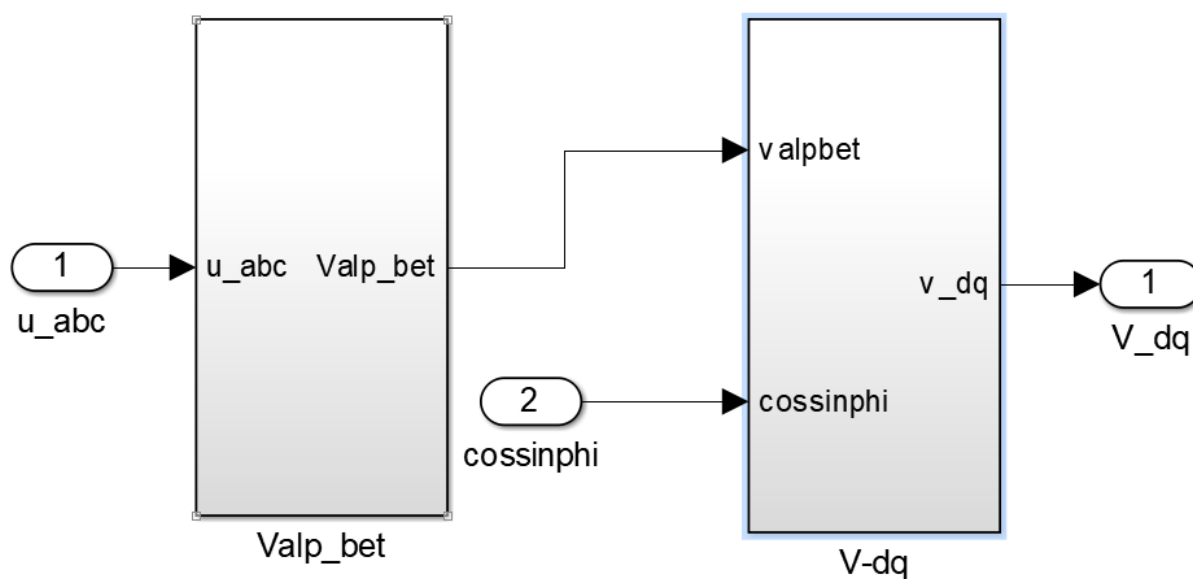


Figure 5: Transformation de Park de la tension composée

$$\begin{cases} V_{alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot (U_{ab} * 2 + U_{bc})/3 \\ V_{beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot (\frac{\sqrt{3}}{3}) * U_{bc} \end{cases} \quad \text{I.1}$$



Figure 7: l'angle de orientation