

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERSCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE
N° : CE-12



DOMAINE :SCIENCES ET TECHNOLOGIE
FILIERE : ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUES

Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique

Par:

Fares DAHDOUH

Messouad BARKA

Intitulé

**Etude et réalisation d'un émulateur de
machine synchrone en mode génératrice**

Soutenu devant le jury composé de:

Pr. Aissa CHOUDER	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Président
Dr. Hani BENGUESMIA	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Rapporteur
Mr. Fayssal OUAGUENI	Université Mohamed Boudiaf - M'sila	Examinateur

Année universitaire : 2019/ 2020

Dédicace

Je tiens à dédier ce modeste travail

avant tout A la mémoire de mon père,

Puisse Dieu, vous procures santé, bonheur

et prospérité. Amon frère Badr-Eddine qui

ont su m'encourager tout au long de ma

vie.

*A tous les membres de la famille ainsi que
nos amis.*

BARKA.MESSAOUD

Dédicace

*Je dédie ce travail à mes très chers parents
pour leurs soutiens inconditionnels.*

*Ames frères et sœurs qui ont su
m'encourager tout au long de ma vie.*

*A tous les membres de la famille ainsi que
nos amis.*

DAHDOUH.FARES

REMERCIEMENTS

Nous remercions tout d'abord, à Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage pour réaliser ce travail.

On tient à remercier :

Notre encadreur Mr :CHOUDER AISSA pour son suivi continu ainsi que sa bonne orientation du travail.

Nos remerciements vont également à nos professeurs pour leurs conseils précieux.

On remercie également les membres de jury :

D'avoir acceptés d'honorer par leur présence la soutenance de notre mémoire de fin d'étude.

Enfin on remercie tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin afin d'achever ce travail en particulier mes collègues.

Résumé

Dans les systèmes électriques centralisés conventionnels, l'électricité est principalement produite par de grandes génératrices synchrones (GS), où la fréquence du réseau dépend de la fréquence de rotation du moteur principal. En cas de changement soudain de la charge, la propriété d'inertie du rotor limite les changements de fréquence et maintient la stabilité du système. Pendant les périodes transitoires, l'énergie cinétique du rotor est injectée dans le réseau pour équilibrer l'alimentation électrique entre la production et la charge. Avec la forte pénétration récente des sources d'énergie renouvelables (SER), le réseau électrique subit des changements structurels avec une augmentation de la production distribuée basée sur des onduleurs. Comme les sources d'énergie basées sur des onduleurs n'ont pas l'inertie des machines synchrones conventionnelles (MS), la forte pénétration des onduleurs peut provoquer une instabilité et de fortes fluctuations de tension dans le réseau. Si les sources d'énergie à base d'onduleurs pouvaient être configurées comme des MS ordinaires en introduisant une inertie virtuelle et une propriété d'amortissement, de nombreux problèmes, tels que la régulation de la fréquence, le fonctionnement en îlot et le fonctionnement en parallèle des GD à base d'onduleurs, seraient résolus. Cette thèse étudie la modélisation mathématique et le contrôle des GSV pour émuler l'inertie et la propriété d'amortissement des MS. Des résultats de simulation sont présentés sur la modélisation et la performance en boucle fermée des GSV pour un micro-réseau insulaire.

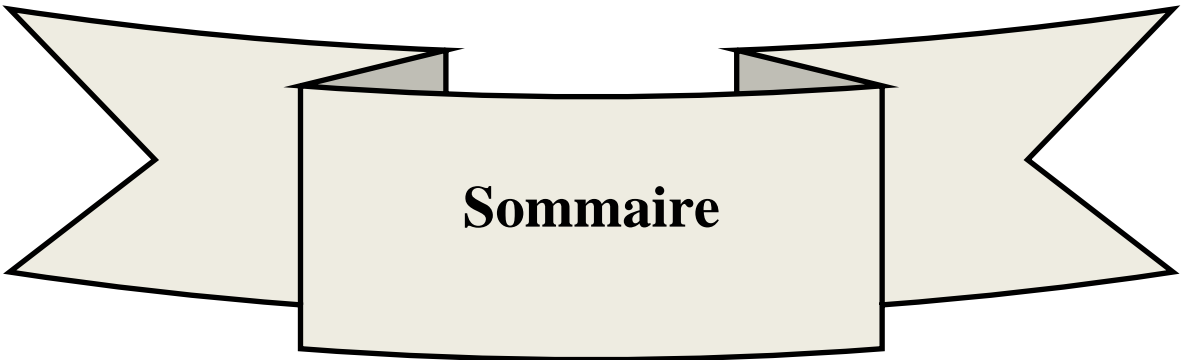
A decorative border with teal and light blue floral and scrollwork patterns framing the page. The border consists of a thin black line with ornate flourishes at the corners and midpoints.

Abstract

In conventional centralized power systems, power is generated mostly by large synchronous generators (SGs), where the frequency of the grid depends on the rotational frequency of the prime mover. If there are any sudden changes in the load, the rotor inertia property restrains the changes in frequency and keeps the system stable. During transient periods, rotor kinetic energy of the rotor is injected into the grid to balance power supply between generation and load. With the recent high penetration of renewable energy sources (RES), the power grid is undergoing structural changes with an increased inverter-based distributed generation. Since inverter based power sources do not have inertia as conventional synchronous machines (SM), high penetration of inverters may cause instability and sharp voltage fluctuations in the grid. If inverter based power sources could be configured as regular SM by introducing virtual inertia and damping property, many of the problems, such as frequency regulation, islanded operation, and parallel operation of inverter-based DGs will be resolved. This thesis investigates mathematical modeling and control of VSG's to emulate the inertia and damping property of SMs. Simulation results are presented on the modeling and closed-loop performance of VSGs for an island microgrid.

ملخص

يتم إنتاج الكهرباء بشكل أساسي بواسطة المولدات المتزامنة الكبيرة MS، حيث يعتمد تردد الشبكة على التردد الدوراني للمحرك الرئيسي. في حالة حدوث تغيير مفاجئ في الحمل، فإن خاصية القصور الذاتي للدوار تحد من تغيرات التردد وتحافظ على استقرار النظام. خلال الفترات العابرة، يتم حقن الطاقة الحركية للدوار في الشبكة لموازنة مصدر الطاقة بين الإنتاج والحمل. مع الاختراق القوي الأخير لمصادر الطاقة المتجددة SER. تخضع شبكة الكهرباء لتغييرات هيكلية مع زيادة في التوليد الموزع القائم على المحولات. نظرًا لأن مصادر الطاقة القائمة على المحولات لا تحتوي على القصور الذاتي للآلات المتزامنة التقليدية، فإن الاختراق العالي للعاكسات يمكن أن يتسبب في عدم الاستقرار وتقلبات الجهد الكبيرة في الشبكة. بينما يمكن تكوين مصادر الطاقة القائمة على العاكس على أنها MS عادية من خلال إدخال خاصية القصور الذاتي والتحميد الافتراضية، إلا أن هناك العديد من المشكلات، مثل تنظيم التردد وتشغيل الجزيرة والتشغيل الخامل. بالتوازي مع GD القائمة على العاكس، سيتم حلها. تدرس هذه الأطروحة النمذجة الرياضية والتحكم في GSV لمحاكاة القصور الذاتي وخصائص التحميد في SM. يتم عرض نتائج المحاكاة على أداء النمذجة والحلقة المغلقة لـ GSV لشبكة جزيرة صغيرة.



Sommaire

SOMMAIRE.....	III
LISTE DE FIGURE & TABLEAUX.....	V
LISTE DES SYMBOLES & ABREVIATION.....	VIII
INTRODUCTION GENERALE.....	1

Chapitre I : "CONTEXTE "

I.1	Introduction.....	5
I.2	Système de puissance classique (traditionnel).....	6
I.3	Stabilité du système de puissance	6
I.4	Equation de rotation.....	6
I.5	Micro-réseau	7
I.5.1	Avantages et inconvénient des micro-réseaux.....	8
I.6	Conclusion	9

Chapitre II : " ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE "

II.1	Introduction.....	11
II.2	Definition	11
II.3	Les types des onduleurs	11
II.3.1	L'onduleur autonome	11
II.3.2	L'onduleur non autonome (ou assisté)	12
II.3.3	L'onduleur de tension	12
II.3.4	L'onduleur de courant	12
II.4	Modélisation du fonctionnement d'onduleur de tension triphasé.....	13
II.4.1	Principe de fonctionnement	14
II.4.2	Relations mathématique	15
II.4.2.a	Tensions	15
II.4.2.b	Courants (Tableau résumé)	16
II.5	Technique du commande d'onduleur de tension triphasé	17
II.5.1	Introduction	17
II.5.2	Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).....	17
II.5.3	Principe de base de MLI.....	17
II.5.4	Caractéristique de la modulation	18
II.5.5	Le schéma de bloc	18
II.5.6	Les avantages de la commande MLI	18
II.6	Boucles de contrôle.....	19

II.6.1	Boucle de contrôle du courant interne	19
II.6.2	Boucle de contrôle de la tension externe	19
II.7	Le contrôleur PI linéaire	20
II.8	Contrôle de découplage des composants d et q	20
II.8.1	Contrôle de découplage du contrôleur PI du courant	20
II.8.2	Contrôle de découplage du contrôleur PI de la tension	24
II.9	Conclusion	26

Chapitre III : " GENERATEUR SYNCHROME VIRTUELLE. "

III.1	Introduction.....	28
III.1.1	Topologie de VSYNC'S de GSV	28
III.1.2	Topologie de ISE de GSV	29
III.1.3	Topologie de KHI de VSG	30
III.1.4	topologie de IEPE's de GSV	32
III.2	MODELISATION DE VISMA (2)	33
III.2.1	Equation électriques	34
III.2.1.a	Coté stator	34
III.2.1.b	Coté rotor.....	34
III.2.2	Equation magnétique	35
III.2.2.a	Coté stator	35
III.2.2.b	Coté Rotor	35
III.2.3	La force électromotrice.....	36
III.2.4	Equation mécanique	37
III.3	Mise en œuvre du synchroverter.....	39
III.3.1	Partie puissance	39
III.3.2	Partie électronique	40
III.4	Operations sur le synchroverter	42
III.4.1	Régulation de la puissance active et contrôle du statisme de la fréquence	42
III.4.2	Régulation de la puissance réactive Q et contrôle de la tension V :.....	43
III.5	Conclusion	45

Chapitre IV : " RESULTATS DE SIMULATION "

IV.1	Introduction :.....	47
IV.2	Etudes de cas :.....	47
IV.2.1	Résultats de simulation de cas A :.....	48

IV.3.2 Résultats de simulation de cas B:	52
IV.3.3 Résultats de simulation de cas C :	55
IV.4 Conclusion:.....	59
Conclusion générale	61
REFERENCES BIBLIOGRAPHIES.....	63
ANNEXE.....	68



**Liste des figures &
tableaux**

Liste des Figures

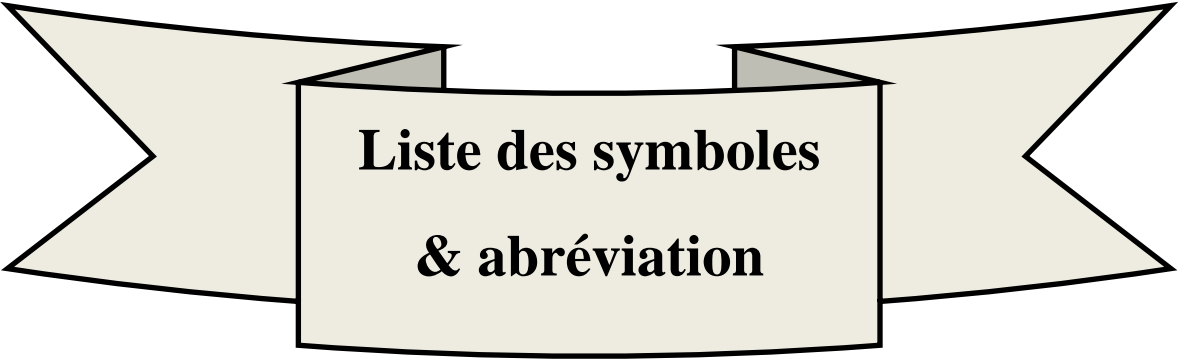
Figure I.1. Le générateur synchrone virtuelle (GSV)	5
Figure II.1. Schéma symbolique de l'onduleur.	11
Figure II.2. Représentation schématique d'un onduleur de tension.	12
Figure II.3. Représentation schématique d'un onduleur de courant.	13
Figure II.4. La structure électronique de l'onduleur en tension triphasé.	13
Figure II.5. l'onduleur de tension en pont triphasé.	14
Figure II.6. Schéma symbolique de la commande <i>MLI</i>	17
Figure II.7. Schéma fonctionnel de la commande <i>MLI</i>	18
Figure II.8. le circuit de filtre LC de l'onduleur sur une phase.	20
Figure II.9. Schéma de feed-forward de contrôleur PI de courant de l'onduleur.	23
Figure II.10. Schéma de control de la tension de l'onduleur par PI en boucle fermé.	24
Figure II.11. Schéma de feed-forward de contrôleur PI de la tension de l'onduleur.	26
Figure III.1. La structure de <i>GSV</i> du groupe <i>VSYNC</i>	28
Figure III.2. La structure de <i>GSV</i> du laboratoire ISE.	29
Figure III.3. Diagramme de contrôle de type algébrique de <i>GSV</i> introduit par <i>KHI</i>	31
Figure III.4. Diagramme de phase de Générateur.	31
Figure III.5. La structure de model de <i>VISMA</i> (1) utilisant le contrôleur d'hystérésis.	32
Figure III.6. La structure de model de <i>VISMA</i> (2) utilisant la commande <i>MLI</i> (<i>PWM</i>).	33
Figure. III.7. la structure des phases statorique et rotorique d'un générateur synchrone.	34
Figure III.8. Schéma électrique d'un générateur synchrone.	36
Figure. III.9. Bloc de diagramme de <i>VISMA</i> (2)	39
Figure. III.10. Partie puissance de synchroverter-l'onduleur triphasé avec filtres <i>LC</i>	40
Figure. III.11. La partie électronique (sans control)	40
Figure III.12. Partie électronique d'un synchroverter avec la fonction de contrôle de la fréquence et de la tension, et la régulation de la puissance active et réactive.	43
Figure IV.1. structure générale d'un émulateur de la MS en mode génératrice.	48
Figure IV.2. schéma de conception de le cas A.	49
Figure IV.3. Signaux de tension et courant de cas A.	49
Figure IV.4. Signal de la puissance active.	50
Figure IV.5. Tension et courant avec charge supplémentaire a t=0.3s a t=0.8s	51
Figure IV.6. la puissance active avec une charge supplémentaire a t=0.3s a 0.8s	51
Figure IV.7. Schéma de conception de le cas B	52

LISTE DES FIGURES & TABLEAUX

Figure IV.8. La conception de chaque sous-système	54
Figure IV.9. Signal de la tension et courant de référence avec les contrôleurs PI	55
Figure IV.10. Schéma de conception du cas C	56
Figure IV.11. La conception de chaque sous-système	57
Figure IV.12. Signaux de tension et courant avec charge supplémentaire a $t=0.3s$ a $t=0.8s$	57
Figure IV.13. Reponse de P et f avec une charge supplémentaire a $t=0.3s$ a $t=0.8s$	58

Liste des Tableaux

Tableau II.1- Résumé les configurations possibles des interrupteurs.....	16
---	----



**Liste des symboles
& abréviation**

Liste de l'abréviation

NOM	DESCRIPTION
<i>SER</i>	sources d'énergie renouvelables
<i>GD</i>	Générateur distribué
<i>PV</i>	Photovoltaïque
<i>GW</i>	Giga watt
<i>GSV</i>	Générateur synchrone virtuel
<i>CC</i>	courant continu
<i>CA</i>	courant alternatif
<i>RAV</i>	Régulateur automatique de la tension
<i>RAFC</i>	Régulateur automatique de la fréquence de la charge
<i>F-P</i>	la fréquence et la puissance active en fonction des caractéristiques de statisme
<i>SV</i>	source de tension continue.
<i>SI</i>	source de courant alternative.
<i>BJT_s</i>	Transistor bipolaire (A Bipolar Junction Transistor)
<i>MOSFET</i>	Transistor a effet de champ a grille isolée (The Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
<i>IGBT</i>	Transistor bipolaire a grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor)
<i>GTO</i>	Thyristor a extinction par la gâchette (A Gate Turn Off Thyristor)
<i>MLI</i>	Modulation de largeur d'impulsion
<i>SRF</i>	Trame de référence synchrone (Synchronous Référence Frame).
<i>VSNC'S</i>	Vertical Synchronization
<i>PLL</i>	Boucle a phase asservie (Phase locked loop)
<i>ISE</i>	The Intelligent Software Engineering
<i>KHI</i>	Kawasaki Heavy Industries
<i>FEM</i>	la force électromotrice
<i>IEPE's</i>	Integrated Electronics Piezo-Electric
<i>VISMA</i>	MACHINE SYNCHRONE VIRTUELLE
<i>MS</i>	Machine Synchrone
<i>GS</i>	Générateur Synchrone
<i>PI</i>	proportionnel-intégra

Liste des symboles

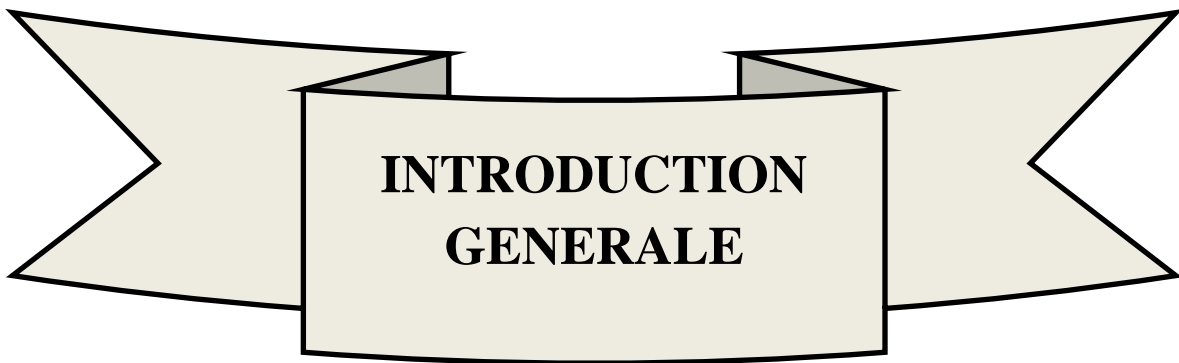
symbole	Description
ΔP_{GSV}	La différence entre la puissance de référence et GSV
P_m	La puissance mécanique
P_e	La puissance électromagnétique
J	coefficient d'inertie.
D	coefficient d'amortissement.
τ_m	Le couple mécanique.
τ_e	Le couple électromagnétique du rotor.
δ	La différence de position angulaire du rotor par rapport à sa position de référence.
t	Le temps.
E	Source de tension
C	Condensateur
L	Inductance
U	Source de tension continue
\hat{v}	Tension simple de la sortie de l'onduleur
v	Tension composée de la sortie de l'onduleur
i_N	Courant de neutre
i	Courant de la sortie de l'onduleur
O	Le point milieu
N	le point neutre
i	Courant d'entrée de l'onduleur
i_k	Courant des interrupteurs de l'onduleur
F	l'état fermé de l'interrupteur K
O	l'état ouvert de l'interrupteur K
K	Interrupteur de l'onduleur
m	Indice de modulation
fp	la fréquence de la modulation (porteuse)
fm	La fréquence de la référence (modulante).
r	Le coefficient de réglage
vm	la tension de la référence
vp	la tension de la porteuse.
$G_{PI}^{(dq)}$	La fonction de transfert de contrôleur PI
PI	Contrôleur proportionnelle intégrale
d_q	Les composants de l'axe direct et quadrature
I_d	courant actif
I_q	courant réactif
V_{ond}	La tension d'entrée du filtre
U_c	La tension de sortie du filtre
R_f	La résistance interne de l'inductance du filtre
L_f	l'inductance du filtre
C	Capacité du filtre.
$P(\theta)$	Transformation de PARK
K_p	Gain proportionnel
K_i	Gain intégrale

Liste des symboles & abréviation

\mathcal{L}	Transformation de LAPLACE
ζ	coefficient d'amortissement
w_n	pulsation propre non amortie
ω_{syn}	La vitesse de synchronisme
i_{cap}	Le courant aux bornes du condensateur du filtre
i_{ch}	Le courant de la charge
i_f	Le courant du filtre
V_{dc}	La tension à la borne de condensateur.
I	Matrice d'indentification
MS	Machine synchrone
GS	Générateur synchrone
P_{GSV}	La puissance de GSV
Q	La puissance réactive
I_{dref}	Le courant de référence dans l'axe d
I_{qref}	Le courant de référence dans l'axe q
K_v	le coefficient de statisme de la tension
ΔV	La déférence entre la tension de référence et mesuré
P_{in}	La puissance d'entrée.
P_{out}	La puissance de sortie.
ω_m	Vitesse du rotor.
E_f	la force électromotrice
V_g	la tension du réseau
Y	Matrice d'admittance
E_d	la force électromotrice a l'axe d
E_q	la force électromotrice a l'axe q
V_{abc_s}	Les tensions du côté stator
i_{abc_s}	Les courants de côté stator
V_{f_r}	La tension de côté rotor
i_{f_r}	Le courant de côté rotor
R_s	La résistance d'un côté d'enroulement stator.
R_r	La résistance d'un côté d'enroulement rotor.
φ_{abc_s}	Le flux total travers les enroulements stator.
φ_{f_r}	Le flux travers l'enroulement rotor.
L	Inductance d'une phase du côté stator
M	Inductance mutuelle entre deux phases du côté stator
L_f	Inductance du côté rotor.
M_f	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du côté stator et du côté rotor.
L_s	La somme de L+M
e	La force électromotrice due par mouvement de rotor
E_p	L'amplitude de e
D_p	Facteur de statisme de la fréquence (amortissement)
E	L'énergie stockée dans le champ magnétique de la machine
p	nombre de paire de pole

Liste des symboles & abréviation

θ	la vitesse électrique
P	La puissance active
e_q	La force électromotrice a l'axe q
φ	Le déphasage
$\dot{\theta}$	la vitesse angulaire virtuelle
$\ddot{\theta}$	L'accélération angulaire virtuelle
$\dot{\theta}_r$	La référence de la fréquence angulaire
T_{mn}	Couple mécanique nominal
P_{set}	La puissance de consigne
τ_f	La constante de temps de la boucle de f
D_q	le coefficient de statisme de la tension
Q_{set}	La puissance réactive de consigne
τ_v	La constante de temps de la boucle de V
BO	Système en boucle ouverte
BF	Système en boucle fermé
ΔT	Le rapport du changement de couple requis.
$\Delta \dot{\theta}$	La déférence entre la vitesse de référence et mesuré
$\dot{\theta}_n$	La vitesse nominale virtuelle
D_q	Facteur de statisme de la tension
ΔQ	La différence entre la puissance réactive nominale et mesurée
ΔV	La différence entre la tension nominale et mesurée
Q_n	La puissance réactive nominale
$\Delta \omega'$	Taux de changement de la fréquence
$\Delta \omega$	La différence entre la fréquence de référence et mesuré
v_{FB}	Tension de feedback
v	Tension alternative
v_m	Amplitude de la tension
v_n	La tension nominale



**INTRODUCTION
GENERALE**

INTRODUCTION GENERALE

Les combustibles fossiles tels que le pétrole, le gaz naturel et le charbon sont les principales sources mondiales d'énergie. Alors que l'utilisation continue des combustibles fossiles est devenue universellement reconnue comme non durable car elle crée une pollution dans l'atmosphère [1]. Par conséquent, il est donc très important de rechercher des sources d'énergie alternatives et respectueuses de l'environnement pour réduire la surconsommation de combustibles fossiles.

Dans les conditions économiques et environnementales actuelles, la meilleure solution est de fournir des sources d'énergie renouvelables (*SER*), telles que l'énergie solaire et l'énergie éolienne [2].

Il existe une demande continue pour le développement de systèmes de distribution d'électricité qui utilisent des sources d'énergie renouvelables en raison de la popularité croissante des sources d'énergie propre et des progrès importants réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance au cours des dernières décennies. Cette croissance rapide de la capacité du générateur distribué (*GD*) basé sur un onduleur et la forte pénétration de *SER* déclenchent un grand changement dans le système et le réseau électriques traditionnels [3][5]. Par exemple, au Japon, un système électrique photovoltaïque (*PV*) de 14,3 *GW* devrait être connecté au réseau d'ici 2020, qui sera porté à 53 *GW* d'ici 2030 [4].

De plus, au cours des deux prochaines décennies, les pays européens, les États-Unis, la Chine et l'Inde envisagent sérieusement d'utiliser les *GD* et d'utiliser les sources d'énergie renouvelables (*SER*) dans leurs systèmes électriques [5]. L'augmentation du niveau de pénétration des *GD/SER* a considérablement affecté la stabilité du réseau en raison du manque d'inertie et des effets d'amortissement [6] [19]. La présence de quelques petites centrales électriques dans le réseau électrique peut avoir un impact négligeable, mais la forte pénétration de la production d'énergie renouvelable aura une influence sur la stabilité du réseau et affectera de manière significative la performance dynamique globale du réseau [9]. Ces effets comprennent des pics de tension dans les bus en raison de l'inversion du flux d'énergie due à la production photovoltaïque, une fourniture excessive d'énergie dans le réseau en raison de la pleine production par les *GD/SER*, des fluctuations de puissance en raison de la nature variable des *SER*, et une dégradation de la régulation de fréquence [4][7] [9] [10].

Afin d'apporter des solutions aux problèmes de stabilité évoqués ci-dessus, il est nécessaire d'introduire une inertie et un amortissement virtuels dans les *SER*, qui peuvent être établis par un convertisseur électronique de puissance avec le mécanisme de contrôle approprié. Ce concept est largement connu sous le nom de générateur synchrone virtuel (*GSV*). Cette thèse explorera le concept de générateur synchrone virtuel et son mécanisme de contrôle. Le système développé devrait fonctionner comme un générateur synchrone qui facilite le développement de l'intégration des énergies renouvelables sans compromettre la stabilité du système.

Motivation

L'intérêt pour les sources d'énergie distribuées s'est accru ces dernières années en raison de l'augmentation du niveau de pénétration des sources d'énergie renouvelables dans le réseau électrique [6] [13]. Dans un système électrique traditionnel, le générateur synchrone de masse domine le système en raison de sa masse en rotation et de son amortissement, ainsi que de sa capacité à contrôler la vitesse et l'excitation qui régulent la fréquence du réseau et le flux de puissance réactive, qui jouent un rôle essentiel dans la performance dynamique et la stabilité du réseau [5]. d'autre part, dans une unité de la *GD/SER*, il n'y a ni masse rotative ni propriété d'amortissement[8]. En outre, il est très difficile de maintenir la stabilité du réseau et l'équilibre entre la production d'énergie et la demande d'énergie en raison de la variabilité naturelle de la production des *SER* [6][7][10][13].

Dans un système *GD*, les *SER_s* sont connectés au réseau par des convertisseurs électroniques de puissance qui convertissent le courant continu (*CC*) en courant alternatif (*CA*), pour une meilleure performances et stabilité du système, ces convertisseurs électroniques de puissance doivent présenter des fonctions telles que : le contrôle dynamique de la puissance réelle et réactive, le fonctionnement stationnaire dans une gamme de tension et de fréquence, le passage de tension, le contrôle de la puissance et de la fréquence en fonctionnement îloté, le contrôle de la fréquence primaire en cas de défaillance, etc. [17][20][46].

Toutes les raisons évoquées ci-dessus sont suffisantes pour soutenir la motivation du travail présenté ici, où la commande d'un convertisseur électronique de puissance connecté au réseau sera analysée afin de soutenir les développements futurs de l'intégration des énergies renouvelables dans le réseau électrique.

Objective

L'objectif principal de cette recherche est de développer un système de contrôle pour un onduleur triphasé qui imite les propriétés d'amortissement et d'inertie d'un générateur synchrone combiné à un contrôleur de statisme et à des stratégies de contrôle de courant à couplage croisé, où un modèle de générateur virtuel fournira la commande de courant. Nous comparons également les différentes méthodes de *GSV* disponibles dans la littérature actuelle. Les objectifs spécifiques de cette recherche sont :

- Construire une stratégie de contrôle du générateur conventionnel sans altération, où la tension et la fréquence sont contrôlées respectivement par régulateur automatique de la tension (*RAV*) et le gouverneur.

- Étudier et développer des méthodologies de contrôle électronique afin d'apporter une inertie supplémentaire au micro-réseau pour une meilleure stabilité dynamique du système.

- Concevoir et mettre en œuvre les méthodologies de contrôle suggérées pour les micro-réseaux connectés à la fois à la puissance réelle et à la charge de puissance réactive.

- Examiner la méthodologie existante de GSV, analyser la conception et le fonctionnement du système, et en étudier la portée et les limites.



CHAPITRE I
Contexte

I.1 Introduction

Le générateur synchrone virtuelle a été introduit comme une solution prometteuse aux problèmes du stabilité du réseau électrique, causée par la forte pénétration des sources d'énergie renouvelable dans le réseau électrique.

En utilisant des systèmes de stockage d'énergie à court terme pour établir un modèle de générateur synchrone virtuelle couplé a onduleur avec le mécanisme de control approprié.

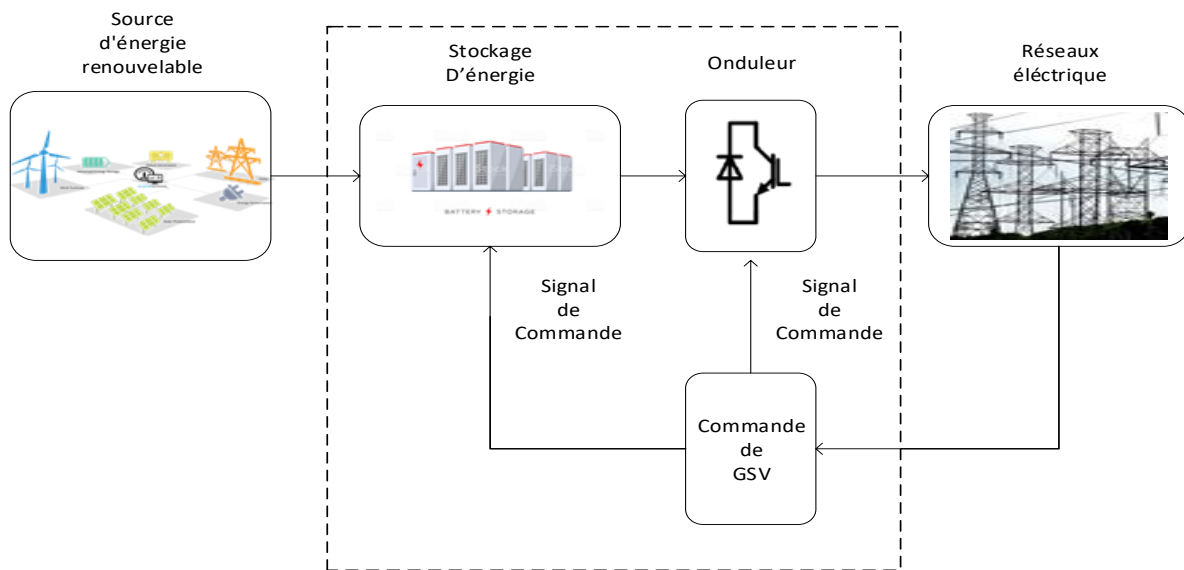


Figure I.1. Le générateur synchrone virtuelle (*GSV*)

La figure (Fig I.1) représente la structure générale du générateur synchrone virtuelle, dans ce schéma, une unité des générateur distribué /source d'énergie renouvelable est connecté au réseau électrique via un le générateur synchrone virtuelle. Elle est censée fonctionner comme un générateur synchrone donne virtuellement une inertie et une propriété d'amortissement, on obtient la même réaction que le générateur synchrone en cas de changement soudain de la charge ou de perturbation dans le système.

Le bloc de commande de générateur synchrone virtuelle est censé réguler la sortie de l'onduleur en fonction du taux de changement de fréquence et de la différence entre la fréquence de référence et la fréquence du réseau, tout comme les générateurs synchrones classiques sont régis par l'équation d'oscillation suivante :

$$\Delta P_{GSV} = P_m - P_e = J\Delta\omega' + D\Delta\omega \quad (1.1)$$

Avec :

J : coefficient d'inertie.

D : coefficient d'amortissement.

$\Delta\omega'$: Taux de changement de la fréquence.

$\Delta\omega$: La différence entre la fréquence de référence et mesuré.

I.2 Système de puissance classique (traditionnel)

Dans le système de puissance traditionnel, l'énergie électrique est produite par la station de centrale électrique connectée au système de transmission et de distribution, qui transporte l'énergie de l'unité de production à la charge, comme l'industriel, maison ...etc. La plupart des centrales électriques utilisant des combustibles fossiles (charbon, gaz, pétrole) comme source d'énergie primaire, qui entraîne le moteur principale (turbine/moteur).

Le régulateur automatique de la fréquence de la charge (*RAFC*) permet de contrôler la puissance de sortie de générateur, c'est-à-dire contrôle la fréquence par l'intermédiaire d'un régulateur de vitesse et de vannes de régulation. La boucle de régulation secondaire s de *RAFC* maintient un réglage fin de la fréquence et la puissance active en fonction des caractéristiques de statisme (*F-P*).

Un régulateur automatique de la tension permet de réguler la tension, c'est-à-dire contrôle la puissance réactive via le circuit d'excitation de générateur [16].

Dans le système électrique classique, l'unité de production de l'électricité avec le générateur synchrone joue un rôle très important pour soutenir le fonctionnement et la stabilité de système.

I.3 Stabilité du système de puissance

Un système est stable s'il a tendance à continuer à fonctionner dans son mode normale régime permanent et à revenir de fonctionner à la suite d'une perturbation [15].

Un réseau électrique est stable s'il est capable de retrouver son état d'équilibre lors d'une perturbation, c'est-à-dire de fournir la puissance qu'exigent les consommateurs tout en maintenant constante et près des valeurs nominales de fréquence (la vitesse de rotation des alternateurs) et l'amplitude de la tension aux différentes barres du réseau.

Il existe plusieurs types de perturbation dans le réseau électrique, à savoir, une perturbation sur un réseau peut être un manœuvre non prévu comme court-circuit causé par la foudre entre phase et la terre, peut être prévue comme l'enclenchement d'une inductance shunt, changement brusquement de la charge [15].

I.4 Equation de rotation

La stabilité transitoire du système électrique peut être déterminée à l'aide de l'équation de rotation. Elle décrit le mouvement relatif du rotor par rapport au champ du stator en fonction du temps, et donnée par l'équation suivante [17] [18]:

$$\tau_m(t) - \tau_e(t) = J \frac{d^2}{dt^2} \delta(t) + D \frac{d}{dt} \delta(t) \quad (1.2)$$

Tell que :

τ_m : Le couple mécanique.

τ_e : Le couple électromagnétique du rotor.

δ : La différence de position angulaire du rotor par rapport a sa position de référence.

D : Coefficient d'amortissement.

t : Le temps en second.

J : Constant d'inertie.

L'inertie du générateur est la propriété la plus importante d'une machine synchrone, car il réagit à la perturbation, et joue un rôle important dans la stabilité du système électrique [19] [20].

I.5 Micro-réseau

En raison de plusieurs problèmes que rencontrent les réseaux électriques actuels (L'augmentation de la consommation, la raréfaction du pétrole, le réchauffement climatique ainsi que la pollution environnementale, la faible efficacité énergétique, etc.), une nouvelle tendance de la production a été développer, appelée la production décentralisée.

Cette production utilise des sources d'énergie renouvelable (non conventionnelle) comme le biogaz, les cellules photovoltaïques, les fermes éoliennes ... qui sont considérées comme des énergies propres, c'est à dire que l'émission de *CO2* de ces moyens de production est quasiment nulle.

Malheureusement, l'utilisation de la production décentralisée peut amener autant de problèmes qu'elle peut en résoudre. Une meilleure façon d'utiliser le potentiel énergétique de la production distribuée est d'adopter une approche permettant le contrôle local des générateurs, mais aussi des consommateurs dans un sous-réseau. Ces sous-réseaux peuvent être dénommés micro-réseau ou microgrid.

Fondamentalement, un micro-réseau est défini comme étant une partie d'un réseau électrique intelligent ou smart grid. Ce micro-réseau inclue des consommateurs, des micro sources à base d'énergie renouvelable ainsi que des systèmes de stockage locaux. Ils peuvent être exploités en étant connectés ou sans aucun apport par d'autres réseaux. Le développement de micro-réseaux est très prometteur pour l'industrie de l'énergie électrique en raison de plusieurs avantages tels que la réduction du réchauffement climatique et de la pollution environnementale, l'amélioration de la fiabilité, de la qualité et de la puissance, la réduction des pertes et par conséquent l'augmentation du rendement.

Les combustibles fossiles causent des dommages importants à l'environnement. Parfois être impossible de transmettre l'électricité de la centrale à la charge dans les zones rurales, car la transmission de l'électricité très élevées.

Un micro-réseau est un réseau électrique de petite taille destiné à alimenter un petit nombre de consommateur (quartier, zone industrielle ou artisanales, village, etc.).

Il est constitué de multiples charges interconnectées, des installations de production décentralisées qui sont généralement à base de ressources énergétiques renouvelables, des installations de stockage ainsi que des outils de supervision et de gestion de la demande. Il peut être raccordé au réseau principal comme il peut fonctionner seul.

La capacité d'intégrer différents types de générateur et de ressources d'énergie distribuées comme l'énergie renouvelable, des systèmes de stockage et des micro-turbines améliore la fiabilité et l'efficacité de l'ensemble du système.

La stabilité, la qualité et le fonctionnement du réseau électrique peuvent être compromis lorsque plusieurs générateurs de distributions sont connectés au niveau de la distribution en raison du manque d'inertie inhérente aux sources d'énergies renouvelables, qui pourrait être résolu en appliquant une technique de contrôle avancée utilisant les générateurs synchrones virtuelles, avec un mécanisme de contrôle approprié.

I.5.1 Avantages et inconvénient des micro-réseaux

Parmi les avantages et inconvénients que nous pouvons rencontrer, nous avons :

Avantage :

- Isolation de toute perturbation ou panne du réseau électrique.
- Amélioration de l'efficacité énergétique.
- Réduction des émissions de gaz qui peut aider à lutter contre le réchauffement climatique.
- Réduction de la distance physique et électrique entre les micro-sources et les charges ce qui contribue à la réduction des pertes.
- Atteindre l'équilibre offre-demande.
- Amélioration de la puissance et de la fiabilité.
- Faire face à la pollution environnementale.

Inconvénients :

- Coûts élevés des installations ainsi que des ressources énergétiques décentralisées.
- Difficultés techniques liés au manque d'expérience technique.
- Absence de normes: puisque c'est un domaine relativement nouveau, les normes ne sont pas encore disponibles pour résoudre les problèmes de fonctionnement et de protection.
- Absence de lois ou règlement standard pour réguler le fonctionnement des

micro-réseaux.

I.6 Conclusion

Ce chapitre donne une aide sur le système électrique classique et un aperçu sur la structure de base de générateur synchrone virtuelle et les effets de l'inertie et de l'amortissement du générateur sur la stabilité du système et son importance dans les systèmes d'énergie renouvelable.



CHAPITRE II
Onduleur de tension
triphase

II.1 Introduction

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'applications s'élargir, dans le domaine de l'électronique de puissance, Ilya un convertisseur *CC-CA* est communément « onduleur ». L'entrée est en courant continu (*CC*), et la sortie en courant alternatif (*CA*).

Les dispositifs semi-conducteurs de puissance effectuant l'action de commutation, et la sortie souhaitée sont obtenus en faisant varier leurs temps de mise en marche et de mise en arrêt.

Ils doivent avoir des temps de mise en marche et arrêt contrôlable, les dispositifs le plus couramment utilisés sont les suivant : *BJT_s*, *MOSFET*, *IGBT*, *GTO*. [21] L'importance et la présence des onduleurs de tension triphasée dans le secteur industriel par leurs diverses applications tel que l'association aux machines électriques, qui permet de réaliser des entraînements électriques à vitesse variable, ainsi que l'alimentation sans interruption et secours des équipements électriques, était l'objectif de plusieurs études des leurs différentes techniques de commande des onduleurs [22].

II.2 Définition

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif, alimenté par une source continue, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie, [22] pour obtenir à la sortie une tension et un courant alternatif. C'est-à-dire de valeur moyenne nulle, ou un système polyphasé de telles grandeurs [40].

La figure sous dessus rappelle le schéma symbolique de l'onduleur :

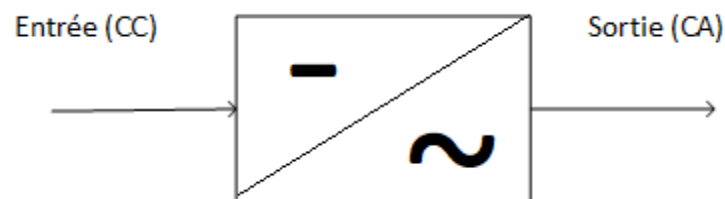


Figure II.1. Schéma symbolique de l'onduleur.

II.3 Les types des onduleurs

Les onduleurs sont classés selon le type d'application et les performances désirées, en trouve deux catégories : les onduleurs autonomes et non autonomes (ou assistés).

II.3.1 L'onduleur autonome

Un onduleur autonome est un système de commutation à transistors ou à thyristors, dont les instants de commutation sont imposés par des circuits externes [23]. La fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées à la charge, c'est-à-dire elles sont propres à l'onduleur.

II.3.2 L'onduleur non autonome (ou assisté)

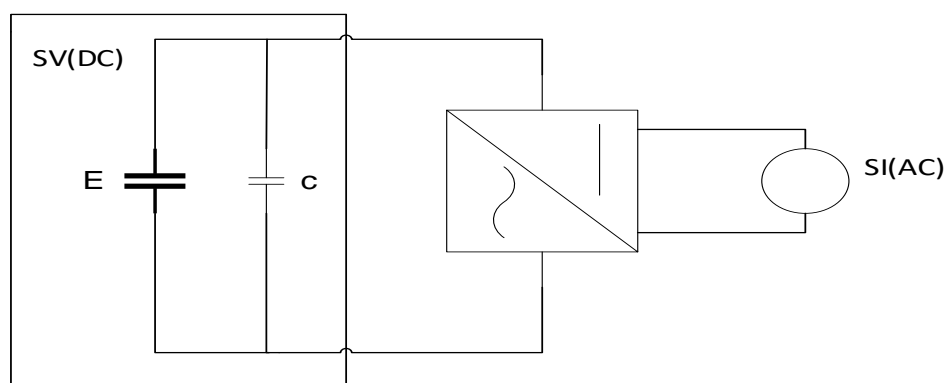
Un onduleur non autonome ou assisté est un système de commutation à thyristors, dont les instants de commutation sont imposés par la charge [23]. Dans ce cas, la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées par le réseau alternatif sur lequel débite l'onduleur.

II.3.3 L'onduleur de tension

L'onduleur de tension transforme une tension continue aune tension alternative triphasée, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie Il impose une forme de tension déterminée à la machine quel que soit le courant absorbé et travaille en commutation forcée. Une commande adéquate permet le réglage de la fréquence et de l'amplitude des grandeurs de sortie [26].

L'onduleur de tension est autonome si la fréquence de la tension de sortie est indépendante du réseau alternatif, il est non autonome (assisté) si la fréquence est imposée par le réseau alternatif [23].

La figure (Fig II.2) suivante représente la structure de l'onduleur en tension :



SV : source de tension continue.

SI : source de courant alternative.

Figure II.2. Représentation schématique d'un onduleur de tension.

II.3.4 L'onduleur de courant

L'onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) transforme un courant continu en courants triphasés. La source continue impose le courant à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Il peut fonctionner en commutation naturelle, c'est le cas des machines synchrones. La commutation forcée est réalisée pour toutes les autres machines.

Ce type d'onduleur ne permet que le réglage de la fréquence des grandeurs de sortie, l'amplitude de celle-ci doit être réalisée par ajustement de la grandeur d'entrée [39].

La figure (Fig. II.3) suivante représente la structure de l'onduleur en courant :

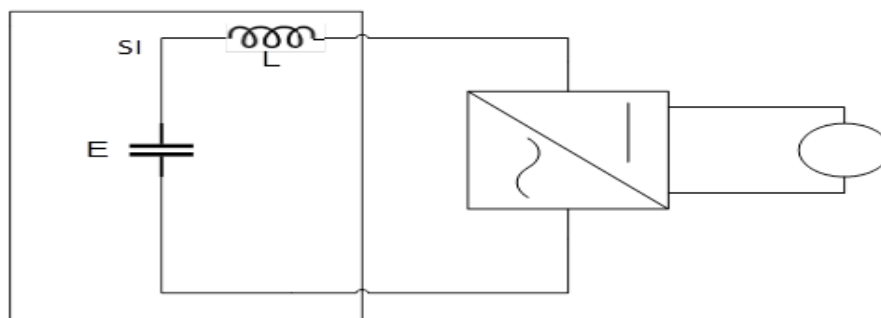


Figure II.3. Représentation schématique d'un onduleur de courant.

II.4 Modélisation du fonctionnement d'onduleur de tension triphasé

On peut réaliser un onduleur triphasé en groupant trois onduleurs monophasés de l'un ou l'autre, il suffit de décaler d'un tiers de période les commandes des trois phases [40].

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [43].

La source de tension continue est obtenue à partir d'une batterie ou d'un pont redresseur par exemple.

La figure ci-dessous représente la structure électronique de l'onduleur en tension triphasé :

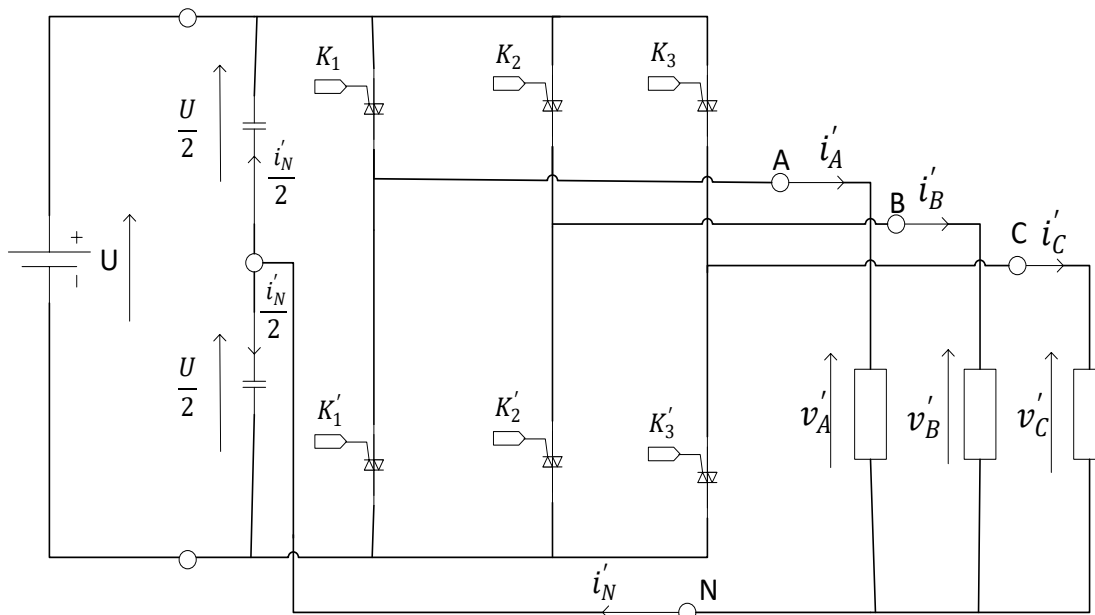


Figure II.4. La structure électronique de l'onduleur en tension triphasé.

II.4.1 Principe de fonctionnement

La figure (Fig. II.2) représente un onduleur triphasé formé de trois demi-points monophasés et utilisant un diviseur capacitif commun.

Chacune des tensions de sortie est égale tantôt à $\frac{+u}{2}$, tantôt à $\frac{-u}{2}$

Les « interrupteurs » fonctionnent comme en monophasé. La seule différence est que le courant arrivant au point milieu du diviseur est i_N tel que :

$$i_N = i_A + i_B + i_C \quad (2.1)$$

La présence du neutre relié à la source est nécessaire si l'on veut pouvoir monter des charges monophasées entre phase et neutre mais aussi si on veut pouvoir imposer des références indépendantes aux trois tensions ou aux trois courants de sortie.

On peut supprimer la liaison entre le point neutre N de la charge et le point milieu O du diviseur capacitif, donc supprimer celui-ci. On obtient alors l'onduleur de tension en pont triphasé proprement dit représenté sur la figure (Fig II.4), La somme des courants $i_A + i_B + i_C$ est alors forcément nulle [40].

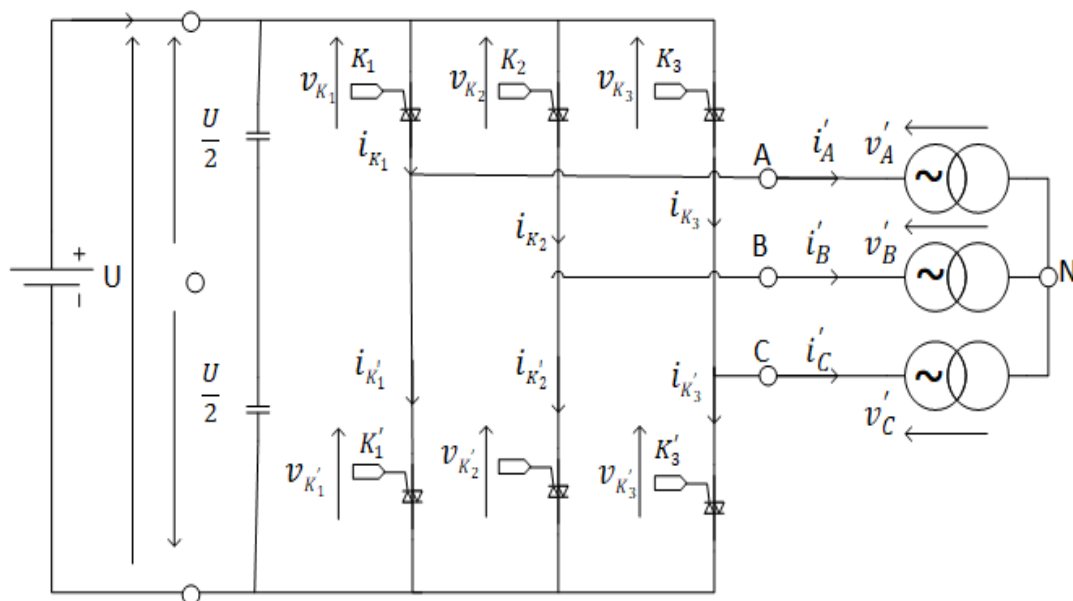


Figure II.5. L'onduleur de tension en pont triphasé

Les interrupteurs K_1 et K_1' , K_2 et K_2' , K_3 et K_3' de chaque bras de pont doivent être dans des états complémentaires deux à deux. Il est possible d'établir des relations générales utilisables quelle que soit la commande adoptée.

II.4.2 Relations mathématique

II.4.2.a Tensions

Quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu (fictif) O de la source de tension continue :

$$\begin{aligned} & \frac{+u}{2} \text{ quand } K_1 \text{ est fermé, } \frac{-u}{2} \text{ quand } K_1 \text{ est ouvert donc } \vec{K}_1 \text{ est fermé.} \\ - v_B - v_O \text{ égale } \frac{+u}{2} \text{ quand } K_2 \text{ est fermé, } \frac{-u}{2} \text{ quand } K_2 \text{ est ouvert.} & \quad (2.2) \\ - v_C - v_O \text{ égale } \frac{+u}{2} \text{ quand } K_3 \text{ est fermé, } \frac{-u}{2} \text{ quand } K_3 \text{ est ouvert.} \end{aligned}$$

Les interrupteurs imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur. Ainsi pour la première de ces tensions :

$$\begin{aligned} - \vec{v}_A - \vec{v}_B &= (v_A - v_O) - (v_B - v_O) = U, \text{ Si } K_1 \text{ fermé et } K_2 \text{ ouvert.} \\ - \vec{v}_A - \vec{v}_B &= (v_A - v_O) - (v_B - v_O) = 0, \text{ Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ fermés.} & \quad (2.3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} - \vec{v}_A - \vec{v}_B &= (v_A - v_O) - (v_B - v_O) = -U, \text{ Si } K_1 \text{ ouvert et } K_2 \text{ fermé.} \\ - \vec{v}_A - \vec{v}_B &= (v_A - v_O) - (v_B - v_O) = 0, \text{ Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ ouverts.} & \quad (2.4) \end{aligned}$$

Si le récepteur est équilibré, on peut passer des tensions composées aux tensions simples $\vec{v}_A \vec{v}_B \vec{v}_C$ à la sortie de l'onduleur.

Quelle que soit leur forme d'onde les trois courants $i_A i_B$ et i_C ont une somme nulle, il faut donc que les trois fondamentaux aient une somme nulle et qu'il en soit de même pour les divers harmoniques.

Puisque le récepteur est équilibré, ses trois phases présentent la même impédance pour le fondamental ainsi que pour les divers harmoniques. Les produits impédance \times courant, c'est-à-dire les tensions, ont une somme nulle pour les fondamentaux ainsi que pour les systèmes harmoniques successifs. En ajoutant toutes ces sommes nulles on obtient la somme nulle des trois tensions. À cause de l'équilibre du récepteur :

$$i_A + i_B + i_C = 0 \text{ entraine } \vec{v}_A + \vec{v}_B + \vec{v}_C = 0 \quad (2.5)$$

On peut donc écrire :

$$\frac{1}{3} (\vec{v}_A - \vec{v}_B) - \frac{1}{3} (\vec{v}_C - \vec{v}_A) = \frac{2}{3} \vec{v}_A - \frac{\vec{v}_B}{3} - \frac{\vec{v}_C}{3} = \vec{v}_A \quad (2.6)$$

Et de même :

$$\vec{v}_B = \frac{1}{3} [(\vec{v}_B - \vec{v}_C) - (\vec{v}_A - \vec{v}_B)]$$

$$\vec{v}_C = \frac{1}{3} [(\vec{v}_C - \vec{v}_A) - (\vec{v}_B - \vec{v}_C)]$$

En remplaçant les tensions composées $\vec{v}_A - \vec{v}_B$, $\vec{v}_B - \vec{v}_C$, $\vec{v}_C - \vec{v}_A$ par leurs expressions en fonction de $v_A - v_O$, $v_B - v_O$ et $v_C - v_O$, on obtient finalement :

$$\begin{aligned}
- \dot{v}_A &= \frac{2}{3}(v_A - v_O) - \frac{1}{3}[(v_B - v_O) - (v_C - v_O)] \\
- \dot{v}_B &= \frac{2}{3}(v_B - v_O) - \frac{1}{3}[(v_C - v_O) - (v_A - v_O)] \\
- \dot{v}_C &= \frac{2}{3}(v_C - v_O) - \frac{1}{3}[(v_A - v_O) - (v_B - v_O)]
\end{aligned} \tag{2.7}$$

II.4.2.b Courants (Tableau résumé)

On peut déduire le courant i côté continu des courants i_A, i_B, i_C côté alternatif :

$$i = i_{K_1} + i_{K_2} + i_{K_3} \tag{2.8}$$

$$i_{K_1} = i_A \text{ quand } K_1 \text{ conduit.}$$

$$i_{K_2} = i_B \text{ quand } K_2 \text{ conduit.} \tag{2.9}$$

$$i_{K_3} = i_C \text{ quand } K_3 \text{ conduit.}$$

Sachant que :

$$i_A + i_B + i_C = 0 \tag{2.10}$$

Le tableau suivant donne les configurations possibles que peut prendre le montage par l'état fermé (F) ou ouvert (O) des trois interrupteur K_1, K_2 et K_3 :

- les tensions de sortie entre phases $v_A - v_B, v_B - v_C$ et $v_C - v_A$.
- les tensions simples de sortie v_A, v_B et v_C pour un récepteur équilibré.
- les courants dans les interrupteurs i_{K_1}, i_{K_2} et i_{K_3} et le courant d'entrée i .

Les tensions étant exprimées en fonction de la tension d'entrée U , les courants en fonction des courants de sortie i_A, i_B, i_C .

K_1	K_2	K_3	$v_A - v_B$	$v_B - v_C$	$v_C - v_A$	v_A	v_B	v_C	i_{K_1}	i_{K_2}	i_{K_3}	i
F	F	F	0	0	0	0	0	0	i_A	i_B	i_C	0
F	O	F	U	-U	0	U/3	-2U/3	U/3	i_C	0	i_C	$-i_B$
F	F	O	0	U	-U	U/3	U/3	-2U/3	i_A	i_B	0	$-i_C$
F	O	O	U	0	-U	2U/3	-U/3	-U/3	i_A	0	0	i_A
O	F	F	-U	0	U	-2U/3	U/3	U/3	0	i_B	i_C	$-i_A$
O	O	F	0	-U	U	-U/3	-U/3	2U/3	0	0	i_C	i_C
O	F	O	-U	U	0	-U/3	2U/3	-U/3	0	i_B	0	i_B
O	O	O	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau II.1- Résumé les configurations possibles des interrupteurs.

II.5 Technique du commande d'onduleur de tension triphasé

II.5.1 Introduction

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquences, ils sont pilotés à pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée à la sortie, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur).

A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode). Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande seront présentées [22].

1. Commande pleine onde ou 180° .
2. Commande 150° .
3. Commande MLI.

II.5.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La modulation de largeur d'impulsion (en anglo-saxon pulse width modulation) consiste à adapter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. Cette technique peut être considérée comme une extension du principe de la commande par découpage ou la durée des impulsions n'est plus régulière mais choisie de façon à supprimer le maximum d'harmoniques de rangs faibles difficiles à filtrer [22].

II.5.3 Principe de base de MLI

Le principe de base de la modulation de largeur d'impulsion est sur le découpage d'une pleine onde rectangulaire. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension d'alimentation (continue) et de largeur variable. La technique la plus répandue pour la reproduction d'un signal MLI est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence appelé modulatrice et qui constitue l'énergie du signal recueilli à la sortie de l'onduleur, figure (1.1) [22].

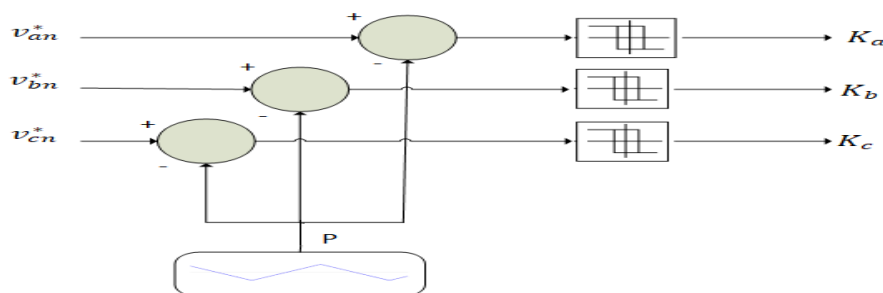


Figure II.6. Schéma symbolique de la commande MLI.

II.5.4 Caractéristique de la modulation

Si la référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande [22] :

- L'indice de modulation m , égal au rapport de la fréquence de la modulation (porteuse) sur la fréquence de la référence (modulante).

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad \text{Avec } 1 < m$$

On choisit généralement m supérieure à l'unité parce que l'augmentation mène au déplacement des harmoniques vers des fréquences élevés.

Dans la simulation on constate que les valeurs très élevées de m provoquent une augmentation des déchets de tension, ce qui nous oblige à optimiser la valeur de m .

- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de la référence sur celle de la porteuse.

$$r = \frac{V_m}{V_p}$$

II.5.5 Le schéma de bloc

Le schéma fonctionnel de la figure (Fig. II.7) montre le principe de la commande triangulons -sinusoïdale MLI.

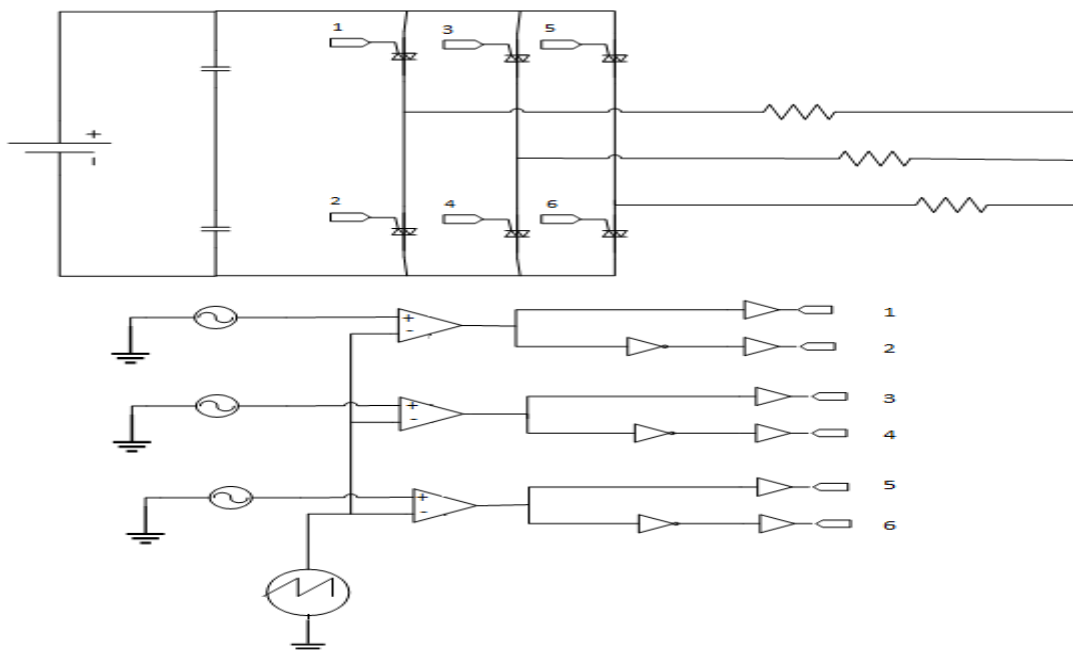


Figure II.7. Schéma fonctionnel de la commande MLI.

II.5.6 Les avantages de la commande MLI

La commande MLI est utilisée principalement pour pouvoir [44] :

- Repousser les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage (réalisation plus facile, moins onéreux).
- Permettre le réglage de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.
- Alimenter les machines à courant alternatif par des courants quasi sinusoïdaux.

II.6 Boucles de contrôle

La discussion qui suit porte sur les détails de la boucle de contrôle du courant interne et de la tension externe.

II.6.1 Boucle de contrôle du courant interne

La boucle de régulation du courant interne est un module de commande qui joue un rôle majeur dans la détermination des hautes performances et de la réactivité des convertisseurs électroniques de puissance.

Les contributions importantes du régulateur de courant seront l'amélioration de la qualité de l'alimentation avec compensation des harmoniques et la protection du courant [45]. [31] Le module de contrôle de courant interne élargit les avantages prédominants d'un contrôleur de courant rapide par rapport à un convertisseur classique à boucle ouverte commandé par MLI de tension :

1. Contrôle de la forme d'onde du courant instantané et haute précision.
2. Protection contre le courant de crête.
3. Rejet de surcharge.
4. Réponse dynamique.
5. Compensation de :
 - a) des effets dus aux modifications des paramètres de charge
 - b) la chute de tension du semi-conducteur et les temps morts du convertisseur
 - c) les variations de tension côté courant continu et côté courant alternatif.

D'un point de vue classique, la boucle de contrôle du courant interne contrôle le courant dans l'inducteur du filtre, L (filtre) pour contrôler directement les sorties de puissance active et réactive du convertisseur en adhérant au concept connu sous le nom de contrôle de puissance directe.

La sortie de la boucle de contrôle de courant interne peut fournir directement les signaux de commutation aux portes du pont selon le type de technique de modulation de courant ou de contrôleur de courant mis en œuvre dans le système.

II.6.2 Boucle de contrôle de la tension externe

Le but de la boucle de contrôle de la tension extérieure est de contrôler la tension de sortie et ainsi d'équilibrer le flux de puissance du redresseur actif (lorsqu'alimente l'onduleur par un redresseur) [45]. Elle est généralement conçue avec une dynamique lente visant la stabilité du système.

II.7 Le contrôleur PI linéaire

Le contrôleur PI linéaire est une technique de suivi de référence établie associée à la structure de contrôle $d-q$ en raison de leur performance combinatoire satisfaisante.

L'équation suivante indique la fonction de transfert sur la structure de coordonnées $d-q$.

$$G_{PI}^{(dq)}(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (2.11)$$

II.8 Contrôle de découplage des composants d et q

Comme dans la discussion précédente sur le contrôleur PI , une paire découplée de courant actif (I_d) et de courant réactif (I_q) est essentielle pour une régulation efficace et indépendante du courant pour le contrôle des SRF. (Trame de référence synchrone)

Cependant, en raison de l'inductance du filtre, les termes (dq) accouplage croisé se retrouvent dans les dérivations mathématiques. Dans le même temps, la dépendance des paramètres de régulation à la tension du réseau est également identifiée.

Fondamentalement, deux approches différentes sont éprouvées pour le découplage des composants connus sous le nom de :

- Approché par anticipation. (Feed-forward approach).
- Approche de retour d'information. (Feedback approach).

II.8.1 Contrôle de découplage du contrôleur PI du courant

Pour analyser la présence de couplage croisé et les techniques de feed-forward pour le découplage des termes d et q , le schéma du filtre LC d'onduleur est présenté dans la figure sous-dessous

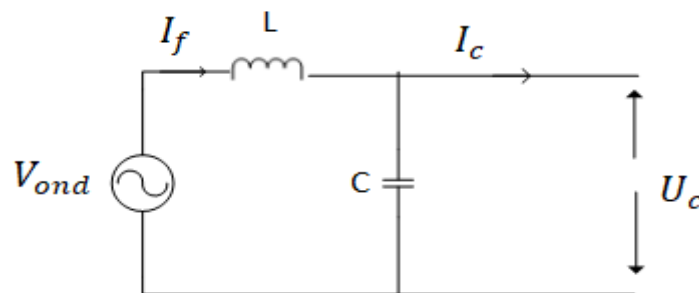


Figure II.8. le circuit de filtre LC de l'onduleur sur une phase.

Selon la loi de mailles :

$$\begin{aligned} [V_{ond_a}] &= R_f [i_{f_a}] + L_f \frac{d}{dt} [i_{f_a}] + U_{c_a} \\ [V_{ond_b}] &= R_f [i_{f_b}] + L_f \frac{d}{dt} [i_{f_b}] + U_{c_b} \\ [V_{ond_c}] &= R_f [i_{f_c}] + L_f \frac{d}{dt} [i_{f_c}] + U_{c_c} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Sous former compacté :

$$[V_{ond_{abc}}] = R_f [i_{f_{abc}}] + L_f \frac{d}{dt} [i_{f_{abc}}] + U_{c_{abc}} \quad (2.13)$$

V_{ond_a} : La tension d'entrée du filtre de la phase a.

U_{c_a} : La tension de sortie du filtre de la phase a.

R_f, L_f et C , résistance interne de l'inductance, l'inductance et capacité du filtre.

En régime permanent, les vecteurs de tension et courant tournent à la même vitesse ω_{syn} ,

En tenant compte de cela et en transformant les expressions ci-dessus du cadre naturel en dq SRF, les expressions suivantes peuvent être obtenues :

Pour passer d'un système (abc) vers système (dq) :

$$[X_{abc}] = P(\theta) \cdot [X_{dq}] \quad (2.14)$$

Equation inverse:

$$[X_{dq}] = P(-\theta) \cdot [X_{abc}] \quad (2.15)$$

Avec :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$P(\theta) [V_{ond_{abc}}] = R_f P(\theta) [i_{f_{abc}}] + L_f P(\theta) \frac{d}{dt} [P(\theta_s)^{-1} i_{f_{abc}}] + P(\theta) U_{c_{abc}} \quad (2.17)$$

$$[V_{ond_{dqo}}] = R_f [i_{f_{dqo}}] + L_f P(\theta) \frac{d}{dt} [P(\theta_s)^{-1}] [i_{f_{abc}}] + L_f P(\theta_s) P(\theta_s)^{-1} [i_{f_{abc}}] \quad (2.18)$$

$$P(\theta_s) P(\theta_s)^{-1} = I \quad (2.19)$$

$$P(\theta_{syn}) \frac{d}{dt} [P(\theta_{syn})^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}}$$

$$\times \begin{bmatrix} \cos(\theta_{syn}) & \cos(\theta_{syn} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{syn} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{syn}) & -\sin(\theta_{syn} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{syn} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$\times \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{syn}) & -\sin(\theta_{syn}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{syn} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{syn} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{syn} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{syn} + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$P(\theta_{syn}) \frac{d}{dt} [P(\theta_{syn})^{-1}] = \frac{2}{3} \dot{\theta}_s \begin{bmatrix} \cos(\theta_{syn}) & \cos(\theta_{syn} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{syn} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{syn}) & -\sin(\theta_{syn} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{syn} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{syn}) & -\cos(\theta_{syn}) & 0 \\ -\sin(\theta_{syn} - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{syn} - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta_{syn} + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta_{syn} + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$P(\theta_{syn}) \frac{d}{dt} [P(\theta_{syn})^{-1}] = \theta_{syn} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$$[V_{ond_{dco}}] = R_f [i_{f_{dco}}] + L_f \frac{d}{dt} [i_{f_{dco}}] + L_f \theta_{syn} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [i_{f_{dco}}] + U_{c_{dco}} \quad (2.23)$$

Sous forme développée :

$$[V_{ond_d}] = R_f [i_{f_d}] + L_f \frac{d}{dt} [i_{f_d}] - \dot{\theta}_{syn} L_f [i_{f_q}] + U_{c_d} \quad (2.24)$$

$$[V_{ond_q}] = R_f [i_{f_q}] + L_f \frac{d}{dt} [i_{f_q}] + \dot{\theta}_{syn} L_f [i_{f_d}] + U_{c_q}$$

$$[V_{ond_o}] = 0$$

De (2.24) :

$$[V_{ond_d}] - U_{c_d} + \dot{\theta}_{syn} L_f [i_{f_q}] = R_f [i_{f_d}] + L_f \frac{d}{dt} [i_{f_d}] \quad (2.25)$$

On pose :

$$U(t) = R_f [i_{f_d}] + L_f \frac{d}{dt} [i_{f_d}] \quad (2.26)$$

$$\mathcal{L}[u(t)] = \mathcal{L}[R_f [i_{f_d}] + L_f \frac{d}{dt} [i_{f_d}]] \quad (2.27)$$

$$U(p) = R_f i_{f_d}(p) + L_f p i_{f_d}(p) = V_{ond_d}(p) - U_{c_d}(p) + \dot{\theta}_s L_f i_{f_q}(p)$$

$$i_{f_d}(p) [R_f + L_f p] = V_{ond_d}(p) - U_{c_d}(p) + \dot{\theta}_s L_f i_{f_q}(p)$$

$$U(p) = i_{f_d}(p) [R_f + L_f p] \quad (2.28)$$

Alors :

$$\frac{i_{fd}(p)}{U(p)} = \frac{1}{R_f + L_f p} \quad (2.29)$$

C'est une fonction de transfert de premier ordre

L'équation (2.29) en boucle fermée est obtenue par :

$$\frac{i_{fd}(p)^*}{i_{fd}(p)} = \frac{\frac{PI}{R_f + L_f p}}{\left(1 + \frac{PI}{R_f + L_f p}\right)} \quad (2.30)$$

$$\begin{aligned} \frac{i_{fd}(p)^*}{i_{fd}(p)} &= \frac{\frac{K_p P + K_i}{P} \frac{1}{R_f + L_f p}}{\left(1 + \frac{K_p P + K_i}{P} \frac{1}{R_f + L_f p}\right)} = \frac{K_p P + K_i}{P(R_f + L_f p) + K_p P + K_i} \\ &= \frac{K_p P + K_i}{P^2 L_f + (K_p + R_f) P + K_i} \end{aligned} \quad (2.31)$$

On coïncide l'équation (2.31) par la fonction de transfert de deuxième ordre, on obtient :

$$P^2 L_f + (K_p + R_f) P + K_i = P^2 + \frac{(K_p + R_f)}{L_f} P + \frac{K_i}{L_f} \quad (2.32)$$

Fonction de transfert de deuxième ordre

$$P^2 + \frac{(K_p + R_f)}{L_f} P + \frac{K_i}{L_f} = P^2 + 2\zeta \omega_n P + \omega_n^2 \quad (2.33)$$

Avec :

ζ : coefficient d'amortissement

ω_n : pulsation propre non amortie [rad/sec]

Alors :

$$\begin{aligned} \frac{(K_p + R_f)}{L_f} &= 2\zeta \omega_n \rightarrow (K_p + R_f) \\ &= 2\zeta \omega_n L_f \\ &\rightarrow K_p = 2\zeta \omega_n L_f - R_f \end{aligned} \quad (2.34)$$

$$\begin{aligned} \frac{K_i}{L_f} &= \omega_n^2 \\ &\rightarrow K_i = \omega_n^2 L_f \end{aligned} \quad (2.35)$$

Alors, on peut construire le schéma de feed-forward de contrôleur PI de courant de l'onduleur :

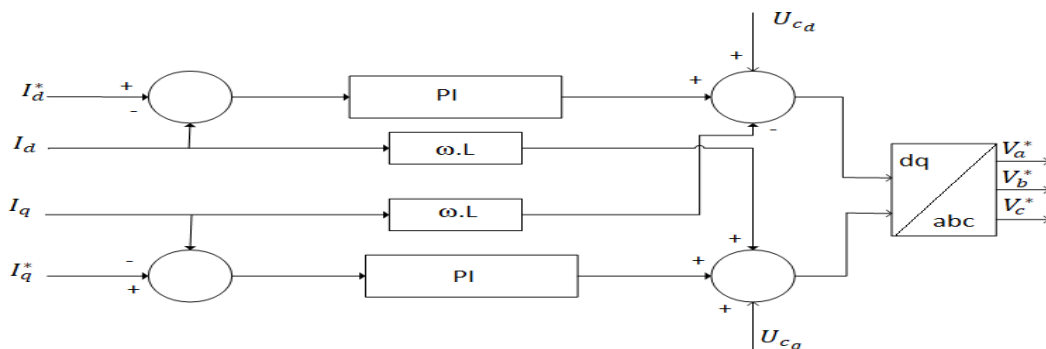


Figure II.9. Schéma de feed-forward de contrôleur PI de courant de l'onduleur.

II.8.2 Contrôle de découplage du contrôleur PI de la tension

Le circuit sous-dessous représente la maille de contrôle la tension de filtre, alors :

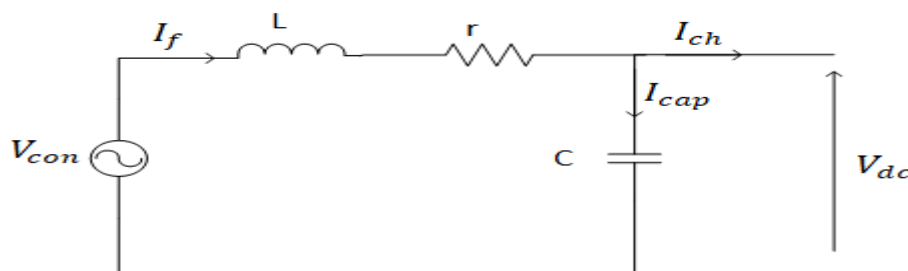


Figure II.10. Schéma de control de la tension de l'onduleur par PI en boucle fermé.

Selon la loi da mailles :

$$\begin{aligned} [i_{f_a}] &= [i_{cap_a}] + [i_{ch_a}] \\ [i_{f_b}] &= [i_{cap_b}] + [i_{ch_b}] \\ [i_{f_c}] &= [i_{cap_c}] + [i_{ch_c}] \end{aligned} \quad (2.36)$$

Les courants de condensateurs sont :

$$\begin{aligned} [i_{cap_a}] &= [i_{f_a}] - [i_{ch_a}] = C \frac{d}{dt} [V_{dc_a}] \\ [i_{cap_b}] &= [i_{f_b}] - [i_{ch_b}] = C \frac{d}{dt} [V_{dc_b}] \\ [i_{cap_c}] &= [i_{f_c}] - [i_{ch_c}] = C \frac{d}{dt} [V_{dc_c}] \end{aligned} \quad (2.37)$$

Sous forme compacté :

$$[i_{cap_{abc}}] = [i_{f_{abc}}] - [i_{ch_{abc}}] = C \frac{d}{dt} [V_{dc_{abc}}] \quad (2.38)$$

i_{cap_a} : Le courant aux bornes du condensateur du filtre à la phase a.

i_{ch_a} : Le courant de la charge de la phase a.

i_{f_a} : Le courant du filtre de la phase a.

On transforme l'équation (2.38) en deux composants d et q :

$$\begin{aligned} P(\theta) [i_{cap_c}] &= P(\theta) [i_{f_{abc}}] - P(\theta) [i_{ch_{abc}}] \\ &= CP(\theta) \frac{d}{dt} P(\theta)^{-1} [V_{dc_{abc}}] \end{aligned} \quad (2.39)$$

$$\begin{aligned} [i_{cap_{dqo}}] &= P(\theta) [i_{f_{dqo}} - i_{ch_{dqo}}] \\ &= CP(\theta) \frac{d}{dt} P(\theta)^{-1} [V_{dc_{abc}}] \end{aligned} \quad (2.40)$$

$$\begin{aligned} CP(\theta) \frac{d}{dt} P(\theta)^{-1} [V_{dc_{abc}}] &= CP(\theta) \left[\frac{d}{dt} P(\theta)^{-1} V_{dc_{abc}} \right] \\ &\quad + P(\theta)^{-1} \frac{d}{dt} [V_{dc_{abc}}] \\ &= CP(\theta) \frac{d}{dt} P(\theta)^{-1} [V_{dc_{abc}}] \end{aligned}$$

$$+CP(\theta)P(\theta)^{-1} \frac{d}{dt} [V_{dcabc}] \quad (2.41)$$

On a :

$$P(\theta_s) P(\theta_s)^{-1} = I \quad (2.42)$$

Et :

$$P(\theta_s) \frac{d}{dt} [P(\theta_s)^{-1}] = \dot{\theta}_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Alors :

$$\begin{aligned} [i_{cap_{dqo}}] &= [i_{f_{dqo}}] - [i_{ch_{dqo}}] \\ &= C \dot{\theta}_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [V_{dc_{dqo}}] + C \frac{d}{dt} [V_{dc_{dqo}}] \end{aligned} \quad (2.44)$$

Sous forme développé :

$$[i_{cap_d}] = [i_{f_d}] - [i_{ch_d}] = C \frac{d}{dt} [V_{dc_d}] - C \dot{\theta}_s V_{dc_q} \quad (2.45)$$

$$[i_{cap_q}] = [i_{f_q}] - [i_{ch_q}] = C \frac{d}{dt} [V_{dc_q}] - C \dot{\theta}_s V_{dc_d}$$

$$[i_{cap_o}] = 0$$

On a :

$$C \frac{d}{dt} [V_{dc}] = [i_{cap}] \quad (2.46)$$

$$\frac{d}{dt} [V_{dc}] = \frac{[i_{cap}]}{C} \quad (2.47)$$

La transformation de Laplace permet d'écrire :

$$V_{dc}(P) = \frac{i_{cap}(P)}{C P} = \frac{[i_f] - [i_{ch}]}{C P} \quad (2.48)$$

$$\frac{V_{dc}(P)}{i_{cap}(P)} = \frac{1}{C P} \quad (2.49)$$

C'est une fonction de transfert premier ordre

L'équation (2.49) en boucle ferme est obtenue par :

$$\frac{V_{dc}((P))^*}{V_{dc}(P)} = \frac{\frac{PI}{Cp}}{(1 + \frac{PI}{PO})} \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned} \frac{V_{dc}(p)^*}{V_{dc}(P)} &= \frac{\frac{K_p P + K_i}{P} \frac{1}{C P}}{(1 + \frac{K_p P + K_i}{P} \frac{1}{C P})} = \frac{K_p P + K_i}{P(C P) + K_p P + K_i} \\ &= \frac{K_p P + K_i}{P^2 C + K_p P + K_i} \end{aligned} \quad (2.51)$$

$$P^2 C + K_p P + K_i = P^2 + \frac{K_p}{C} P + \frac{K_i}{C}$$

$$P^2 + \frac{K_p}{C}P + \frac{K_i}{C} = P^2 + 2\zeta\omega_n P + \omega_n^2 \quad (2.52)$$

Avec :

ζ : Coefficient d'amortissement

ω_n : Pulsation propre non amortie [rad/sec]

Donc :

$$\begin{aligned} \frac{K_p}{C} = 2\zeta\omega_n &\rightarrow K_p = 2\zeta\omega_n C \\ &\rightarrow K_p = 2\zeta\omega_n C \end{aligned} \quad (2.53)$$

$$\begin{aligned} \frac{K_i}{C} = \omega_n^2 \\ \rightarrow K_i = \omega_n^2 C \end{aligned} \quad (2.54)$$

Alors, on peut construire le schéma de feed-forward de la tension avec le régulateur PI :

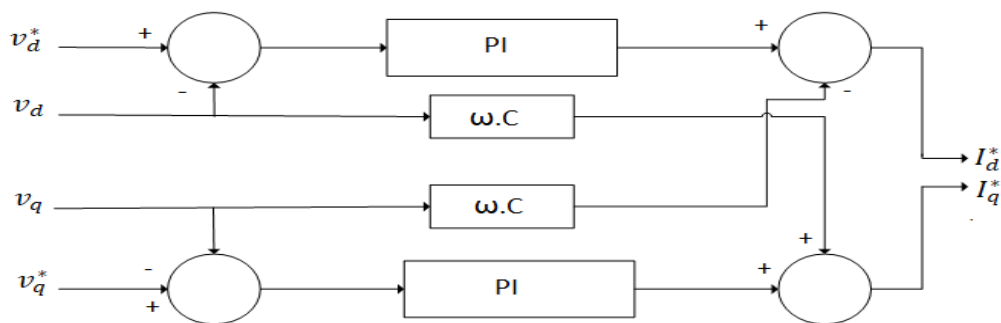


Figure II.11. Schéma de feed-forward de contrôleur PI de la tension de l'onduleur.

II.9 Conclusion

L'objectif de ce chapitre est de connaître la modélisation mathématique de l'onduleur triphasé de tension.

Nous avons fait des généralités sur les onduleurs (définition-les types des onduleurs-principe de fonctionnement), puis la commande MLI.

Ainsi, nous avons obtenu le contrôle de découplage des composants d et q (contrôle de découplage du contrôleur PI de courant et la tension).



CHAPITRE III
Générateur
synchrone virtuelle

III.1 Introduction

Le synchroverter est essentiellement un onduleur qui peut se comporter un générateur synchrone.

Il est présente tous les avantages et inconvénients du générateur synchrone, Il permet de choisir plusieurs paramètres tel que : l'inertie, le coefficient de frottement, l'inductance de stator, l'inductance mutuelle...etc.

Le concept de GSV a été introduit comme une méthode pour résoudre les problèmes du réseau électrique dus à l'intégration des sources d'énergie renouvelables [24] [25].

Plusieurs groupes de recherche travaillant encore à développer les modelés et les stratégies de contrôle de GSV, on trouve plusieurs groupes de recherche les plus actifs dans le domaine de GSV comme :

1. Projet *VSYNC* dans le cadre du 6e programme-cadre de recherche européen [27]. [32]
2. Projet machine synchrone virtuelle dans l'Institut d'ingénierie de l'énergie électrique (*IEPE*), Université de technologie de Clausthal en Allemagne [33] [36].
3. l'équipe de recherche *VSG* de Kawasaki Heavy Industries (*KHI*) [29].
4. Laboratoire *ISE* de l'université d'Osaka au Japon [37][41].

III.1.1 Topologie de VSYNC'S de GSV

La structure de commande de GSV développée par le groupe *VSYNC* est représentée par la figure suivante :

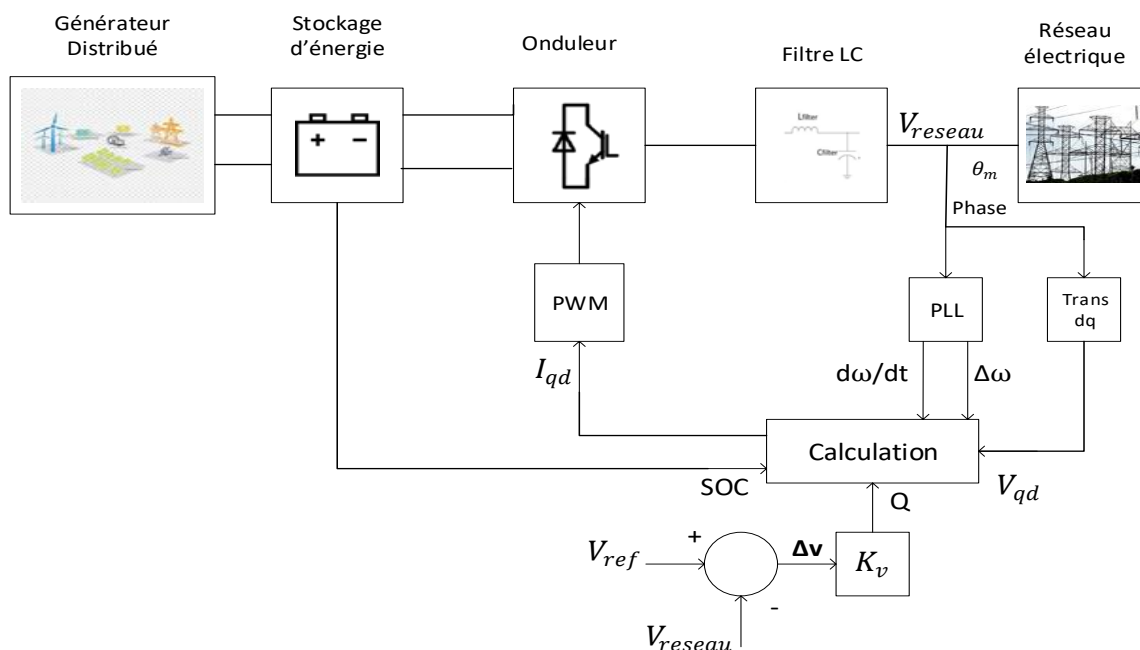


Figure III.1. La structure de GSV du groupe *VSYNC*.

Les sources d'énergie renouvelables sont connectées au réseau électrique via un onduleur et un filtre de type *LCL*.

En utilisant une boucle à phase asservie (*PLL*) pour mesurer la fréquence du réseau et le taux de changement de la fréquence.

Le *PLL* fournit également la fréquence de référence pour le bloc de commande.

Le courant de référence est calculé par un bloc de contrôle en utilisant l'état de charge de stockage d'énergie.

La tension du réseau, de la référence et le changement de fréquence est donné par l'équation suivante [5][28][30] :

$$P_{GSV} = D_p \Delta\omega + j \frac{d\Delta\omega}{dt} \quad (3.1)$$

$$Q = K_v \Delta V \quad (3.2)$$

La puissance réactive est calculée en fonction de la tension *V*.

Les équations permettant d'identifier le courant de référence pour la commande *MLI* sont :

$$I_{d_{ref}} = \frac{v_d P - v_q Q}{(v_d + v_q)^2} \quad (3.3)$$

$$I_{q_{ref}} = \frac{v_d Q - v_q P}{(v_d + v_q)^2} \quad (3.4)$$

Ces deux équations montrent comment les courants de référence arrivent à la commande *MLI* pour fournir les impulsions nécessaires.

III.1.2 Topologie de ISE de GSV

Le laboratoire *ISE* est développé le modèle de *GSV*, comme représenté sur la figure suivante [37][38] :

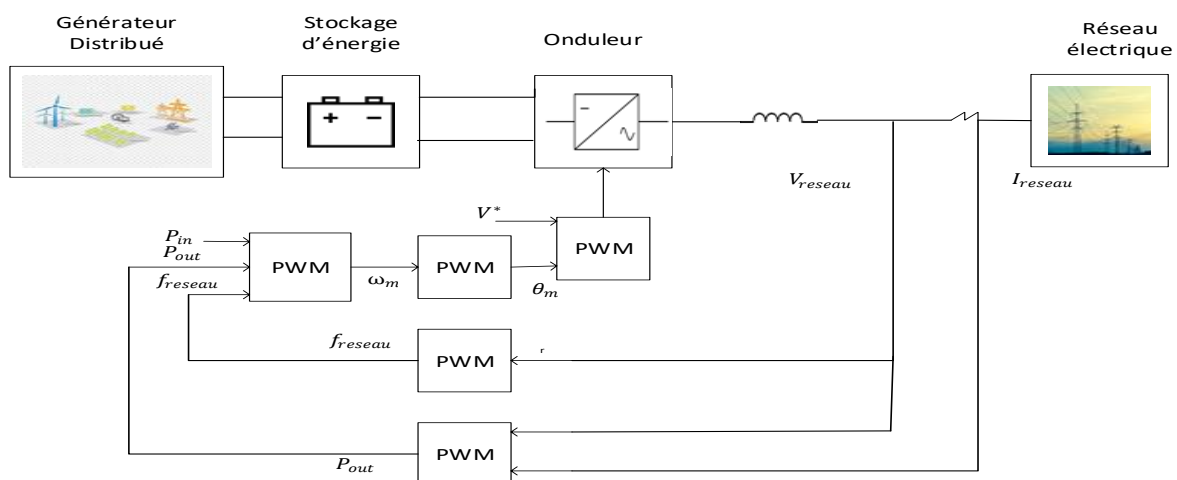


Figure III.2. La structure de GSV du laboratoire ISE.

Ce modèle, utilise l'équation d'oscillation suivante : [38]

$$P_{in} - P_{out} = J\Delta\omega_m \frac{d\Delta\omega_m}{dt} - D\Delta\omega_m \quad (3.5)$$

P_{in} : La puissance d'entrée.

P_{out} : La puissance de sortie.

J : Moment d'inertie du rotor.

ω_m : Vitesse du rotor.

Le modèle du laboratoire résout l'équation d'oscillation ($P-f$) à chaque cycle de contrôle pour émuler l'inertie.

En se basant sur la relation entre P_{in} et P_{out} de *GSV*, (comme expliqué dans l'équation (3.1)) fixent la puissance d'entrée.

Le power-mètre permet de mesurer la puissance et la fréquence du réseau électrique, le contrôleur de VSG fournit la vitesse de rotation virtuelle ω_m , l'intégration numérique de ω_m fournira un angle de phase mécanique θ_m pour générer les impulsions de la commande *MLI*.

Cette topologie peut être utilisée pour faire fonctionner la *DG* comme une grille, cependant, il faut que les paramètres de J et D soient correctement réglés.

III.1.3 Topologie de KHI de VSG

Le groupe de KHI a conçu le contrôleur de l'onduleur sur la base d'un modèle de type algébrique de *GS* [42].

Dans ce modèle de *VSG*, Ils utilisent le diagramme de phase du *GS* pour produire les courants de référence.

Ce modèle assurera le fonctionnement souhaité sous tous types de charge (en particulier les charges non linéaires et déséquilibrées), La figure suivante, illustre le modèle de *KHI* est :

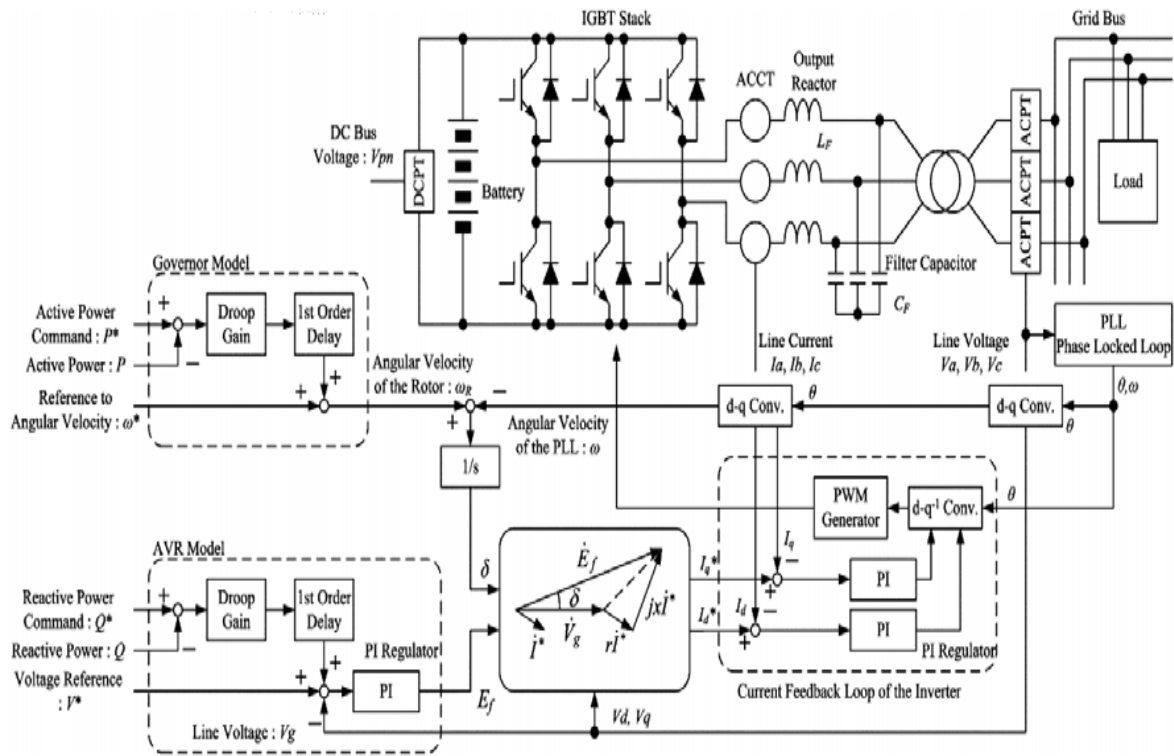


Figure III.3. Diagramme de contrôle de type algébrique de GSV introduit par KHI

Dans ce modèle, E_f et V_g représente la force électromotrice interne de générateur et le voltage terminal.

En utilisant la commande de puissance réactive et le signal de retour de tension via le contrôleur de statisme, le régulateur de tension automatique (RAV) produit la force électromotrice E_f . En utilisant le model de gouverneur qui a commandé au puissance active, le signal de retour de la puissance active et la vitesse angulaire référentielle considérons comme des entrées, et utilisant le contrôleur de statisme, l'angle de charge δ peut être produit à base du diagramme de phase illustré ci-dessous à la figure (Fig III.4)

Le courant référentielle est produit en utilisant la FEM E_f calculée, l'angle de charge δ et la tension du réseau V_g .

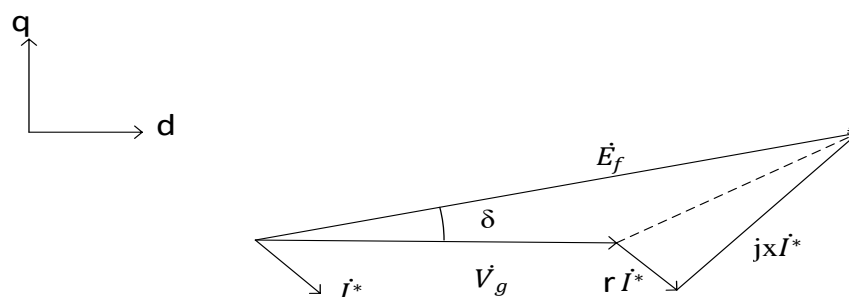


Figure III.4. Diagramme de phase de Générateur.

Utilisant l'équation (3.) Où Y est la matrice d'admittance. Le courant de référence pourrait être calculé en utilisant l'équation où Y est la matrice d'admittance. Ce courant référentiel entraînera le contrôleur *MLI* pour générer des impulsions.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_q^* \\ I_q^* \end{bmatrix} &= Y \left(\begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{gd} \\ V_{gq} \end{bmatrix} \right) \\ &= \frac{1}{r^2+x^2} \begin{bmatrix} rx \\ -xr \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{gd} \\ V_{gq} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} = |E_f| \begin{bmatrix} \sin \delta \\ \cos \delta \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

III.1.4 topologie de IEPE's de GSV

Le groupe *IEPE's* est développé le modèle de *GSV*, nommé MACHINE SYNCHRONES VIRTUELLE (*VISMA*) [34][35].

L'idée de cette topologie, est qu'un modèle simplifié la machine synchrone (*MS*) qui fournira (tension V / courant I) de référence à partir de (tension V / courant I) du réseau.

La vue d'ensemble de *VISMA*, est présentée ci-dessous dans la figure suivante :

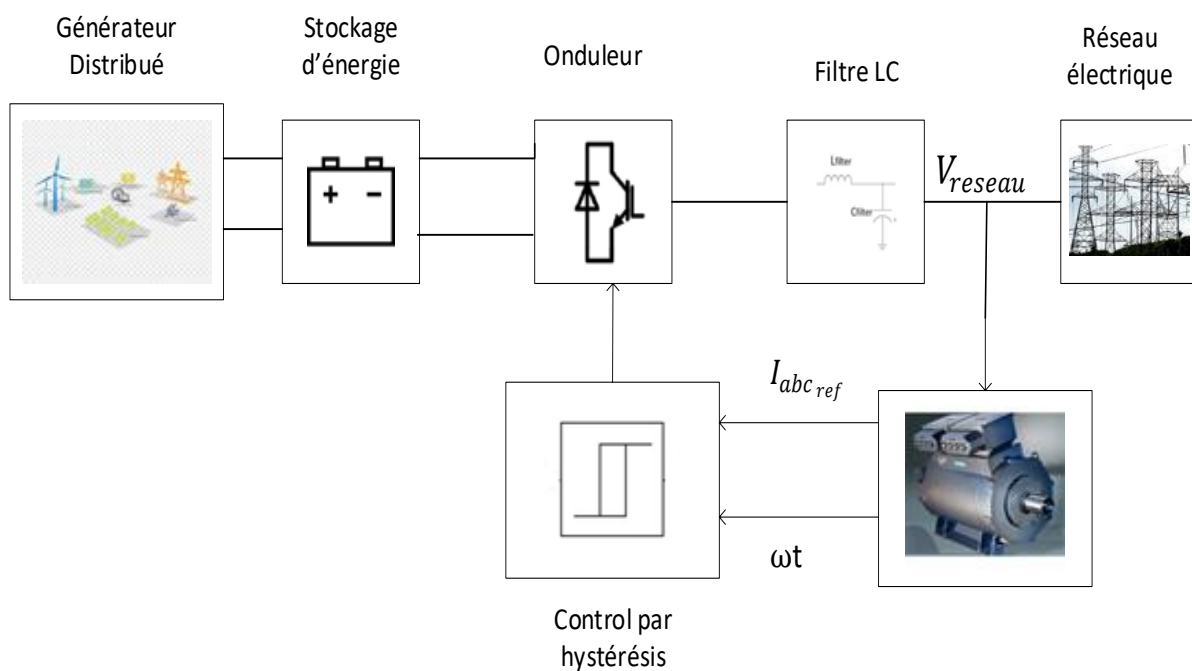


Figure III.5. La structure de modèle de *VISMA* (1) utilisant le contrôleur d'hystérésis.

Ce modèle (*VISMA*) commence par la mesure de la tension du réseau (en temps réel) qui alimente l'algorithme de la machine synchrone virtuelle.

Le modèle de la machine synchrone produit les courants de référence et l'angle de rotation, ainsi, le contrôleur hystérésis fournira la déclenche de la commutation de l'onduleur.

L'inertie de la machine et coefficient de l'amortissement peut être modifier en changeant la valeur du paramètre du *MS*.

De plus, le groupe *IEPE's* a également mis au point une autre méthode (*VISMA 2*).[33]

Cette méthode consiste à utiliser la tension du réseau pour alimenter l'algorithme de *MS* et à utiliser le courant du réseau pour produire la tension de référence en sortie.

La technique de contrôleur hystérésis a été remplacée par la commande *MLI* pour utiliser la fréquence de commutation constante, ce qui facilite le choix du circuit de filtrage.

La vue d'ensemble de ce modèle est représentée par la figure suivante :

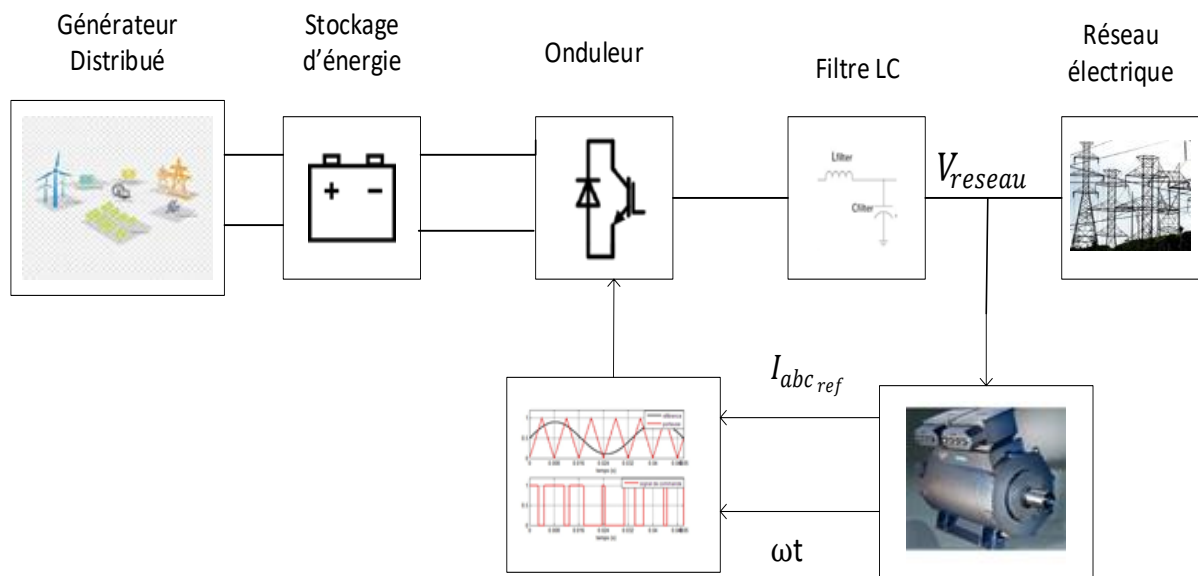


Figure III.6. La structure de model de *VISMA (2)* utilisant la commande *MLI (PWM)*.

Nous avons choisi la topologie de *IEPE's* de *VSG (VISMA 2)*, le prochain travail sur la modélisation mathématique de cette topologie.

III.2 MODELISATION DE *VISMA (2)*

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'élaboration de la loi de commande.

La figure suivante représentée la structure des phases statorique et la partie rétorque d'un générateur synchrone a rotor bobiné.

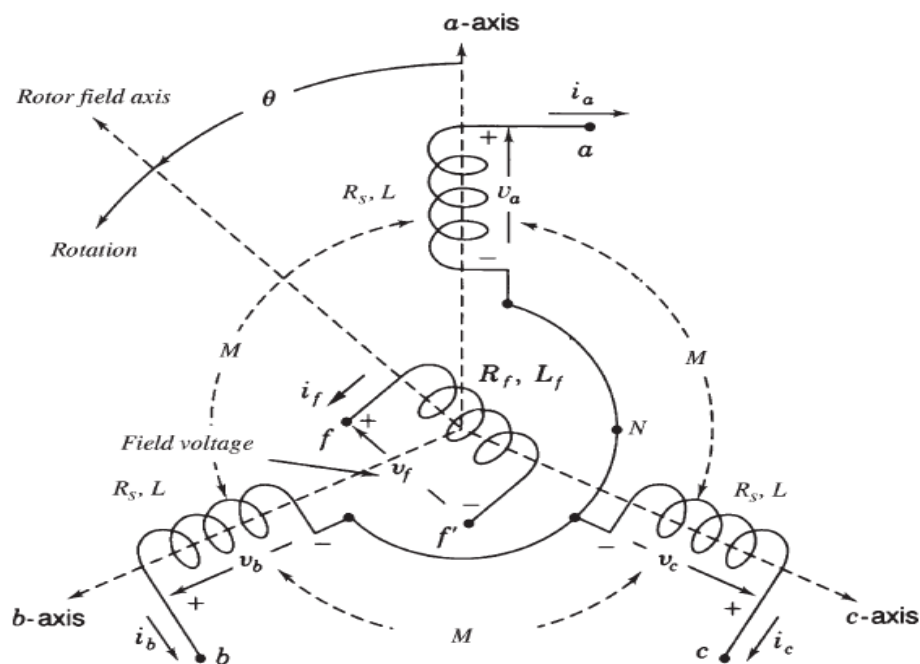


Figure. III.7. la structure des phases de côté stator et la phase de côté rotor d'un générateur synchrone.

III.2.1 Equation électriques

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$V = - (R \cdot I + \frac{d\varphi}{dt}) \quad \text{et} : \quad \varphi = LI \quad (3.8)$$

III.2.1.a Coté stator

$$\begin{aligned} -[V_{a_s}] &= R_s [i_{a_s}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{a_s}] \\ -[V_{b_s}] &= R_s [i_{b_s}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{b_s}] \\ -[V_{c_s}] &= R_s [i_{c_s}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{c_s}] \end{aligned} \quad (3.9)$$

Les équations électriques à côté stator s'écrivent sous la forme matricielle compactée suivante :

$$-[V_{abc_s}] = R_s [i_{abc_s}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc_s}] \quad (3.10)$$

III.2.1.b Coté rotor

$$[V_{f_r}] = R_r [i_{f_r}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{f_r}] \quad (3.11)$$

Tel que:

$$V_{abc_s} = [V_{a_s} V_{b_s} V_{c_s}]^T \quad i_{abc_s} = [i_{a_s} i_{b_s} i_{c_s}]^T \quad \text{et} \quad \varphi_{abc_s} = [\varphi_{a_s} \varphi_{b_s} \varphi_{c_s}]^T$$

Sont la tension, courant et flux du côté stator.

$$V_{f_r} = [V_{f_r}] \quad , \quad i_{f_r} = [i_{f_r}] \quad \text{et} \quad \varphi_{f_r} = [\varphi_{f_r}]$$

Sont la tension, courant et flux du côté rotor.

R_s : La résistance d'un côté d'enroulement stator.

R_r : La résistance d'un côté d'enroulement rotor.

φ_{abc_s} : Le flux total travers les enroulements stator.

φ_{f_r} : Le flux travers l'enroulement rotor.

III.2.2 Equation magnétique

III.2.2.a Coté stator

$$\begin{aligned}\varphi_a &= L i_{a_s} - M i_{b_s} - M i_{c_s} + M_{a_f} i_f \\ \varphi_b &= L i_{b_s} - M i_{a_s} - M i_{c_s} + M_{b_f} i_f \\ \varphi_c &= L i_{c_s} - M i_{b_s} - M i_{a_s} + M_{c_f} i_f\end{aligned}\quad (3.12)$$

Avec:

L : L'inductance d'une phase du côté stator.

M : L'inductance mutuelle entre deux phases du côté stator.

III.2.2.b Coté Rotor

$$\varphi_f = L_f i_f + M_{a_f} i_{a_s} + M_{b_f} i_{b_s} + M_{c_f} i_{c_s} \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} M_{a_f} \\ M_{b_f} \\ M_{c_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_f \cos(\theta) \\ M_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_f \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Avec :

L_f : l'inductance du côté rotor.

M_f : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du côté stator et du côté rotor.

On pose :

$$\widetilde{c\delta_s}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \widetilde{s\eta}(\theta) = \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Et :

$$L_s = L + M \quad (3.16)$$

Alors l'expression de flux de cote stator en forme compacté:

$$\varphi_{abc_s} = L_s i_{abc_s} + M_f i_f \widetilde{c\delta_s}(\theta) \quad (3.17)$$

III.2.3 La force électromotrice

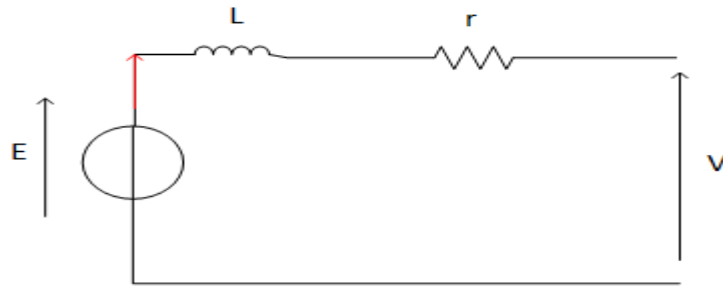


Figure III.8. Schéma électrique d'un générateur synchrone.

Selon les équations électriques on obtient :

$$\begin{aligned} -[V_{a_s}] &= R_s [i_{a_s}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{a_s}] = R_s [i_{a_s}] + L_s \frac{d}{dt} [i_{a_s}] - e_a \\ -[V_{b_s}] &= R_s [i_{b_s}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{b_s}] = R_s [i_{b_s}] + L_s \frac{d}{dt} [i_{b_s}] - e_b \\ -[V_{c_s}] &= R_s [i_{c_s}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{c_s}] = R_s [i_{c_s}] + L_s \frac{d}{dt} [i_{c_s}] - e_c \end{aligned} \quad (3.18)$$

Sous forme compactées :

$$\begin{aligned} -[V_{abc_s}] &= R_s [i_{abc_s}] + L_s \frac{d}{dt} [i_{abc_s}] - [e] \\ [e] - [V_{abc_s}] &= R_s [i_{abc_s}] + L_s \frac{d}{dt} [i_{abc_s}] \end{aligned} \quad (3.19)$$

Avec :

$$[e] = [e_a e_b e_c]^T \quad (3.20)$$

e : la force électromotrice due par mouvement de rotor, alors :

$$\frac{d}{dt} (\varphi_{abc_s}) = \frac{d}{dt} [L_s i_{abc_s} + M_f i_f \widetilde{c\tilde{o}s}(\theta)] \quad (3.21)$$

On a :

$$e = - \frac{d}{dt} (\varphi) \quad (3.22)$$

Alors :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} (\varphi_{abc_s}) &= \frac{d}{dt} [L_s i_{abc_s} + M_f i_f \widetilde{c\tilde{o}s}(\theta)] = -e \\ \frac{d}{dt} [L_s i_{abc_s}] + \frac{d}{dt} [M_f i_f \widetilde{c\tilde{o}s}(\theta)] &= -e \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\frac{d}{dt} [L_s i_{abc_s}] = 0 \quad (3.24)$$

Donc :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [M_f i_f \widetilde{c\tilde{o}s}(\theta)] &= -e \\ e &= M_f i_f \dot{\theta} \widetilde{s\tilde{n}}(\theta) - M_f \frac{d}{dt} i_f \widetilde{c\tilde{o}s}(\theta) \end{aligned} \quad (3.25)$$

Alors :

$$\begin{aligned}
e_a &= M_f i_f \dot{\theta} \sin(\theta) - M_f \frac{d}{dt} i_f \cos(\theta) \\
e_b &= M_f i_f \dot{\theta} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - M_f \frac{d}{dt} i_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\
e_c &= M_f i_f \dot{\theta} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) - M_f \frac{d}{dt} i_f \cos(\theta + \frac{2\pi}{3})
\end{aligned} \tag{3.26}$$

Si i_f constant $\rightarrow M_f \frac{d}{dt} i_f = 0$ et $\widetilde{c\delta s}(\theta) = 0$ et $E_p = M_f i_f \dot{\theta}$

Alors:

$$e = E_p \widetilde{s\tilde{n}}(\theta) \tag{3.27}$$

$$e_a = E_p \sin(\theta)$$

$$e_b = E_p \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \tag{3.28}$$

$$e_c = E_p \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})$$

III.2.4 Equation mécanique

La partie mécanique de la génératrice est trouvé par l'équation suivante :

$$J\ddot{\theta} = T_m - T_e - D_p \dot{\theta} \tag{3.29}$$

Avec :

J : Le moment d'inertie de toutes parties tournantes avec le rotor.

T_m : Couple électromécanique.

T_e : Couple électromagnétique.

D_p : Facteur d'amortissement.

T_e Peut-être trouvé de l'énergie E stockée dans le champ magnétique de la machine :

$$E = \frac{1}{2} \langle i_{abc_s}, \varphi_{abc_s} \rangle + \frac{1}{2} i_f \varphi_f \tag{3.30}$$

$$= \frac{1}{2} \langle i_{abc_s}, L_s i_{abc_s} + M_f i_f \widetilde{c\delta s}(\theta) \rangle + \frac{1}{2} i_f (L_f i_f + M_f i_{abc_s})$$

$$= \frac{1}{2} \langle i_{abc_s}, L_s i_{abc_s} \rangle + \frac{1}{2} (L_f i_f^2) + M_f i_f \langle i_{abc_s}, \widetilde{c\delta s}(\theta) \rangle \tag{3.31}$$

De simple considérations énergétiques, on a :

$$T_e = - \left. \frac{\partial E}{\partial \theta_m} \right|_{\varphi_{abc_s}, \varphi_{constant}} \tag{3.32}$$

Parce que les liens de flux constants signifient pas de FEM , tous les flux d'énergie est mécanique.

Il n'est pas difficile de vérifier (en utilisant formule pour la dérivée d'une fonction matricielle) que cela équivaut à [11].

$$T_e = - \left. \frac{\partial E}{\partial \theta_m} \right|_{i_{abc_s}, i_f \text{ constant}} \tag{3.33}$$

Puisque l'angle mécanique du rotor θ_m , satisfait :

$$\theta = p \theta_m \quad (3.34)$$

Avec :

p : nombre de pair de pole

θ_m : la vitesse mécanique

θ : la vitesse électrique

Donc :

$$\begin{aligned} T_e &= - p \left. \frac{\partial E}{\partial \theta} \right|_{i_{abc_s}, i_f \text{ constant}} \\ &= - p M_f i_f \langle i_{abc_s}, \frac{\partial}{\partial \theta} \widetilde{c\oslash s}(\theta) \rangle \\ &= p M_f i_f \langle i_{abc_s}, \frac{\partial}{\partial \theta} \widetilde{s\imath n}(\theta) \rangle \end{aligned} \quad (3.35)$$

Si: $i_{abc_s} = i_0 \widetilde{s\imath n}(\varphi)$

$$i_{abc_s} = \begin{bmatrix} i_0 \sin(\varphi) \\ i_0 \sin(\varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ i_0 \sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Alors :

$$T_e = p M_f i_f i_0 \langle \widetilde{s\imath n}(\varphi), \widetilde{s\imath n}(\theta) \rangle = \frac{3}{2} p M_f i_f i_0 \cos(\theta - \varphi) \quad (3.37)$$

Notez également que si i_f est constant (comme c'est généralement le cas), alors :

$$T_e \dot{\theta} = \langle i_{abc_s}, e \rangle \quad (3.38)$$

Le modèle mathématique de MS peut être construit comme indiqué dans la figure suivante :

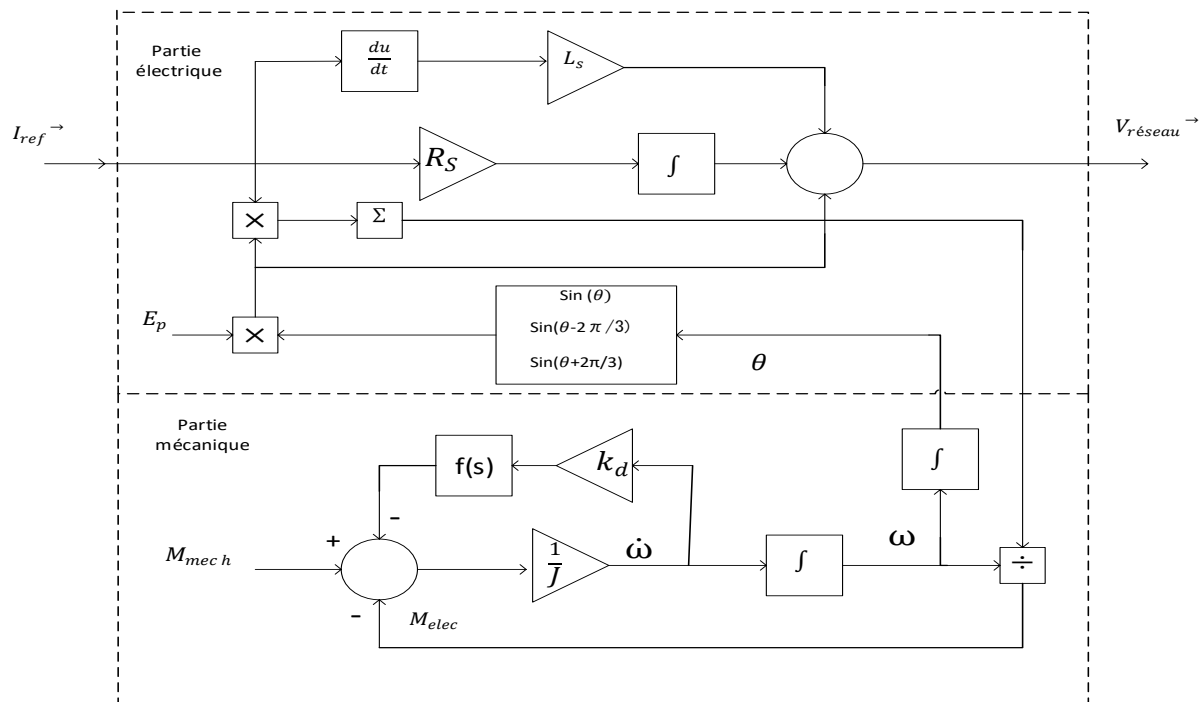


Figure III.9. Bloc de diagramme de VISMA (2)

III.3 Mise en œuvre du synchroverter

Dans cette section, les détails de la mise en œuvre d'un onduleur en tant que synchroverter sont décrits.

Un synchroverter se compose d'une partie puissance et d'une partie électronique. La partie puissance est un simple onduleur utilisé pour convertir le courant continu en courant alternatif triphasé, comme le montre la figure (figure. III.10).

La partie électronique est un contrôleur électronique qui exécute un programme dans un processeur pour contrôler les interrupteurs indiqués dans la figure (figure III.1.).

Le cœur de la partie électronique est le modèle mathématique d'un générateur synchrone, illustré à la figure (Figure III.11.).

Ces deux parties interagissent via le signal e et i , en plus de v et v_g qui sont utilisés pour contrôler le synchroverter.

III.3.1 Partie puissance

Cette partie se compose d'un onduleur triphasé, avec un filtre de type LC pour éliminer les harmoniques, la figure (figure III.10.) représente la partie puissance.

Il est avantageux de supposer que l'enroulement de champ (Rotor) du synchroverter est alimenté par une source de courant continu réglable, si au lieu d'une source de tension V_{fr} .

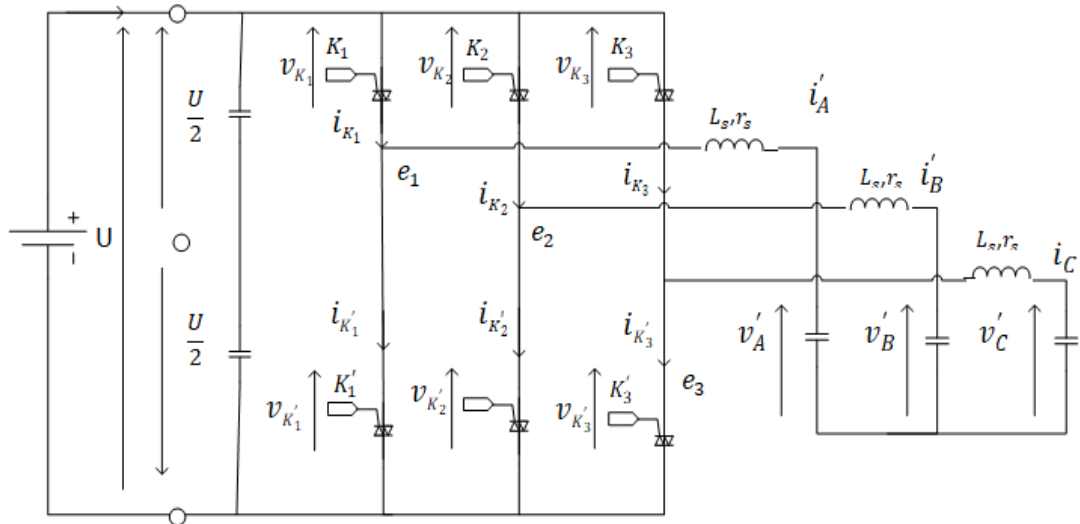


Figure. III.10. Partie puissance de synchroverter- l'onduleur triphasé avec filtres LC

Dans ce cas, la tension aux borne V_{fr} varie, mais cela n'a pas d'importance. Tant que cette valeur est constante, la tension devient (l'équation (3.27)) [12] :

$$e = M_f i_f \theta \tilde{s} \tilde{n} (\theta)$$

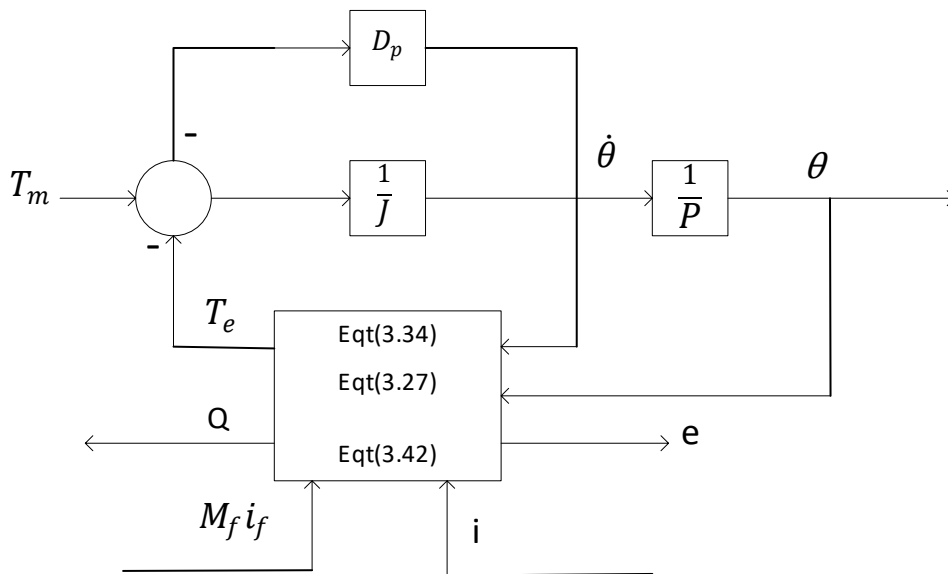


Figure. III.11. La partie électronique (sans control)

III.3.2 Partie électronique

Définissez la puissance réelle P et la puissance réactive Q générées (vues des branches de l'onduleur) comme :

$$P = \langle i, e \rangle \tag{3.39}$$

$$Q = \langle i, e_q \rangle \tag{3.40}$$

Où e_q a la même amplitude que e mais avec une phase retardée par rapport à celle de e par (2π) c'est-à-dire :

$$e_q = M_f i_f \dot{\theta} \widetilde{\sin} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) = - M_f i_f \dot{\theta} \widetilde{\cos} (\theta) \quad (3.41)$$

Ensuite, la puissance active et la puissance réactive sont, respectivement :

$$P = M_f i_f \dot{\theta} \langle i, \widetilde{\sin} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \rangle \quad (3.42)$$

$$Q = -M_f i_f \dot{\theta} \langle i, \widetilde{\cos} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \rangle \quad (3.43)$$

Notez que si $i = i_0 \widetilde{\sin} (\varphi)$ (comme ce serait le cas dans l'état d'équilibre sinusoïdal), alors :

$$P = M_f i_f \dot{\theta} \langle i, \widetilde{\sin} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \rangle = \frac{3}{2} M_f i_f \dot{\theta} i_0 \cos (\theta - \varphi) \quad (3.44)$$

$$Q = -M_f i_f \dot{\theta} \langle i, \widetilde{\cos} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \rangle = \frac{3}{2} M_f i_f \dot{\theta} i_0 \sin (\theta - \varphi) \quad (3.45)$$

Celles-ci coïncident avec les définitions conventionnelles de la puissance active et de la puissance réactive.

Généralement exprimées en coordonnées dq. Lorsque la tension et le courant sont en phase, c'est-à-dire $(\theta - \varphi = 0)$.

Le produit des valeurs efficaces de la tension et du courant donne la puissance réelle P . Lorsque la tension et le courant sont déphasés par $(2\pi \text{ rad})$, ce produit donne la puissance réactive Q .

Une puissance réactive Q positive correspond à une charge inductive.

Les formules ci-dessus pour P et Q sont utilisées lors de la régulation de la puissance réelle et réactive d'une GS.

L'équation mécanique peut être écrite comme :

$$\ddot{\theta} = \frac{1}{J} (T_m - T_e - D_p \dot{\theta}) \quad (3.46)$$

Où l'entrée est le couple mécanique T_m , tandis que le couple électromagnétique dépend de i et θ selon l'équation (3.33).

Cette équation, ainsi que (3.35), (3.43) et (3.27) sont mis en œuvre au cœur de la partie électronique d'un synchroverter, comme le montre la figure (figure III.11.). Ainsi, les variables d'état du synchroverter sont (i les courants réels), (θ et $\dot{\theta}$ qui l'angle virtuelle et une vitesse angulaire virtuelle). Afin de faire fonctionner le synchroverter de manière utile, il convient d'ajouter un contrôleur de générer les signaux T_m et $M_f i_f$.

III.4 Opérations sur le synchroverter

III.4.1 Régulation de la puissance active et contrôle du statisme de la fréquence

Pour les générateurs synchrones, la vitesse du rotor est maintenue par le moteur principal et on sait que le D_p est dû à la friction mécanique.

Une propriété appelé « statisme de fréquence », c'est un mécanisme important pour les générateurs synchrones puissant répartir la charge de manière égale consiste à faire varier la puissance qu'ils délivrent en fonction de la fréquence du réseau. Lorsque la demande de la puissance active P augmente, la vitesse des générateurs synchrones diminue en raison de l'augmentation de T_e .

Ce mécanisme peut être mis en œuvre dans un synchroverter en comparant la vitesse angulaire virtuelle $\dot{\theta}$ avec la référence de la fréquence angulaire $\dot{\theta}_r$.

En conséquence, le facteur D_p joue en fait le rôle du coefficient de statisme de fréquence est définie comme :

$$D_p = \frac{\Delta T}{\Delta \dot{\theta}} = \frac{\Delta T}{T_{mn}} \cdot \frac{\dot{\theta}_n}{\Delta \dot{\theta}} \cdot \frac{T_{mn}}{\dot{\theta}_n} \quad (3.47)$$

Avec : D_p : Facteur de statisme de la fréquence (amortissement)

ΔT : Le rapport du changement de couple requis.

$\Delta \dot{\theta}$: La différence entre la vitesse de référence et mesuré

$\dot{\theta}_n$: La vitesse nominale virtuelle

T_{mn} : Couple mécanique nominal, il peut être réglé pour que le couple (puissance) change de 100% pour un changement de fréquence de 1%.

Le couple mécanique T_{mn} peut être obtenu à partir de P_{set} (consigne) en le divisant par la vitesse mécanique nominale.

Grace au mécanisme de statisme de la fréquence, un synchroverter partage automatiquement la charge avec d'autres onduleurs du même type et avec les générateurs synchrones connectées sur le même bus.

La boucle de régulation de puissance est très simple, car aucun dispositif mécanique n'est impliqué et aucune mesure supplémentaire n'est nécessaire pour la régulation de la puissance active (toutes les variables sont disponibles interne).

La constante de temps de la boucle de fréquence est :

$$\tau_f = \frac{J}{D_p} \quad (3.48)$$

En d'autres termes, J peut être choisi comme :

$$J=D_p \cdot \tau_f \tag{3.49}$$

Parce qu’il n’y a pas de retard impliqué dans la boucle de statisme de fréquence, τf peut être rendue beaucoup plus petite que pour un vrai générateur synchrone.

Il n’est pas nécessaire d’avoir une grande inertie comme avec un générateur synchrone physique, ou une plus grande inertie signifie que plus d’énergie stockée mécaniquement.

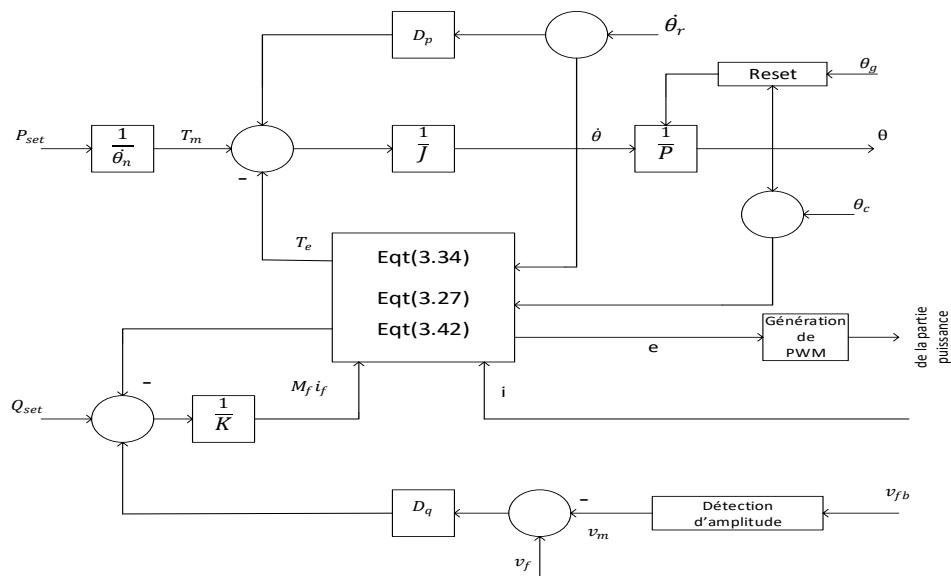


Figure III.12. Partie électronique d'un synchroverter avec la fonction de contrôle de la fréquence et de la tension, et la régulation de la puissance active et réactive.

III.4.2 Régulation de la puissance réactive Q et contrôle de la tension V :

La régulation de Q sortant du synchroverter peut être réalisée de la même manière.

Définissez le coefficient de statisme de la tension D_q comme le rapport entre la variation requise de Q et la variation de V c'est-à-dire :

$$D_q = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = \frac{\Delta Q}{Q_n} \cdot \frac{v_n}{\Delta v} \cdot \frac{Q_n}{v_n} \tag{3.50}$$

Avec: D_q : Facteur de statisme de la tension

ΔQ : La différence entre la puissance réactive nominale et mesurée

ΔV : La différence entre la tension nominale et mesurée

Q_n : La puissance réactive nominale

v_n : La tension nominale

Avec, Q_n est la puissance réactive nominale, qui peut être choisi comme puissance nominal, et v_n est l'amplitude de la tension nominale.

Le mécanisme de régulation de Q peut être réalisé comme le montre la figure (figure III.12.)

La différence entre la tension de référence v_r et l'amplitude de feedback de v_m est amplifiée par D_q avant ajoutée à la différence entre Q_{set} (consigne) et Q , qui est calculée selon l'équation (3.42).

Le signal résultant est ensuite introduit dans un intégrateur avec un gain $(1/K)$ pour générer $M_f \dot{i}_f$, Ici K est double de l'inertie J .

De même, le mécanisme de régulation de Q indiqué dans la figure (figure III.12.) a également une structure de contrôle en cascade, s'il l'effet du filtre LC est ignoré ou compenser, ce qui signifie : $v_{FB} \approx e$.

La constante de temps τ_v de la boucle de V est :

$$\tau_v = \frac{K}{\theta D_q} \approx \frac{K}{\theta D_q} \quad (3.51)$$

Car la variation de θ est très faible, par conséquent peut être choisi comme :

$$K = \theta D_q \tau_v \quad (3.52)$$

L'amplitude v_m de la tension à la borne v peut être obtenue à partir des valeurs efficaces mais elle peut également être obtenue comme suit :

$$\begin{aligned} v_1 &= v_{1m} \sin \theta_1 \\ v_2 &= v_{2m} \sin \theta_2 \\ v_3 &= v_{3m} \sin \theta_3 \\ v_1 v_2 + v_2 v_3 + v_3 v_1 &= v_m^2 [\sin \theta_1 \sin \theta_2 + \sin \theta_2 \sin \theta_3 + \sin \theta_3 \sin \theta_1] \\ &= \frac{v_m^2}{2} [\cos(\theta_1 - \theta_2) + \cos(\theta_2 - \theta_3) + \cos(\theta_3 - \theta_1)] \\ &\quad - \frac{v_m^2}{2} [\cos(\theta_1 + \theta_2) + \cos(\theta_2 + \theta_3) \\ &\quad + \cos(\theta_3 + \theta_1)] \end{aligned} \quad (3.53)$$

Lorsque les tensions sont équilibrées, c'est à dire :

$$v_{1m} = v_{2m} = v_{3m} = v_m \quad (3.55)$$

$$\theta_1 = \theta_2 - \frac{2\pi}{3} = \theta_3 + \frac{2\pi}{3} \quad (3.56)$$

Les trois derniers termes de l'égalité ci-dessus sont équilibrés, ayant une fréquence doublée, par conséquent :

$$v_1 v_2 + v_2 v_3 + v_3 v_1 = -\frac{3v_m^2}{4} \quad (3.57)$$

Et l'amplitude de la tension peut être obtenue comme suit :

$$v_m = \frac{2}{3} \sqrt{-(v_1 v_2 + v_2 v_3 + v_3 v_1)} \quad (3.58)$$

Dans la mise en œuvre en temps réel, un filtre passe bas est nécessaire pour filtrer les ondulations aux doubles fréquences, car les tensions peuvent être déséquilibrées. Cela vaut également pour T_e et Q .

III.5 Conclusion

L'objectif de ce chapitre est d'introduire le concept de *GSV* pour résoudre les problèmes de stabilité dans le réseau électrique, et dans cette partie un ensemble de stratégies qui fonctionnent sur *GSV* sont résumés : Topologie de *VSYNC'S de GSV* et Topologie de *ISE de GSV* et Topologie de *KHI de VSG* et topologie de *IEPE's de GSV*.

Nous avons fait une étude approfondie de la topologie *IEPE* pour *GSV* dans laquelle nous avons présenté la modélisation de *VISMA* et Mise en œuvre du synchroverter.

Et à la fin du chapitre nous avons fait une étude Opérationnel sur le synchroverter par régulation de la puissance active P , contrôle le statisme de la fréquence, régulation de la puissance réactive Q et contrôle de la tension V .



CHAPITRE IV
Résultats de
simulation

IV.1 Introduction :

Dans ce chapitre, les résultats de simulations de trois cas de test sont présentés pour évaluer le control en boucle fermé de *GSV* proposé.

Les modèles dynamiques présentés au chapitre *IV* sont mis en œuvre dans *PSIM*.

Les gains de contrôleurs *PI* de la tension et du courant sont effectuées avec control intelligent (smart control) pour bien déterminer les valeurs de *PI*.

IV.2 Etudes de cas :

Comme mentionné précédemment, nous ferons des expériences avec le système de *GSV* proposé pour plusieurs cas de test afin d'étudier l'efficacité de la conception et les possibilités d'amélioration de la conception.

Cas A : Système non contrôlé (*BO*)

Considérez un onduleur triphasé en boucle ouverte avec la commande *MLI*.

Cas B : Système contrôlé (*BF*)

Comme le cas A, mais en boucle fermé.

Cas C : Contrôle d'émulation d'inertie

Conception et mise en œuvre d'un *GSV* en introduisant le mécanisme de contrôle d'émulation d'inertie proposé

La figure sous dessous présente la structure générale de simulation :

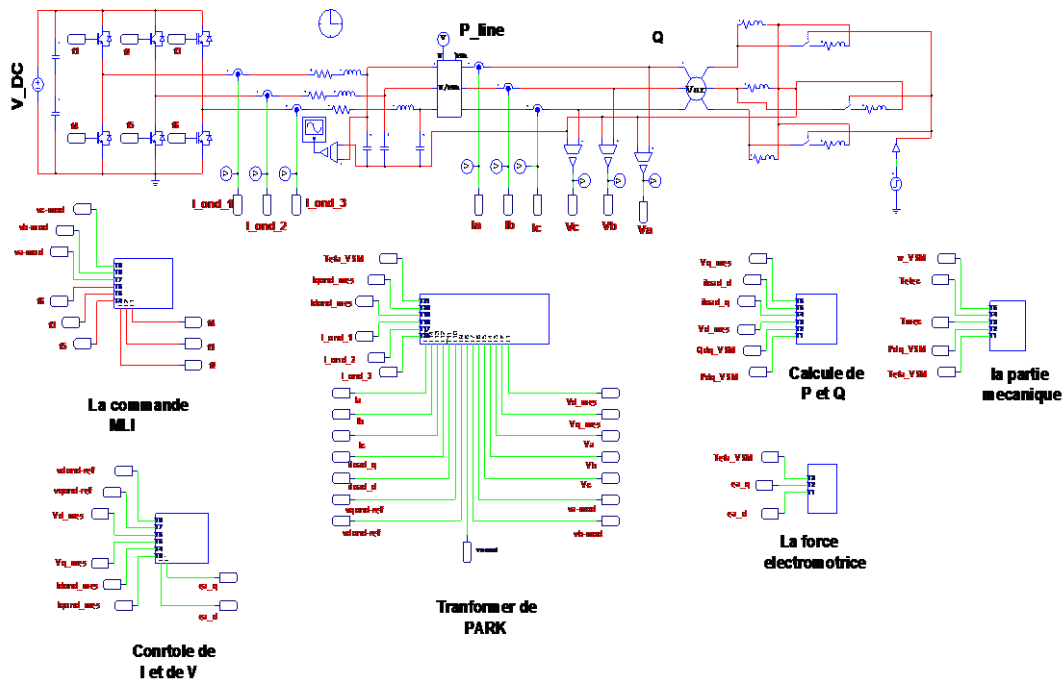


Figure IV.1. Structure générale d'un émulateur de la machine synchrone en mode génératrice.

IV.2.1 Résultats de simulation de cas A :

Dans le cas A, nous avons considéré un onduleur triphasé alimenté par une tension continue de 600 v.

On utilise la technique *MLI* pour réguler l'onduleur, les charges sont connectées avec un filtre *LC* pour éliminer les harmoniques.

La fréquence de l'onduleur est prise de 50 Hz, et la fréquence de commutation est 20KHz.

Nous avons utilisé une charge résistive uniquement, travaillant sur une puissance active.

On utilise un wattmètre pour mesurer la puissance active

Voici un aperçu du modèle de système pour le cas A.

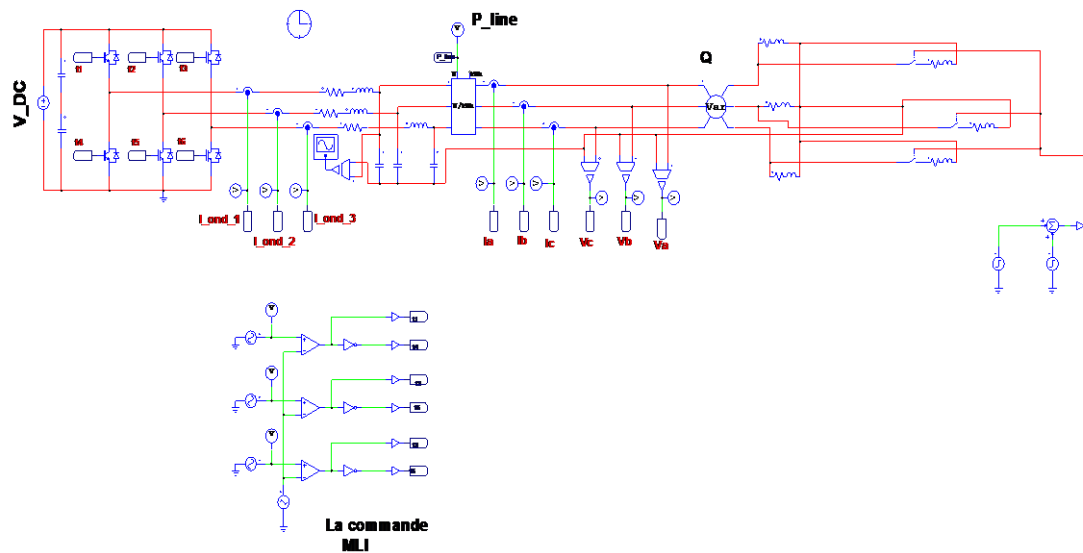


Figure IV.2. Schéma de conception de le cas A

Le but de cette étude est d'étudier la dynamique incontrôlée du ce système.

Les résultats de simulation de cette expérience sont représentés par les figures suivantes :

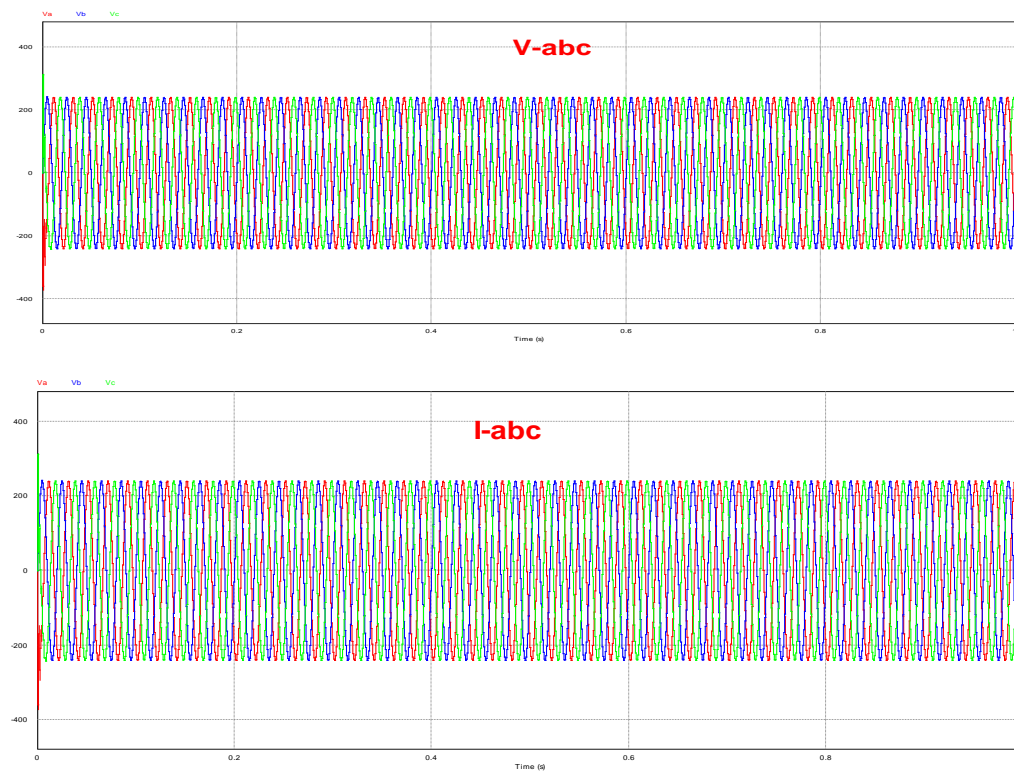


Figure IV.3. Signaux de tension et courant de cas A

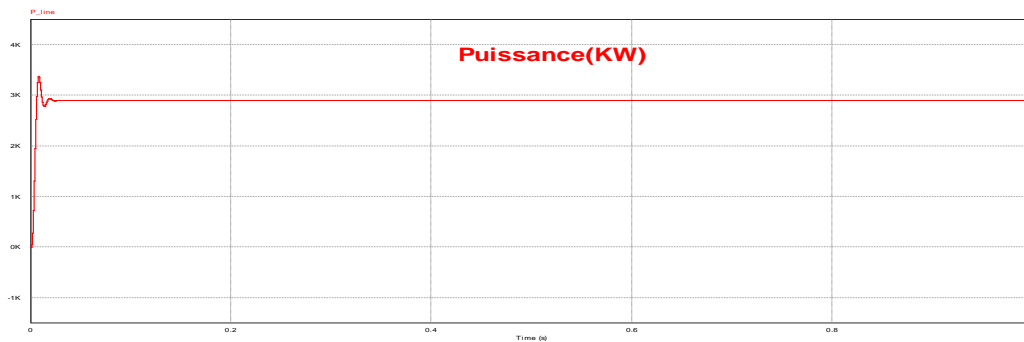


Figure IV.4. Signal de la puissance active.

Interprétation :

Les figures **IV.3** et **IV.4** montrent la réponse en tension, courant et la puissance active dans des conditions normales sans aucune perturbation dans le système.

La figure **IV.3** montre le signal sinusoïdal de l'onduleur résultant du filtrage des harmoniques. La tension continue dans cette conception était 600 V, ainsi, la tension de ligne souhaitée (L-L) est 416 V ce qui correspond à une tension de phase (crête) de 241 V ($170V_{rms}$) et au courant de crête de sortie est 8 A ($5.7A_{rms}$), indiquant qu'il y a des pertes dans le système, ces résultats sont confirmés dans la réponse en puissance illustrée à la figure **IV.4**, où une puissance de sortie d'environ 2.9KW a été obtenue, de plus, il existe des oscillations de faible amplitude dans la réponse en puissance qui peut nuire à la stabilité du système.

Ce phénomène implique l'importance du contrôle de fréquence ; si nous pouvons contrôler la fréquence, nous pourrions contrôler la puissance active.

Ensuite, pour observer la réponse du système en cas de perturbation soudaine du côté de la charge, un interrupteur a été commuté du temps $t = 0,3$ s à $t = 0,8$ s. Une charge supplémentaire a été commutée au temps $t = 0,3$ s, et le système est revenu à sa charge d'origine au temps $t = 0,8$ s. Les résultats de la simulation sont présentés ci-dessous :

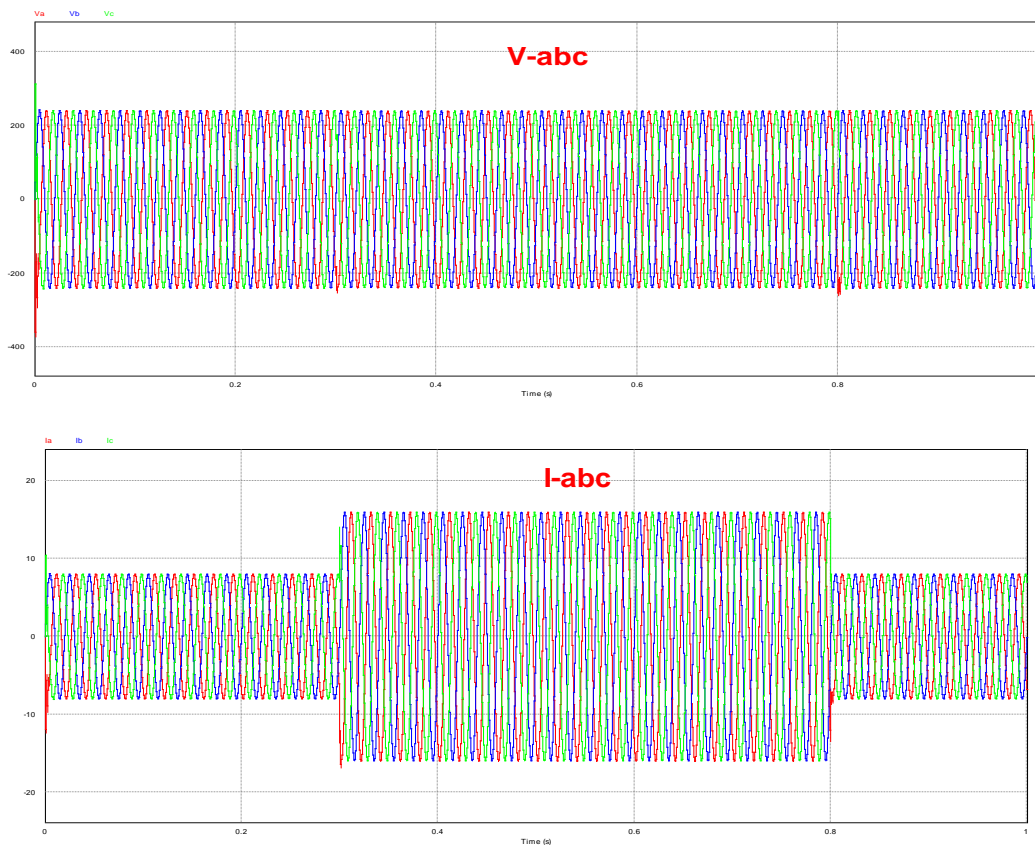


Figure IV.5. Tension et courant avec charge supplémentaire a $t=0.3s$ a $t=0.8s$

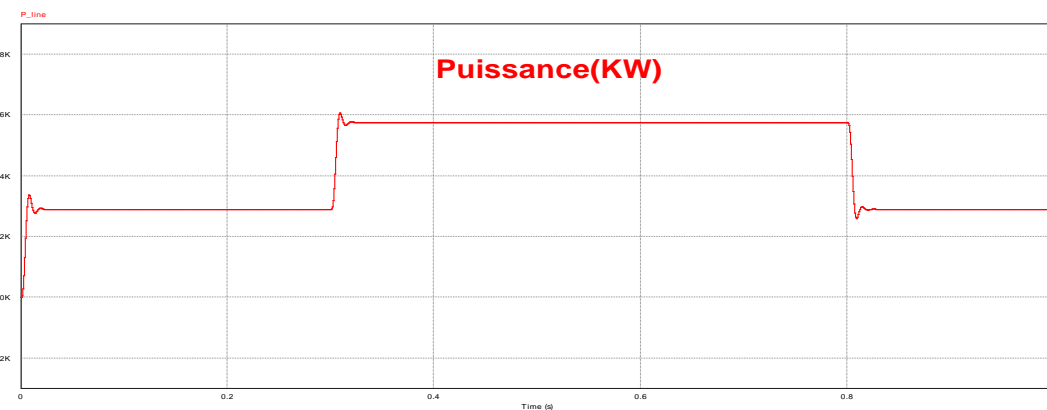


Figure IV.6. la puissance active avec une charge supplémentaire a $t=0.3s$ a $0.8s$

Interprétation :

Les figures **IV.5** et **IV.6** montrent la réponse en tension, en courant et en puissance lorsqu'un changement soudain s'est produit dans le système.

Lorsqu'il y a une augmentation soudaine de la charge (dans ce cas 2.86KW) c'est-à-dire la puissance devient 5.76KW, la tension de sortie reste inchangée puisque la référence a été réglée à la valeur souhaitée, cependant, le courant réagit immédiatement pour s'adapter au changement de charge.

Lorsque le côté charge a augmenté de 2.86KW à $t = 0,3\text{sec}$, le courant a également augmenté à 16A et revient à 8A lorsque les charges sont ramenées à leur valeur initiale (2.9KW) à $t = 0.8\text{sec}$.

Selon la figure IV.6, on ajoute une charge supplémentaire a $t=0.3\text{sec}$,le valeur de courant est augmenté, donc la puissance active augmente, c'est-à-dire la fréquence diminue, si on éliminer la charge supplémentaire a $t=0.8\text{sec}$,le courant diminue, donc la puissance diminue, alors la fréquence augmente.

IV.3.2 Résultats de simulation de cas B:

Dans ce cas, on ajoute un contrôleur de découplage *PI* de la tension et de courant, on pose la tension de référence $V_d=220\text{V}$, $V_q=0\text{V}$, pour évaluer le fonctionnement de ce contrôleur.

La figure suivante ci-dessous présente la partie de simulation de cas B :

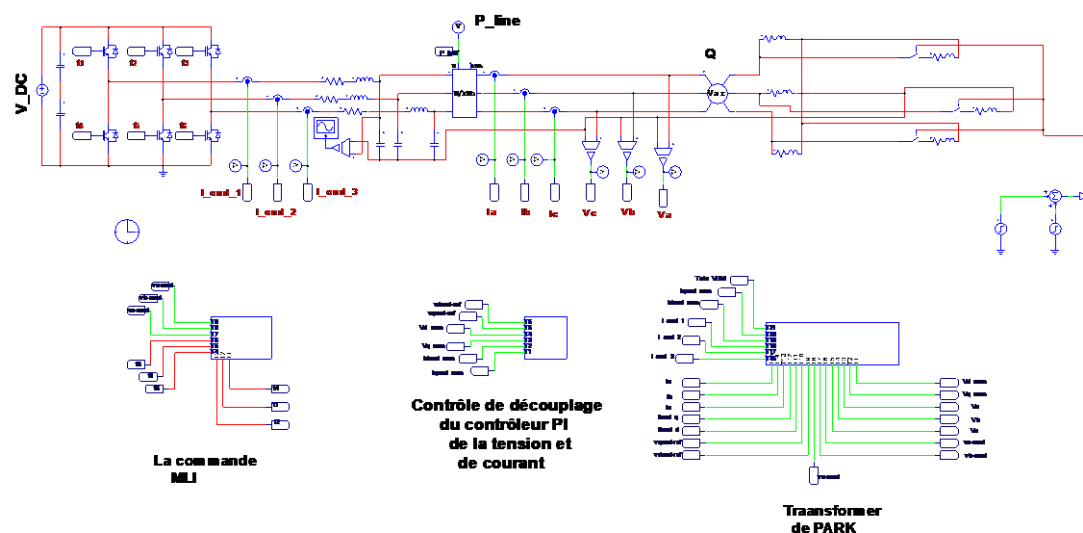
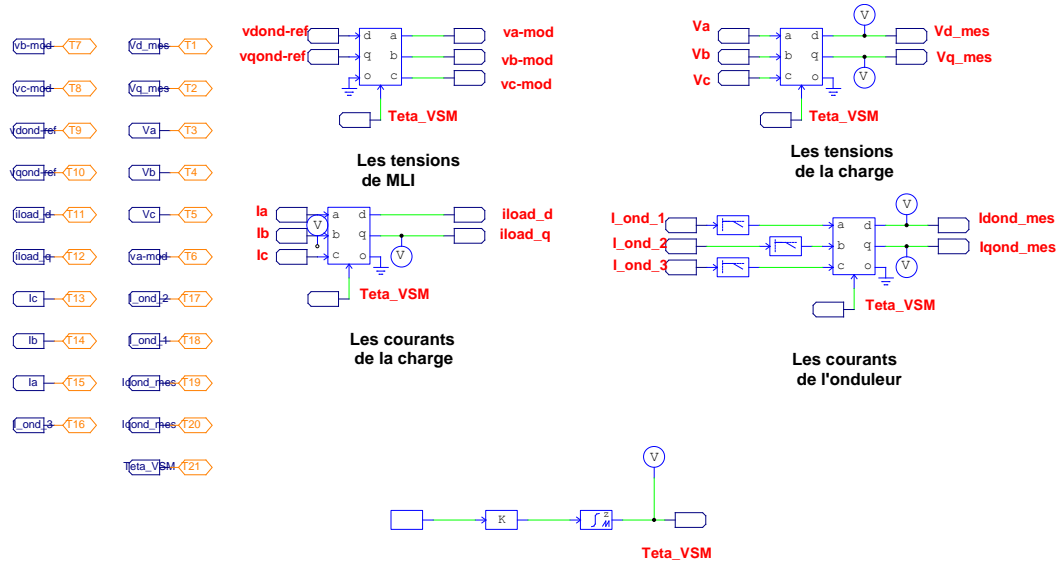
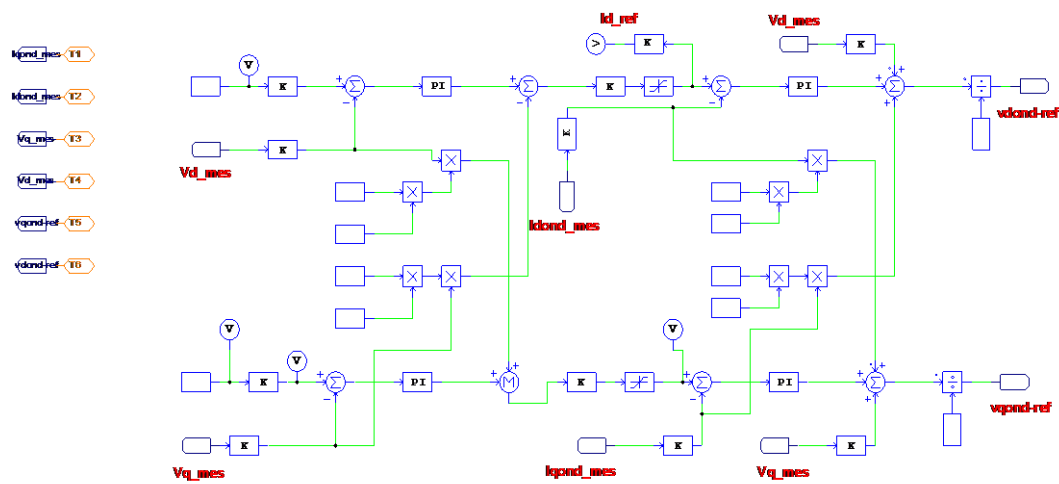


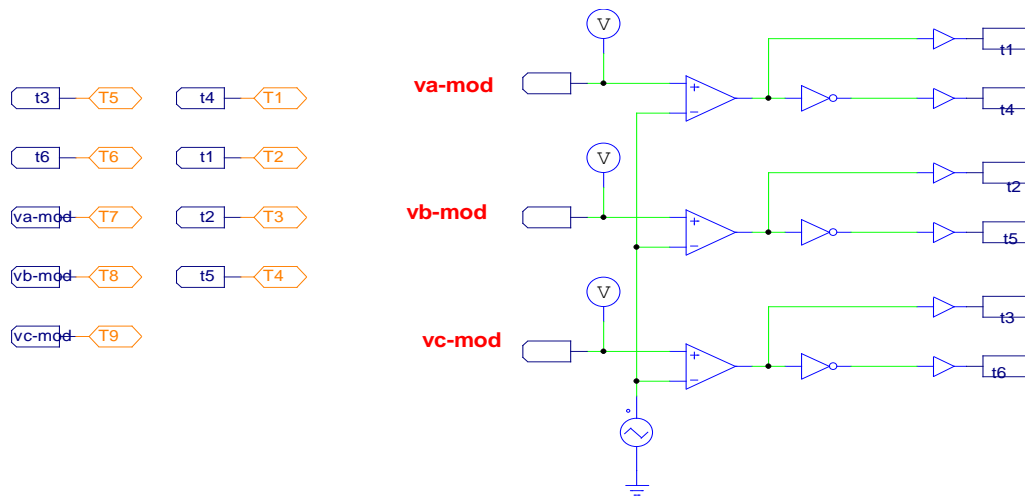
Figure IV.7. Schéma de conception de le cas B

La figure suivante présente la conception de chaque sous-système :



Traansformer de PARK

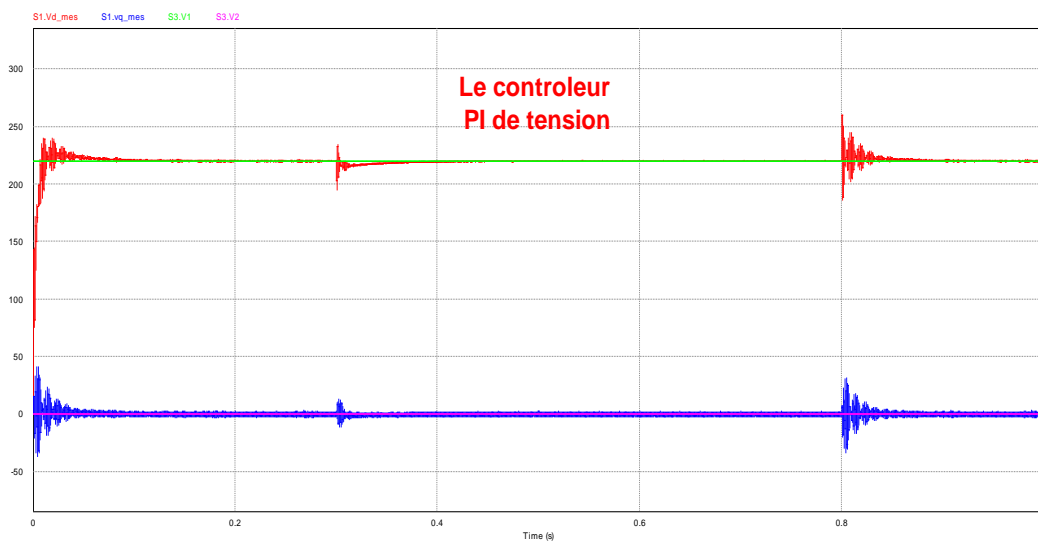




La commande MLI

Figure IV.8. La conception de chaque sous-système

-L'objectif de ce cas a évalué le contrôleur *PI*, l'onduleur alimente une charge *RL* (30Ω , 10mH) a $t=0.3\text{sec}$, puis on ajoute autre charge *RL* ($30\Omega.10\text{mH}$) a $t=0.8\text{sec}$, voici les résultats de simulation :



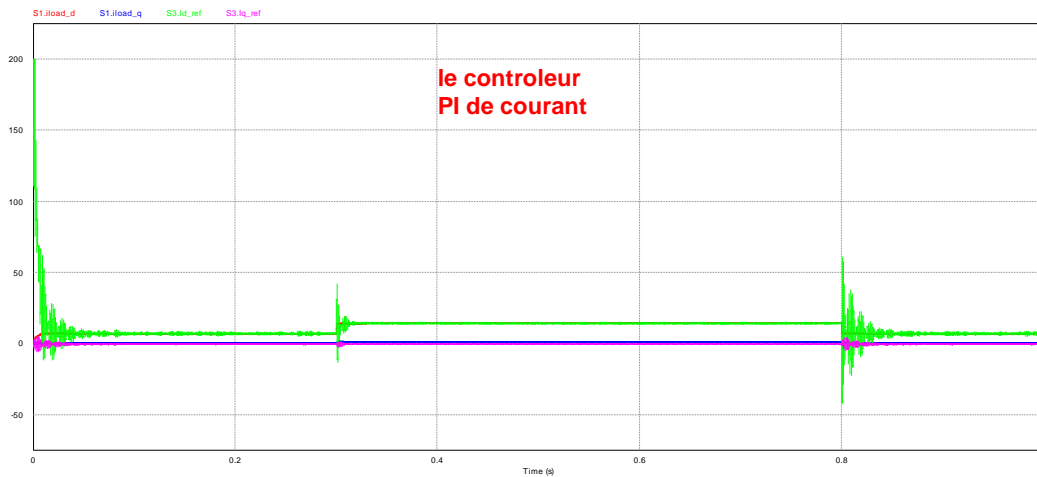


Figure IV.9. Signaux de la tension et courant de référence avec les contrôleurs PI

Selon les résultats de la figure **IV.9**, on obtient dans le contrôle de la tension :

La tension $V_d(220V)$ suit la tension $V_{d_{mes}}$, ainsi $V_q(0V)$ suit $V_{q_{mes}}$.

Et dans le contrôle du courant :

Le courant $I_{d_{ref}}$ suit le courant $I_{d_{load}}$, ainsi $I_{q_{ref}}$ suit $I_{q_{load}}$.

Alors, les contrôleurs PI de la tension et du courant suivent sa référence quel que soit le changement de la charge.

IV.3.3 Résultats de simulation de cas C :

Dans ce cas, on ajoute un modèle de générateur synchrone virtuelle pour voir l'effet de l'inertie, puis on calcule la puissance active et réactive selon les deux équations suivantes :

$$P_{dq} = V_d I_d + V_q I_q \quad (4.1)$$

$$Q_{dq} = V_q I_d - V_d I_q \quad (4.2)$$

Pour observer la réponse de système en cas de perturbation soudaine du côté de la charge (RL), on utilise un Switch commuté du temps $t=0.3\text{sec}$ à $t=0.8\text{sec}$, le système revient à sa charge d'origine au temps $t=0.8\text{sec}$

Voici la figure suivante montre la conception du cas C:

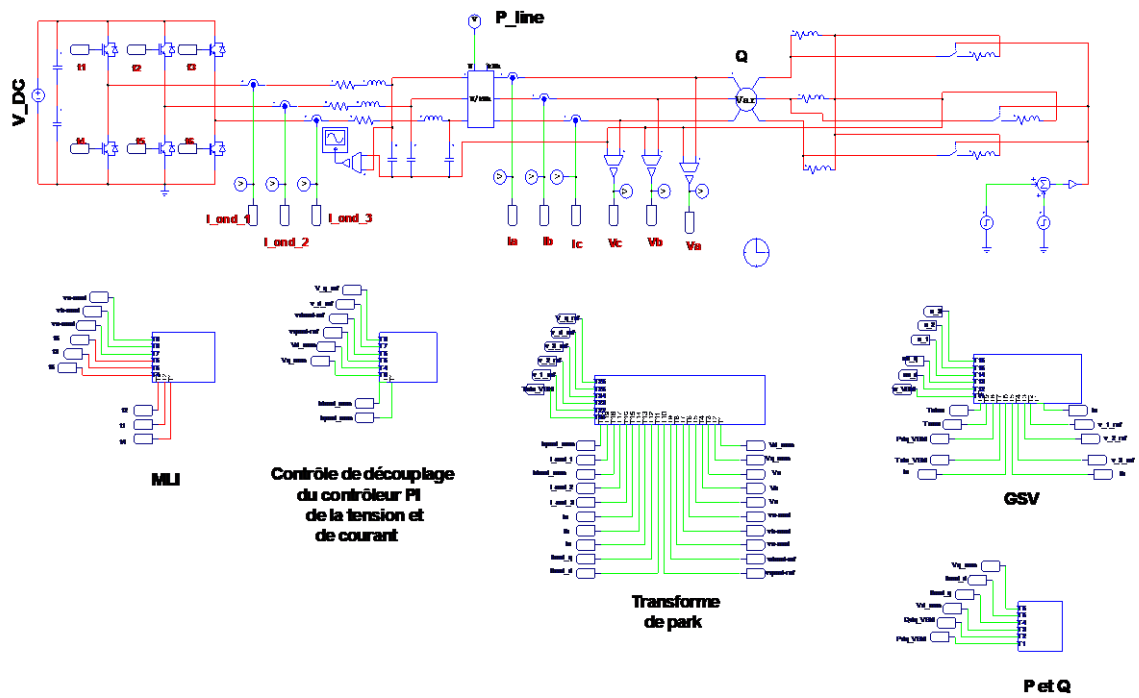
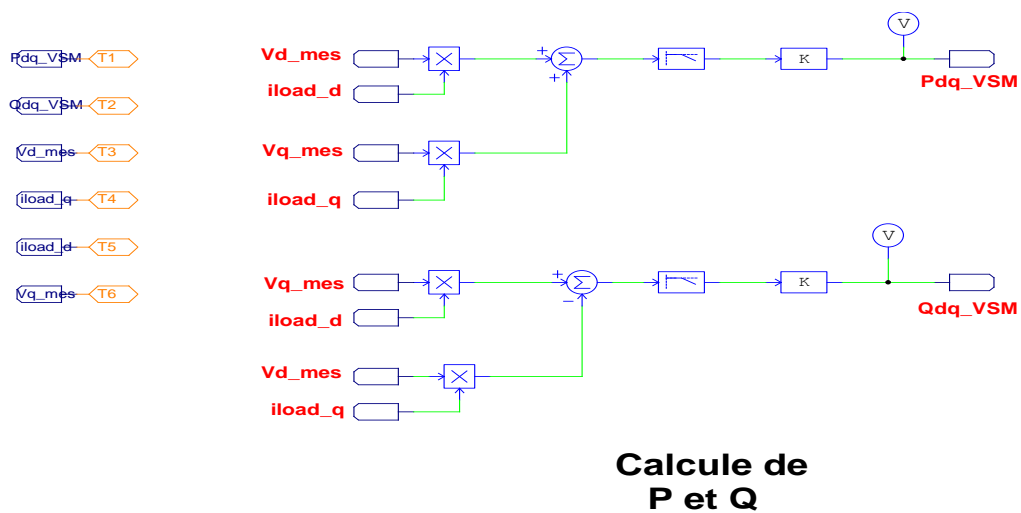


Figure IV.10. Schéma de conception du cas C

La figure suivante présente la conception de chaque sous-système :



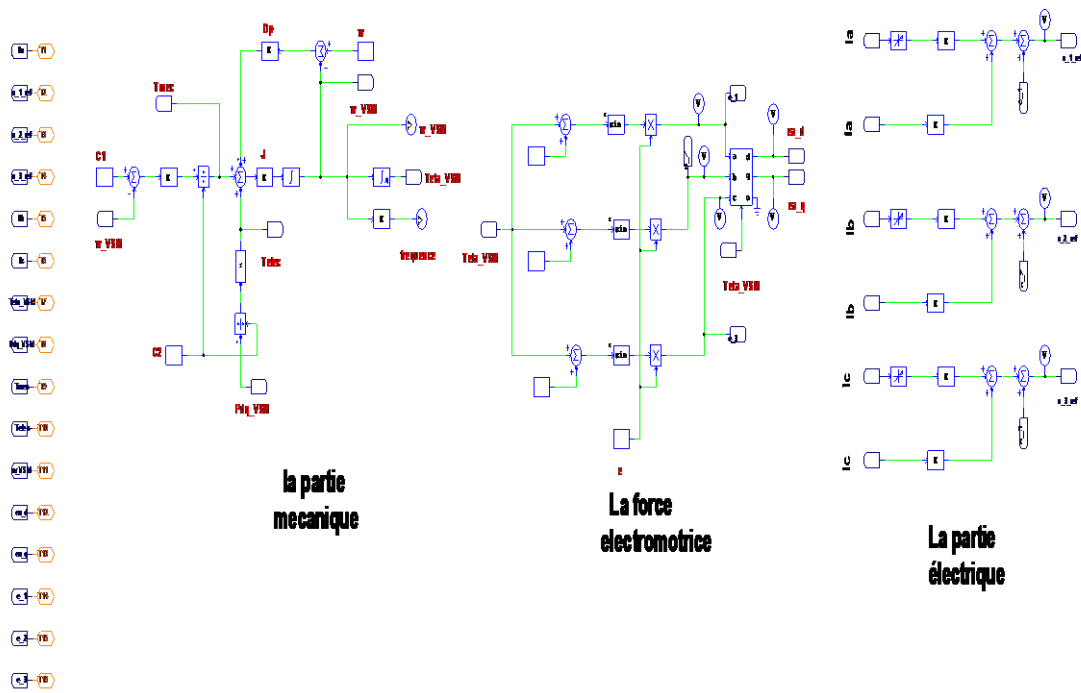


Figure IV.11. La conception de chaque sous-système

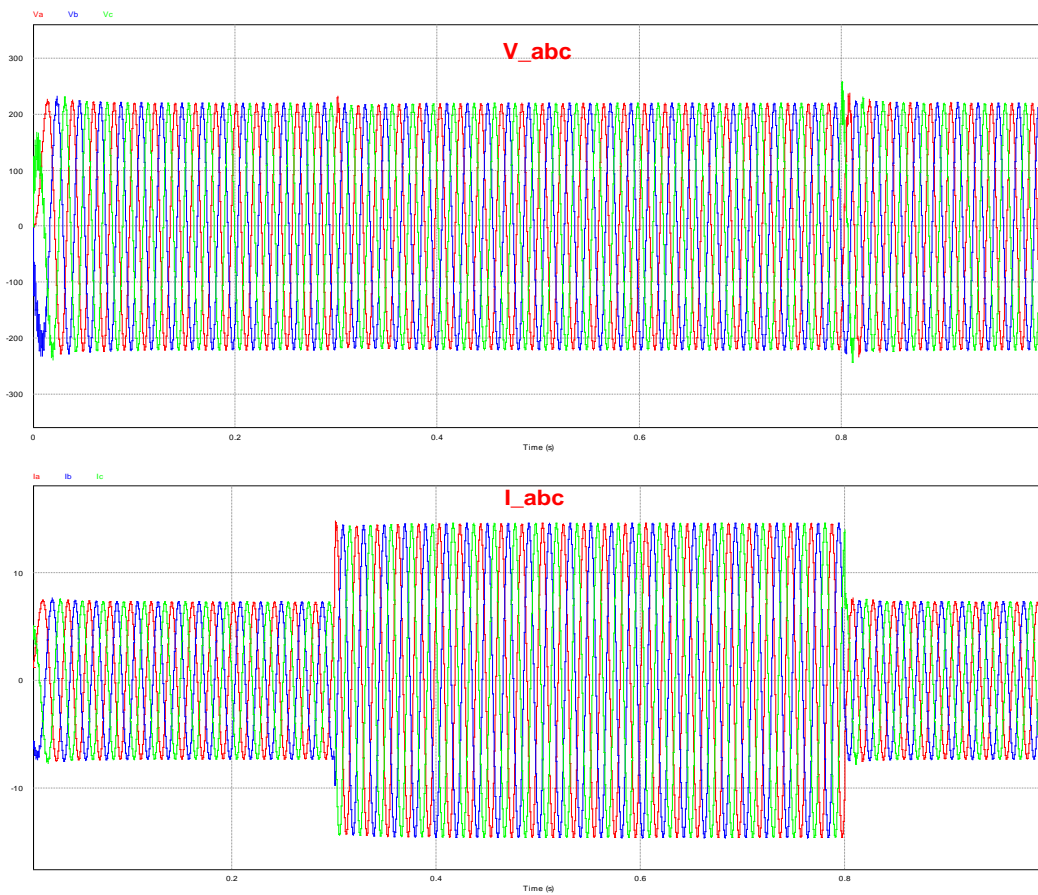


Figure IV.12. Signaux de tension et courant avec charge supplémentaire a t=0.3s a t=0.8s

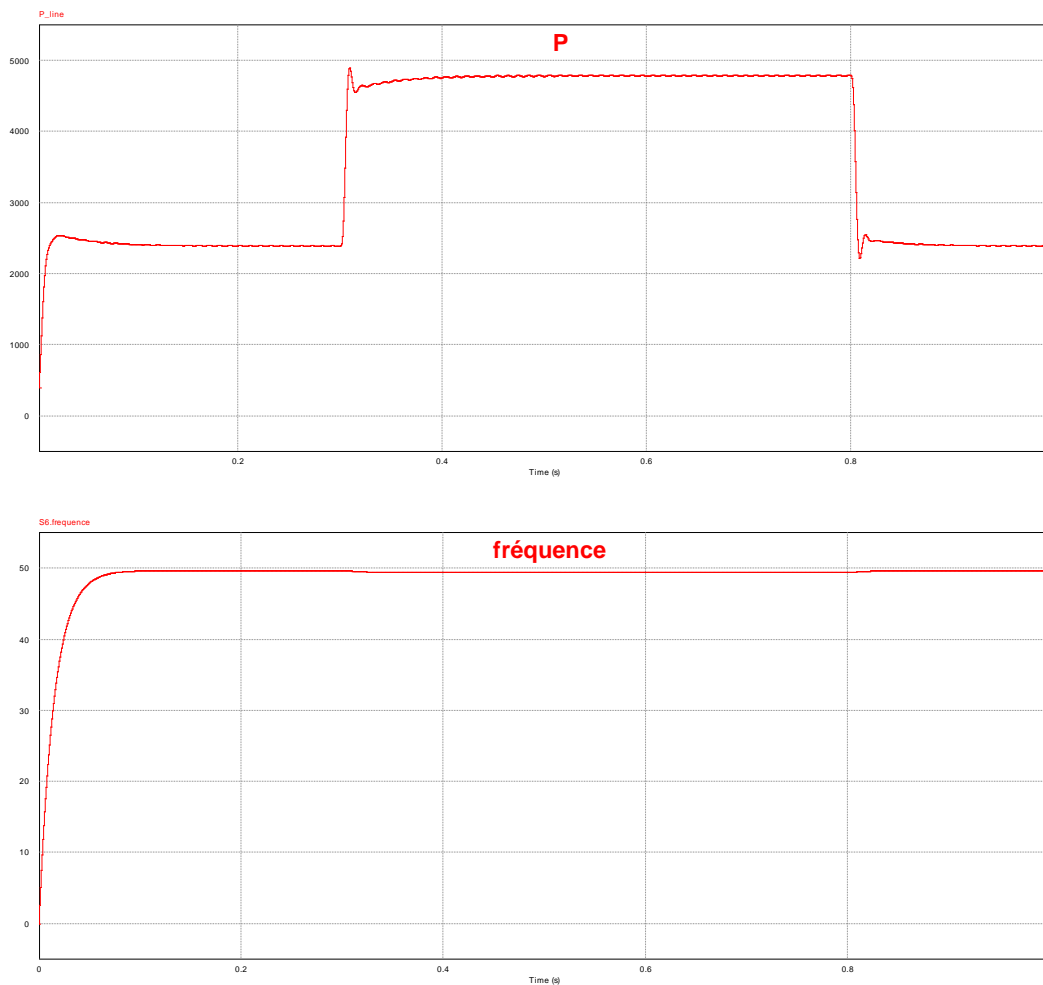


Figure IV.13. Réponse de P et f avec une charge supplémentaire a $t=0.3s$ a $t=0.8s$

Interprétation :

A présence de l'inertie de cas C, Les figures **IV.12** et **IV.13** montrent les performances du système en raison de la valeur du gain d'inertie J .

Donc la figure IV.12 et IV.13 indique la réponse de la tension, courant, fréquence et de la puissance lorsqu'un changement soudain de la charge.

D'après les résultats de la simulation On observe que les valeurs crêtes de courant et de la tension sont diminuée par rapport cas A, ainsi que la puissance active. Et on peut observer que le comportement fréquentiel s'est considérablement amélioré en raison de l'absence d'oscillations et de dépassements. Pendant le changement de charge, alors la fréquence ne change pas brusquement.

Donc, l'inertie joue un rôle important pour développer ce système.

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre ont présenté une simulation de trois cas de test sont présentés pour évaluer le control en boucle fermé de *GSV* proposé

Au début de ce chapitre on a commencé par présenter un Système non contrôlé (*BO*) (cas1) On utilise un onduleur triphasé en boucle ouverte avec la commande *ML*, et Nous alimentons uniquement une charge résistive.

Dans la partie deuxième (cas2), on ajoute un contrôleur de découplage PI de la tension et de courant pour évaluer le fonctionnement de ce contrôleur.

Finalement (cas 3), on ajoute un modèle de générateur synchrone virtuelle pour voir l'effet de l'inertie, puis on calcule la puissance active et réactive, et observer la réponse de système en cas de perturbation soudaine du côté de la charge (*RL*).



**CONCLUSION
GENERALE**

Conclusion générale

Étant donné que l'électricité produite par certains types de DG/RE ne se prête pas à une connexion directe au réseau, il est nécessaire d'intégrer des onduleurs comme interface. Cependant, ces systèmes à base d'onduleurs sans inertie rotative posent des problèmes d'instabilité importants. Il n'y a aucune preuve du fonctionnement satisfaisant d'un onduleur supportant le réseau, qui fonctionne à la fois comme onduleur alimentant le réseau et comme onduleur formant le réseau, alors que les charges réelles et réactives sont toutes deux connectées. De même, pour une connexion au réseau, la répartition de la charge des onduleurs ne peut être Pour atténuer ces problèmes, l'idée du GSV est née avec les GD basées sur les onduleurs. Dans la GSV, un onduleur est commandé de manière à pouvoir émuler efficacement le comportement d'un générateur synchrone classique afin d'utiliser ses avantages en matière de stabilisation et de contrôlabilité.

Cette recherche présente les performances d'un micro-réseau insulaire qui fournit de l'énergie à une charge par l'intermédiaire d'un onduleur ; la source d'énergie du micro-réseau est une batterie à courant continu. Les propositions de contrôle du statisme, de modèle de générateur virtuel et d'émulation du contrôle de l'inertie ont été mises en œuvre. Des résultats de simulation du système de micro-réseau avec puissance réelle et réactive et divers changements de charge ont été présentés. Cette méthode peut être largement appliquée en raison de la grande proportion du convertisseur basée sur les unités SER. L'inconvénient est la nécessité d'ajouter de l'électronique et un système de contrôle complexe pour réguler ces onduleurs.



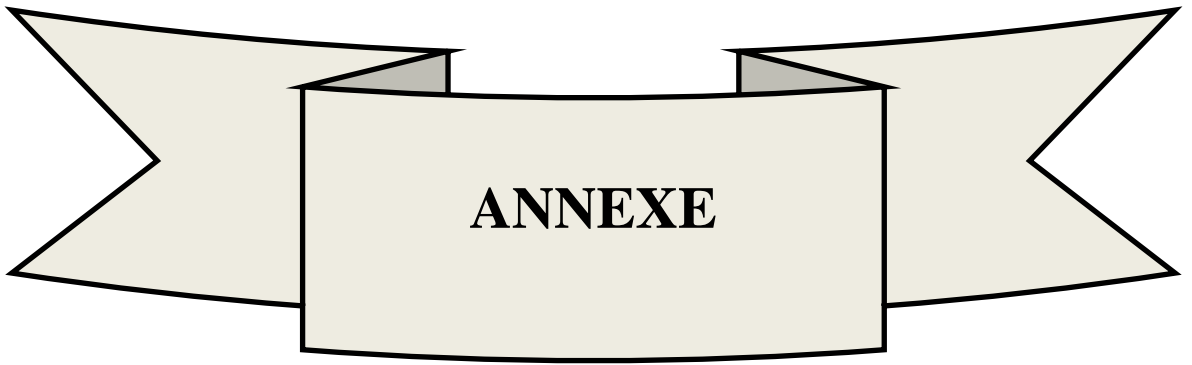
REFERENCES
BIBLIOGRAPHIES

- [1] J. O. Lamell, T. Trumbo, and T. F. Nestli, "Offshore platform powered by the new electrical motor drive system," in Petroleum and Chemical Industry Conference, 2005. Industry Applications Society 52nd Annual, 2005, pp. 259-266.
- [2] T. E. P. A. T. C. O. T. E. UNION, "DIRECTIVE 2009/28/EC OF THE EUROPEAN PARLIAMENT AND OF THE COUNCIL on the promotion of the use of energy from renewable sources and amending and subsequently repealing Directives 2001/77/EC and 2003/30/EC," ed, 2009.
- [3] CIRED Working Group on Smart Grids. Smart Grids on the Distribution Level - Hype or Vision? CIRED's Point of View. Technical report, CIRED, May 2013.
- [4] A good fit, By Kazuhiko Ogimoto, Izumi Kaizuka, Yuzuru Ueda, and Takashi Oozeki available at <http://web.mit.edu/mission/www/m2018/pdfs/japan/solar.pdf>.
- [5] Hassan Bevrani, Toshifumi Ise, and Yushi Miura. Virtual synchronous generators: A survey and new perspectives. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 54(2014):244{254, January 2014.
- [6] K. Koyanagi et al., "A Smart Photovoltaic Generation System Integrated with Lithium-ion Capacitor Storage," Universities' Power Engineering Conference (UPEC), Proceedings of 2011 46th International, Soest, Germany, 2011, pp. 1-6.
- [7] Bevrani H, Hiyama T. Intelligent automatic generation control. NY, USA: CRC Press; 2011.
- [8] Critical Materials for Sustainable Energy, California Institute of Technology Resnick Institute Report available at http://resnick.caltech.edu/docs/sg_vittal.pdf.
- [9] J. G. Slootweg, W. L. Kling, "Impacts of distributed generation on power system transient stability", Power Engineering Society Summer Meeting, 2002 IEEE, Vol.: 2, 21-25 July 2002, Pages:862 -867 vol.2
- [10] H. Liu, L. Jin, D. Le and A. A. Chowdhury, "Impact of high penetration of solar photovoltaic generation on power system small signal stability," 2010 International Conference on Power System Technology, Hangzhou, 2010, pp. 1-7.doi: 10.1109/POWERCON.2010.5666627
- [11] Ellison A 1965 Electromechanical Energy Conversion. George G. Harrap Co. Ltd, London.
- [12] Zhong QC, Hobson L and JayneM2005a Classical control of the neutral point in 4–wire 3–phase DC-AC converters. Journal of Electrical Power Quality and Utilisation 11(2), 111–119.
- [13] J. O. Lamell, T. Trumbo, and T. F. Nestli, "Offshore platform powered by the new electrical motor drive system," in Petroleum and Chemical Industry Conference, 2005. Industry Applications Society 52nd Annual, 2005, pp. 259-266

- [14] Albu M, Diaz J, Thong V, Neurohr R, Federenciuc D, Popa M, Calin M. Measurement and remote monitoring for virtual synchronous generator design. In: Applied measurements for power systems (AMPS), 2010 IEEE international workshop on; 2010. p. 7–11.
- [15] M’HAMMEDI Hamid, « Amélioration de la stabilité du réseau électrique par l’utilisation des systèmes FACTS », master en électrotechnique, Université d’Adrar 2016 – 2017
- [16] Prabha Kundur. Power system stability and control. McGraw-Hill, New York, United States, 1994.
- [17] Oscar Saborío-Romano, Small-signal modeling and stability analysis of a traditional generation unit and a virtual synchronous machine in grid-connected operation. A master thesis at Delft University of Technology
- [18] S. HAMDUCHE ; "Contribution à l’amélioration des structures de régulation des courants des machines à courant alternatif", Thèse de Magister, Université de Batna, 2007.
- [19] Prabha Kundur, John Paserba, Venkat Ajjarapu, Göran Andersson, Anjan Bose, Claudio Canizares, Nikos Hatziargyriou, David Hill, Alex Stankovic, Carson Taylor, Thierry Van Cutsem, and Vijay Vittal. Definition and Classification of Power System Stability. IEEE/CIGRE Joint Task Force on Stability Terms and Definitions. IEEE Transactions on Power Systems, 19(3):1387–1401, August 2004
- [20] S. D’Arco, J. A. Suul, and O. B. Fosso, A virtual synchronous machine implementation for distributed control of power converters in smart grids, Electric Power Systems Research 122, 180 (2015).
- [21] MUHAMMAD H. RACHID, HASAN M. RACHID, « Spice for Power Electronique and électrique power », second edition, Taylor & Francis, 2006
- [22] Bouzidi Riad, « Etude et réalisation d’un onduleur de tension triphasé à MLI », Master Académique, Université de M’sila 2018 /2019
- [23] G. Pinson, Physique appliquée : Onduleurs.
- [24] J. Driesen and K. Visscher, “Virtual synchronous generators,” in Proc. IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008, pp.1-3
- [25] T. Loix, S. De Breucker, P. Vanassche, J. Van den Keybus, J. Driesen, and K. Visscher “Layout and performance of the power electronic converter platform for the VSYNC project,” in Proc. IEEE Powertech Conf., 2009, pp.1-8
- [26] F. LABRIQUE, G. SEGUIER, R. BAUSIERE ; "Les convertisseurs de l’électronique de puissance", 2ème édition, TECHNIQUE & DOCUMENTATION-LAVOISIER, Paris, 1995.

- [27] K. Visscher and S. W. H. De Haan, "Virtual synchronous machines (VSG's) for frequency stabilization in future grids with a significant share of decentralized generation," in *Smart Grids for Distribution*, 2008. IET CIRED. CIRED Seminar, 2008, pp. 1-4.
- [28] V. Karapanos, S. W. H. de Haan, K. H. Zwetsloot, "Testing a virtual synchronous generator in a real-time simulated power system," *Int. Conf. on Power Systems Transients (IPST2011)*, Delft, Netherland, June 2011.
- [29] M. Albu, A. Nechifor, and D. Creanga, "Smart storage for active distribution networks estimation and measurement solutions," in *Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, 2010 IEEE, 2010, pp. 1486-1491
- [30] T. V. Van, K. Visscher, J. Diaz, V. Karapanos, A. Woyte, M. Albu, J. Bozelie, T. Loix, and D. Federenciu, "Virtual synchronous generator: An element of future grids," in *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe)*, 2010 IEEE PES, 2010, pp. 1-7.
- [31] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage source PWM converters: a survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp.691-703, 1998.
- [32] Y. Chen, R. Hesse, D. Turschner, and H. P. Beck, "Comparison of methods for implementing virtual synchronous machine on inverters," *Int. Conf. on Renewable Energies and power quality- ICREPQ'12*, Spain, March 2012
- [33] C. Yong, R. Hesse, D. Turschner, and H. P. Beck, "Improving the grid power quality using virtual synchronous machines," in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, 2011 International Conference on, 2011, pp. 1-6.
- [34] Y. Chen, R. Hesse, D. Turschner, and H. P. Beck, "Dynamic properties of the virtual synchronous machine (VISM)," *Int. Conf. on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'11)*, Las Palmas de Gran Canaria, Spanien, April 2011.
- [35] R. Hesse, D. Turschner, and H.-P. Beck, "Microgrid stabilization using the virtual synchronous machine," in *Proc. International Conf. on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'09)*, Spain, 2009.
- [36] J. Alipoor, Y. Miura, T. Ise, "Power system stabilization using a virtual synchronous generator with an alternating moment of inertia," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1-8, 201
- [37] K. Sakimoto, Y. Miura, and T. Ise, "Stabilization of a power system with a distributed generator by a Virtual Synchronous Generator function," *IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)*, pp. 1498-1505, 2011.

- [38] K. Sakimoto, Y. Miura, T. Ise, "Stabilization of a power system including inverter type distributed generators by the virtual synchronous generator," *IEEJ Trans. on Power and Energy*, vol. 132, No. 4, pp. 341-349, 2012.
- [39] S. HAMDUCHE ; "Contribution a l'amélioration des structures de régulation des courants des machines à courant alternatif", Thèse de Magister, Université de Batna, 2007.
- [40] Guy Séguier, Francis Labrique, Philippe Delarue, «électronique de puissance», deuxième édition, 2015
- [41] R. H. Lasseter and P. Piagi, "Control and design of microgrid components" Madison, WI, PSERC project rep. no. PSERC-06-03, Jan. 2006.
- [42] S.-J. Ahn, J.-W. Park, I.-Y. Chung, S.-I. Moon, S.-H. Kang, and S.-R. Nam, "Power-sharing method of multiple distributed generators considering control modes and configurations of a microgrid," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 25, no. 3, pp. 2007-2016, Jul. 2010.
- [43] BENDAIKHA Malik, «Commande d'un onduleur triphase par mli vectorielle», Licence Electrotechnique, Université de Mouhamed Boudiaf- M'sila
- [44] BENAOUICHA Mounir, GUERROUT Youcef «Réalisation d'un onduleur de tension commandé par la carte Dspace 1104», master II en électrotechnique Option : Commande des Systèmes Electriques, Université de béjaia 2014/2015
- [45] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, "Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 1398-1409, 2006
- [46] Chapter-3 Synchronous Machine- Szabados
<http://power.mcmaster.ca/szabados/courses/esigelec/notes/Chapter3-Synch%20Gen%20Modeling.pdf>



Paramètre de simulation :

Onduleur (BO)	V_{DC}	L_f	r_L	C
	600V	2mH	0.1 Ω	40 μ F

Onduleur (BF)	ω_{syn}	PI(Tension)	PI (courant)
	$2.\pi.f$ f=50Hz	Gain=1.39502 T=41.0326 ms	Gain=3.9836 T=1.20169ms

GSV	J	D_p	D_q	e	L_s	R_s
	0.614 Kg.m ²	3.07	0.003	220 V	2mH	0.6 Ω

Charge	R	L
	30 Ω	10 mH