



THÈSE

Présentée à

L'UNIVERSITÉ BATNA 2
Faculté de Technologie
Département d'Electrotechnique



En vue de l'obtention du diplôme de

DOCTORAT EN SCIENCES
EN ELECTROTECHNIQUE

Option - Electrotechnique

par

MERZOUK IMAD

Maître Assistant Chargé de Cours à l'université de Djelfa



**Contribution à la commande d'une cascade redresseur à
absorption sinusoïdal onduleur multi-niveaux associée a une
machine asynchrone double alimenté: approche qualité d'énergie
côté réseau-optimisation des performances de la machine**



Thèse soutenue le : 13/07/2017 devant le jury :

Dr. Rachid ABDESSEMED	Président	Professeur	Univ. Batna
Dr. Bendaas Med Lokmane	Rapporteur	Professeur	Univ. Batna
Dr. Hafaiifa Ahmed	Examineur	Professeur	Univ. Djelfa
Dr. Kouzou Abdellah	Examineur	Maître de Conférences	Univ. Djelfa
Dr. Golea Amar	Examineur	Professeur	Univ. Biskra
Dr. Betka Achour	Examineur	Professeur	Univ. Biskra

REMERCIEMENTS

Pour avoir consenti à examiner ce travail, je tiens en premier lieu à remercier très sincèrement :

Le BENDAAS MED LOKMANE, Professeur à l'université de Batna, d'avoir accepté de diriger mon travail. Je le remercie également pour sa disponibilité totale et ses encouragements dans toutes les phases du travail, qu'il trouve ici ma grande reconnaissance.

Je tiens à remercier monsieur ABDESSEMED RACHID, Professeur à l'Université de Batna pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.

Je voudrais exprimer mes remerciements à monsieur GOLEA AMAR, Professeur à l'Université de Biskra, et monsieur BETKA ACHOUR, Professeur à l'Université de Biskra, et monsieur HAFIFA AHMED , Professeur à l'Université de Djelfa , et monsieur KOUZOU ABDELLAH. qui m'ont fait l'honneur d'accepter de participer au jury de cette thèse.

Enfin, que cette thèse soit pour moi l'occasion d'exprimer toute mes remerciements à ma famille et à ma femme, pour leur patience et le soutien réel apportés pendant ces années

Table des Matières

Remerciements	I
Liste des Figures	IV
Liste des tableaux	VII
Abréviations	VIII
Symbols	XI
Introduction Générale	1

Chapitre I : Etat de l'art et Description du System Etudié

1.1 Introduction.....	3
1.2 Topologie principal de la connexion de la MADA.....	3
1.2.1 Convertisseur au rotor et au stator	3
1.2.2 Convertisseur au rotor seul	4
1.3 Positionnement du problème et état de l'art	5
1.3.1 Méthode basée sur le matériel.....	6
1.3.2 Méthode basée sur l'algorithmique.....	8
1.4 Conclusion	13

Chapitre II: Modélisation de la Cascade Redresseur-Onduleur-Machine

2.1 Introduction.....	14
2.2 Structure du système étudié	14
2.3 Modèle de la MADA	15
2.3.1 Modélisation de la MADA dans le repère ABC	15
2.3.2 Modélisation dans le repère dq tournant de la MADA	16
2.4 Convertisseur a trois niveaux à structure NPC	17
2.5 Modélisation du convertisseur côté réseau	19
2.6 Conclusion	22

Chapitre III: Commande de la Cascade Redresseur-Onduleur-Machine

3.1 Introduction.....	23
3.2 Commande de la MADA	23
3.2.1 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique.....	23
3.2.2 Expression des puissances actives et réactives	25
3.2.3 Commande directe des puissances.....	26
3.3 Commande du convertisseur côté réseau.....	27
3.3.1 Principe de la DPC-SVM.....	27
3.3.2 Notion du Flux Virtuel.....	28
3.4 Simulation numérique.....	29
3.4.1 Cas d'un réseau équilibré.....	29
3.4.2 Cas d'un réseau perturbé.....	34
3.5 Différents impacts de la perturbation sur la cascade.....	36
3.6 Conclusion	36

Chapitre IV: Décomposition de la Source Perturbée et Calcul de la Puissance Active et Réactive Instantanée

4.1 Introduction.....	37
4.2 Modélisation de la source perturbée	37
4.3 Décomposition de la source perturbée.....	38
4.3.1 Filtre à coefficients complexe (FCC).....	38
4.3.1 Intégrateur généralisé du second ordre	42
4.4 Estimation du flux virtuel par SOGI.....	50
4.5 Calcul des puissances actives et réactives pour un réseau perturbé.....	53
4.5.1 Calcul des puissances dans le repère fixe	53
4.5.1 Calcul des puissances dans le repère tournant	55
4.6 Conclusion.....	57

Chapitre V: Commande Modifiée De La Cascade Redresseur-Onduleur- MADA Alimentée Par un Réseau Perturbé

5.1 Introduction.....	58
5.2 Modélisation de la MADA alimenté par un réseau perturbé	58
5.3 Commande du convertisseur côté machine.....	60
5.3.1 Premier objectif.....	60
5.3.2 Deuxième objective.....	61
5.3.2 Troisième objectif.....	61
5.4 Commande du convertisseur côté réseau.....	62
5.4.1 Premier objectif.....	63
5.4.2 Deuxième objectif.....	63
5.4.3 Troisième objectif.....	63
5.5 Simulation numérique.....	65
5.5.1 Réseau déséquilibré	65
5.5.2 Réseau perturbé.....	76
5.5.3 Réseau déséquilibré et perturbé	82
5.5.4 Cas des puissance estimées par flux virtuel	87
5.6 Conclusion	99
Conclusion Général	100
Annexes	102
Référence Bibliographique	105

Liste des figures

Figure 1.1 Connexion de la MADA avec quatre convertisseurs.....	4
Figure 1.2 Connexion de la MADA avec trois convertisseurs.....	4
Figure 1.3 Structure de la cascade MADA avec deux convertisseurs.....	5
Figure 1.4 Structure de la MADA avec crowbar.....	6
Figure 1.5 Circuit de limitation de tension du bus continu.....	7
Figure 1.6 MADA avec convertisseur série.....	8
Figure 1.7 Schéma bloc de la commande cascade avec compensation.....	11
Figure 1.8 Structure des régulateurs à résonance.....	11
Figure 1.9 Schéma bloc de la commande de la MADA.....	12
Figure 2.1 Structure de la cascade.....	14
Figure 2.2 Représentation simplifié de la MADA.....	16
Figure 2.3 Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur.....	18
Figure 2.4 Schéma simplifié du convertisseur à trois niveaux.....	19
Figure 2.5 Diagramme vectoriel du convertisseur à trois niveaux.....	19
Figure 2.6 Structure du convertisseur côté réseau.....	20
Figure 2.7 Modèle du redresseur à trois niveaux a structure NPC.....	22
Figure 3.1 Schéma bloc du modèle simplifié de la MADA.....	25
Figure 3.2 Schéma bloc de la commande directe.....	26
Figure 3.3 Schéma block de la commande DPC-SVM du CCR.....	29
Figure 3.4 De haut en bas: tensions de phase, les courants de ligne, tension et courant de la première phase.....	30
Figure 3.5 Tension continue.....	30
Figure 3.6 de haut en bas: tension continue, tension continue vdc1 et vdc2, courant de ligne.....	31
Figure 3.7 Puissance active et réactive côté réseau.....	31
Figure 3.8 Tension à l'entrée du redresseur.....	31
Figure 3.9 Puissance active et réactive statorique.....	32
Figure 3.10 Composante directe et quadrature du courant rotorique.....	32
Figure 3.11 Courant statorique et courant rotorique.....	33
Figure 3.12 Zoom des courants statoriques et courant et tension.....	33
Figure 3.13 De haut en bas tension continue, courant de ligne; puissance active et réactive côté réseau.....	33
Figure 3.14 De haut en bas : courant rotorique, courant côté réseau, courant et tension côté réseau.....	34
Figure 3.15 Tensions de phase et les courants de ligne.....	35
Figure 3.16 Résultats de simulation tension continue.....	35
Figure 3.17 Courants statorique et rotorique.....	35
Figure 4.1 Diagramme de Bode d'un FCC.....	39
Figure 4.2 Structure du MCCF.....	40
Figure 4.3 Diagrammes du FCC.....	41
Figure 4.4 Structure du PLL.....	41
Figure 4.5 Résultats de simulation du MFCC sous perturbation.....	42
Figure 4.6 Structure du SOGI.....	43
Figure 4.7 Diagramme de Bode de Q(s) et E(s).....	44
Figure 4.8 structure du SOGI-FLL.....	44
Figure 4.9 Séparation des séquences d'un system triphasé déséquilibré.....	47
Figure 4.10 Séparation des séquences d'un system triphasé perturbé.....	48
Figure 4.11 Résultats de simulation du MSOGI-FLL sous perturbation.....	49
Figure 4.12 Estimation du flux virtuel par SOGI sous source idéal.....	50
Figure 4.13 Estimation du flux virtuel par SOGI sous source déséquilibré.....	51
Figure 4.14 Estimation du flux virtuel par SOGI sou source perturbé.....	52
Figure 4.15 Relation entre le repère fixe et tournant pour les diferents references.....	55

Figure 5.1 Schéma équivalent du MADA.....	58
Figure 5.2 Schéma bloc de la commande de la MADA sous perturbation réseau.....	62
Figure 5-3 Schéma block de la commande DPC-SVM du CCR sous perturbation réseau.....	64
Figure 5.4. De haut en bas : tension continue, vdc1 et2, courant de ligne, tension et courant, puissance active et réactive.....	66
Figure 5.5 De haut en bas: courant statorique, courant rotorique puissance active et reactive statorique.....	67
Figure 5.6 Courant total, puissance active total et puissance réactive de la source.....	68
Figure 5.7 Spectre harmonique des courants d'entrée.....	68
Figure 5.8 Spectre harmonique des courants statorique.....	69
Figure 5.9 Spectre harmonique des courants de la source.....	70
Figure 5.10 Tension continue, courant de ligne, puissance active et réactive côté réseau.....	71
Figure 5.11 Courant statorique, courant rotorique, puissance active statorique, puissance réactive statorique; courant total.....	72
Figure 5.12 Spectre harmonique des courants d'entrée.....	73
Figure 5.13 Tension continue, courant de ligne, puissance active et réactive côté réseau.....	74
Figure 5.14 Courant statorique, courant rotorique, puissance active et réactive statorique et courant total.....	75
Figure 5.15 Spectre harmonique des courants d'entrée.....	76
Figure 5.16 De haut en bas : tension continue, vdc1 et2, courant de ligne, tension et courant, puissance active et réactive.....	77
Figure 5.17 Courant statorique, courant rotorique, puissance active et reactive statorique.....	78
Figure 5.18 spectre harmonique.....	79
Figure 5.19 Tension continue; courant de ligne, puissance active et reactive côté reseau.....	80
Figure 5.20 Courant statorique, courant rotorique, courant total.....	81
Figure 5.21 Spectre harmonique des courants.....	81
Figure 5.22 Tension continue et puissance active et réactive côté réseau.....	83
Figure 5.23 Courant statorique, courant rotorique, puissance active et réactive statorique.....	84
Figure 5.24 Spectre harmonique des courant réseau et statorique.....	84
Figure 5.25 De haut en bas : puissance active statorique, puissance réactive statorique, courant statorique, courant rotorique, tension continue, courant côté réseau, puissance active côté réseau et puissance réactive côté réseau.....	86
Figure 5.26 De haut en bas : Courant rotorique, courant statorique, courant côté réseau, puissance active côté réseau et puissance réactive côté réseau.....	87
Figure 5.27 Les composantes alpha et beta du flux virtuel.....	88
Figure 5.28 De haut au bas: tension continue, vdc1 et vdc2, courant côté réseau, courant et tension, puissance active côté réseau et la puissance réactive (estimer et mesurer).....	89
Figure 5.29 puissance active et réactive statorique.....	90
Figure 5.30 De haut au bas: tension continue, vdc1 et vdc2, courant côté réseau, courant et tension, puissance active côté réseau et la puissance réactive (estimer et mesurer).....	91
Figure 5.31 Les composantes alpha et beta du: séquence positive du flux virtuel, séquence négative du flux virtuel et la séquence positive du courant côté réseau.....	92
Figure 5.32 De haut au bas: puissance active statorique, puissance réactive statorique, courant statorique, courant et tension statorique et la séquence positive du courant statorique.....	93
Figure 5.33 De haut au bas: tension continue, vdc1 et vdc2, courant côté réseau, courant et tension, puissance active côté réseau et la puissance réactive (estimer et mesurer).....	94
Figure 5.34 Les composantes alpha et beta du: séquence positive du flux virtuel, 5 ^{ème} harmonique du flux virtuel et la séquence positive du courant côté réseau.....	95
Figure 5.35 De haut au bas: puissance active statorique, puissance réactive statorique, courant statorique, courant et tension statorique et la séquence positive du courant statorique.....	96
Figure 5.36 De haut au bas: tension continue, courant côté réseau, puissance active côté réseau et la puissance réactive.....	97
Figure 5.37 Les composants alpha et beta de la séquence positive du flux virtuel, séquence négative du flux virtuel 5 ^{ème} harmonique du flux virtuel et la séquence positive du courant côté réseau.....	98
Figure 5.38 de haut au bas: puissance active statorique, puissance réactive statorique, courant statorique, courant et tension statorique.....	98

Liste des tableaux

Tableau 2.1. Mode de fonctionnement de la MADA.....	15
Tableau 2.2 Etats des interrupteurs et tension de sortie respective.....	18

Abréviations

DFIM	Doubly Fed Induction Machine.
DPC	Direct Power Control.
DPC-SVM	Direct Power Control With Space Vector Modulation
DSOGI	Double General Integrator
FCC	Filtre a Coefficients Complexes.
FLL	Frequency-Locked Loop.
IGBT	Integrated Gate Bipolar Transistor.
MADA	Machine Asynchrone a Double Alimentation.
MFCC	Multiple Filtres a Coefficient Complexe.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
MLIV	Modulation de Largeur d'Impulsion Vectoriel.
MSOGI-FLL	Multiple Second Order Generalized Integrator Frequency-Locked Loop
NPC	Neutral Point Control.
PLL	Phase Locked Loop.
PR	Proportionnel-Résonant.
SOGI	Second Order Generalized Integrator.
SOGI-FLL:	Second Order Generalized Integrator Frequency-Locked Loop.
SVM:	Space Vector Modulation.
THD	Taux de Distorsion Harmonique.
VOC	Vector Oriented Control.

Symboles

P	Puissance Active.
Q	Puissance Réactive.
S	Puissance apparente.
I	Courant Electrique Dans Le Repère Biphase.
E	Tension Electrique Dans Le Repère Biphase.
i, e	Courant et tension Electrique Dans Le Repère ABC.
j	Nombre Complexe.
u	Grandeur Electrique.
ψ	Flux.
φ	Angle de Retard.
C	Condensateur.
R	Resistance.
L	Inductance.
p	Nombre paire de pole
T	Interrupteur semi-conducteurs.
D	Diode.
S	Fonction de Commutation.
J	Inertie.
T	Temps.
W	Pulsation.

sou-script

s, r	Grandeur Statorique , Grandeur Rotorique
o	Valeur Moyenne.
$+, -, 5, 7$	Repère de Park (Positive, Négative , Harmonique 5 et 7).
m	Grandeur Mécanique.
a, b, c	1 ^{ère} phase, 2 ^{ème} phase, 3 ^{ème} phase du System Triphasé.
dc	Courant Continue.
x	a ou b ou c .
d, q	Composante Direct et Quadrature Dans le Repère Tournant.
α, β	Composante Direct et Quadrature Dans Le Repère Fixe.

su-script

$+, -, 5$	Séquence Positive, Négative Et Harmonique 5.
$'$	Valeur Estimer.
\wedge	Valeur Conjugué.

Introduction Général

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) devient la machine la plus installée pour la production de l'électricité à partir de l'énergie éolienne [CHE-17]. Laquelle offre plusieurs avantages à savoir son fonctionnement à vitesse variable, commande indépendant de la puissance active et réactive et des convertisseurs de taille réduite [SUJ-14].

La configuration qui permet d'optimiser la taille des convertisseurs est celle où le stator est directement couplé au réseau alors que son rotor est connecté au réseau à travers une interface composée de deux convertisseurs statiques (convertisseur côté MADA et convertisseur côté réseau), dont les convertisseurs à trois-niveaux à structure NPC sont les plus adoptés pour la gamme de puissance de l'ordre de MW[GHE-11].

Malheureusement cette configuration rend la machine sensible à toutes variations dans la tension du réseau qui subit des déséquilibres et porte des harmoniques [ZHU-16], à cause de l'alimentation des charges monophasées au site urbain ou l'utilisation des alimentations à découpage dans les boîtes de nuit [LOP-07].

Une perturbation dans le réseau provoque d'une part des ondulations dans le couple électromagnétique de la machine qui se traduit par des vibrations de grande amplitude [BRE-07], ces dernières minimisent la durée de vie de la machine. D'autre part, crée des harmoniques de basse fréquence dans les courants statoriques de la MADA ainsi l'utilisation de la MADA pour la génération de l'énergie électrique sera limitée à cause des codes de l'électricité qui exigent une énergie de bonne qualité [XIA-06].

Pour remédier à ce problème, la recherche des nouvelles méthodes de commande est nécessaire afin d'améliorer les performances de la machine alimentée par un réseau perturbé, dans ce contexte de nombreuses recherches ont été abordées, plusieurs méthodes sont proposées basées sur l'amélioration des commandes classiques existantes et l'adoption afin d'avoir un bon fonctionnement de la MADA en cas de perturbation.

Cette thèse propose une stratégie de commande pour le convertisseur côté réseau et le convertisseur côté machine. Ces méthodes permettent de compenser les effets engendrés par le déséquilibre ou les harmoniques sur la cascade redresseur-onduleur machine asynchrone à double alimentation, d'où une meilleure qualité de l'énergie avec un faible taux de distorsion d'harmonique (THD), et surtout le rééquilibrage des courants du réseau.

Le reste de cette thèse est structuré comme suite :

Le premier chapitre illustre un bref état de l'art sur les travaux de recherches précédentes effectués dans la littérature traitant la même pertinente présenter dans cette thèse.

Le deuxième chapitre traite la modélisation des différentes parties du système d'entraînement (convertisseur côté réseau, convertisseur côté machine et la machine asynchrone à double alimentation).

Le troisième chapitre expose les stratégies de commande de la MADA ainsi le redresseur à absorption sinusoïdal là où la commande directe de puissance sera envisagée comme commande éloignée, et la modulation vectorielle comme commande rapprochée seront discutées.

Le quatrième chapitre est réservé dans sa première manche au calcul des composants symétriques et harmoniques d'un système triphasé déséquilibré et perturbé. Dans ce de figure, deux méthodes seront présentées : l'une est basée sur le filtre à coefficient complexe et la deuxième exploite l'intégrateur généraliser du deuxième ordre. Ces méthodes permettent d'extraire la séquence directe, inverse et harmonique du système triphasé déséquilibré et perturbé ainsi d'estimer le flux virtuel du convertisseur côté réseau pour une commande sans capteur de tension. La deuxième manche sera consacré au calcul des puissances actives et réactives instantanées lorsque une perturbation est apparait dans le réseau ce qui présente une bonne plateforme pour la commande de la machine.

Dans le dernier chapitre l'impact de la perturbation sur le fonctionnement de la machine sera clarifié dans chaque étage de la cascade. Une stratégie de commande basée sur la commande directe de puissance sera présentée pour compenser l'effet de la perturbation. Cette stratégie, repose sur le calcul des puissances de compensation selon l'objective visée et l'injectée dans les puissances de référence qui permettent de calculer les tensions de référence au borne du convertisseur. Des simulations numériques sont réalisées par un programme élaboré sous le logiciel MATLAB. Dans le but de voir les performances de chaque algorithme, plusieurs possibilités ont été testées, à savoir : le déséquilibre des amplitudes des tensions réseau et la présence des harmoniques. Des tests de robustesse, tels que la variation de charge, la perturbation brusque de la tension réseau et variation de la tension continue de référence ont été effectués pour s'assurer de l'efficacité de ces deux méthodes.

Finalement on terminera par une conclusion générale.

Chapitre 1

Etat de l'art et Description du System Etudié

1.1 Introduction

En raison de plusieurs avantages qui offrent la machine asynchrone à double alimentation (MADA), des recherches intensive ont été abordées ces dernières années dans le cadre de la commande de cette machine comme génératrice, pour les énergies renouvelables ou bien comme moteur pour certaines applications industrielles comme le laminage, la traction ferroviaire ou encore la propulsion maritime [KHO-06].

Dans ce chapitre, on va présenter un état de l'art sur la commande de la MADA orienté vers notre axe de recherche qui s'intéresse à la présence d'une perturbation dans la tension du réseau. Notre étude se focalise sur la modélisation des différentes parties de la cascade commençant bien sûr par la modélisation de la machine, puis le convertisseur côté machine et on terminera par la modélisation du convertisseur côté réseau.

1.2 Différentes topologies de la connexion de la MADA

Il existe plusieurs combinaisons différentes de connexion de cette machine au réseau décrite dans la littérature qui ont été envisagés.

1.2.1 Convertisseur au rotor et au stator

Dans cette topologie, le stator et le rotor sont connectés au réseau à travers une cascade composée de deux convertisseurs statiques (redresseur–onduleur) comme le montre la figure 1.1[DRI-05].

Ou bien les deux onduleurs côté stator et côté rotor sont connectés au réseau à travers un redresseur commun comme l'illustre la figure 1.2.

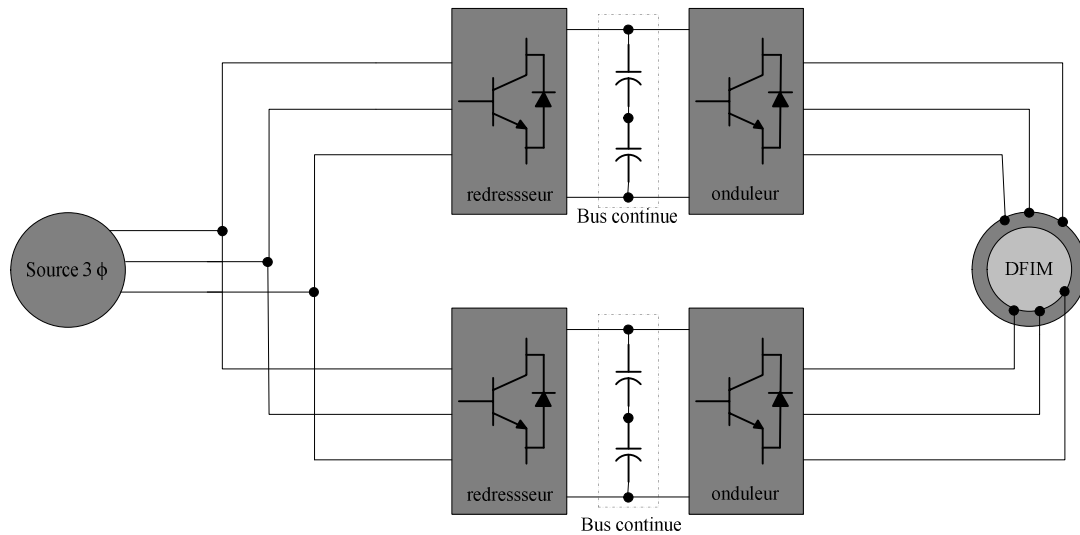


Figure 1.1 Connexion de la MADA avec quatre convertisseurs.

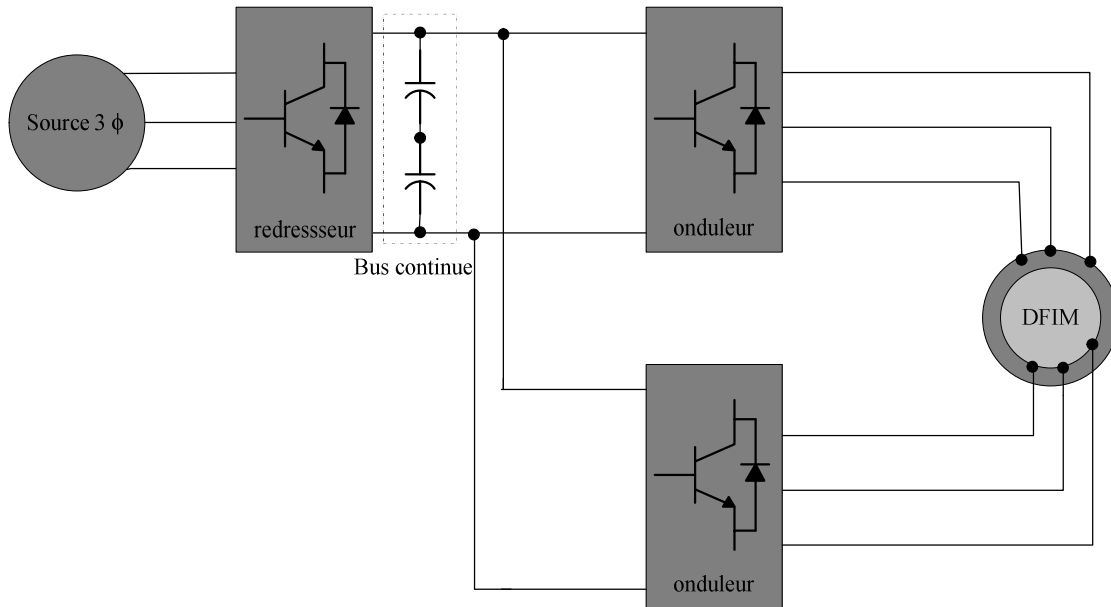


Figure 1.2 Connexion de la MADA avec trois convertisseurs.

1.2.2 Convertisseur au rotor seul

Cette structure montrée dans la figure 1.3 est la structure adoptée dans cette thèse. Elle consiste à connecter le stator directement au réseau, alors que le rotor est connecté au réseau à travers une cascade composée de deux convertisseurs statiques (convertisseur côté MADA et convertisseur côté réseau).

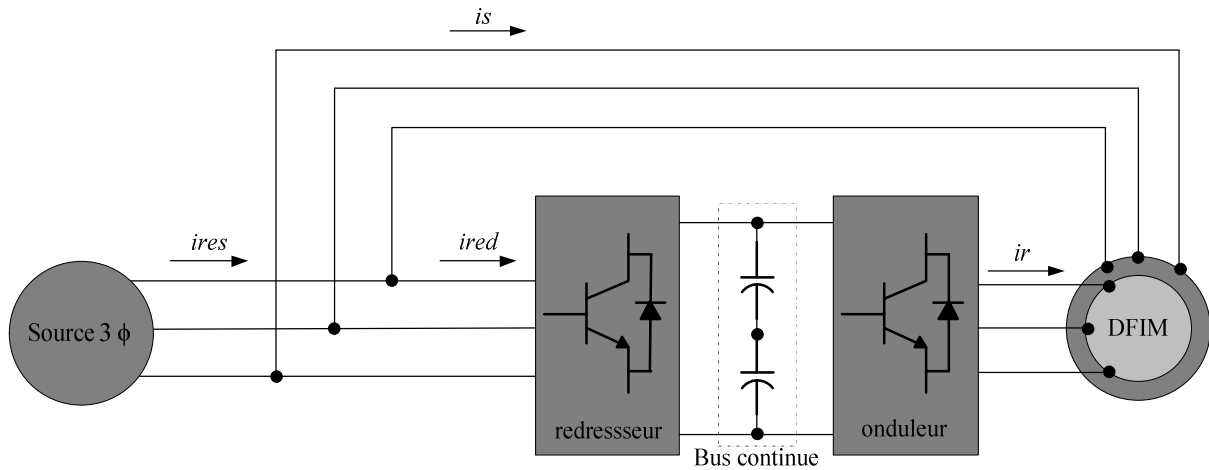


Figure 1.3 Structure de la cascade MADA avec deux convertisseurs.

Comme le montre la figure 1.3, le stator est alimenté à fréquence constante et à tension triphasée constante parce qu'il est connecté directement au réseau. La vitesse et le débit de puissance active et réactive à travers le rotor et le stator, sont contrôlés en ajustant l'amplitude, la phase et la fréquence de la tension introduite dans le rotor.

Cette configuration est particulièrement attrayante parce que la puissance écoulee à travers les deux convertisseurs représente environ 30% de la puissance totale de la machine, ce qui réduit considérablement le coût et l'efficacité par rapport aux topologies précédentes.

1.3 Positionnement du problème et état de l'art

La structure précédemment étudiée présente plusieurs avantages que ce soit pour son fonctionnement moteur ou bien générateur, néanmoins le branchement du stator de la machine directement au réseau sans passer par le convertisseur rend cette dernière très sensible aux perturbations que peuvent se manifester sur le réseau comme une tension déséquilibrée ou bien la présence des harmoniques. Ceci crée des problèmes qui influencent sur le bon fonctionnement de la cascade et engendrent des pertes dans la majorité de ces performances [LOP-07] [MAR-11].

Pour remédier au problème causé par les perturbations dans le réseau sur le fonctionnement de la machine, plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature. Ces méthodes peuvent se classer en deux grandes catégories : la première catégorie de méthode basée sur la modification du circuit de puissance, par contre la deuxième basée sur la reconfiguration des algorithmes de commande.

1.3.1 Méthode basée sur le matériel

Les méthodes basées sur le matériel impliquent la modification du circuit de puissance en ajoutant des circuits supplémentaires dite circuits de limitation de tension. Chaque circuit est capable d'agir contre les perturbations de tension avec des degrés différents. On décrira dans les sections qui suivent les principaux circuits additionnels.

a) Crowbar

Le crowbar est un circuit de limitation de tension placé en parallèle entre le rotor et le convertisseur côté machine comme l'illustre la figure 1.4. Généralement, il est composé de trois interrupteurs bidirectionnels et des résistances de dissipation. Le système de contrôle crowbar relie la résistance de crowbar si nécessaire et la désactive pour reprendre le contrôle MADA[PAN-10]. Durant l'apparition du creux de tension, le crowbar est activé et le courant rotorique est détourné du convertisseur côté machine. La Clé de cette solution est de limiter le courant dans le rotor et la tension élevée dans le bus continu. Généralement les signaux de commande du crowbar sont activés en détectant un signal sur le courant ou bien un signal sur la tension ou encore une surintensité de courant ou bien une surtension dans le convertisseur côté rotor [PEN-10]. Ce dernier a des limites de tension et de courant qui ne doivent pas être dépassées. La tension du bus continue peut être aussi utilisée comme variable de commande pour le déclenchement du crowbar [CHA-14].

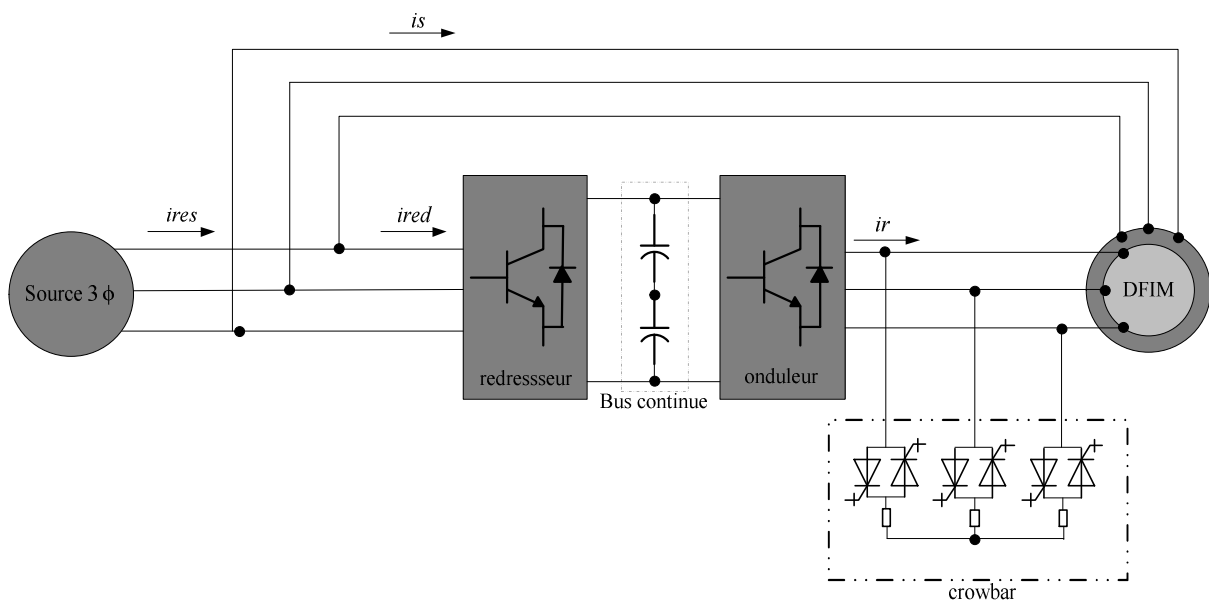


Figure 1.4 Structure de la MADA avec Crowbar.

b) Circuit de limitation de tension du bus continue

Le circuit de limitation de tension du bus continue est un hacheur monter en parallèle avec le bus continue comme le montre la figure 1.5 qui sert à limiter la surcharge durant le creux de tension et à dissiper l'énergie supplémentaire. Cela permet de protéger les interrupteurs du convertisseur côté rotor contre les surtensions, sans aucun effet sur le courant rotorique [YAN-10] [KEA-13].

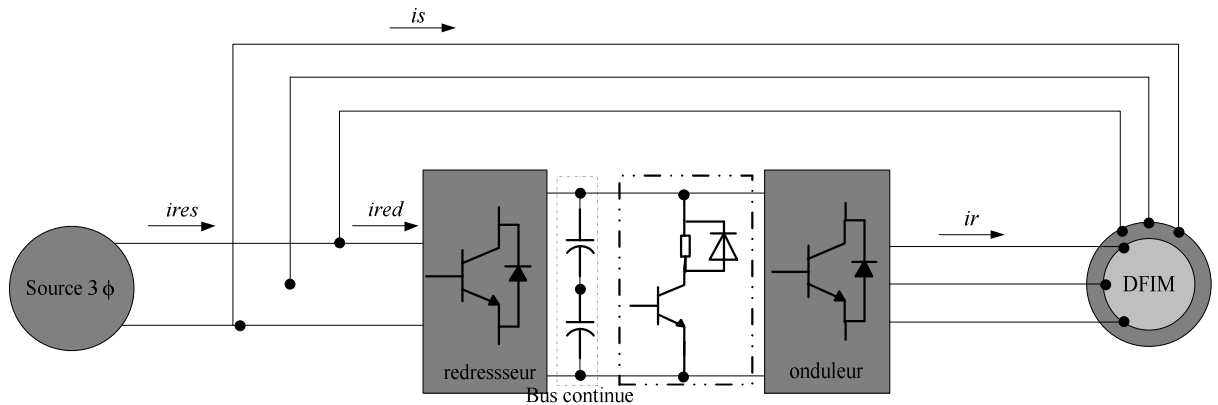


Figure 1.5 Circuit de limitation de tension du bus continu.

c) Convertisseur série (Series grid converter)

L'une des solutions proposées pour améliorer le fonctionnement de la machine durant un creux de tension est d'ajouter un convertisseur en série avec les enroulements statoriques afin de donner un accès direct au flux statorique. Parmi plusieurs topologies de connexion de ce convertisseur, on représente la plus répandue dans la littérature là où le convertisseur additionnel est connecté au stator à travers un transformateur comme le montre la figure 1.6. Ici le primaire du transformateur est connecté en série avec les enroulements statoriques et le secondaire est connecté à la sortie du convertisseur série.

Un creux de tension statorique produit une composante oscillatoire dans le flux statorique à son tour crée des oscillations dans la force électromagnétique du rotor. Des tensions élevées sont ainsi induites dans les enroulements du rotor qui vont à leurs tours provoquées des courants excessifs dans le rotor [FLA-08].

Le convertisseur série est contrôlé en deux modes. Durant le fonctionnement normal, le convertisseur est inactif. Durant un creux de tension, le convertisseur série est activé et contrôlé. Les lois de commande du convertisseur série sont développées de telle manière qu'on agit sur la valeur du flux statorique afin d'éliminer les méfaits du creux de tension dans la force électromagnétique du rotor.

L'inconvénient majeur du convertisseur série est l'augmentation du coût et la complexité due a la présence d'un convertisseur additionnel.

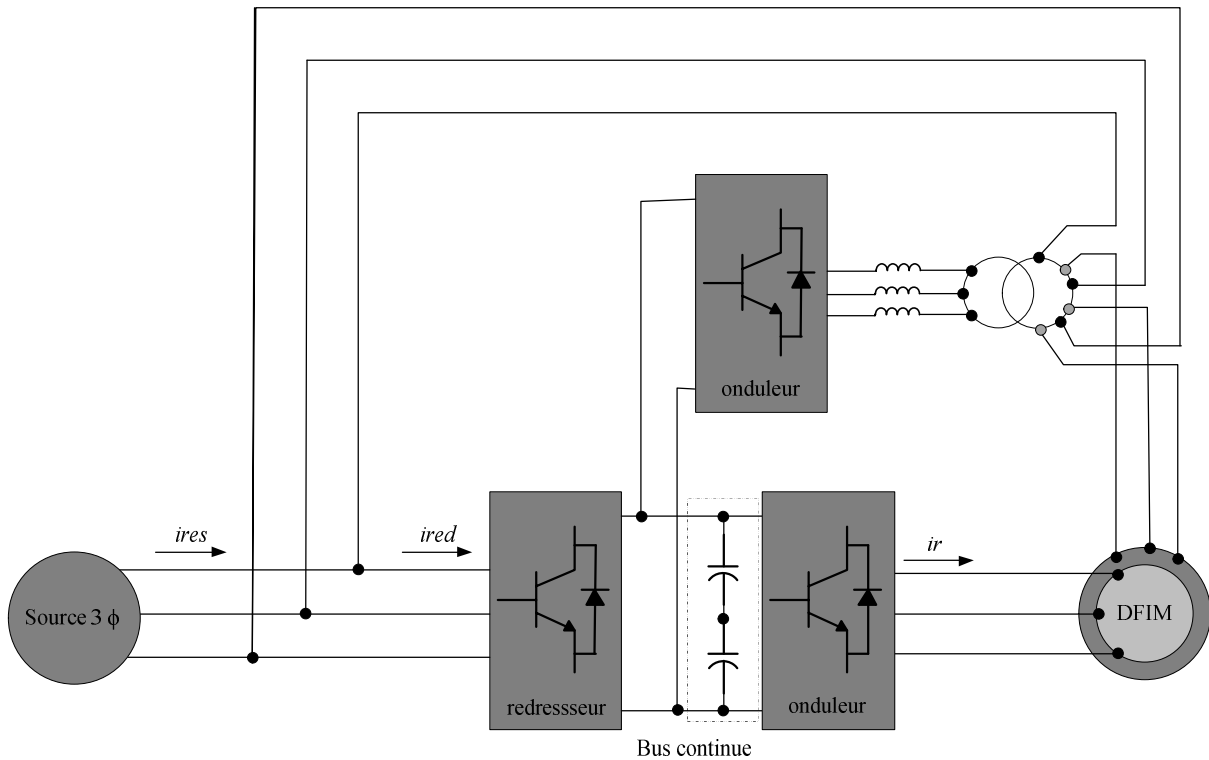


Figure 1.6 MADA avec convertisseur série.

1.3.2 Méthode basée sur l'algorithmique

a) Méthode basée sur l'orientation de la tension

[RIO-96], [SON-99], [SUH-06], [ETX-07], [MER-12] proposent une commande a orientation de la tension appliquée au redresseur à MLI alimenté par un réseau déséquilibré afin d'avoir des courants réseau sinusoïdaux et une tension continue sans ondulations provoquée par le déséquilibre. En se basant sur la théorie des composantes symétrique, un système triphasé déséquilibré peut se décomposer en deux systèmes : l'un direct et l'autre inverse. En fait, l'idée est d'établir une loi de commande utilisant le modèle complet du redresseur à MLI tout en respectant les consignes de puissance active P et réactive Q . Il faut chercher les quatre composantes du courant I_d^+ , I_q^+ , I_d^- et I_q^- nécessaires pour obtenir un fonctionnement correct du pont redresseur à MLI alimenté par un réseau déséquilibré. Ainsi, On peut contrôler le système à partir de ces quatre équations qui permettent de fournir un courant de référence qui sera utilisé comme entrée du régulateur du courant.

Le premier critère de commande est la valeur de la puissance active échangée avec le réseau. L'expression de la puissance active moyenne P_o dans le repère de Park directe et inverse est donnée par (1-1).

$$\frac{2}{3}P_o = E_d^+ I_d^+ + E_q^+ I_q^+ + E_d^- I_d^- + E_q^- I_q^- \quad (1-1)$$

La puissance active moyenne est délivrée à l'étage continu du redresseur à MLI et détermine le niveau de la tension continue à la sortie. La puissance active moyenne à l'entrée du redresseur à MLI représente la puissance consommée par la charge et les pertes dans le filtre et dans le convertisseur. On peut écrire donc :

$$\frac{3}{2}P_o = f_1(I_d^+, I_q^+, I_d^-, I_q^-) \quad (1-2)$$

Les tensions $(E_d^+, E_q^+, E_d^-, E_q^-)$ dans le repère de Park direct et inverse sont déterminées à partir des tensions mesurées du réseau.

Le deuxième critère de commande détermine la puissance réactive moyenne. L'expression de la puissance réactive Q_o dans le repère de Park direct et inverse est montrée dans l'équation (1-3).

$$\frac{2}{3}Q_o = (E_q^+ I_d^+ - E_d^+ I_q^+ + E_q^- I_d^- - E_d^- I_q^-) \quad (1-3)$$

La puissance réactive moyenne échangée entre la source et le convertisseur détermine le facteur de puissance. Un facteur de puissance unitaire implique $Q_o = 0$.

$$Q_o = f_2(I_d^+, I_q^+, I_d^-, I_q^-) = 0 \quad (1-4)$$

Le troisième et le quatrième critère de commande sont réservés tous les deux pour les termes oscillants de la puissance active instantanée. Les termes oscillants de la puissance active instantanée sont à l'origine de la génération des harmoniques dans la tension continue à la sortie du convertisseur et aussi dans les courants à l'entrée du convertisseur. Le but du troisième et le quatrième critère de commande est de maintenir la puissance active instantanée constante sans aucune oscillation. De ce fait si l'on annule les termes oscillants, l'harmonique 2 est automatiquement rejeté. Pour cela il est impératif d'imposer les valeurs des termes P_{c2} et P_{s2} à zéro.

$$P_{c2} = f_3(I_d^+, I_q^+, I_d^-, I_q^-) = 0 \quad (1-5)$$

$$P_{c2} = f_4(I_d^+, I_q^+, I_d^-, I_q^-) = 0 \quad (1-6)$$

Les quatre critères de commande (f_1, f_2, f_3, f_4) constituent un système d'équation linéaire à quatre inconnues. Ce sont les quatre composantes du courant du système triphasée équilibrée, directe et inverse dans le repère de Park direct et inverse respectivement ($I_d^+, I_q^+, I_d^-, I_q^-$), qui peuvent s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$F(X) = \begin{bmatrix} f_1(I_d^+, I_q^+, I_d^-, I_q^-) \\ f_2(I_d^+, I_q^+, I_d^-, I_q^-) \\ f_3(I_d^+, I_q^+, I_d^-, I_q^-) \\ f_4(I_d^+, I_q^+, I_d^-, I_q^-) \end{bmatrix} = 0 \quad (1-7)$$

Où

$$X = \begin{bmatrix} I_d^+ \\ I_q^+ \\ I_d^- \\ I_q^- \end{bmatrix} \quad (1-8)$$

Il suffit donc de mesurer les tensions réseau et d'en déduire les courants de référence à imposer pour vérifier les critères posés dans l'équation (1-9).

$$\begin{bmatrix} I_d^+ \\ I_q^+ \\ I_d^- \\ I_q^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_d^+ & E_q^+ & E_d^- & E_q^- \\ E_q^+ & -E_d^+ & -E_q^- & E_d^- \\ E_q^- & -E_d^- & -E_q^+ & E_d^+ \\ E_d^- & E_q^- & E_d^+ & E_q^+ \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} P_o \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1-9)$$

Après la résolution du système matricielle, on trouve les courants de référence. Deux régulateurs de courant séparés et indépendants fonctionnant dans le repère tournant direct et inverse sont utilisés. La figure 1.3 illustre le schéma de la commande.

Les mêmes commandes citées précédemment ont été développées pour la commande du convertisseur côté machine de la MADA [HU-09] [HU-13]. La commande à orientation du flux statorique est adoptée pour la commande de la MADA. Les puissances actives et réactives sont écrites en fonction des courants rotoriques et le flux de la machine, puis les courants rotoriques de référence sont calculés à partir des équations de puissance selon les objectifs visés tels que l'élimination des harmoniques des courants rotoriques, des courants statoriques équilibrés et sinusoïdaux, éliminations des oscillations de la puissance active et réactive et finalement avoir une puissance réactive et un couple électromagnétique constant [PAR-13] [NIA-11].

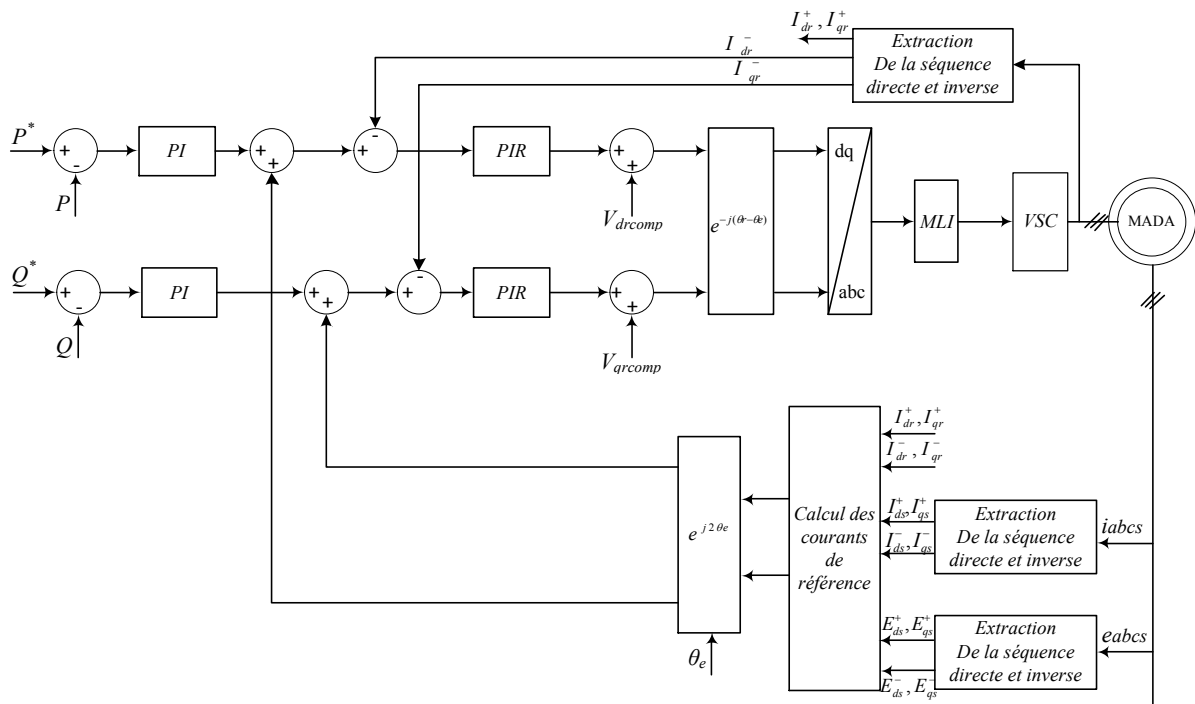


Figure 1.9 Schéma bloc de la commande de la MADA.

Les méthodes basées sur l'orientation de la tension donnent de bons résultats sous un réseau idéal et pour un réseau perturbé, mais présente un inconvénient celui du calcul des paramètres des régulateurs surtout dans le cas d'utilisation des termes résonant en parallèle avec le régulateur PI [NIA-14] [CHE-17].

b) Méthode basée sur la commande directe de puissance (DPC)

Inversement à la commande VOC, la commande DPC présente l'avantage de robustesse. Pour cette raison là, les chercheurs sont intéressés par cette dernière et essaient de trouver des solutions au problème des perturbations réseau [IWA-16]. [SAN-08] [ABA-10] [MER-15] introduit une commande DPC améliorée pour le contrôle des deux convertisseurs

côté réseau et côté machine sous un réseau déséquilibré. Deux objectives sont mentionnées : avoir un couple électromagnétique constant ou bien des courants réseaux sinusoïdaux et équilibrés. L'idée repose sur le calcul des puissances de compensation et l'additionner à la puissance de référence puis les comparées avec les puissances instantanées. Les puissances de compensation sont calculées selon l'objectif voulu. Ce calcul sera développé dans ce travail. [SHA-11] , [ELO-07] Suit la même philosophie et applique la DPC sur un redresseur à MLI avec un nouveau objectif :avoir une puissance active constante, puis une succession de recherche dans le même contexte ont été traitées par [SHA-12] qui combinent les méthodes de régulation avancées avec la DPC telle que le mode de glissement. La remarque la plus pertinente dans tous ces travaux de recherches révèle que le cas où la tension portant des harmoniques ainsi que les convertisseurs multi-niveaux n'ont pas été pris en compte.

1.4 Conclusion

Un bref aperçu sur le système a étudié a été décrit dans ce chapitre afin de bien pouvoir mettre en garde notre problématique, qui concerne la présence d'une perturbation dans le réseau et ces méfaits sur le fonctionnement du système. En cherchant dans la littérature, plusieurs idées ont été proposées envisageant des solutions portant sur la modification du circuit de puissance et sur la reconfiguration des algorithmes de commande classique bien adoptés à la perturbation réseau.

Chapitre 2

Modélisation de la Cascade Redresseur-Onduleur-Machine

2.1 Introduction

Le présent chapitre décrit la structure générale à étudier dans cette thèse, puis entame la modélisation des différentes parties de la cascade. Cette étape fondamentale nous a aidé à élaborer des techniques de commande adéquates pour les deux convertisseurs en commençant par la modélisation de la machine à double alimentation puis le convertisseur à trois niveaux à structure NPC.

2.2 Structure du système étudié

Comme signaler précédemment, on s'intéresse dans notre étude à la cascade où la machine est alimentée seulement au rotor, le stator est connecté directement au réseau. Cette structure possède les avantages suivants :

- ✓ gamme de vitesse autour de (-30% à + 30%) de la vitesse de synchronisme.
- ✓ réduction de la taille des convertisseurs.
- ✓ commande indépendante de la puissance active et réactive échangée avec le réseau.

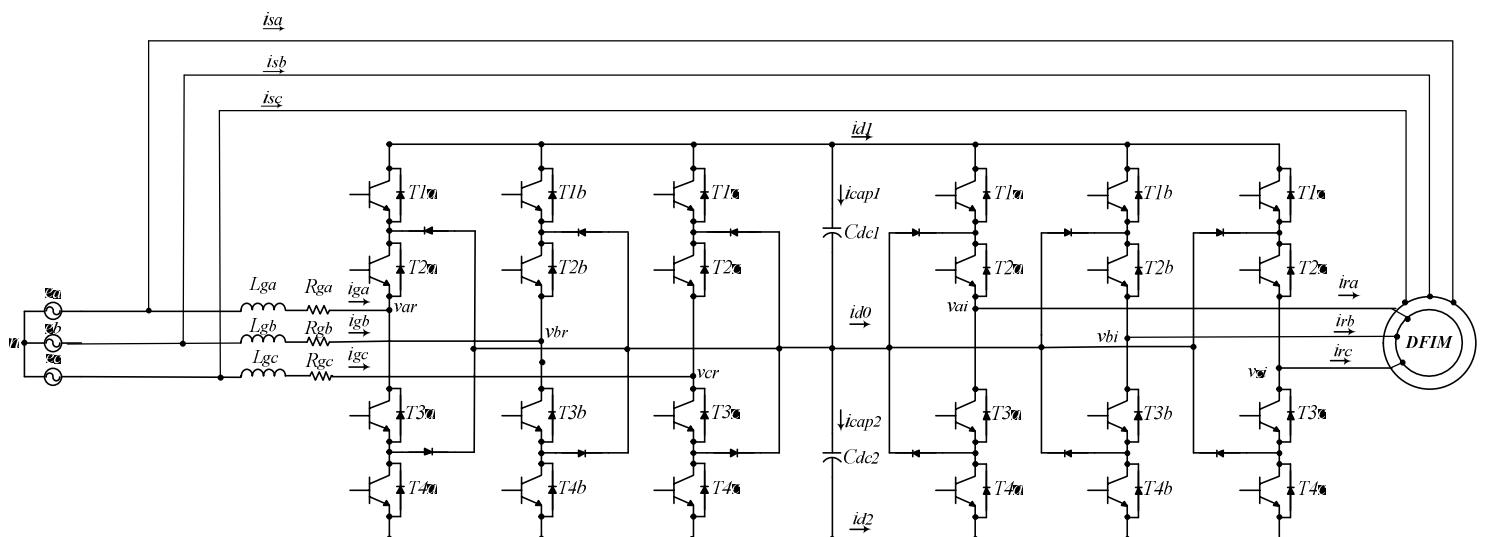


Figure 2.1 Structure de la cascade.

La machine asynchrone à double alimentation (MADA) est composée, comme toute machine à courant alternatif, d'un stator et d'un rotor. Le stator est identique à celui d'une

machine asynchrone classique. Le rotor est constitué d'enroulements triphasés connectés en étoiles dont les trois phases sont reliées à un système de contacts glissants [CHA-10].

Prenant comme référence la vitesse du synchronisme de la machine (ω_s), la MADA peut fonctionner dans deux régimes hypo-synchrones et hyper-synchrones. Dans les deux régimes, la machine peut fonctionner en mode moteur ou en mode génératrice [DEN-10]. L'écoulement des puissances statoriques et rotoriques pour chaque régime est résumé dans le tableau 2.1.

Tableau 2.1. Mode de fonctionnement de la MADA.

Hypo-synchrone ($\omega_s < \omega_m$) $g > 0$	Moteur	Ps	Réseaux \rightarrow stator
		Pr	Rotor \rightarrow Réseaux
	Génératrice	Ps	Stator \rightarrow Réseaux
		Pr	Réseaux \rightarrow Rotor
Hyper synchrone ($\omega_s > \omega_m$) $g < 0$	Moteur	Ps	Réseaux \rightarrow Stator
		Pr	Réseaux \rightarrow Rotor
	Génératrice	Ps	Stator \rightarrow Réseaux
		Pr	Rotor \rightarrow Réseaux

2.3 Modèle de la MADA

Les équations de la machine peuvent être développées en considérant une machine idéale en tenant en compte les hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✓ L'entrefer constant.
- ✓ L'effet des encoches négligé.
- ✓ Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- ✓ L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte.
- ✓ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- ✓ Les pertes ferromagnétiques négligeables.

2.3.1 Modélisation de la MADA dans le repère ABC

La figure 2.2 rappelle la position des axes des phases statoriques et rotoriques dans l'espace électrique

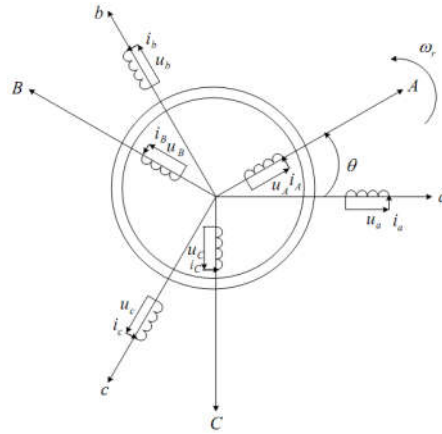


Figure 2.2 Représentation simplifiée de la MADA.

Les tensions statoriques peuvent être exprimées par :

$$\begin{cases} e_{sa} = \frac{d\psi_{sa}}{dt} + i_{sa}R_s \\ e_{sb} = \frac{d\psi_{sb}}{dt} + i_{sb}R_s \\ e_{sc} = \frac{d\psi_{sc}}{dt} + i_{sc}R_s \end{cases} \quad (2-1)$$

Et les tensions rotoriques par

$$\begin{cases} e_{ra} = \frac{d\psi_{ra}}{dt} + i_{ra}R_r \\ e_{rb} = \frac{d\psi_{rb}}{dt} + i_{rb}R_r \\ e_{rc} = \frac{d\psi_{rc}}{dt} + i_{rc}R_r \end{cases} \quad (2-2)$$

Où

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} sont les courants statoriques ; i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} sont les courants rotoriques ;

e_{sa}, e_{sb}, e_{sc} les tensions statoriques e_{ra}, e_{rb}, e_{rc} les tensions rotoriques ; $\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc}$ les flux statoriques $\psi_{ra}, \psi_{rb}, \psi_{rc}$ les flux rotoriques. R_s, R_r sont les résistances statoriques et rotoriques respectivement.

2.3.2 Modélisation dans le repère dq tournant de la MADA

La machine est représentée par son modèle de Park dont les équations sont établies dans un référentiel où les puissances sont conservées[MER-15].

Les équations de la MADA dans un repère tournant à la vitesse électrique ω_s et pour un rotor tournant à une vitesse électrique de $p\Omega$ sont données comme suit.

$$\begin{cases} E_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\ E_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \end{cases} \quad (2-3)$$

$$\begin{cases} E_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\psi_{sq} \\ E_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\psi_{sd} \end{cases} \quad (2-4)$$

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \\ \psi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \end{cases} \quad (2-5)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par

$$T_{em} = p(\psi_{sd} I_{sq} - \psi_{sq} I_{sd}) = L_m p(I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr}) = p(\psi_{dr} I_{qr} - \psi_{qr} I_{dr}) \quad (2-6)$$

Les puissances actives et réactives statoriques sont :

$$\begin{cases} P_s = (E_{sd} I_{sd} + E_{sq} I_{sq}) \\ Q_s = (E_{sq} i_{sd} - E_{sd} I_{sq}) \end{cases} \quad (2-7)$$

Les puissances actives et réactives rotoriques

$$\begin{cases} P_r = (E_{rd} I_{rd} + E_{rq} I_{rq}) \\ Q_r = (E_{rq} i_{rd} - E_{rd} i_{rq}) \end{cases} \quad (2-8)$$

2.4 Convertisseur a trois niveaux à structure NPC

Le convertisseur a trois niveaux à structure NPC est largement recommandée dans les applications de grands puissance. Il contient de multiples avantages comme : le fonctionnement a tension élevée, minimum de THD de tension, réduction de l'interférence électromagnétique. Dans cette section on décrira sa structure et son fonctionnement.

Dans le convertisseur NPC à trois niveaux, chaque bras est composé de quatre interrupteurs à semi-conducteur et deux capacités chargées à une tension ($u_{dc}/2$) [BUE-05]. Lorsque la tension dans les deux capacités est équilibrée, la tension maximale de blocage appliquée à chaque interrupteur est la même au borne de l'une des deux capacités, à cause des diodes de clamping [Kol-06].

La structure d'un bras du convertisseur à trois niveaux à NPC est représentée dans la figure 2.3. La tension d'entrée u_{dc} est divisée d'une manière équivalente entre les deux capacités C_{dc1} et C_{dc2} . Cette topologie utilise la tension dans les deux capacités u_{dc1} et u_{dc2} pour générer trois niveaux différents à sa sortie par rapport au point M. ($u_{dc}/2$, 0 et $-u_{dc}/2$). La tension positive ($u_{dc}/2$) est obtenue en fermant les deux interrupteurs T1x et T2x. Pour une tension nulle à la sortie, on fait fermer les interrupteurs T2x et T3x. Cependant les

interrupteurs T3x et T4x sont commandés pour générer une tension de sortie égale à $(-u_{dc}/2)$. Les états de conduction du convertisseur sont résumés dans le tableau 2.2. Il est bien noté que l'interrupteur T1x conduit que si $u_{RM}=u_{dc}/2$, tandis que l'interrupteur T2x est utilisé pour basculer entre $(u_{dc}/2$ et 0). Le même raisonnement est déployé sur la tension négative $(-u_{dc}/2$ et 0) avec les interrupteurs T3x et T4x.

Tableau 2.2 Etats des interrupteurs et tension de sortie respective.

Tension de sortie	Etas des interrupteurs			
	T1x	T2x	T3x	T4x
$u_{dc}/2$	1	1	0	0
0	0	1	1	0
$-u_{dc}/2$	0	0	1	1

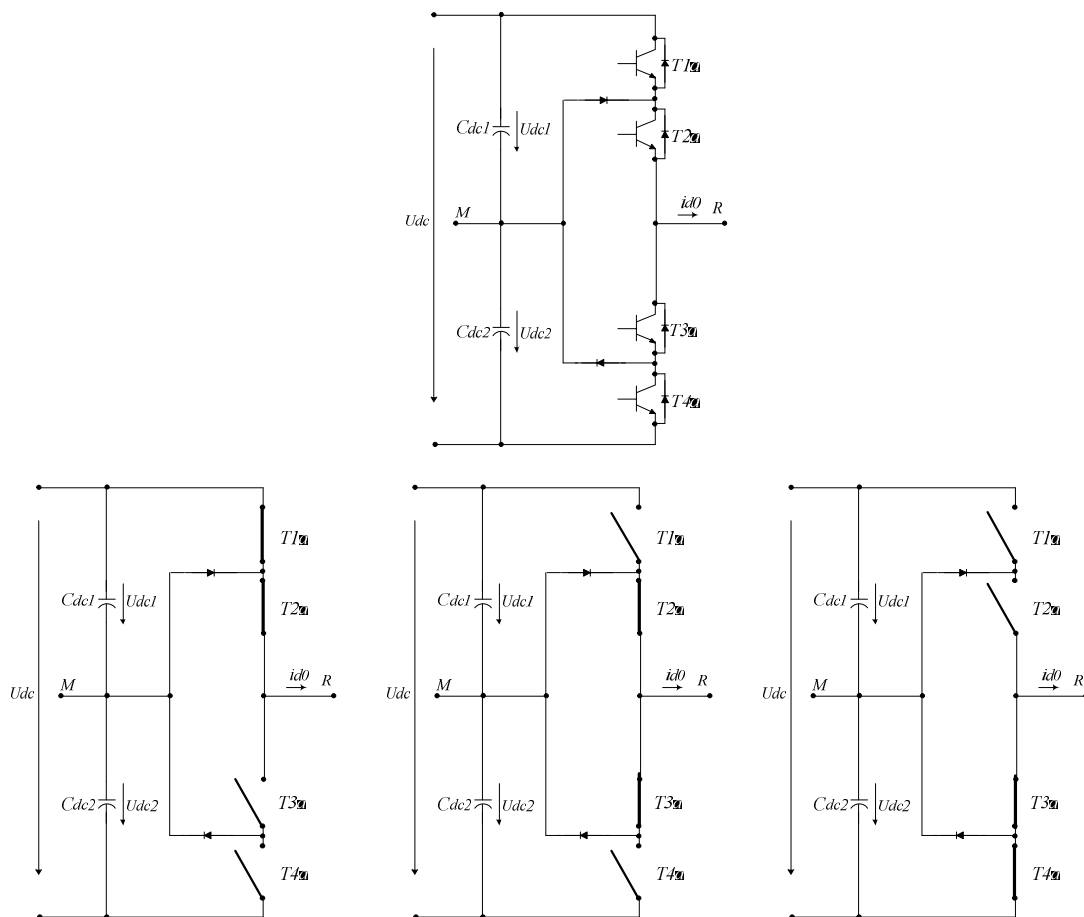


Figure 2.3 Les différentes configurations possibles pour un bras k de l'onduleur.

On peut simplifier le schéma du convertisseur comme le montre la figure 2.4 dont les quatre interrupteurs de chaque phase sont remplacés par un seul commutateur équivalent à trois états : positif (P), zéro (O) et négatif (N) [KOL-06] :

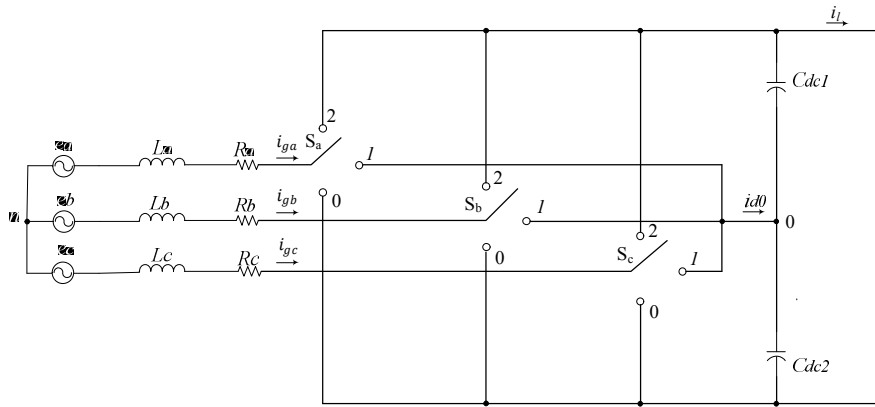


Figure 2.4 Schéma simplifié du convertisseur a trois niveaux.

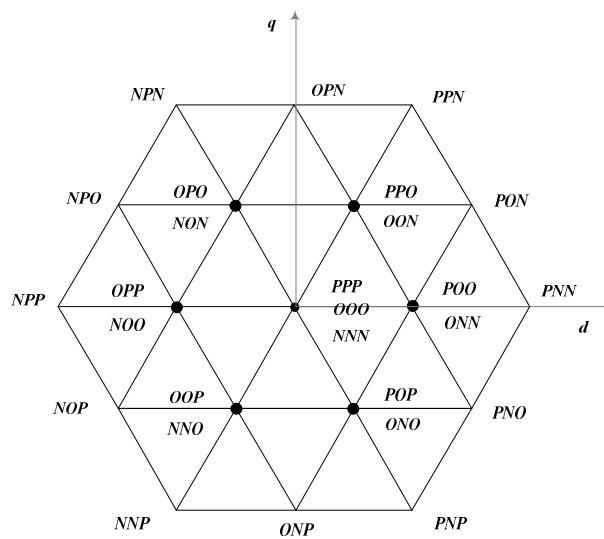


Figure 2.5 Diagramme vectoriel du convertisseur à trois niveaux.

2.5 Modélisation du convertisseur côté réseau

Le schéma du circuit étudié est apparaît sur la figure 2.6. On note les tensions du réseau, e_a , e_b et e_c et les courants du réseau i_{ga} , i_{gb} et i_{gc} .

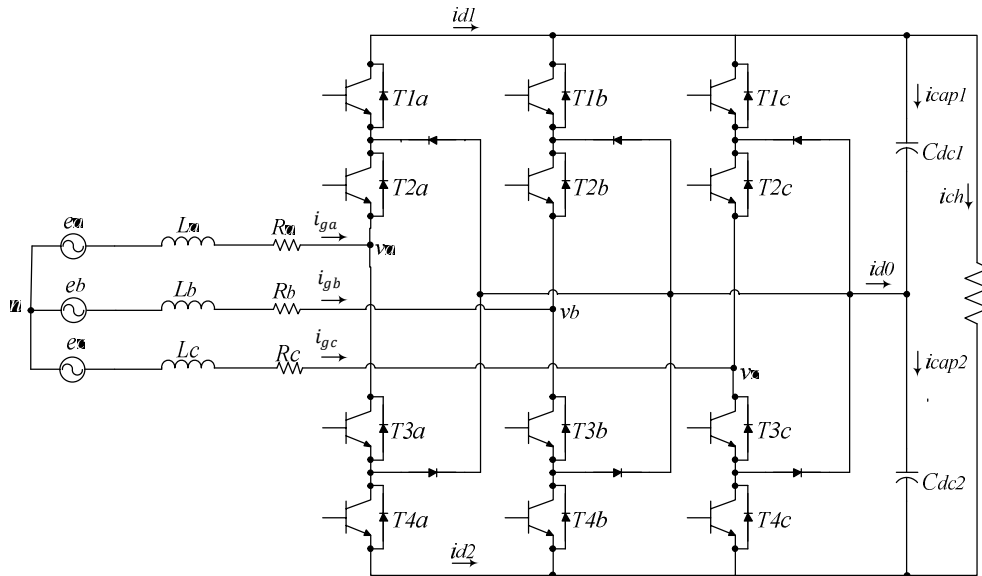


Figure 2.6 structure du convertisseur côté réseau.

Le réseau, modélisé par une source de tension en série avec une inductance, se comporte comme une source de courant. En outre, l'inductance du réseau étant de faible valeur et communément inconnue. Elle est généralement insuffisante pour atténuer l'ondulation due au fonctionnement en découpage du redresseur à MLI. Il est nécessaire d'ajouter une inductance plus importante en série. Cela permet de plus de pouvoir négliger l'inductance du réseau, mal connue, et de réduire les effets de ses variations [YAC-04]. L'ensemble de la tension réseau et du filtre en série avec l'inductance réseau représente donc une source de courant [YAZ-05].

Du côté continu, deux capacités servent de source de tension. La charge du côté continu est représentée par une résistance R_{dc} en parallèle avec les deux capacités $C_{dc1,2}$. Où :

- $R_{a,b,c}$: Résistance de ligne
- $L_{a,b,c}$: inductance de ligne
- T_{ax}, T_{bx}, T_{cx} : interrupteurs (IGBTs avec diode en anti-parallèle)
- D_{ax}, D_{bx}, D_{cx} : diodes de clamping
- $C_{dc1,2}$: capacité du bus continu

On définit la fonction de commutation pour la phase "a" comme suit :

$$S_a = \begin{cases} 2, T_{a1} \text{ et } T_{a2} \text{ ouverte, } T_{a3} \text{ et } T_{a4} \text{ fermée;} \\ 1, T_{a2} \text{ et } T_{a3} \text{ ouverte, } T_{a1} \text{ et } T_{a4} \text{ fermée;} \\ 0, T_{a3} \text{ et } T_{a4} \text{ ouverte, } T_{a1} \text{ et } T_{a2} \text{ fermée;} \end{cases} \quad (2-9)$$

S_b, S_c sont définis de la même manière.

Les équations des courants de phase sont déterminées à partir de la figure 2.6 telles que [MER-13]:

$$\begin{cases} L_a \cdot \frac{di_{ga}(t)}{dt} + R_a \cdot i_{ga}(t) = e_a(t) - u_a(t) \\ L_b \cdot \frac{di_{gb}(t)}{dt} + R_b \cdot i_{gb}(t) = e_b(t) - u_b(t) \\ L_c \cdot \frac{di_{gc}(t)}{dt} + R_c \cdot i_{gc}(t) = e_c(t) - u_c(t) \end{cases} \quad (2-10)$$

Remplaçant les tensions à l'entrée du redresseur par leurs valeurs en fonction de la tension continue et la fonction de commutation on obtient [SEM-07] :

$$\begin{cases} e_a = L_a \cdot \frac{di_{ga}}{dt} + R_a \cdot i_{ga} + S_{a1} \cdot u_{dc1} - S_{a2} \cdot u_{dc2} + u_{n0} \\ e_b = L_b \cdot \frac{di_{gb}}{dt} + R_b \cdot i_{gb} + S_{b1} \cdot u_{dc1} - S_{b2} \cdot u_{dc2} + u_{n0} \\ e_c = L_c \cdot \frac{di_{gc}}{dt} + R_c \cdot i_{gc} + S_{c1} \cdot u_{dc1} - S_{c2} \cdot u_{dc2} + u_{n0} \end{cases} \quad (2-11)$$

Ou

$$u_{n0} = -\frac{1}{3}(S_{a1} + S_{b1} + S_{c1})u_{dc1} + \frac{1}{3}(S_{a2} + S_{b2} + S_{c2})u_{dc2} \quad (2-12)$$

La tension continue au borne des deux capacités peut être exprimée par :

$$\begin{cases} C_{dc} \frac{du_{dc1}}{dt} = S_{a1} \cdot i_{ga} + S_{b1} \cdot i_{gb} + S_{c1} \cdot i_{gc} - i_{ch} \\ C_{dc} \frac{du_{dc2}}{dt} = -S_{a2} \cdot i_{ga} - S_{b2} \cdot i_{gb} - S_{c2} \cdot i_{gc} - i_{ch} \end{cases} \quad (2-13)$$

Dans le cas d'un système triphasé équilibré et sans composante homopolaire. Si les résistances sont équilibrées, i.e. $R_a = R_b = R_c = R$, ainsi que les inductances, i.e., $L_a = L_b = L_c = L$, le passage au repère tournant à l'aide de la transformation de Park permet l'obtention des équations suivantes :

$$\begin{cases} E_d - u_d = L \frac{I_{gd}}{dt} + RI_{gd} - \omega LI_{gq} \\ E_q - u_q = L \frac{I_{gq}}{dt} + RI_{gq} - \omega LI_{gd} \end{cases} \quad (2-14)$$

Dans le repère dq, le couplage entre le courant i_{gd} (suivant l'axe direct) et le courant i_{gq} (sur l'axe en quadrature) apparaît car les équations sont écrites dans le repère tournant .

Chapitre 3

Commande de la Cascade Redresseur-Onduleur-Machine

3.1 Introduction

On a vu dans le chapitre précédent, le montage de la cascade ainsi que la modélisation des différentes parties de la cascade.

Dans ce chapitre, on s'intéressera à la commande de la cascade (le convertisseur côté réseau et le convertisseur côté machine). Parmi plusieurs méthodes qui ont été proposées à travers la littérature pour la commande de la cascade à base de la MADA, nous nous intéresseront à la commande de ce dernier en visant le contrôle des puissances actives et réactives injectées au réseau comme commande éloignée des convertisseurs et la commande à modulation vectorielle comme une commande rapprochée.

3.2 Commande de la MADA

3.2.1 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique

En vue de la commande vectorielle de cette machine, il convient de choisir un référentiel lié au champ tournant. Le repère de Park serait, de ce fait, synchronisé avec le flux statorique [DEN-10][GHE-10].

En adoptant l'hypothèse que la résistance statorique R_s est négligeable et que le flux statorique est constant et orienté selon l'axe d, on déduit :

$$\begin{cases} \psi_{sd} = \psi_s \\ \psi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (3-1)$$

Donc on peut constater

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{sd}}{dt} = 0 \\ \frac{d\psi_{sq}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (3-2)$$

$$\begin{cases} \psi_s = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ 0 = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \end{cases} \quad (3-3)$$

$$\begin{cases} \psi_{rd} = L_r I_{rd} + \frac{L_m}{L_s} \psi_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r I_{rq} \end{cases} \quad (3-4)$$

En posant $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ (coefficient de dispersion), les composantes directes et en quadrature des tensions de la MADA s'écrivent.

$$\begin{cases} E_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} = 0 \\ E_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \psi_{sd} = \omega_s \psi_{sd} \end{cases} \quad (3-5)$$

$$\begin{cases} E_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} - e_q \\ E_{rq} = R_r I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + e_d + e_\phi \end{cases} \quad (3-6)$$

$$\begin{cases} e_q = -\omega_r \sigma L_r I_{rq} \\ e_d = \omega_r \sigma L_r I_{rd} \end{cases} \quad (3-7)$$

$$e_\phi = \omega_r \frac{L_m}{L_s} \psi_s \quad (3-8)$$

A partir des équations (3-1) et (3-2), les courants statoriques peuvent être exprimés en fonction des courants rotoriques comme suit:

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\psi_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} I_{rd} \\ I_{sq} = -\frac{L_m}{L_s} I_{rq} \end{cases} \quad (3-9)$$

L'équation du couple devient

$$T_{em} = -p \psi_s \frac{L_m}{L_s} I_{rq} \quad (3-10)$$

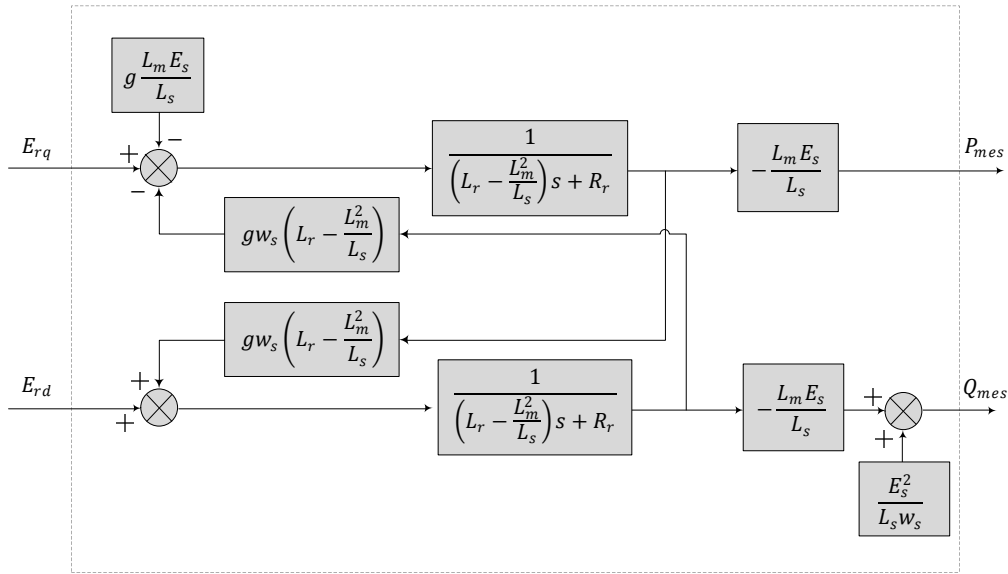


Figure 3.1 Schéma bloc du modèle simplifié de la MADA.

3.2.2 Expression des puissances actives et réactives

L'expression des puissances statoriques est :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} (E_{sd}I_{sd} + E_{sq}I_{sq}) \\ Q_s = \frac{3}{2} (E_{sq}I_{sd} - E_{sd}I_{sq}) \end{cases} \quad (3-11)$$

Et les équations des puissances rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} P_r = \frac{3}{2} (E_{rd}I_{rd} + E_{rq}I_{rq}) \\ Q_r = \frac{3}{2} (E_{rq}I_{rd} - E_{rd}I_{rq}) \end{cases} \quad (3-12)$$

En tenant compte les équations (3.1) et (3.2) on obtient :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} E_{sq}I_{sq} \\ Q_s = \frac{3}{2} E_{sq}I_{sd} \end{cases} \quad (3-13)$$

Remplaçons les courants statoriques par leurs expressions en fonction des courants rotoriques, on obtient les expressions des puissances statoriques en fonction des courants rotoriques :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3L_m}{2L_s} E_{sq} i_{rq} \\ Q_s = -\left(\frac{3L_m}{2L_s} E_{sq} i_{rd} + E_{sq} \frac{3E_{sq}}{2l_s\omega_s}\right) \end{cases} \quad (3-14)$$

$$\begin{cases} P_s = -E_s \frac{L_m}{L_s} I_{rq} \\ Q_s = \frac{v_s \psi_s}{L_s} - \frac{E_s L_m}{L_s} I_{rd} \end{cases} \quad (3-15)$$

En tenant compte de l'orientation du flux statorique, nous pouvons établir un modèle qui tient compte des relations entre les tensions appliquées au rotor de la DFIM et les puissances actives et réactives statoriques.

3.2.3 Commande directe des puissances

La commande directe des puissances consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives. Cette méthode sera appelée méthode directe car les régulateurs de puissance contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.

Son principe est montré dans la figure suivante :

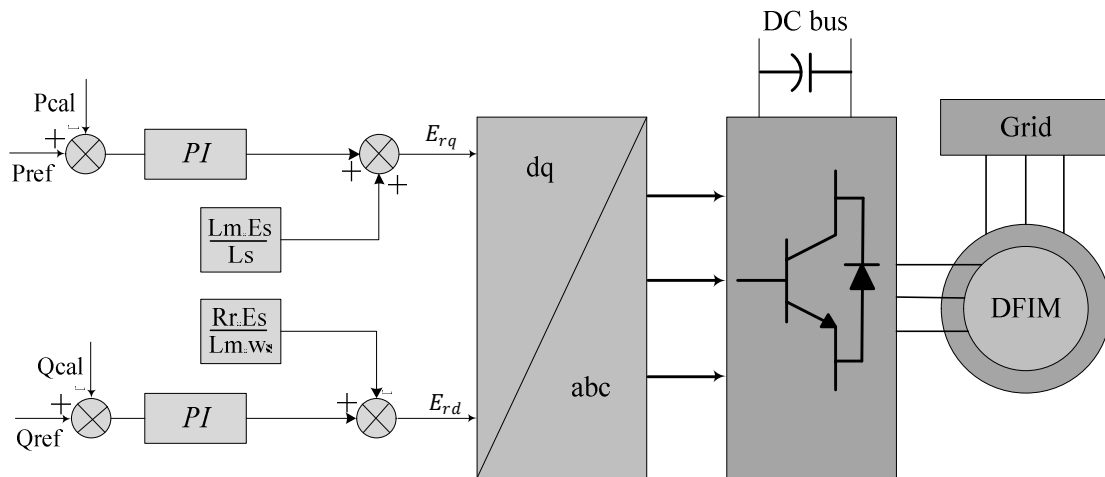


Figure 3.2 Schéma bloc de la commande directe.

3.3 Commande du convertisseur côté réseau

Plusieurs méthodes ont été développées pour contrôler le redresseur a MLI[SEM-07] [BUS-08] ,[ANT-09], [POR-13], qu'on peut les devisés comme suit :

- Commande avec orientation de tension
- La commande DPC avec table de commutation (hystérésis de courant)
- La commande DPC avec modulation vectorielle

Parmi ces méthodes, on va s'intéresser dans ce travail a la commande directe de puissance avec modulation vectorielle DPC-SVM vue les avenages qu'elles offrent.

- Une structure simple et robuste
- Une bonne dynamique
- Fréquence de commutation fixe
- Faible distorsion harmonique des courants

3.3.1 Principe de la DPC-SVM

Dans la commande directe de puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM) les puissances actives et réactives sont utilisées comme variable de contrôle tout comme la DPC classique. Mais au lieu des comparateurs a hystérésis et la table de commutation [KUL-16], on utilise des régulateurs PI dans la boucle de régulation interne et un modulateur vectoriel, qui garantit une fréquence de commutation fixe. La puissance active de référence est générée par le régulateur de tension continue. Pour obtenir un facteur de puissance unitaire, la puissance réactive est maintenue à zéro. Ces valeurs sont comparées avec les valeurs instantanées calculer à partir des tensions et les courants mesurés. Après, les erreurs des puissances sont délivrées au régulateurs PI, qui génère à son tour la tension de référence a appliquée à l'entrée du convertisseur dans les coordonnées dq, puis une transformation $\alpha\beta$ est utilisée pour générer les signaux de commutation par le bloc MLIV.

Sous une tension sinusoïdale et équilibrée, la puissance apparente est donnée par :

$$S_g = P_g + jQ_g = \frac{3}{2} E_{\alpha\beta} \times \hat{I}_{g\alpha\beta} \quad (3-16)$$

Ou

$$E_{\alpha\beta} = E_\alpha + jE_\beta \quad I_{g\alpha\beta} = I_{g\alpha} + jI_{g\beta} \quad (3-17)$$

Après le remplacement des tensions et des courants par leurs valeurs dans (3-16). On obtient la puissance active et réactive sous la forme.

$$P_g = \frac{3}{2}(E_\alpha I_{g\alpha} + E_\beta I_{g\beta}) \quad (3-18)$$

$$Q_g = -\frac{3}{2}(E_\alpha I_{g\beta} - E_\beta I_{g\alpha}) \quad (3-19)$$

Les puissances actives et réactives instantanée sont comparées par leurs références. La puissance active de référence détermine le niveau de tension continue et la puissance réactive contrôle le facteur de puissance[BUS-08].

3.3.2 Notion du Flux Virtuel

La tension de ligne imposée en combinaison avec l'inductance de connexion de ligne sont assumées à être des quantités relatives d'un moteur a courant alternatif virtuel. Ainsi l'estimation du flux virtuel permis de simplifier la commande du redresseur en éliminant les capteurs de tension de ligne [LAR-07] [ZHA-15].

Ainsi, R et L présentent respectivement la résistance statorique et l'inductance de fuite du moteur virtuel et les tensions entre ligne : E_{ab} , E_{bc} , E_{ac} sont induites par un flux d'entrefer virtuel. Autrement dit, l'intégration de la tension de ligne donne le vecteur flux virtuel, dans le repère complexe stationnaire ($\alpha\beta$).

L'équation du flux virtuel peut être présentée sous la forme suivante :

$$\psi_{g\alpha\beta} = \int E_{\alpha\beta} dt \quad (3-20)$$

$$E_{\alpha\beta} = L \frac{di_{g\alpha\beta}}{dt} + RI_{g\alpha\beta} + V_{g\alpha\beta} \quad (3-21)$$

$$\psi_{\alpha\beta} = LI_{g\alpha\beta} + \int (RI_{g\alpha\beta} + V_{g\alpha\beta}) dt \quad (3-22)$$

L'estimation de la puissance instantanée basé sur le flux virtuel nous donne :

$$\begin{cases} P_g = \frac{3}{2}\omega L(\psi_{g\alpha}I_{g\beta} - \psi_{g\beta}I_{g\alpha}) \\ Q_g = \frac{3}{2}\omega L(\psi_{g\alpha}I_{g\alpha} - \psi_{g\beta}I_{g\beta}) \end{cases} \quad (3-23)$$

Le schéma bloc de la commande est illustré dans la figure (3.3).

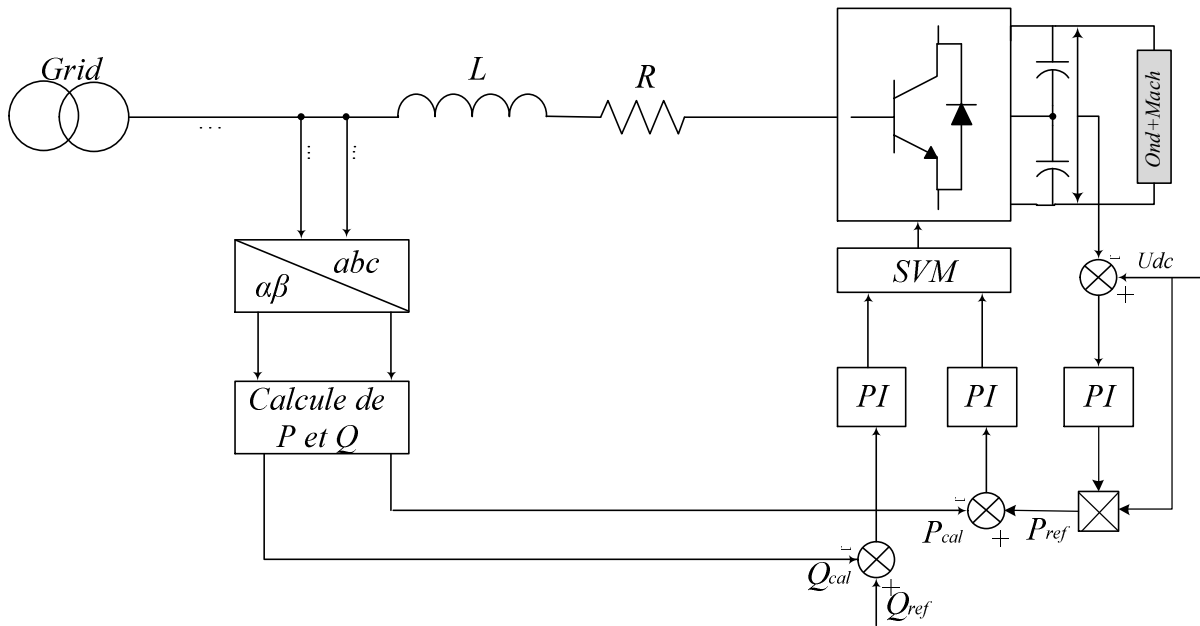


Figure 3.3 Schéma block de la commande DPC-SVM du CCR.

la modulation vectoriel adopté pour ce travail et celle proposé par [LAL-09] vue la simplicité qui offre et sa culpabilité d'équilibrer les source de tension à l'entré du convertisseur en utilisant seulement les vecteurs redondant sans aucun circuit additionnel. pour plus de détaille voir l'annexe A.

3.4 Simulation numérique

La simulation au moyen du logiciel MATLAB Simulink, a permis la validation des algorithmes de commande. Plusieurs tests ont été effectués pour vérifier les performances de chacun de ces deux algorithmes dans différents cas, allant de source idéale à la source perturbée.

3.4.1 Cas d'un réseau équilibré

Dans un premier temps, on a simulé les algorithmes de commande dans le cas d'un système triphasé équilibré. En considérant une MADA de 2MW dont les paramètres sont donnés dans l'annexe B.

Les résultats de simulation de la commande directe de puissance du convertisseur côté réseau dans le cas d'une alimentation équilibrée sont montrés dans les série de figures 3.4 à 3.8. La puissance active de la MADA est maintenue a1MW et la puissance réactive à 0 Var. On constate que le redresseur à MLI fonctionne bien à facteur de puissance unitaire, le

courant absorbé du côté réseau est sinusoïdal, équilibré, et que la tension à la sortie est réglable et constante.

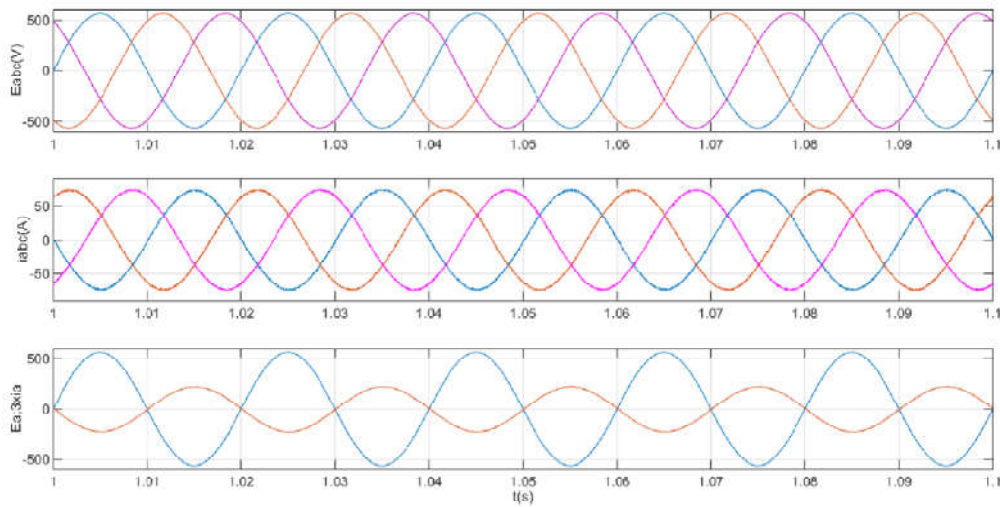


Figure 3.4 de haut enbas: tensions de phase, les courants de ligne, tension et courant de la première phase.

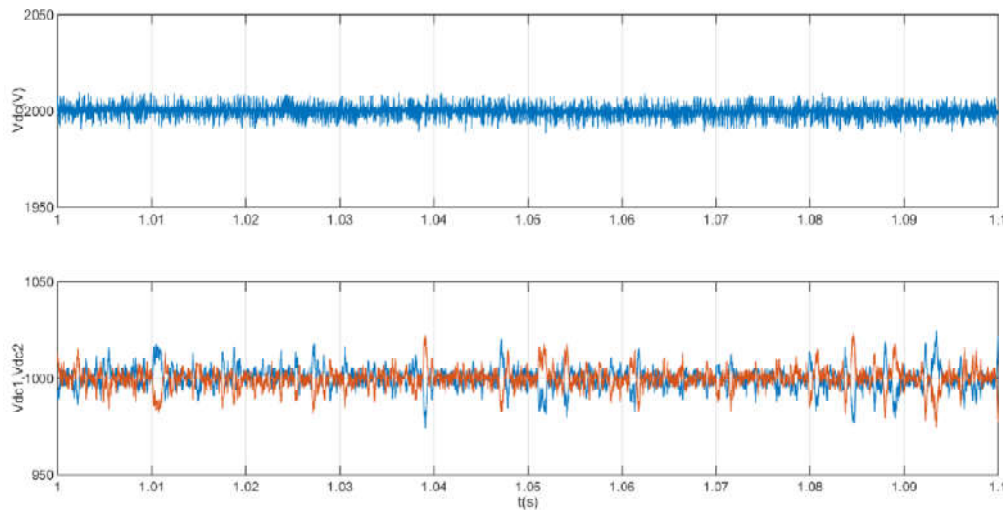


Figure 3.5 Tension continue.

D'après la figure 3.5, il est bien claire que l'algorithme d'équilibrage des sources de tension continue fonctionne correctement est garde la différence a zéro.

Un test de robustesse a été effectué dont une variation de la référence du bus continue a été introduite a l'instant $t=0.8s$. Les résultats sont représentés dans les figures 3.6 et 3.7. D'après les figures, on remarque que la tension continue suit bien sa référence. Les tensions au borne des deux capacités restent égales.

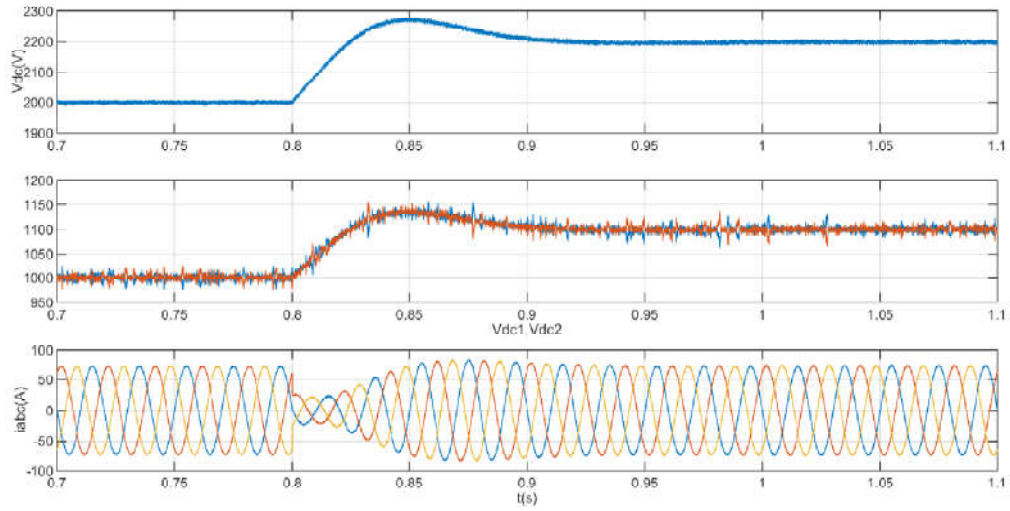


Figure 3.6 de haut en bas: tension continue, tension continue vdc1 et vdc2, courant de ligne.

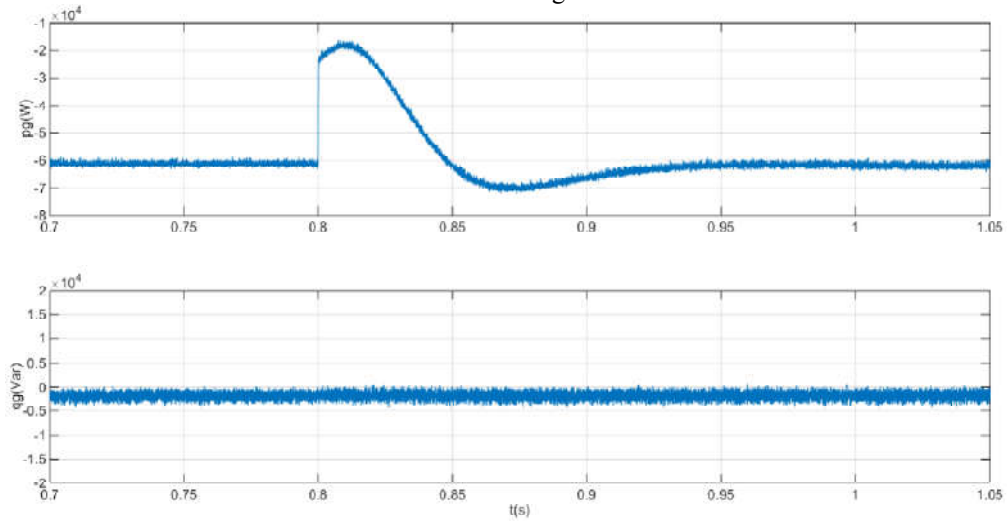


Figure 3.7 Puissance active et réactive côté réseau.

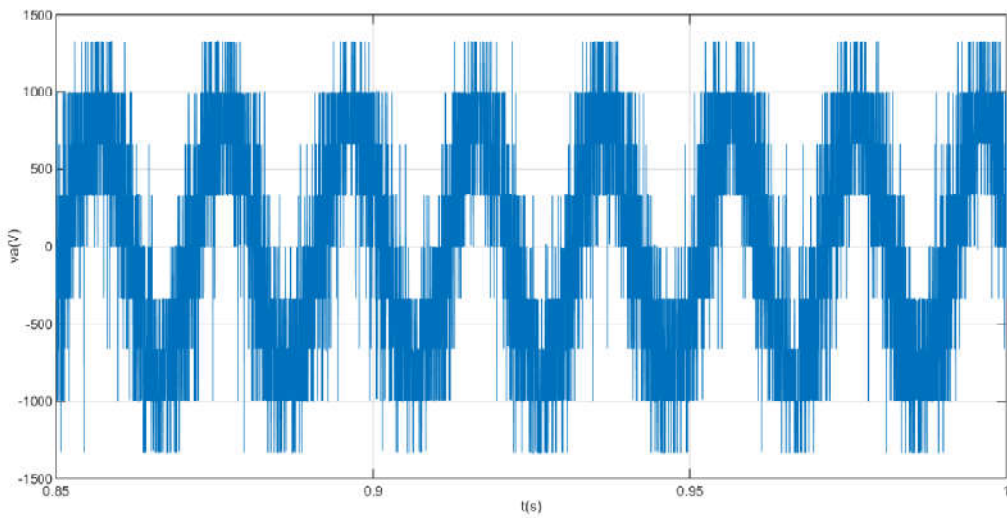


Figure3.8 Tension à l'entrée du redresseur.

Pour bien évaluer les performances de la cascade avec les techniques de commande réalisée, un test de variation de la puissance active et réactive statorique a été effectué dont les résultats sont montrés dans les figures 3.9~ 3.13.

Comme le montre la figure 3.9, les puissances actives et réactives statoriques de la MADA suivent bien les références correspondantes. L'allure de la composante directe et quadrature des courants rotoriques est l'image des puissances actives et réactives comme le montre la figure 3.10. On constate une augmentation dans l'amplitude des courants statoriques avec la variation de la puissance active. La commande est capable d'achevée un facteur de puissance unitaire lorsque la puissance réactive est nulle.

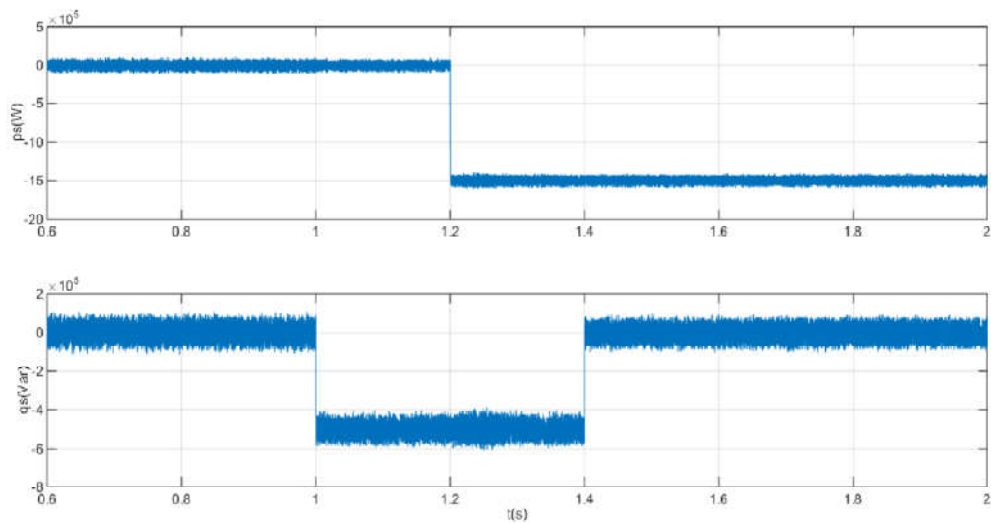


Figure3.9 Puissance active et réactive statorique.

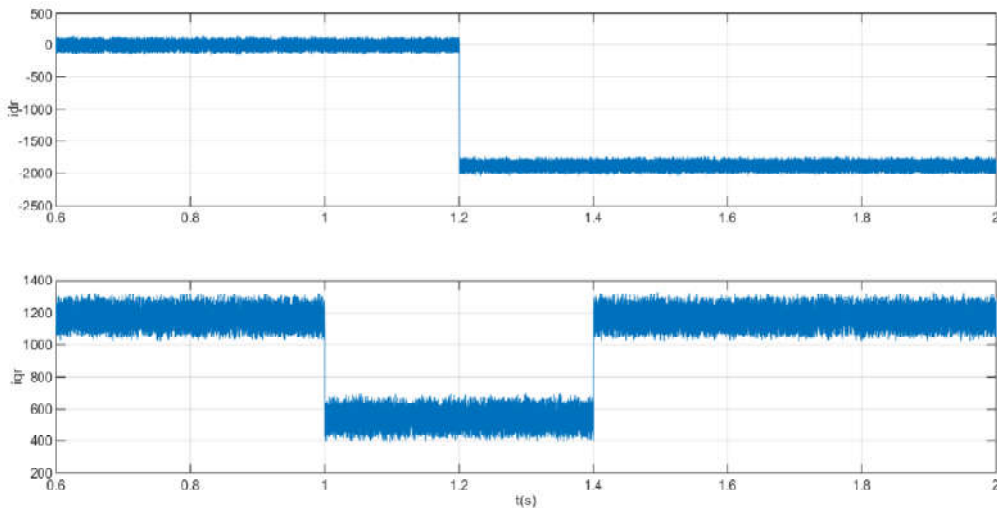


Figure 3.10 Composante directe et quadrature du courant rotorique.

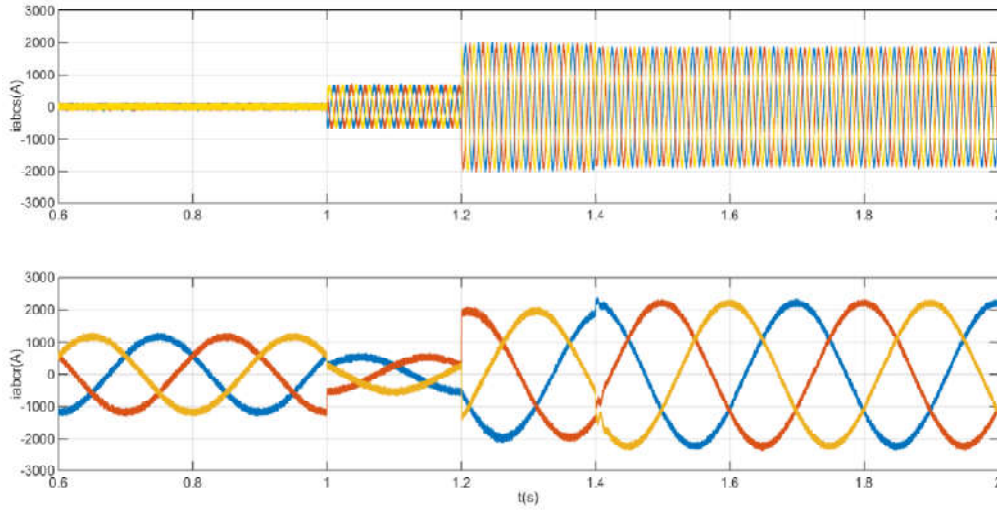


Figure3.11 Courant statorique et courant rotorique.

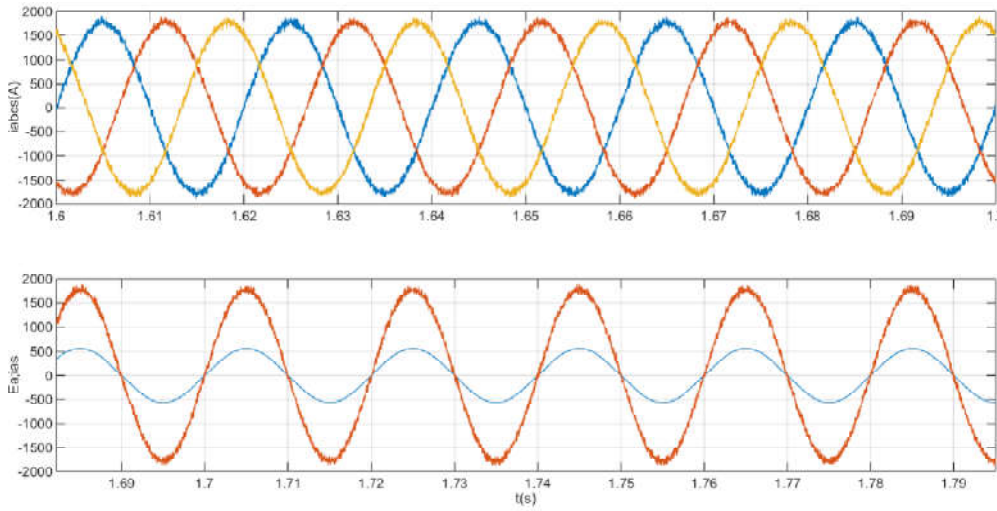


Figure3.12 Zoom des courants statoriques et courantet tension.

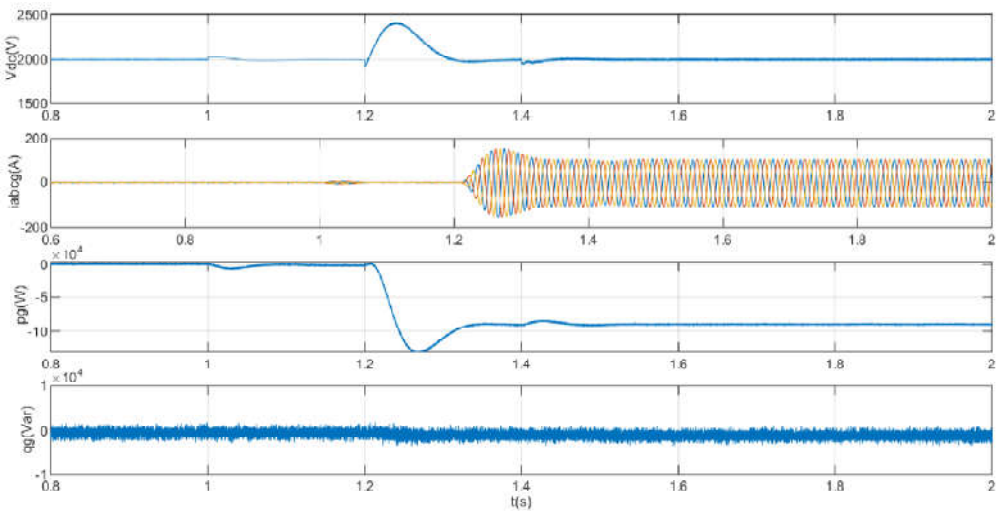


Figure 3.13 de haut en bas tension continue, courant de ligne; puissance active et réactive côté réseau.

Le comportement du convertisseur côté réseau vis à vis les changements dans la puissance active et réactive de la MADA est illustré dans la figure 3.13. D'après cette figure, On constate qu'avec le changement de la puissance active statorique provoque un changement dans la puissance côté réseau avec aucune changement dans les valeur du bus continue ainsi que la puissance réactive. Le changement de la puissance réactive n'a pratiquement aucun effet sur le convertisseur côté réseau.

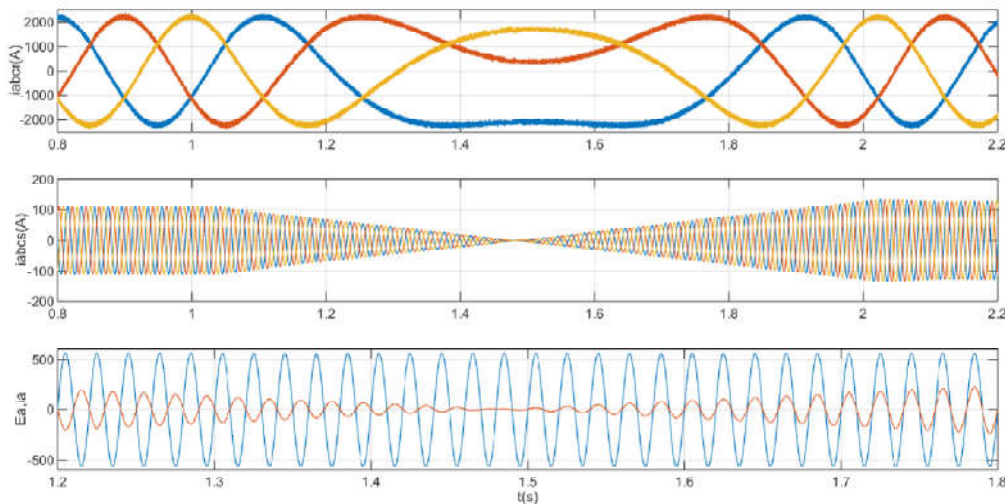


Figure 3.14 De haut en bas : courant rotorique, courant côté réseau, courant et tension côté réseau.

La figure 3.14 montre le comportement de la MADA sous un changement linéaire de la vitesse entre 1 et 2 secondes de (1400 à 1600) tr/min du fonctionnement hyposynchrone au fonctionnement hyper synchrone. Les courants rotoriques changent de direction et le system reste stable. Les courants côté redresseur restent stables et changent de signe avec un facteur de puissance toujours unitaire.

3.4.2 Cas d'un réseau perturbé

Les figures 3.15~ 3.17 montrent les résultats de simulation de la commande DPC sous une alimentation perturbée. On observe donc, la déformation de chaque courant de phase et une tension de sortie très perturbée. La tension continue figure 3.16 comporte une oscillation d'harmonique à une fréquence double de celle du réseau (100 Hz) à cause de l'apparition de la séquence inverse au niveau des courants. Cette oscillation n'est pas présente lorsque l'alimentation est équilibrée figure 3.5.

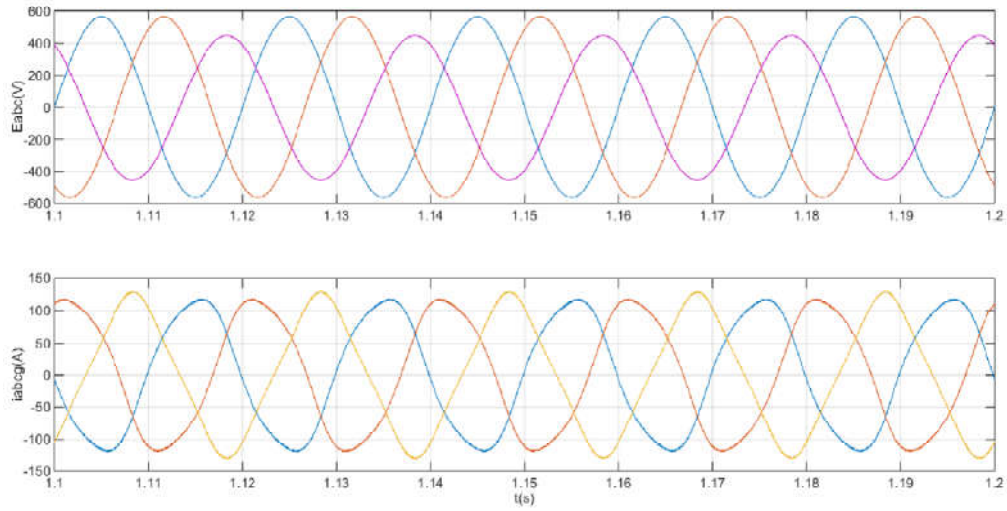


Figure 3.15 Tensions de phase et les courants de ligne.

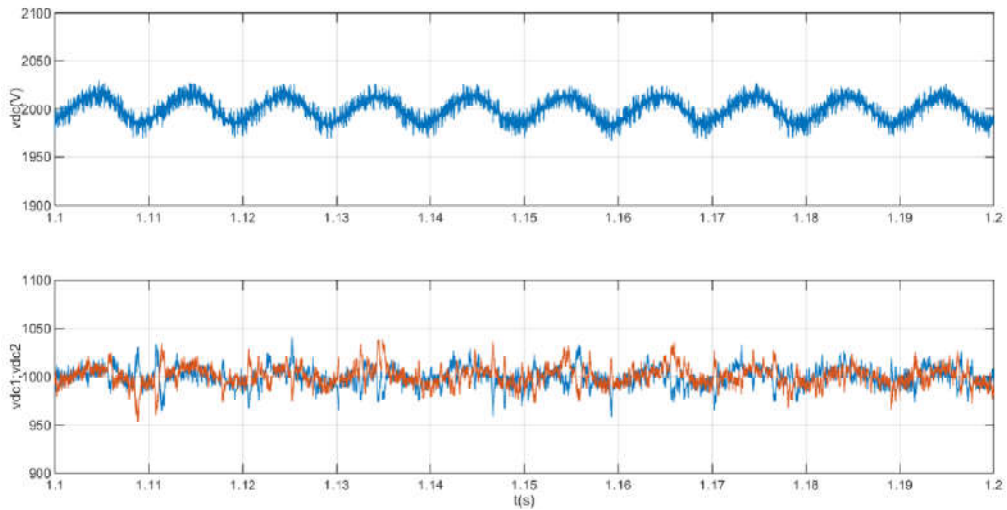


Figure 3.16 Résultats de simulation tension continue.

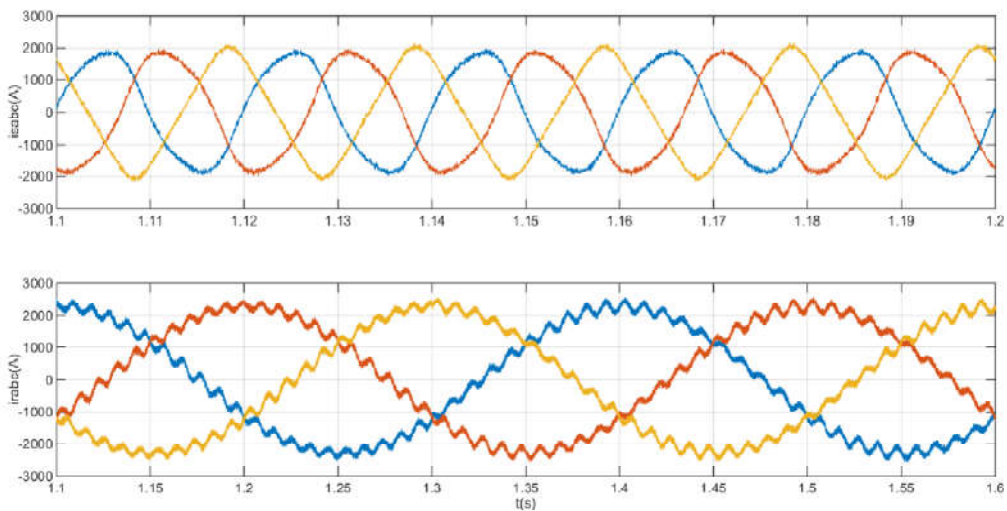


Figure 3.17 Courants statorique et rotorique.

D'après la figure 3.17 il est bien noté la déformation de la forme d'onde des courants statoriques et rotoriques.

3.5 Différents impacts de la perturbation sur la cascade.

- courants statoriques déséquilibrés et non sinusoïdaux
- courants rotoriques déséquilibrés et non sinusoïdaux
- courants réseau déséquilibrés et non sinusoïdaux
- tension continue oscillante
- puissances oscillatoires

3.6 Conclusion

Ce chapitre a présenté la procédure d'élaboration d'une commande de la cascade à base de la MADA.

La commande découplée des puissances actives et réactives présente l'avantage de simplicité et de robustesse pour la commande convertisseur côté machine, et la commande directe de puissance à fréquence de commutation fixe a été adoptée pour la commande du convertisseur côté réseau. Premièrement un modèle à orientation du flux statorique de la MADA a été élaboré afin de nous permettre un contrôle découplé de la puissance active et réactive. Ensuite, on a discuté la commande directe des puissances avec modulation vectorielle du convertisseur côté réseau. La modulation vectorielle a été utilisée comme commande rapprochée des deux convertisseurs vue les multiples avantages précédemment discutés.

Les algorithmes présentés donnent de bons résultats sous une alimentation idéale, néanmoins sous une alimentation déséquilibrée ou bien la présence d'une distorsion harmonique au niveau du réseau, les algorithmes perdent ses performances ; courant côté réseau plein d'harmonique, une tension de bus continue ondulée et des courants statoriques de la machine sont de mauvaises qualités.

Pour résoudre ce problème, le recours au calcul des composantes symétriques (séquence directe, inverse et harmonique) du système triphasé perturbé est impératif. Cependant, ce calcul doit déterminer ces composantes en temps réel. Ce sera le but du prochain chapitre.

Chapitre 4

Décomposition de la Source Perturbée et Calcul de la Puissance Active et Réactive Instantanée

4.1 Introduction

A la fin du chapitre précédant, on a montré l'impact d'un réseau perturbé que ce soit sur les performances de la machine ou bien sur la qualité d'énergie électrique côté réseau.

Afin de trouver des remèdes pour ses impacts, la décomposition de la source perturbée et le calcul des puissances actives et réactives sous une source perturbée s'avère une étape indispensable.

Dans ce chapitre, on va étudier la représentation du système triphasé en régime perturbé, ainsi que le calcul des valeurs instantanées de la séquence directe, inverse et harmonique. Pour cela plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature [ALE-09]. Dans ce travail, on introduit deux méthodes : la première basée sur un filtre à coefficients complexe vu les avantages qu'il offre par rapport aux autres méthodes, et la deuxième basée sur l'intégrateur généralisé du second ordre. Après cela un calcul des puissances instantanées actives et réactives dans le repère fixe et tournant, sera développé et discuté.

4.2 Modélisation de la source perturbée

Sous un réseau idéal, il y a seulement le fondamental positif de la tension réseau, mais la tension peut contenir une séquence fondamentale négative et des séquences harmoniques positives ou bien négative superposées sur le fondamental positif.

Considérant une source triphasée à trois files et sans neutre. La tension triphasée peut être représentée comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{x=1}^n U_x^+ \sin(x\omega_0 t + \varphi_x^+) + \sum_{y=-1}^{-n} U_y^- \sin(y\omega_0 t + \varphi_y^-) \\ \sum_{x=1}^n U_x^+ \sin(x\omega_0 t + \varphi_x^+ - 120^\circ) + \sum_{y=-1}^{-n} U_y^- \sin(y\omega_0 t + \varphi_y^- - 120^\circ) \\ \sum_{x=1}^n U_x^+ \sin(x\omega_0 t + \varphi_x^+ + 120^\circ) + \sum_{y=-1}^{-n} U_y^- \sin(y\omega_0 t + \varphi_y^- + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (4-1)$$

Où le souscript « + » et le souscript « - » représente la séquence positive et négative respectivement. U_x^+ , $x\omega_0$ et φ_x^+ sont respectivement l'amplitude, la fréquence et la phase de la

séquence positive de la tension. $U_y^-, y\omega_0$ et φ_y^- sont respectivement l'amplitude, la fréquence et la phase de la séquence négative de la tension.

Utilisant la transformée de Clarke, l'équation 4-1 peut être écrite sous la forme :

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_\alpha^+ \\ U_\beta^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_\alpha^- \\ U_\beta^- \end{bmatrix} \quad (4-2)$$

Où

$$T = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} U_\alpha^+ \\ U_\beta^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{x=1}^n U_{\alpha x}^+ \\ \sum_{x=1}^n U_{\beta x}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{x=1}^n U_x^+ \sin(x\omega_0 t + \varphi_x^+) \\ -\sum_{x=1}^n U_x^+ \cos(x\omega_0 t + \varphi_x^+) \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

$$\begin{bmatrix} U_\alpha^- \\ U_\beta^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{y=-1}^{-n} U_{\alpha y}^- \\ \sum_{y=-1}^{-n} U_{\beta y}^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sum_{y=-1}^{-n} U_y^- \sin(y\omega_0 t + \varphi_y^-) \\ -\sum_{y=-1}^{-n} U_y^- \cos(y\omega_0 t + \varphi_y^-) \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

$U_\alpha^+, U_\beta^+, U_{\alpha x}^+$ et $U_{\beta x}^+$ sont les séquences positives de U_α et U_β dans le repère fixe ($\alpha\beta$). Et $U_\alpha^-, U_\beta^-, U_{\alpha x}^-$ et $U_{\beta y}^-$ sont les séquences négatives de U_α et U_β dans le repère fixe ($\alpha\beta$).

4.3 Décomposition de la source perturbée

Pour calculer les valeurs instantanées des séquences positives et négatives des harmoniques, plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature. Les plus récentes sont celles basées sur les filtres. On présentera dans ce travail deux méthodes récentes : la première basée sur un filtre à coefficients complexes proposé par [GUO-11]. La deuxième basée sur un intégrateur généralisé du second ordre proposé par [ROD-11].

4.3.1 Filtre à coefficients complexe (FCC)

Le filtre à coefficients complexes est reconnue premièrement dans le domaine de télécommunication puis il est utilisé pour décomposer la source perturbée dans le domaine de l'électronique de puissance. Il arrive comme solution du problème de la polarité de la même fréquence présente dans le filtre passe bande où la séquence positive et négative de la même fréquence passe tous les deux sans aucune atténuation.

a. Structure du FCC

Le filtre à coefficients complexes est une bonne solution pour l'extraction des séquences positives et négatives en temps réel vue ces propriétés.

- Un gain unitaire avec 0 décalage de phase pour la fréquence sélectionné est atténuer les autres fréquences.
- Un temps de réponse minimal.
- Différencier le signe de fréquence

La fonction de transfert d'un FCC est donnée par l'expression :

$$F_{FC}(s) = \frac{\omega_c}{s - j\omega_0 + \omega_c} \tag{4-5}$$

Le tracé bode de l'amplitude et de la phase sont donnés dans la figure 4.1 pour $\omega_c = \omega_0 = 314 \text{ rad/sec}$

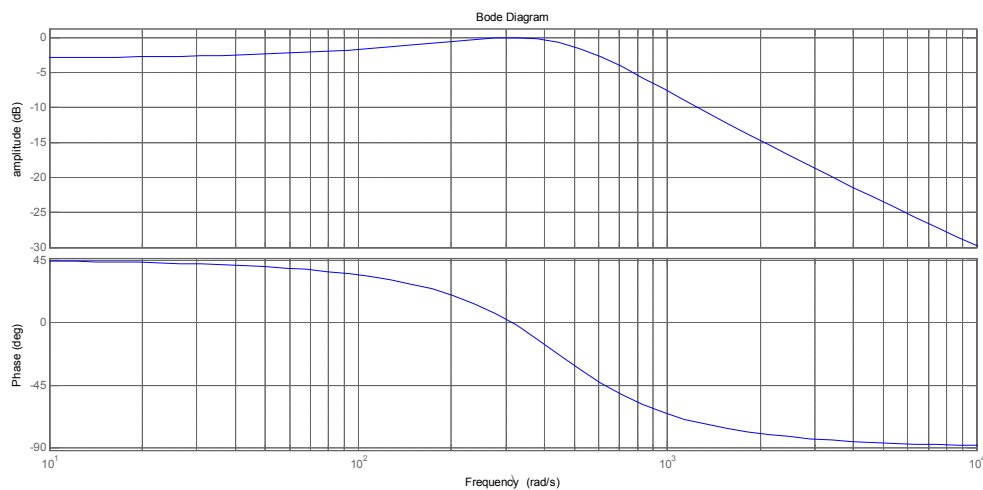


Figure 4.1 Diagramme de Bode d'un FCC.

D'après la figure 4.1 il est bien clair que le FCC est capable d'extraire la fréquence spécifié (ω_0) avec un gain unitaire et une marge de phase nulle.

b. Structure du MFCC

Pour extraire la séquence positive et négative des différentes fréquences d'un système triphasé, on utilise plusieurs FCC en parallèle dite multiple FCC (MFCC). L'entrée de chaque FCC égale à la différence entre le signal triphasé global et la somme des valeurs estimées des

autres fréquences à l'exception de la fréquence à filtré, la structure MFCC est montrée dans la figure 4.2.

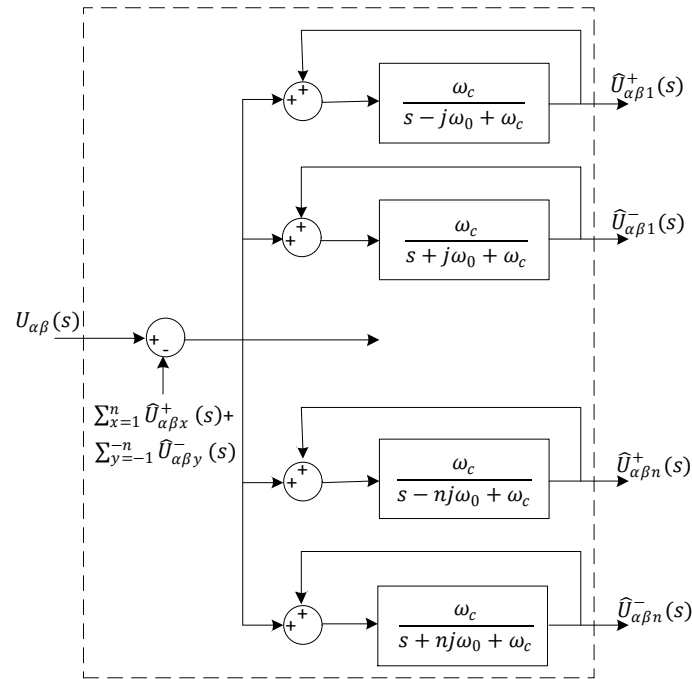


Figure 4.2 Structure du MFCC.

Le modèle mathématique du MFCC est donné par l'équation (4-6)

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \tilde{U}_{\alpha 1}^+ = \frac{\omega_c}{s - j\omega_0 + \omega_c} [U_\alpha + \tilde{U}_{\alpha 1}^+ - \sum_{x=1}^n \tilde{U}_{\alpha x}^+ - \sum_{y=-1}^{-n} \tilde{U}_{\alpha y}^-] \\
 \tilde{U}_{\beta 1}^+ = \frac{\omega_c}{s - j\omega_0 + \omega_c} [U_\beta + \tilde{U}_{\beta 1}^+ - \sum_{x=1}^n \tilde{U}_{\beta x}^+ - \sum_{y=-1}^{-n} \tilde{U}_{\beta y}^-] \\
 \tilde{U}_{\alpha 1}^- = \frac{\omega_c}{s + j\omega_0 + \omega_c} [U_\alpha + \tilde{U}_{\alpha 1}^- - \sum_{x=1}^n \tilde{U}_{\alpha x}^+ - \sum_{y=-1}^{-n} \tilde{U}_{\alpha y}^-] \\
 \tilde{U}_{\beta 1}^- = \frac{\omega_c}{s + j\omega_0 + \omega_c} [U_\beta + \tilde{U}_{\beta 1}^- - \sum_{x=1}^n \tilde{U}_{\beta x}^+ - \sum_{y=-1}^{-n} \tilde{U}_{\beta y}^-] \\
 \dots \\
 \dots \\
 \dots \\
 \tilde{U}_{\alpha n}^+ = \frac{\omega_c}{s - jn\omega_0 + \omega_c} [U_\alpha + \tilde{U}_{\alpha n}^+ - \sum_{x=1}^n \tilde{U}_{\alpha x}^+ - \sum_{y=-1}^{-n} \tilde{U}_{\alpha y}^-] \\
 \tilde{U}_{\beta n}^+ = \frac{\omega_c}{s - jn\omega_0 + \omega_c} [U_\beta + \tilde{U}_{\beta n}^+ - \sum_{x=1}^n \tilde{U}_{\beta x}^+ - \sum_{y=-1}^{-n} \tilde{U}_{\beta y}^-] \\
 \tilde{U}_{\alpha n}^- = \frac{\omega_c}{s + j\omega_0 + \omega_c} [U_\alpha + \tilde{U}_{\alpha n}^- - \sum_{x=1}^n \tilde{U}_{\alpha x}^+ - \sum_{y=-1}^{-n} \tilde{U}_{\alpha y}^-] \\
 \tilde{U}_{\beta n}^- = \frac{\omega_c}{s + j\omega_0 + \omega_c} [U_\beta + \tilde{U}_{\beta n}^- - \sum_{x=1}^n \tilde{U}_{\beta x}^+ - \sum_{y=-1}^{-n} \tilde{U}_{\beta y}^-]
 \end{array} \right. \quad (4-6)$$

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser le MFCC. Dans ce travail une simple forme [KAU] est utilisée. Le diagramme correspondant est illustré dans la figure 4.3.

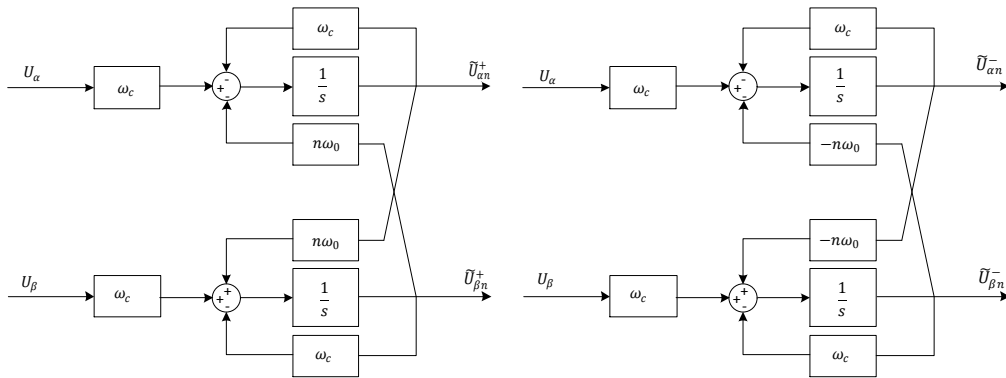


Figure 4.3 Diagrammes du FCC.

c. Structure du PLL

Certain application nécessite la transformée dans le repère de Park où une PLL est indispensable pour calculer l'angle du déphasage θ . La figure 4.4 montre la structure utilisée déjà proposée par [CHA].

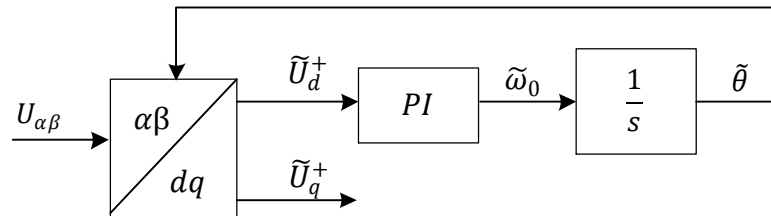


Figure 4.4 Structure du PLL.

d. Teste des performances du MFCC

Pour évaluer les performances du MFCC, une simulation sous Matlab/simulink a été réalisée. Pour les paramètres du MCF, une fréquence de coupure de 222 rad/s est adoptée ce qui donne un amortissement optimal ($\xi = 0.707$). Initialement la source triphasée est équilibrée sans harmonique avec une amplitude de 220V et sa fréquence est (50Hz). A 0.15 s, une chute de tension de 10% dans la phase "a" est introduite puis a 0.2 s l'harmonique 5 négative et 7 positive ont été superposés au fondamental.

D'après la figure 4.5 il est bien claire que le filtre a coefficients complexe est capable d'extraire la séquence négative et les harmonique avec un temps transitoire d'environ 0.02s.

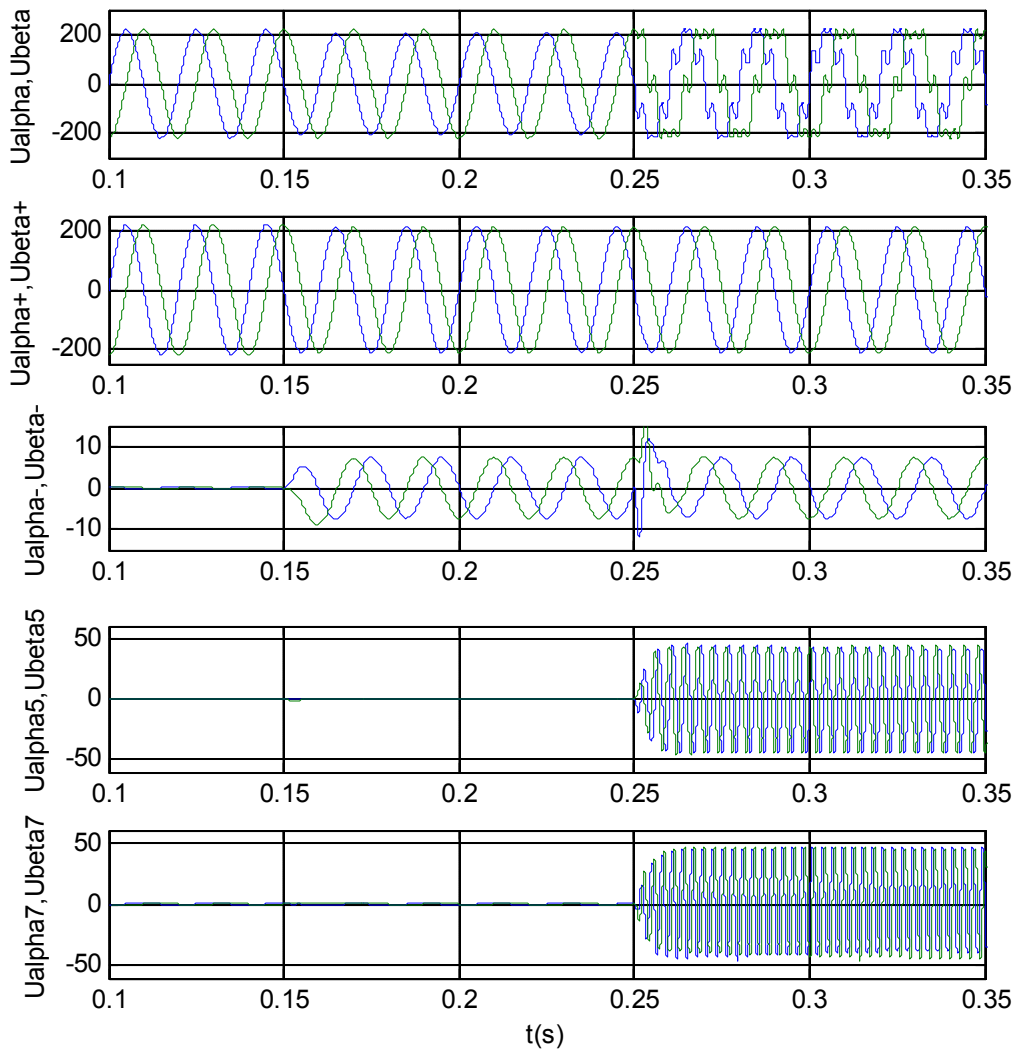


Figure 4.5 Résultats de simulation du MFCC sous perturbation.

4.3.1 Intégrateur généralisé du second ordre

Une autre solution a été proposée dans la littérature celle de l'utilisation d'un intégrateur généralisé du second ordre dit (Second Order multiple Generalized Integrator frequency SOGI) [ROD-11],

a. Structure du SOGI

SOGI se base sur la génération d'une composante en quadrature de l'entrée à l'aide d'un régulateur proportionnel-résonant (PR), Ces régulateurs donnent un gain infini pour la fréquence de résonance par conséquent éliminer l'erreur statique. La structure du SOGI est montrée sur la figure 4.6.

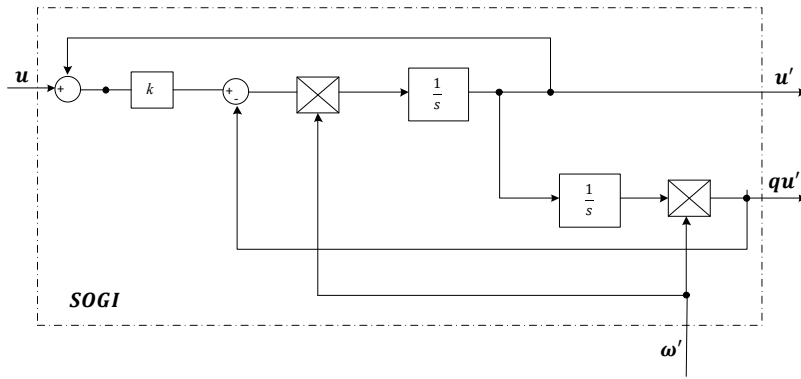


Figure 4.6 Structure du SOGI.

La première sortie du SOGI est en phase et à la même amplitude avec l'entrée, la deuxième sortie est décalée de 90° avec la même amplitude. Le gain K est le facteur d'amortissement du filtre, un gain de grande valeur donne une réponse rapide mais peut toucher à la précision du filtre et un gain de faible valeur peut causer une très longue réponse transitoire. Alors, compte tenu de toutes ces circonstances la valeur optimal du gain k est de $\sqrt{2}$. La composante en quadrature sert par la suite pour calculer la séquence positive, négative et harmonique dans le system triphasé.

D'après la figure 4.6 Les deux fonctions de transfert liant les sortie en phase et en quadrature à l'entrée sont données par :

$$D(s) = \frac{U(s)}{U(s)} = \frac{k \cdot \omega s}{s^2 + k \cdot \omega \cdot s + \omega^2} \quad (4-7)$$

$$Q(s) = \frac{U(s)}{U(s)} = \frac{k \cdot \omega^2}{s^2 + k \cdot \omega \cdot s + \omega^2} \quad (4-8)$$

La première équation est de même qu'un filtre passe bande où le gain k détermine la bande passante, tandis que la deuxième est celle d'un filtre passe bas.

b. Frequency-Locked Loop (FLL)

L'introduction du FLL permet d'adapter la fréquence d'entrée du SOGI avec la fréquence du signal a filtré. De ce fait, l'analyse de la fonction de transfert de l'erreur « ε_u » par rapport au signal d'entrée « U » est indispensable :

$$E(s) = \frac{\varepsilon_u}{u}(s) = \frac{s^2 + \omega'^2}{s^2 + k\omega' s + \omega'^2} \quad (4-9)$$

La fonction de transfert de l'équation 4-9 ressemble à un filtre passe bande avec un gain nul à la fréquence « ω' », le tracé de Bode de la fonction 4-7 et 4-8 sont représentées dans la figure 4.7.

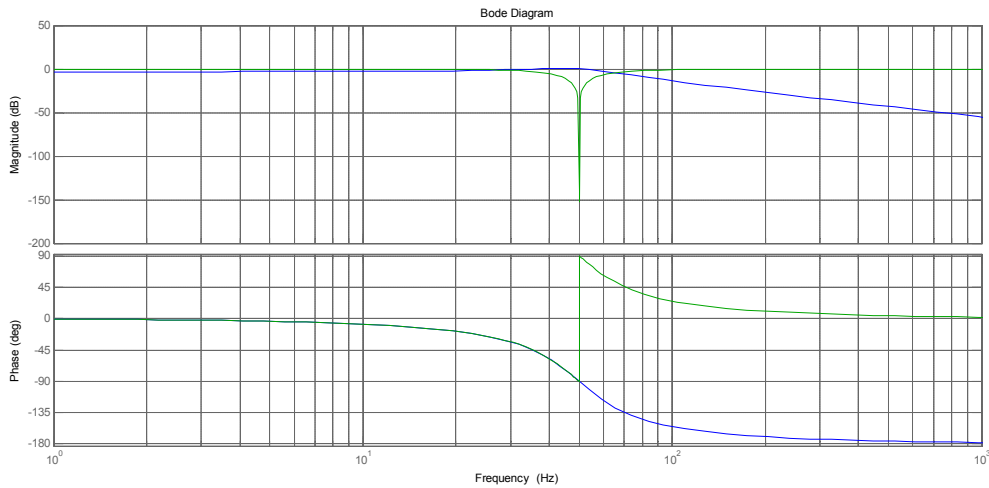


Figure 4.7 Diagramme de Bode de $Q(s)$ et $E(s)$.

D'après la figure 4.7, il est bien claire que le signal d'erreur et la composante en quadrature est en phase lorsque « $\omega < \omega'$ » et il est en inverse de phase lorsque « $\omega > \omega'$ ». Définissant une nouvelle variable égale au produit de l'erreur par le signal en quadrature, la valeur moyenne de cette nouvelle variable est positive lorsque « $\omega < \omega'$ », nulle lorsque « $\omega = \omega'$ » et négative lorsque « $\omega > \omega'$ ». Donc un régulateur intégral avec un gain négatif est suffisant pour éliminer la composante continue de l'erreur fréquentielle en décalant la fréquence ω à ω' comme le montre la figure 4.8.

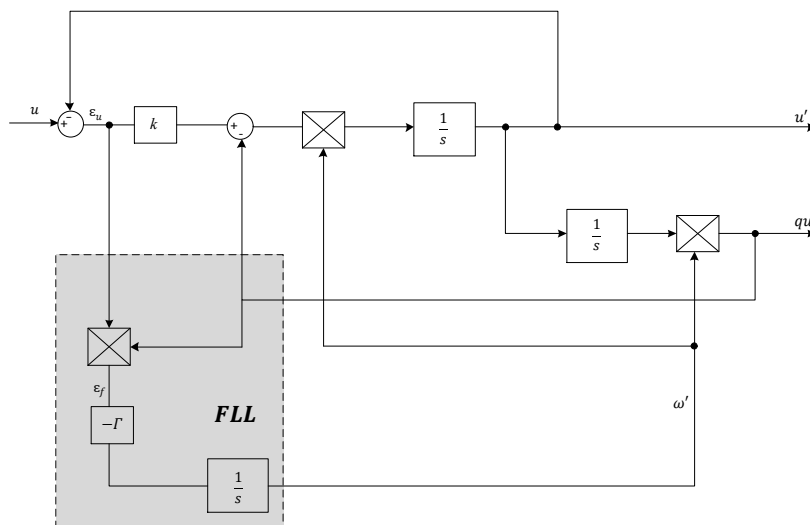


Figure 4.8 Structure du SOGI-FLL.

c. Décomposition d'un système triphasé perturbé par SOGI

Un système triphasé déséquilibré peut être écrit sous forme de trois tensions (4-10) chacune est différente de l'autre en phase et en amplitude. Prenant le fondamental des tensions des phases du réseau.

$$\begin{cases} u_a = U_{max} \sin(\omega t + \theta_a) \\ u_b = U_{max} \sin(\omega t + \theta_b) \\ u_c = U_{max} \sin(\omega t + \theta_c) \end{cases} \quad (4-10)$$

La théorie des composantes symétriques (théorie des superpositions) dit qu'un système polyphasé déséquilibré peut être considéré comme une somme d'un ensemble des systèmes équilibrés. L'apparition d'un déséquilibre (en amplitude ou en phase) sur un système triphasé, se traduit par l'apparition d'une composante triphasée équilibrée inverse au niveau d'une décomposition suivant les composantes symétriques.

Utilisant la théorie des composantes symétriques, le système triphasé dans (4-10) peut être décomposé en trois systèmes : séquence directe, séquence inverse et séquence homopolaire [JAC-01]. Dans le plan complexe la relation entre les séquences directes, inverses et homopolaire et les valeurs instantanées des tensions des phases du réseau est la suivante.

$$\begin{bmatrix} e^+ \\ e_b^- \\ e^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4-11)$$

$$e_{abc}^+ = [T_+] e_{abc} \begin{bmatrix} e_a^+ \\ e_b^+ \\ e_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4-12)$$

$$e_{abc}^- = [T_-] e_{abc} \begin{bmatrix} e_a^- \\ e_b^- \\ e_c^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4-13)$$

$$e_{abc}^0 = [T_0] e_{abc} \begin{bmatrix} e_a^0 \\ e_b^0 \\ e_c^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (4-14)$$

$$a = e^{j\left(\frac{2\pi}{3}\right)}$$

Dans la plus part des systèmes électriques, le neutre n'est pas connecté, ainsi la composante homopolaire est nulle donc il reste qu'à déterminer les composantes positives et négatives. Transformons les grandeurs triphasées au système diphasé dans le repère fixe $\alpha\beta$ on peut écrire :

$$U_{\alpha\beta} = [T_{\alpha\beta}]u_{abc}[T_{\alpha\beta}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4-15)$$

$$\begin{aligned} U_{\alpha\beta}^+ &= [T_{\alpha\beta}]u_{abc}^+ = [T_{\alpha\beta}][T_+]u_{abc} \\ &= [T_{\alpha\beta}][T_+][T_{\alpha\beta}]^t u_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} u_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (4-16)$$

$$\begin{aligned} U_{\alpha\beta}^- &= [T_{\alpha\beta}]u_{abc}^- = [T_{\alpha\beta}][T_-]u_{abc} \\ &= [T_{\alpha\beta}][T_-][T_{\alpha\beta}]^t u_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} u_{\alpha\beta} \end{aligned} \quad (4-17)$$

$$q = e^{-j(\frac{\pi}{2})}$$

Utilisant la composante en quadrature générée par SOGI-FLL et les équations 4-16 et 4-17, on peut calculer la valeur instantanée de la composante positive et négative d'un système triphasé déséquilibré comme le montre la figure 4.9. Deux SOGI (DSOGI) ont été utilisées en parallèle, l'une pour l'axe α et l'autre pour l'axe β .

Dans la figure 4.9 une structure modifié du FLL dite FLL normalisée a été présentée.

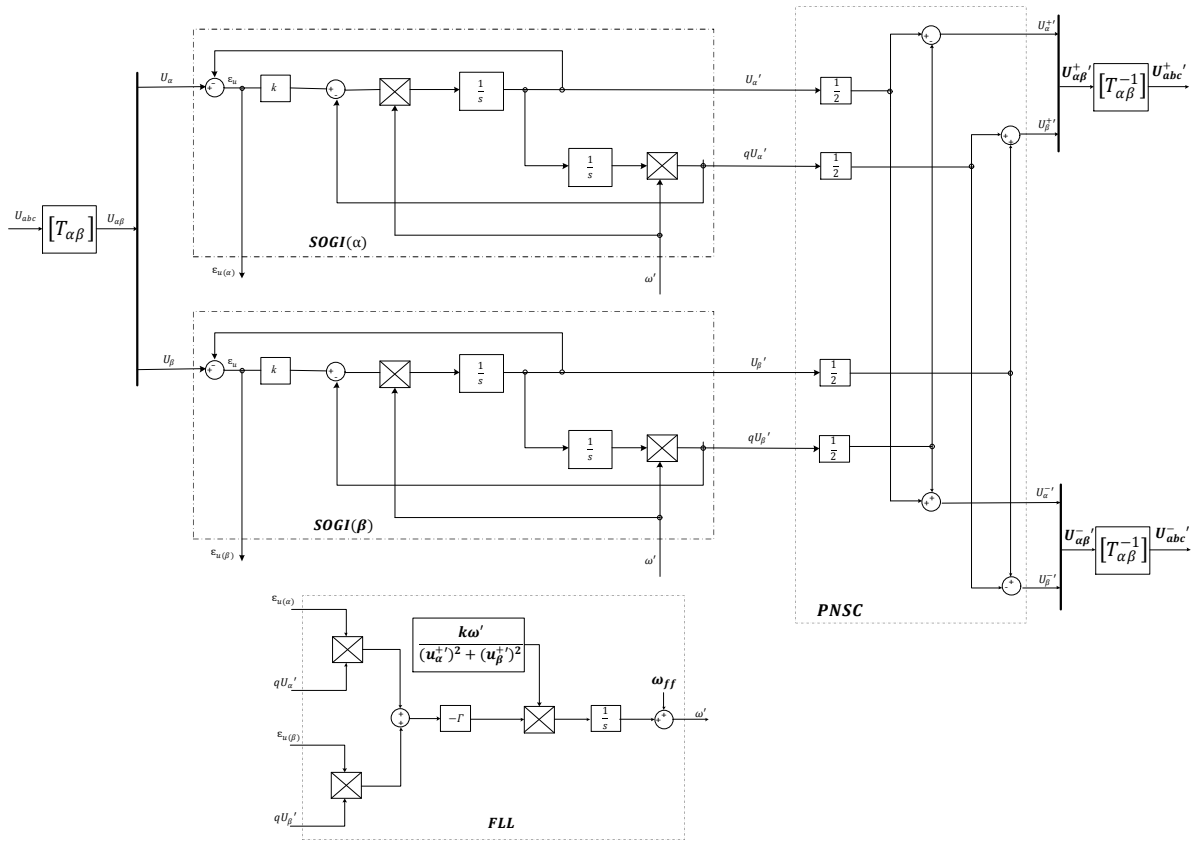


Figure 4.9 Séparation des séquences d'un system triphasé déséquilibré.

La même étude peut être généralisée pour un système triphasé déséquilibré contenant des harmoniques, raccordons plusieurs DSOGI en parallèle à chacune d'entre-elle une fréquence d'entrée correspond à l'ordre de l'harmonique voulue et leur signal d'entrée et donner par l'équation 4-18.

$$U_{\alpha\beta(i)} = U_{\alpha\beta} - \sum_{j=1, j \neq i}^n U_{\alpha\beta(j)}' \quad (4-18)$$

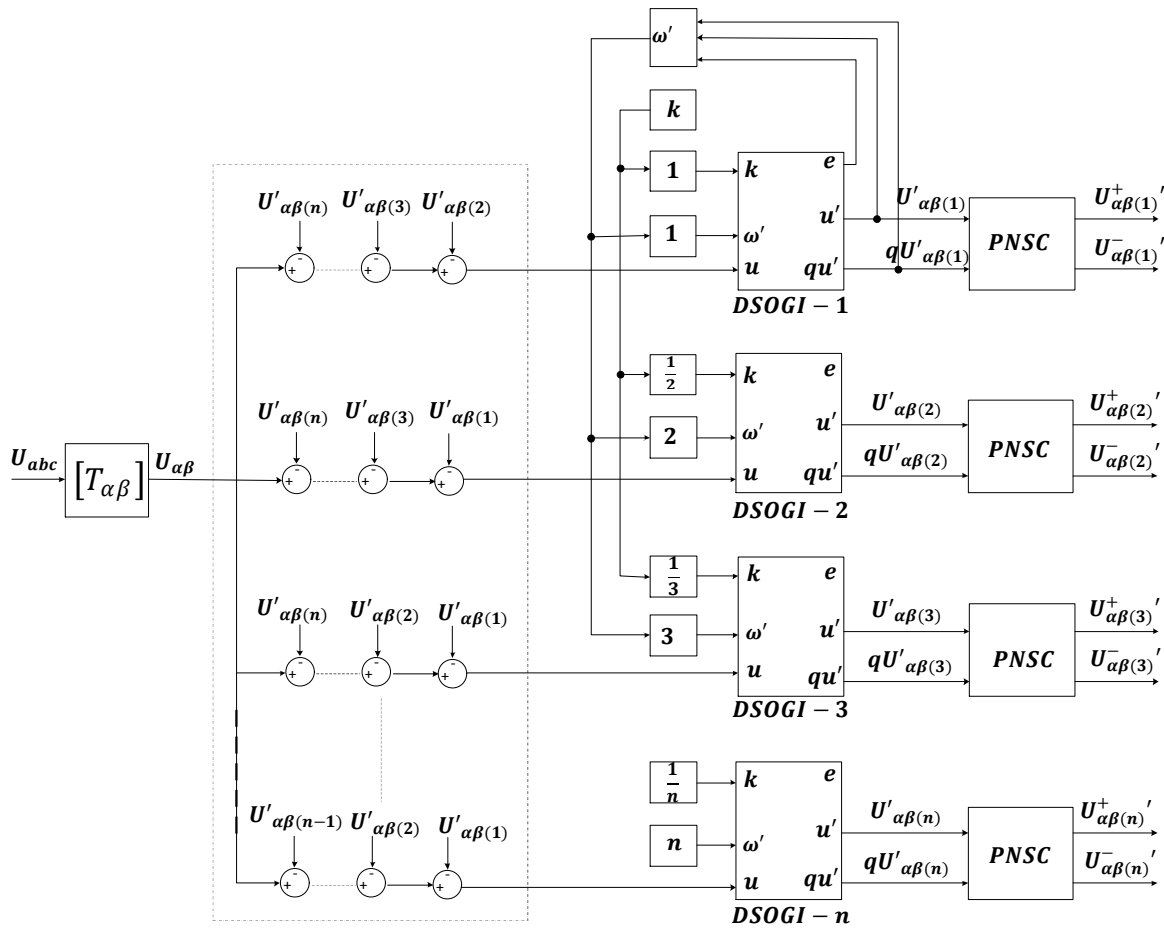


Figure 4.10 Séparation des séquences d'un system triphasé perturbé.

Les résultats de simulation du MSOGI-FLL sont présentés dans la figure 4.11. Une chute de tension dans la première phase a été provoquée et l'harmonique d'ordre 5 a été superposé a l'instant $t=0.2s$ ainsi qu'une variation de fréquence réseau de 50Hz a 45Hz a été introduite dans la même instant. Les gains du SOGI et du FLL sont fixée a $\sqrt{2}$ et 50 respectivement.

D'après cette figure, il est bien claire que la SOGI est capable de calculer les séquences positive, négative et harmonique de la source avec précision et un bon dynamique. Ainsi que le FLL permet d'estimer la fréquence du réseau et répond à chaque variation.

Décomposition de la source perturbée et calcul de la puissance active et réactive instantanée

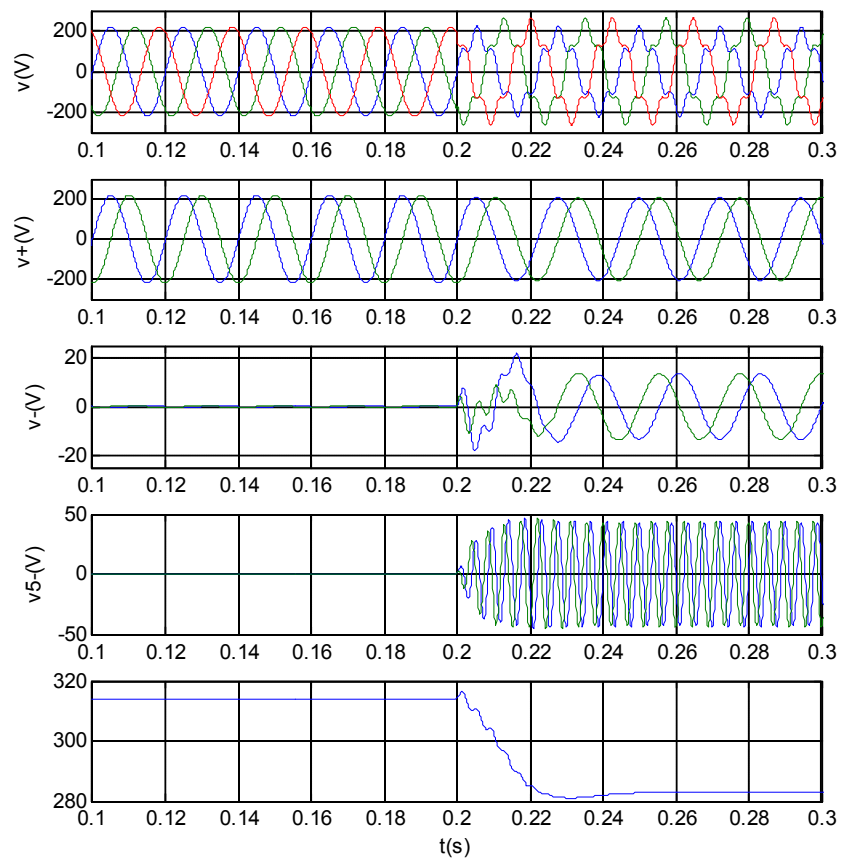


Figure 4.11 Résultats de simulation du MSOGI-FLL sous perturbation.

4.4 Estimation du flux virtuel par SOGI

$$E_{\alpha\beta} = L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + Ri_{\alpha\beta} + V_{\alpha\beta} \quad (4-19)$$

$$\psi_{\alpha\beta} = LI_{\alpha\beta} + \int (Ri_{\alpha\beta} + V_{\alpha\beta}) dt \quad (4-20)$$

Afin de surmonter les inconvénients de l'utilisation des filtres en cascade pour estimer le flux virtuel sous un réseau déséquilibré et plein d'harmonique (le retard, sensibilité à la variation de la fréquence du réseau, un dynamique très lent), le SOGI compte comme une bonne solution pour l'estimation du flux virtuel sous un réseau perturbé.

Comme déjà vu précédemment, la deuxième sortie du SOGI est un signal de même amplitude à celui de l'entrée mais décalé de 90°, donc on peut utiliser la SOGI pour intégrer l'équation 4-20 et par conséquent estimer le flux virtuel [SUU-12].

Sous un réseau équilibré, le flux virtuel peut être estimé par le SOGI comme illustre la figure 4.12.

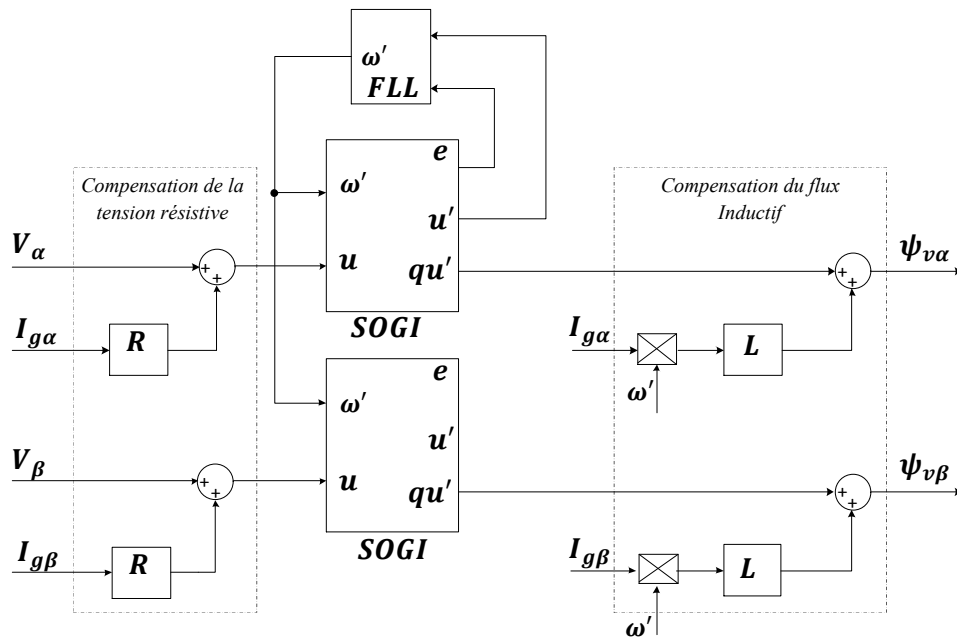


Figure 4.12 Estimation du flux virtuel par SOGI sous source idéal.

Sous un réseau déséquilibré le flux virtuel peut être estimé par le SOGI comme l'illustre la figure 4.13.

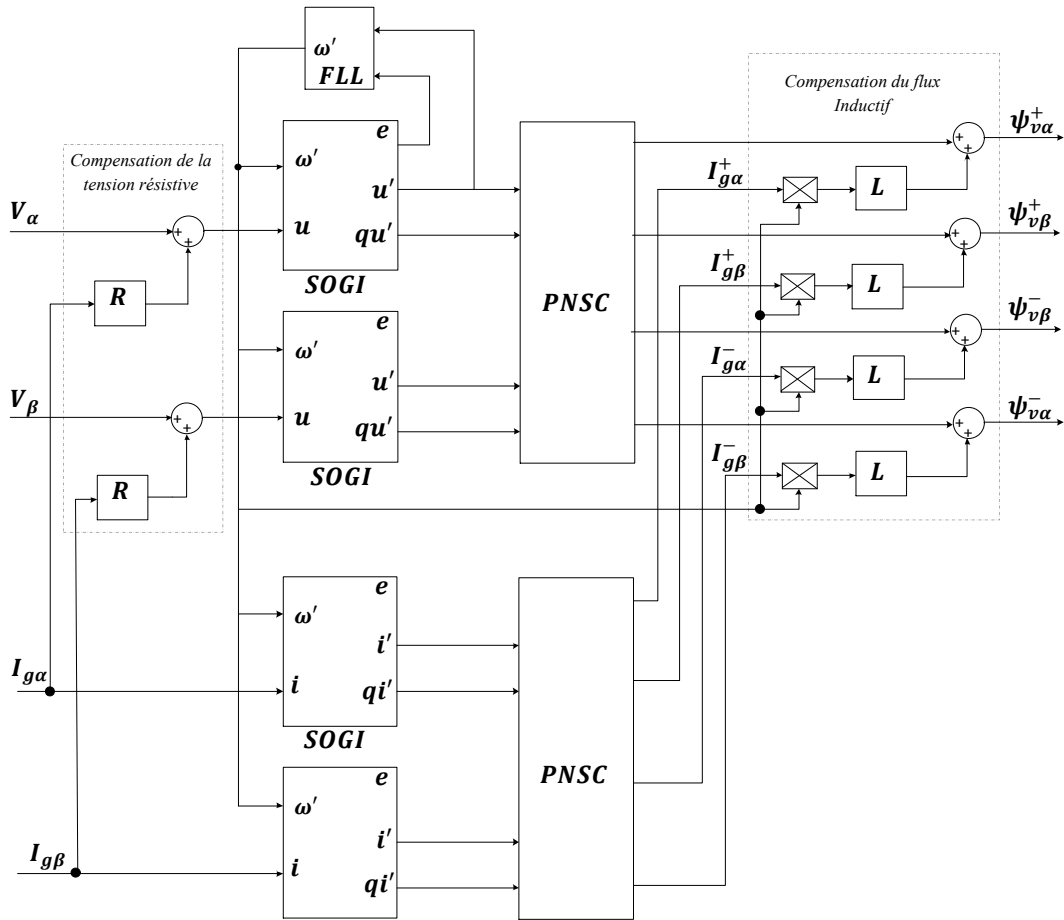


Figure 4.13 Estimation du flux virtuel par SOGI sous source déséquilibré.

Dans le cas général, source déséquilibré et contient des harmoniques [WAN-15].

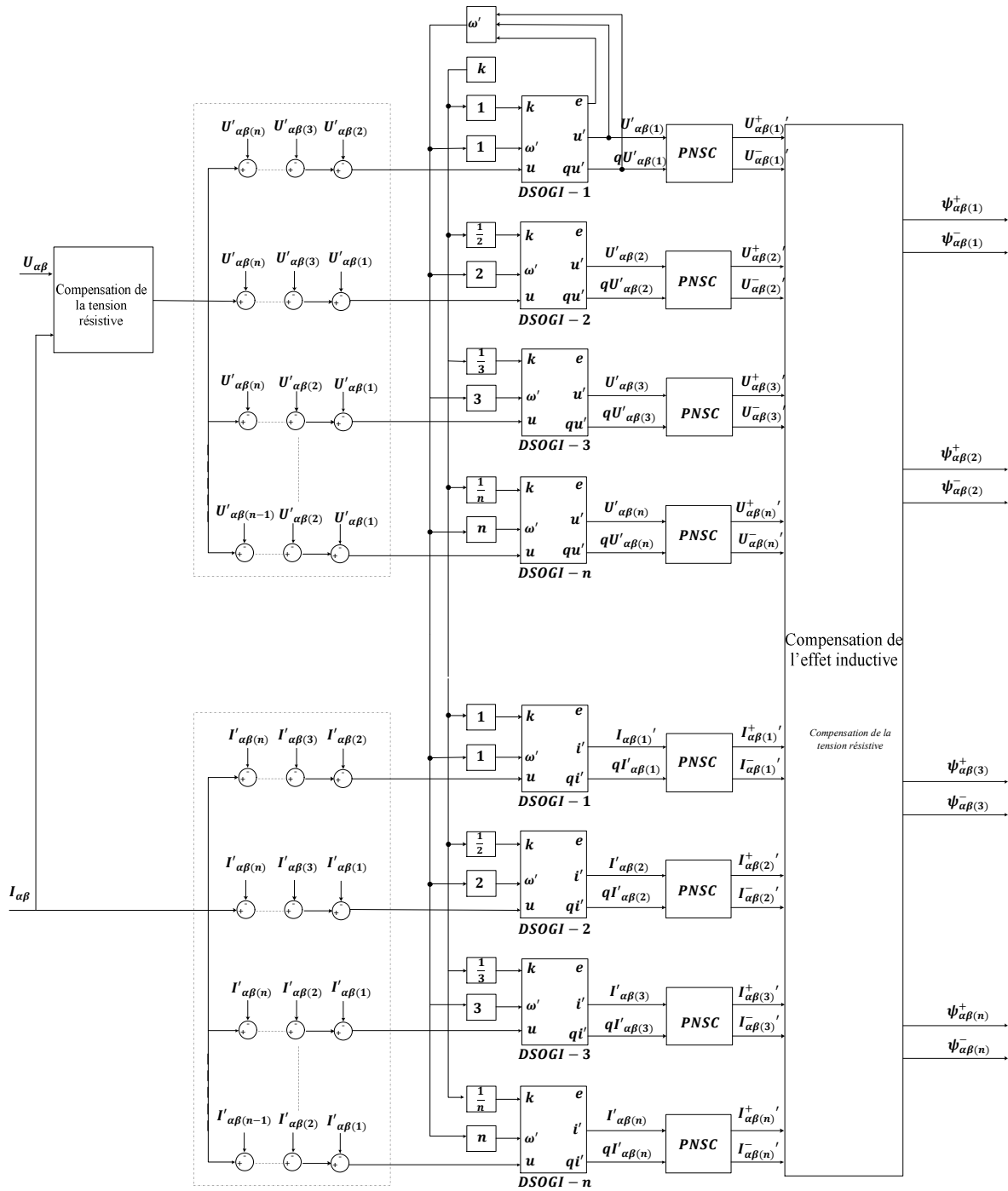


Figure 4.14 Estimation du flux virtuel par SOGI sous source perturbée.

4.5 Calcul des puissances actives et réactives pour un réseau perturbé

Si la source de tension est idéale (équilibré et sans harmonique), la puissance instantanée active échangée avec le réseau est constante et égale à la somme des puissances moyennes de chaque phase. Cependant, la somme des puissances instantanées contient des termes oscillants si un déséquilibre ou bien des harmoniques ou les deux ensemble s'apparaîtront dans le réseau[JAC-01].

Ces termes oscillants dans la puissance active instantanée sont responsables au mauvais fonctionnement des commandes classiques. Donc il est impératif de connaître l'expression de la puissance instantanée, en particulier dans le repère de Park parce qu'il met en évidence le caractère oscillatoire de ses puissances en présence de perturbation.

Pour des raisons de simplicité des calculs de la puissance instantanée, on considère dans la suite de ce chapitre que la source contenant le fondamental positive et négative et l'harmonique 5 négative et 7 positive.

4.5.1 Calcul des puissances dans le repère fixe

Si la source est idéale, la puissance apparente est donnée par le produit des tensions et des conjugués des courants.

$$S = P + jQ = \frac{3}{2} E_{\alpha\beta} \times \hat{I}_{\alpha\beta} \quad (4-21)$$

Ou $E_{\alpha\beta} = E_{\alpha} + jE_{\beta}$ / $I_{\alpha\beta} = I_{\alpha} + jI_{\beta}$ sont les phaseur de la tension et du courant respectivement.

$$P = \frac{3}{2} (E_{\alpha} I_{\alpha} + E_{\beta} I_{\beta}) \quad (4-22)$$

$$Q = -\frac{3}{2} (E_{\alpha} I_{\beta} - E_{\beta} I_{\alpha}) \quad (4-23)$$

Sous un réseau perturbé en remplace les tensions et les courants par la somme des séquences positives et négatives.

$$E_{\alpha\beta} = (E_{\alpha 1}^+ + E_{\alpha 1}^- + E_{\alpha 5}^- + E_{\alpha 7}^+) + j(E_{\beta 1}^+ + E_{\beta 1}^- + U_{\beta 5}^- + U_{\beta 7}^+) \quad (4-24)$$

$$I_{\alpha\beta} = (I_{\alpha 1}^+ + I_{\alpha 1}^- + I_{\alpha 5}^- + I_{\alpha 7}^+) + j(I_{\beta 1}^+ + I_{\beta 1}^- + I_{\beta 5}^- + I_{\beta 7}^+) \quad (4-25)$$

$$\begin{aligned} P = & \frac{3}{2} (E_{\alpha 1}^+ I_{\alpha 1}^+ + E_{\beta 1}^+ I_{\beta 1}^+ + E_{\alpha 1}^- I_{\alpha 1}^- + E_{\beta 1}^- I_{\beta 1}^- + E_{\alpha 5}^- I_{\alpha 5}^- + E_{\beta 5}^- I_{\beta 5}^- + E_{\alpha 7}^+ I_{\alpha 7}^+ + E_{\beta 7}^+ I_{\beta 7}^+ + \\ & E_{\alpha 1}^+ I_{\alpha 1}^- + E_{\beta 1}^+ I_{\beta 1}^- + E_{\alpha 1}^- I_{\alpha 1}^+ + E_{\beta 1}^- I_{\beta 1}^+ + E_{\alpha 1}^+ I_{\alpha 5}^- + E_{\beta 1}^+ I_{\beta 5}^- + E_{\alpha 5}^- I_{\alpha 1}^+ + E_{\beta 5}^- I_{\beta 1}^+ + E_{\alpha 1}^+ I_{\alpha 7}^+ + \\ & E_{\beta 1}^+ I_{\beta 7}^+ + E_{\alpha 7}^+ I_{\alpha 1}^+ + E_{\beta 7}^+ I_{\beta 1}^+ + E_{\alpha 5}^- I_{\alpha 1}^- + E_{\beta 5}^- I_{\beta 1}^- + E_{\alpha 1}^- I_{\alpha 5}^- + E_{\beta 1}^- I_{\beta 5}^- + E_{\alpha 7}^+ I_{\alpha 1}^- + E_{\beta 7}^+ I_{\beta 1}^- + \\ & E_{\alpha 1}^- I_{\alpha 7}^+ + E_{\beta 1}^- I_{\beta 7}^+ + E_{\alpha 5}^- I_{\alpha 7}^+ + E_{\beta 5}^- I_{\beta 7}^+ + E_{\alpha 7}^+ I_{\alpha 5}^- + E_{\beta 7}^+ I_{\beta 5}^-) \end{aligned} \quad (4-26)$$

On peut décomposer la puissance active en 7 termes :

$$P = P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6 + P_7$$

$$P_1 = \frac{3}{2}(E_{\alpha 1}^+ I_{\alpha 1}^+ + E_{\beta 1}^+ I_{\beta 1}^+ + E_{\alpha 1}^- I_{\alpha 1}^- + E_{\beta 1}^- I_{\beta 1}^- + E_{\alpha 5}^- I_{\alpha 5}^- + E_{\beta 5}^- I_{\beta 5}^- + E_{\alpha 7}^+ I_{\alpha 7}^+ + E_{\beta 7}^+ I_{\beta 7}^+) \quad (4-27)$$

$$P_2 = \frac{3}{2}(E_{\alpha 1}^+ I_{\alpha 1}^- + E_{\beta 1}^+ I_{\beta 1}^- + E_{\alpha 1}^- I_{\alpha 1}^+ + E_{\beta 1}^- I_{\beta 1}^+) \quad (4-28)$$

$$P_3 = \frac{3}{2}(E_{\alpha 1}^+ I_{\alpha 5}^- + E_{\beta 1}^+ I_{\beta 5}^- + E_{\alpha 5}^- I_{\alpha 1}^+ + E_{\beta 5}^- I_{\beta 1}^+) \quad (4-29)$$

$$P_4 = \frac{3}{2}(E_{\alpha 1}^+ I_{\alpha 7}^+ + E_{\beta 1}^+ I_{\beta 7}^+ + E_{\alpha 7}^+ I_{\alpha 1}^+ + E_{\beta 7}^+ I_{\beta 1}^+) \quad (4-30)$$

$$P_5 = \frac{3}{2}(E_{\alpha 5}^- I_{\alpha 1}^- + E_{\beta 5}^- I_{\beta 1}^- + E_{\alpha 1}^- I_{\alpha 5}^- + E_{\beta 1}^- I_{\beta 5}^-) \quad (4-31)$$

$$P_6 = \frac{3}{2}(E_{\alpha 7}^+ I_{\alpha 1}^- + E_{\beta 7}^+ I_{\beta 1}^- + E_{\alpha 1}^- I_{\alpha 7}^+ + E_{\beta 1}^- I_{\beta 7}^+) \quad (4-32)$$

$$P_7 = \frac{3}{2}(E_{\alpha 5}^- I_{\alpha 7}^+ + E_{\beta 5}^- I_{\beta 7}^+ + E_{\alpha 7}^+ I_{\alpha 5}^- + E_{\beta 7}^+ I_{\beta 5}^-) \quad (4-33)$$

P1 est due à cause de l'interaction des tensions et des courants de la même séquence, P2 est due à cause de l'interaction entre la séquence positive des tensions et positive des courants et viceversa. P3 est due l'interaction entre le fondamental positif est l'harmonique 5 négative, P4 l'interaction entre le fondamental positive est l'harmonique 7 positive, P5 l'interaction entre l'harmonique 5 négative et le fondamentale négative, P6 l'interaction entre l'harmonique 7 positive et le fondamentale négative et P7 due à l'interaction entre l'harmonique 5 négative et 7 positive.

La même analyse pour la puissance réactive.

$$Q = -\frac{3}{2}(E_{\alpha 1}^+ I_{\beta 1}^+ - E_{\beta 1}^+ I_{\alpha 1}^+ + E_{\alpha 1}^- I_{\beta 1}^- - E_{\beta 1}^- I_{\alpha 1}^- + E_{\alpha 5}^- I_{\beta 5}^- - E_{\beta 5}^- I_{\alpha 5}^- + E_{\alpha 7}^+ I_{\beta 7}^+ - E_{\beta 7}^+ I_{\alpha 7}^+ + E_{\alpha 1}^+ I_{\beta 1}^- - E_{\beta 1}^+ I_{\alpha 1}^- + E_{\alpha 1}^- I_{\beta 1}^+ - E_{\beta 1}^- I_{\alpha 1}^+ + E_{\alpha 1}^+ I_{\beta 5}^- - E_{\beta 1}^+ I_{\alpha 5}^- + E_{\alpha 5}^- I_{\beta 1}^+ - E_{\beta 5}^- I_{\alpha 1}^+ + E_{\alpha 1}^+ I_{\beta 7}^- - E_{\beta 1}^+ I_{\alpha 7}^- + E_{\alpha 7}^- I_{\beta 1}^+ - E_{\beta 7}^- I_{\alpha 1}^+ - E_{\alpha 5}^- I_{\beta 7}^+ + E_{\beta 5}^- I_{\alpha 7}^+ + E_{\alpha 7}^+ I_{\beta 5}^- - E_{\beta 7}^+ I_{\alpha 5}^-) \quad (4-34)$$

$$Q_1 = -\frac{3}{2}(E_{\alpha 1}^+ I_{\beta 1}^+ - E_{\beta 1}^+ I_{\alpha 1}^+ + E_{\alpha 1}^- I_{\beta 1}^- - E_{\beta 1}^- I_{\alpha 1}^- + E_{\alpha 5}^- I_{\beta 5}^- - E_{\beta 5}^- I_{\alpha 5}^- + E_{\alpha 7}^+ I_{\beta 7}^+ - E_{\beta 7}^+ I_{\alpha 7}^+) \quad (4-35)$$

$$Q_2 = -\frac{3}{2}(E_{\alpha 1}^+ I_{\beta 1}^- - E_{\beta 1}^+ I_{\alpha 1}^- + E_{\alpha 1}^- I_{\beta 1}^+ - E_{\beta 1}^- I_{\alpha 1}^+) \quad (4-36)$$

$$Q_3 = -\frac{3}{2}(E_{\alpha 1}^+ I_{\beta 5}^- - E_{\beta 1}^+ I_{\alpha 5}^- + E_{\alpha 5}^- I_{\beta 1}^+ - E_{\beta 5}^- I_{\alpha 1}^+) \quad (4-37)$$

$$Q_4 = -\frac{3}{2}(E_{\alpha 1}^+ I_{\beta 7}^+ - E_{\beta 1}^+ I_{\alpha 7}^+ + E_{\alpha 7}^+ I_{\beta 1}^+ - E_{\beta 7}^+ I_{\alpha 1}^+) \quad (4-38)$$

$$Q_5 = -\frac{3}{2}(E_{\alpha 5}^- I_{\beta 1}^- - E_{\beta 5}^- I_{\alpha 1}^- + E_{\alpha 1}^- I_{\beta 5}^- - E_{\beta 1}^- I_{\alpha 5}^-) \quad (4-39)$$

$$Q_6 = -\frac{3}{2}(E_{\alpha 7}^+ I_{\beta 1}^- - E_{\beta 7}^+ I_{\alpha 1}^- + E_{\alpha 1}^- I_{\beta 7}^+ - E_{\beta 1}^- I_{\alpha 7}^+) \quad (4-40)$$

$$Q_7 = -\frac{3}{2}(E_{\alpha 5}^- I_{\beta 7}^+ - E_{\beta 5}^- I_{\alpha 7}^+ + E_{\alpha 7}^+ I_{\beta 5}^- - E_{\beta 7}^+ I_{\alpha 5}^-) \quad (4-41)$$

4.5.1 Calcul des puissances dans le repère tournant

Dans la section précédente, on a montré comment calculer la puissance active et réactive instantanée dans le repère fixe. Mais certaines méthodes de commande nécessitent le calcul de ces dernières dans le repère tournant, en plus le repère tournant montre bien le caractère oscillatoire de ses puissances dans le cas où la source est perturbée.

La puissance apparente dans le repère tournant est donnée par l'équation (4-42)

$$S = P + jQ = \frac{3}{2} E_{dq} X I_{dq}^* \quad (4-42)$$

Si le réseau est déséquilibré et contient des harmoniques, on a montré dans la section 1 que le phasor d'un réseau perturbé peut se mettre sous la forme d'une somme de l'ensemble des séquences positives, négatives et harmoniques.

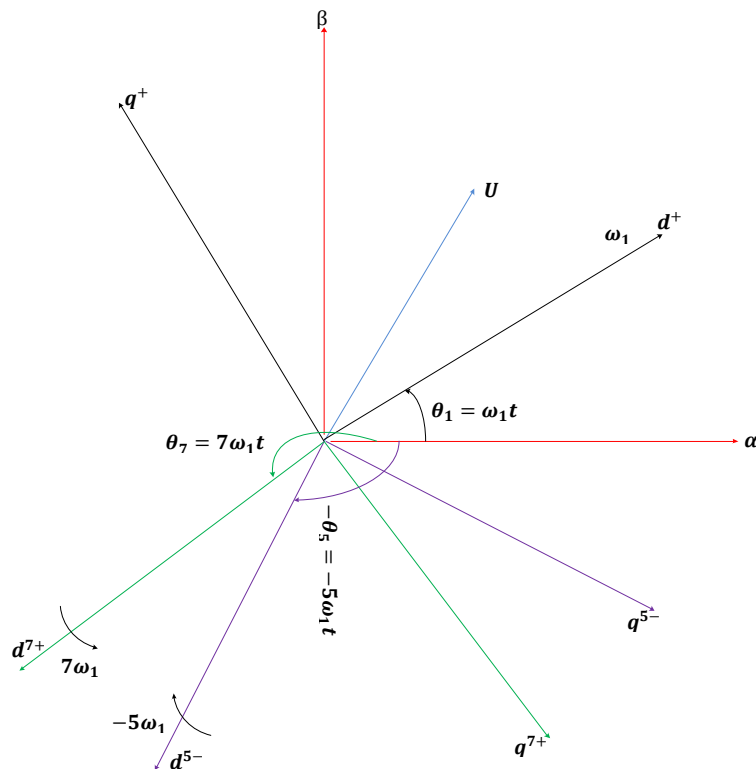


Figure 4.15 Relation entre le repère fixe et tournant pour les différents références.

$$E_{dq} = E_{(dq+)1}^+ + E_{(dq+)1}^- + E_{(dq+)5}^- + E_{(dq+)7}^+ =$$

$$E_{(dq+)1}^+ + E_{(dq-)1}^- e^{-j2\omega_1 t} + E_{(dq5-)5}^- e^{-j6\omega_1 t} + E_{(dq7+)7}^+ e^{j6\omega_1 t} \quad (4-43)$$

$$I_{dq} = I_{(dq+)1}^+ + I_{(dq+)1}^- + I_{(dq+)5}^- + I_{(dq+)7}^+ = I_{(dq+)1}^+ + I_{(dq-)1}^- e^{-j2\omega_1 t} + I_{(dq5-)5}^- e^{-j6\omega_1 t} +$$

$$I_{(dq7+)7}^+ e^{j6\omega_1 t} \quad (4-44)$$

Remplaçant les courants et les tensions par leurs valeur son obtient :

$$P = P_{dc} + \sum_{i=2,4,6,8,12} P_{cosi} \cos(i\omega_1 t) + \sum_{i=2,4,6,8,12} P_{sini} \sin(i\omega_1 t) \quad (4-45)$$

$$Q = Q_{dc} + \sum_{i=2,4,6,8,12} Q_{cosi} \cos(i\omega_1 t) + \sum_{i=2,4,6,8,12} Q_{sini} \sin(i\omega_1 t) \quad (4-46)$$

Les subscript « *dc* », « *cosi* », « *sini* » signifie la composante continue, oscillatoire en cosinus et oscillatoire en sinus a la fréquence $i\omega_1 (i=2,4,6,8,12)$

Prenant le cas pour le réseau déséquilibré seulement il ya que la composante continue et les composante oscillatoire a la fréquence $2\omega_1$.

$$\begin{bmatrix} P_{cos2} \\ P_{sin2} \\ Q_{cos2} \\ Q_{sin2} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} E_{(d-)1}^- & E_{(q-)1}^- & E_{(d+)1}^+ & E_{(q+)1}^+ \\ E_{(q-)1}^- & -E_{(d-)1}^- & -E_{(q+)1}^+ & E_{(d+)1}^+ \\ E_{(q-)1}^- & E_{(d-)1}^- & E_{(q+)1}^+ & E_{(d+)1}^+ \\ E_{(d-)1}^- & E_{(q-)1}^- & E_{(d+)1}^+ & E_{(q+)1}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{(d+)1}^+ \\ I_{(q+)1}^+ \\ I_{(d-)1}^- \\ I_{(q-)1}^- \end{bmatrix} \quad (4-47)$$

Les termes constantes sont dus à l'interaction du courant et de la tension de la même séquence et les termes oscillatoire sont dus à l'interaction des tensions avec les courants des séquences différentes.

Le reste des termes pour une réseau déséquilibré et contenant des harmonique sont montrés dans.

$$\begin{bmatrix} P_{cos4} \\ P_{sin4} \\ Q_{cos4} \\ Q_{sin4} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} E_{(d5-)5}^- & E_{(q5-)5}^- & E_{(d-)1}^+ & E_{(q-)1}^+ \\ E_{(q5-)5}^- & -E_{(d5-)5}^- & -E_{(q-)1}^+ & E_{(d-)1}^+ \\ E_{(q5-)5}^- & E_{(d5-)5}^- & E_{(q-)1}^+ & E_{(d-)1}^+ \\ E_{(d5-)5}^- & E_{(q5-)5}^- & E_{(d-)1}^+ & E_{(q-)1}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{(d+)1}^+ \\ I_{(q+)1}^+ \\ I_{(d5-)5}^- \\ I_{(q5-)5}^- \end{bmatrix} \quad (4-48)$$

$$\begin{bmatrix} P_{cos8} \\ P_{sin8} \\ Q_{cos8} \\ Q_{sin8} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} E_{(d7+)7}^+ & E_{(q7+)7}^+ & E_{(d-)1}^- & E_{(q-)1}^- \\ E_{(q7+)7}^+ & E_{(d7+)7}^+ & E_{(q-)1}^- & -E_{(d-)1}^- \\ E_{(q7+)7}^+ & E_{(d7+)7}^+ & E_{(q-)1}^- & -E_{(d-)1}^- \\ E_{(d7+)7}^+ & E_{(q7+)7}^+ & -E_{(d-)1}^- & -E_{(q-)1}^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{(d-)1}^- \\ I_{(q-)1}^- \\ I_{(d7+)7}^+ \\ I_{(q7+)7}^+ \end{bmatrix} \quad (4-49)$$

$$\begin{bmatrix} P_{cos12} \\ P_{sin12} \\ Q_{cos12} \\ Q_{sin12} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} E_{(d7+)7}^+ & E_{(q7+)7}^+ & E_{(d5-)5}^- & E_{(q5-)5}^- \\ -E_{(q7+)7}^+ & E_{(d7+)7}^+ & E_{(q5-)5}^- & -E_{(d5-)5}^- \\ E_{(q7+)7}^+ & -E_{(d7+)7}^+ & E_{(q5-)5}^- & -E_{(d5-)5}^- \\ E_{(d7+)7}^+ & E_{(q7+)7}^+ & -E_{(d5-)5}^- & -E_{(q5-)5}^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{(d5-)5}^+ \\ I_{(q5-)5}^+ \\ I_{(d7+)7}^- \\ I_{(q7+)7}^- \end{bmatrix} \quad (4-50)$$

$$\begin{bmatrix} P_{dc} \\ Q_{dc} \\ P_{cos6} \\ P_{sin6} \\ Q_{cos6} \\ Q_{sin6} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} E_{(d+)1}^+ & E_{(q+)1}^+ & E_{(d-)1}^- & E_{(q-)1}^- & E_{(d5-)5}^- & E_{(q5-)5}^- & E_{(d7+)7}^+ & E_{(q7+)7}^+ \\ E_{(q+)1}^+ & -E_{(q+)1}^+ & E_{(q-)1}^- & -E_{(d-)1}^- & E_{(q5-)5}^- & -E_{(d5-)5}^- & E_{(q7+)7}^+ & -E_{(d7+)7}^+ \\ E_{(d5-)5}^- + E_{(d7+)7}^+ & E_{(q5-)5}^- + E_{(q7+)7}^+ & 0 & 0 & E_{(d+)1}^+ & -E_{(q+)1}^+ & E_{(d+)1}^+ & E_{(q+)7}^+ \\ -E_{(q5-)5}^- + E_{(q7+)7}^+ & E_{(d5-)5}^- - E_{(d7+)7}^+ & 0 & 0 & E_{(q+)1}^+ & E_{(q+)1}^+ & E_{(d+)1}^+ & E_{(q+)1}^+ \\ E_{(q5-)5}^- - E_{(q7+)7}^+ & -E_{(d5-)5}^- - E_{(d7+)7}^+ & 0 & 0 & E_{(q+)1}^+ & -E_{(d+)1}^+ & E_{(q+)1}^+ & -E_{(d+)1}^+ \\ -E_{(q5-)5}^- + E_{(q7+)7}^+ & E_{(d5-)5}^- - E_{(d7+)7}^+ & 0 & 0 & E_{(q+)1}^+ & -E_{(d+)1}^+ & -E_{(q+)1}^+ & -E_{(d+)1}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{(d+)1}^+ \\ I_{(q+)1}^+ \\ I_{(d-)1}^- \\ I_{(q-)1}^- \\ I_{(d5-)5}^+ \\ I_{(q5-)5}^+ \\ I_{(d7+)7}^- \\ I_{(q7+)7}^- \end{bmatrix} \quad (4-51)$$

4.6 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la modélisation de la source avec perturbation. On a mis l'accent sur deux méthodes récentes : celle du filtre à coefficients variables et celle de l'intégrateur généralisé, la deuxième méthode à l'avantage de calculer du flux virtuel côté réseau comme déjà montré. Dans le deuxième manuscrit du chapitre, le calcul des puissances actives et réactives sous perturbation réseau a été effectué, afin de bien comprendre l'effet d'une source perturbée sur le fonctionnement d'un système d'entraînement basé sur la machine double alimentation. L'étude présentée donne une idée claire sur les causes de dysfonctionnement qui apparaissent dans les différentes étapes du système lorsque la source est perturbée et aide à développer des méthodes pour remédier à ce problème qui sera le but du prochain chapitre.

Chapitre 5

Commande Modifiée De La Cascade Redresseur- Onduleur- MADA Alimentée Par un Réseau Perturbé

5.1 Introduction

Dans le chapitre 3, la commande DPC-SVM appliquée au convertisseur côté réseau et côté MADA a été présentée. Ainsi l'impact d'un réseau perturbé sur le fonctionnement de la machine et l'énergie côté réseau suite à son développement mathématique et calcul des puissances sous perturbation a été abordée dans le troisième chapitre afin de connaître les causes et chercher des remèdes pour ce problématique.

Le présent chapitre est consacré a la commande cascade sous perturbation du réseau avec la même méthode étudié en chapitre 3 avec amélioration afin d'éliminer ou bien amélioré le fonctionnement de la cascade des deux côté réseau-machine.

Dans la suite de ce travail et pour des raisons de simplicité, le réseau est supposé déséquilibré et contenir l'harmonique 5 avec la même amplitude dans les trois phases. Donc la séquence positive a que le fondamental et la séquence négative a le fondamental et l'harmonique 5.

5.2 Modélisation de la MADA alimenté par un réseau perturbé

le schéma équivalent de la MADA est illustré sur la figure 5.1.

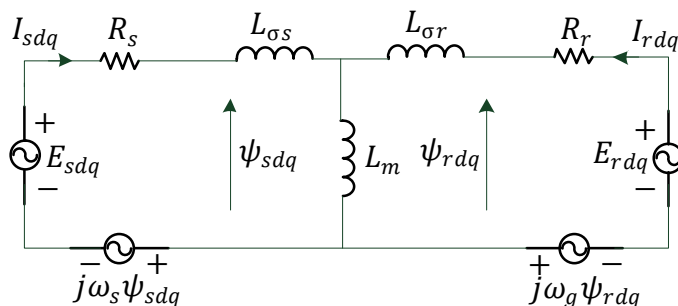


Figure 5.1 Schéma équivalent du MADA.

Les équations de la machine dans le repère de Clark sont données par [XU-12]:

$$E_{s\alpha\beta} = R_s I_{s\alpha\beta} + \frac{d\psi_{s\alpha\beta}}{dt} \quad (5-1)$$

$$E_{r\alpha\beta} = R_r I_{r\alpha\beta} + \frac{d\psi_{r\alpha\beta}}{dt} - j\omega_m \psi_{r\alpha\beta} \quad (5-2)$$

$$\psi_{s\alpha\beta} = L_s I_{s\alpha\beta} + L_h I_{r\alpha\beta} \quad (5-3)$$

$$\psi_{r\alpha\beta} = L_r I_{r\alpha\beta} + L_h I_{s\alpha\beta} \quad (5-4)$$

D'autre part le couple électromagnétique et les puissances active et réactive statoriques peuvent être calculées utilisant les équations :

$$T_{em} = \frac{3}{2} P I_m \{ \psi_{s\alpha\beta} \times \hat{I}_{s\alpha\beta} \} = \frac{3}{2} p (\psi_{s\alpha} I_{s\beta} - \psi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (5-5)$$

$$S = P + jQ = \frac{3}{2} E_{s\alpha\beta} \times \hat{I}_{s\alpha\beta} \quad (5-6)$$

Ou:

$$E_{s\alpha\beta} = E_{s\alpha} + jE_{s\beta} \quad I_{s\alpha\beta} = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (5-7)$$

Remplaçant les courants et les tensions par leurs valeurs:

$$P_s = \frac{3}{2} (E_{s\alpha} I_{s\alpha} + E_{s\beta} I_{s\beta}) \quad (5-8)$$

$$Q_s = -\frac{3}{2} (E_{s\alpha} I_{s\beta} - E_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (5-9)$$

$$E_{s\alpha\beta} = (E_{s\alpha}^+ + E_{s\alpha}^- + E_{s\alpha}^5) + j(E_{s\beta}^+ + E_{s\beta}^- + E_{s\beta}^5) \quad (5-10)$$

$$I_{s\alpha\beta} = (I_{s\alpha}^+ + I_{s\alpha}^- + I_{s\alpha}^5) + j(I_{s\beta}^+ + I_{s\beta}^- + I_{s\beta}^5) \quad (5-11)$$

$$\psi_{s\alpha\beta} = (\psi_{s\alpha}^+ + \psi_{s\alpha}^- + \psi_{s\alpha}^5) + j(\psi_{s\beta}^+ + \psi_{s\beta}^- + \psi_{s\beta}^5) \quad (5-12)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} p [(\psi_{s\alpha}^+ I_{s\beta}^+ - \psi_{s\beta}^+ I_{s\alpha}^+) + (\psi_{s\alpha}^- I_{s\beta}^- - \psi_{s\beta}^- I_{s\alpha}^-) + (\psi_{s\alpha}^5 I_{s\beta}^5 - \psi_{s\beta}^5 I_{s\alpha}^5) + (\psi_{s\alpha}^+ I_{s\beta}^- - \psi_{s\beta}^- I_{s\alpha}^+) + (\psi_{s\alpha}^- I_{s\beta}^+ - \psi_{s\beta}^+ I_{s\alpha}^-) + (\psi_{s\alpha}^+ I_{s\beta}^5 - \psi_{s\beta}^5 I_{s\alpha}^+) + (\psi_{s\alpha}^- I_{s\beta}^5 - \psi_{s\beta}^5 I_{s\alpha}^-) + (\psi_{s\alpha}^5 I_{s\beta}^+ - \psi_{s\beta}^+ I_{s\alpha}^5) + (\psi_{s\alpha}^5 I_{s\beta}^- - \psi_{s\beta}^- I_{s\alpha}^5)] \quad (5-13)$$

On remplace le flux statorique par leur expression en fonction des tensions et courant réseau

$$\frac{d\psi_{s\alpha\beta}^+}{dt} = E_{s\alpha\beta}^+ - R_s I_{s\alpha\beta}^+ \quad (5-14)$$

$$\frac{d\psi_{s\alpha\beta}^-}{dt} = E_{s\alpha\beta}^- - R_s I_{s\alpha\beta}^- \quad (5-15)$$

$$\frac{d\psi_{s\alpha\beta}^5}{dt} = E_{s\alpha\beta}^5 - R_s I_{s\alpha\beta}^5 \quad (5-16)$$

$$\omega_s \psi_{s\alpha}^+ = E_{s\beta}^+ - R_s I_{s\beta}^+ \quad (5-17)$$

$$-\omega_s \psi_{s\beta}^+ = E_{s\alpha}^+ - R_s I_{s\alpha}^+ \quad (5-18)$$

$$-\omega_s \psi_{s\alpha}^- = E_{s\beta}^- - R_s I_{s\beta}^- \quad (5-19)$$

$$\omega_s \psi_{s\beta}^- = E_{s\alpha}^- - R_s I_{s\alpha}^- \quad (5-20)$$

$$-5\omega_s \psi_{s\alpha}^5 = E_{s\beta}^5 - R_s I_{s\beta}^5 \quad (5-21)$$

$$5\omega_s \psi_{s\beta}^5 = E_{s\alpha}^5 - R_s I_{s\alpha}^5 \quad (5-22)$$

Donc on peut tirer l'équation du couple en fonctions des tension et du courant statorique.

$$T_{em} = \frac{3}{2} p (T1 + T2) \quad (5-23)$$

$$T1 = \frac{1}{\omega_s} \left(-R_s \left(I_{s\alpha}^{+2} + I_{s\beta}^{+2} \right) + R_s \left(I_{s\alpha}^{-2} + I_{s\beta}^{-2} \right) + \frac{1}{5} R_s \left(I_{s\alpha}^{52} + I_{s\beta}^{52} \right) - \frac{4}{5} R_s \left(I_{s\alpha}^+ I_{s\alpha}^5 + I_{s\beta}^+ I_{s\beta}^5 \right) + \frac{6}{5} R_s \left(I_{s\alpha}^- I_{s\alpha}^5 + I_{s\beta}^- I_{s\beta}^5 \right) \right] \quad (5-24)$$

$$T2 = \frac{1}{\omega_s} \left[\left(E_{s\alpha}^+ I_{s\alpha}^+ + E_{s\beta}^+ I_{s\beta}^+ \right) - \left(E_{s\alpha}^- I_{s\alpha}^- + E_{s\beta}^- I_{s\beta}^- \right) - \frac{1}{5} \left(E_{s\alpha}^5 I_{s\alpha}^5 + E_{s\beta}^5 I_{s\beta}^5 \right) + \left(E_{s\alpha}^+ I_{s\alpha}^- + E_{s\beta}^+ I_{s\beta}^- \right) - \left(E_{s\alpha}^- I_{s\alpha}^+ + E_{s\beta}^- I_{s\beta}^+ \right) + \left(E_{s\alpha}^+ I_{s\alpha}^5 + E_{s\beta}^+ I_{s\beta}^5 \right) - \left(E_{s\alpha}^- I_{s\alpha}^5 + E_{s\beta}^- I_{s\beta}^5 \right) - \frac{1}{5} \left(E_{s\alpha}^5 I_{s\alpha}^+ + E_{s\beta}^5 I_{s\beta}^+ \right) - \frac{1}{5} \left(E_{s\alpha}^5 I_{s\alpha}^- + E_{s\beta}^5 I_{s\beta}^- \right) \right] \quad (5-25)$$

5.3 Commande du convertisseur côté machine

D'après l'étude présentée dans la section précédente, il est bien clair que la présence d'une perturbation au niveau du réseau provoque des détériorations dans les courants statoriques de la machine et des ondulations dans la puissance active et réactive ainsi dans le couple électromagnétique. Il existe trois lois de commande a appliqué dans ce cas selon l'objectif visé. 1^{er} objectif: courant sinusoïdal et équilibré. 2^{ème} objectif puissance réactive bien lisse. 3^{ème} objectif puissance active sans oscillation.

5.3.1 Premier objectif

Avoir des courant statoriques équilibrés et sinusoïdaux pour cela il faut éliminer le fondamental négative et l'harmonique 5 négative.

Les équations de la puissance active et réactive sous perturbation réseau sont donné par :

$$P_s = \frac{3}{2} \left(E_{s\alpha}^+ I_{s\alpha}^+ + E_{s\beta}^+ I_{s\beta}^+ + E_{s\alpha}^- I_{s\alpha}^- + E_{s\beta}^- I_{s\beta}^- + E_{s\alpha}^5 I_{s\alpha}^5 + E_{s\beta}^5 I_{s\beta}^5 + E_{s\alpha}^+ I_{s\alpha}^- + E_{s\beta}^+ I_{s\beta}^- + E_{s\alpha}^- I_{s\alpha}^+ + E_{s\beta}^- I_{s\beta}^+ + E_{s\alpha}^5 I_{s\alpha}^+ + E_{s\beta}^5 I_{s\beta}^+ + E_{s\alpha}^5 I_{s\alpha}^- + E_{s\beta}^5 I_{s\beta}^- + E_{s\alpha}^- I_{s\alpha}^5 + E_{s\beta}^- I_{s\beta}^5 \right) \quad (5-26)$$

$$Q_s = -\frac{3}{2} \left(E_{s\alpha}^+ I_{s\beta}^+ - E_{s\beta}^+ I_{s\alpha}^+ + E_{s\alpha}^- I_{s\beta}^- - E_{s\beta}^- I_{s\alpha}^- + E_{s\alpha}^5 I_{s\beta}^5 - E_{s\beta}^5 I_{s\alpha}^5 + E_{s\alpha}^+ I_{s\beta}^- - E_{s\beta}^+ I_{s\alpha}^- + E_{s\alpha}^- I_{s\beta}^+ - E_{s\beta}^- I_{s\alpha}^+ + E_{s\alpha}^5 I_{s\beta}^- - E_{s\beta}^5 I_{s\alpha}^- + E_{s\alpha}^- I_{s\beta}^5 - E_{s\beta}^- I_{s\alpha}^5 \right) \quad (5-27)$$

Donc $I_{s\alpha}^- = I_{s\beta}^- = I_{s\alpha}^5 = I_{s\beta}^5 = 0$ remplaçant dans l'équation (5-26) et (5-27) on obtient des nouvelles équations (5-28):

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}(E_{s\alpha}^+ I_{s\alpha}^+ + E_{s\beta}^+ I_{s\beta}^+ + E_{s\alpha}^- I_{s\alpha}^+ + E_{s\beta}^- I_{s\beta}^+ + E_{s\alpha}^5 I_{s\alpha}^+ + E_{s\beta}^5 I_{s\beta}^+) \\ Q_s = -\frac{3}{2}(E_{s\alpha}^+ I_{s\beta}^+ - E_{s\beta}^+ I_{s\alpha}^+ + E_{s\alpha}^- I_{s\beta}^+ - E_{s\beta}^- I_{s\alpha}^+ + E_{s\alpha}^5 I_{s\beta}^+ - E_{s\beta}^5 I_{s\alpha}^+) \end{cases} \quad (5-28)$$

Sous un réseau idéal, il ya que la séquence fondamentale positive et les puissances sont donner par

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2}(E_{s\alpha}^+ I_{s\alpha}^+ + E_{s\beta}^+ I_{s\beta}^+) \\ Q_s = -\frac{3}{2}(E_{s\alpha}^+ I_{s\beta}^+ - E_{s\beta}^+ I_{s\alpha}^+) \end{cases} \quad (5-29)$$

D'après les équations (5.28) et (5.29) les puissances de compensation sont

$$\begin{cases} P_{scomp} = \frac{3}{2}(E_{s\alpha}^- I_{s\alpha}^+ + E_{s\beta}^- I_{s\beta}^+ + E_{s\alpha}^5 I_{s\alpha}^+ + E_{s\beta}^5 I_{s\beta}^+) \\ Q_{scomp} = \frac{3}{2}(E_{s\alpha}^- I_{s\beta}^+ - E_{s\beta}^- I_{s\alpha}^+ + E_{s\alpha}^5 I_{s\beta}^+ - E_{s\beta}^5 I_{s\alpha}^+) \end{cases} \quad (5-30)$$

5.3.2 Deuxième objectif

Sous la contrainte de l'impossibilité de l'élimination des oscillations qui résident dans la puissance active et réactive au même temps et l'obligation d'éliminer ces termes oscillatoires par la commande, le system crée l'harmonique 3 dans le cas déséquilibré et des harmoniques dans les courants autre existant dans la source de la tension.

Il existe une solution médiane est d'avoir une puissance active bien lisse avec des courants parfaitement sinusoïdaux mais déséquilibré lorsque la source est déséquilibré ou bien avoir que l'harmonique qui apparait dans la source.

Pour cela, il faut donner une référence oscillatoire à la puissance active et garder la référence de la puissance réactive. Dans ce cas la puissance active de compensation a injectée dans la puissance active de référence est égale aux termes oscillatoires dans la puissance active.

$$\begin{cases} P_{scomp} = \frac{3}{2}(E_{s\alpha}^+ I_{s\alpha}^- + E_{s\beta}^+ I_{s\beta}^- + E_{s\alpha}^- I_{s\alpha}^+ + E_{s\beta}^- I_{s\beta}^+ + E_{s\alpha}^+ I_{s\alpha}^5 + E_{s\beta}^+ I_{s\beta}^5 + E_{s\alpha}^5 I_{s\alpha}^+ \\ \quad + E_{s\beta}^5 I_{s\beta}^+ + E_{s\alpha}^5 I_{s\alpha}^- + E_{s\beta}^5 I_{s\beta}^- + E_{s\alpha}^- I_{s\alpha}^5 + E_{s\beta}^- I_{s\beta}^5) \\ Q_{scomp} = 0 \end{cases} \quad (5-31)$$

5.3.2 Troisième objectif

Semblable au deuxième objectif, le troisième objectif permis aussi l'existence des séquences négative et harmonique du courants mais assure une puissance active statorique bien lisse. Par conséquence les composants oscillatoires de la puissance réactive sont injectés dans la puissance réactive de référence comme puissance de référence de compensation. Donc les équations de la puissance active et réactive de compensation sont.

$$\begin{cases} P_{comp} = 0 \\ Q_{comp} = \frac{3}{2} (E_{s\alpha}^+ I_{s\beta}^- - E_{s\beta}^+ I_{s\alpha}^- + E_{s\alpha}^- I_{s\beta}^+ - E_{s\beta}^- I_{s\alpha}^+ + E_{s\alpha}^+ I_{s\beta}^5 - E_{s\beta}^+ I_{s\alpha}^5 + E_{s\alpha}^5 I_{s\beta}^+ \\ - E_{s\beta}^5 I_{s\alpha}^+ + E_{s\alpha}^5 I_{s\beta}^- - E_{s\beta}^5 I_{s\alpha}^- + E_{s\alpha}^- I_{s\beta}^5 - E_{s\beta}^- I_{s\alpha}^5) \end{cases} \quad (5-32)$$

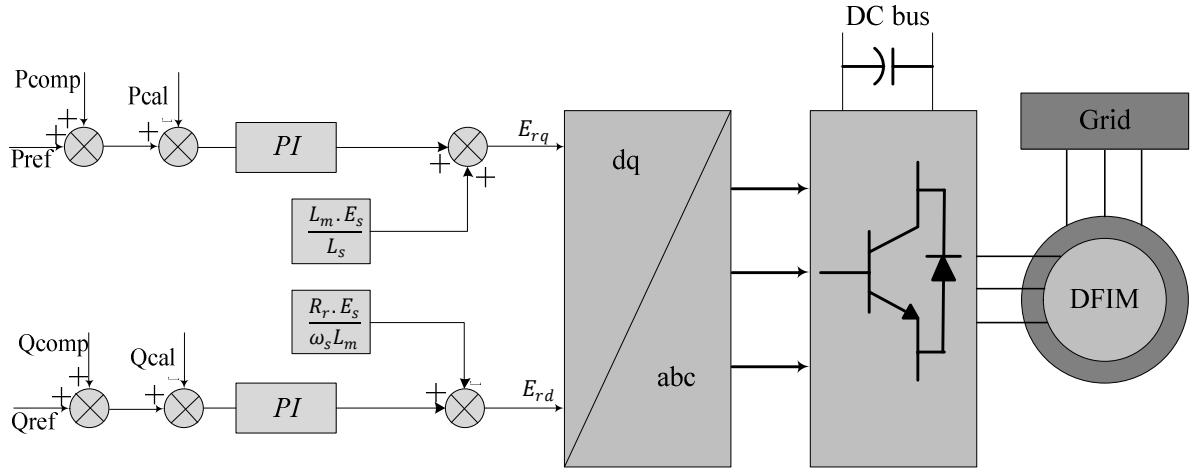


Figure 5.2 Schéma bloc de la commande de la MADA sous perturbation réseau.

5.4 Commande du convertisseur côté réseau

Introduisant la notion du flux virtuel expliqué dans le chapitre précédent. On peut écrire la puissance active et réactive en fonction du flux virtuel comme suite [MER-16d].

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} \omega (\psi_{g\alpha} I_{g\beta} - \psi_{g\beta} I_{g\alpha}) \\ Q = -\frac{3}{2} \omega (\psi_{g\alpha} I_{g\alpha} + \psi_{g\beta} I_{g\beta}) \end{cases} \quad (5-33)$$

Sous une alimentation perturbée

$$\begin{aligned} P_g = \frac{3}{2} \omega (\psi_{g\alpha}^+ I_{g\beta}^+ - \psi_{g\beta}^+ I_{g\alpha}^+ + \psi_{g\alpha}^- I_{g\beta}^- - \psi_{g\beta}^- I_{g\alpha}^- + \psi_{g\alpha}^5 I_{g\beta}^5 - \psi_{g\beta}^5 I_{g\alpha}^5 + \psi_{g\alpha}^+ I_{g\beta}^- - \psi_{g\beta}^+ I_{g\alpha}^- + \\ \psi_{g\alpha}^- I_{g\beta}^+ - \psi_{g\beta}^- I_{g\alpha}^+ + \psi_{g\alpha}^+ I_{g\beta}^5 - \psi_{g\beta}^+ I_{g\alpha}^5 + \psi_{g\alpha}^5 I_{g\beta}^+ - \psi_{g\beta}^5 I_{g\alpha}^+ + \psi_{g\alpha}^5 I_{g\beta}^- - \psi_{g\beta}^5 I_{g\alpha}^- + \psi_{g\alpha}^- I_{g\beta}^5 - \\ \psi_{g\beta}^- I_{g\alpha}^5) \end{aligned} \quad (5-34)$$

$$Q_g = -\frac{3}{2}\omega(\psi_{g\alpha}^+ I_{g\alpha}^+ + \psi_{g\beta}^+ I_{g\beta}^+ + \psi_{g\alpha}^- I_{g\alpha}^- + \psi_{g\beta}^- I_{g\beta}^- + \psi_{g\alpha}^5 I_{g\alpha}^5 + \psi_{g\beta}^5 I_{g\beta}^5 + \psi_{g\alpha}^+ I_{g\alpha}^- + \psi_{g\beta}^+ I_{g\beta}^- + \psi_{g\alpha}^- I_{g\alpha}^+ + \psi_{g\beta}^- I_{g\beta}^+ + \psi_{g\alpha}^5 I_{g\alpha}^+ + \psi_{g\beta}^5 I_{g\beta}^+ + \psi_{g\alpha}^5 I_{g\alpha}^- + \psi_{g\beta}^5 I_{g\beta}^- + \psi_{g\alpha}^- I_{g\alpha}^5 + \psi_{g\beta}^- I_{g\beta}^5) . \quad (5-35)$$

De la même façon que pour le convertisseur côté machine on peut envisager trois objectifs de commande tel que [MER-16a]:

5.4.1 Premier objectif

Courant réseau équilibré et sinusoïdal :

$$\begin{cases} P_{gcomp} = \frac{3}{2}\omega(\psi_{g\alpha}^- I_{g\beta}^+ - \psi_{g\beta}^- I_{g\alpha}^+ + \psi_{g\alpha}^5 I_{g\beta}^+ - \psi_{g\beta}^5 I_{g\alpha}^+) \\ Q_{gcomp} = \frac{3}{2}\omega(\psi_{g\alpha}^- I_{g\alpha}^+ + \psi_{g\beta}^- I_{g\beta}^+ + \psi_{g\alpha}^5 I_{g\alpha}^+ + \psi_{g\beta}^5 I_{g\beta}^+) \end{cases} \quad (5-36)$$

5.4.2 Deuxième objectif

Puissance réactive lisse :

$$\begin{cases} P_{comp} = \frac{3}{2}\omega(\psi_{g\alpha}^+ I_{g\beta}^- - \psi_{g\beta}^+ I_{g\alpha}^- + \psi_{g\alpha}^- I_{g\beta}^+ - \psi_{g\beta}^- I_{g\alpha}^+ + \psi_{g\alpha}^5 I_{g\beta}^5 - \psi_{g\beta}^5 I_{g\alpha}^5 + \psi_{g\alpha}^5 I_{g\beta}^+ \\ \quad - \psi_{g\beta}^5 I_{g\alpha}^+ + \psi_{g\alpha}^5 I_{g\beta}^- - \psi_{g\beta}^5 I_{g\alpha}^- + \psi_{g\alpha}^- I_{g\beta}^5 - \psi_{g\beta}^- I_{g\alpha}^5) \\ Q_{comp} = 0 \end{cases} \quad (5-37)$$

5.4.3 Troisième objectif

Puissance active lisse :

$$\begin{cases} P_{comp} = 0 \\ Q_{comp} = \frac{3}{2}\omega(\psi_{g\alpha}^+ I_{g\alpha}^- + \psi_{g\beta}^+ I_{g\beta}^- + \psi_{g\alpha}^- I_{g\alpha}^+ + \psi_{g\beta}^- I_{g\beta}^+ + \psi_{g\alpha}^5 I_{g\alpha}^5 + \psi_{g\beta}^5 I_{g\beta}^5 + \psi_{g\alpha}^5 I_{g\alpha}^+ \\ \quad + \psi_{g\beta}^5 I_{g\beta}^+ + \psi_{g\alpha}^5 I_{g\alpha}^- + \psi_{g\beta}^5 I_{g\beta}^- + \psi_{g\alpha}^- I_{g\alpha}^5 + \psi_{g\beta}^- I_{g\beta}^5) \end{cases} \quad (5-38)$$

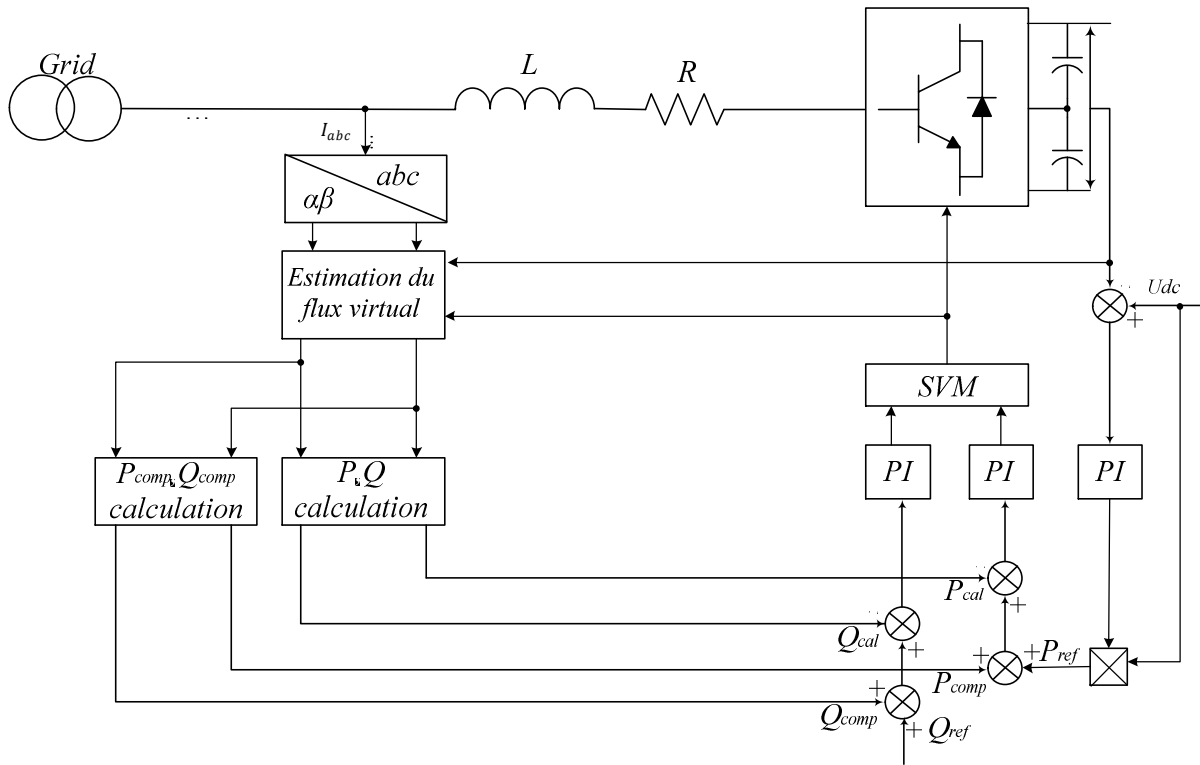


Figure 5.3 Schéma block de la commande DPC-SVM du CCR sous perturbation réseau.

5.5 Simulation numérique

La simulation numérique de la cascade sous un réseau déséquilibré et perturbée a été réalisée pour les deux stratégies de la commande DPC classique et de la commande modifier en utilisant MATLAB-Simulink. Les paramètres du système sont donnés dans l'annexe A. Avec une fréquence de commutation de 6 kHz pour les deux convertisseurs.

Dans les sections 5.5.1 ~5.5.3 les tensions dans le réseau sont mesurées et dans la section 5.5.4 les tensions sont estimées en utilisant la technique du flux virtuel présentée dans le chapitre précédent.

5.5.1 Réseau déséquilibré

Le déséquilibre de la source dans ce cas est une chute de tension de 20% dans la troisième phase. Ce type de déséquilibre est très courant dans le réseau électrique à cause de l'alimentation des charges monophasé ou l'utilisation des transformateurs à bobinage non symétrique [ZAN-14].

a) premier objectif

Les figures 5.4 et 5.5 montrent le comportement dynamique des deux convertisseurs côté réseau et côté machine commandé premièrement par la commande sans compensation sous une alimentation déséquilibrée, ensuite la commande modifiée a été introduite à l'instant 1.2 s pour le convertisseur côté réseau avec le premier objectif, ensuite à l'instant 1.4s en injectant les puissances de compensation pour le convertisseur côté machine avec le premier objectif aussi.

D'après la figure 5.4 et 5.5, on peut constater que la stratégie de commande offre des courants sinusoïdaux et équilibrés sous une alimentation équilibrée. Mais, sous une alimentation déséquilibrée, les courants de ligne devient déséquilibré et peuvent contenir des harmoniques.

Le premier objectif de la commande DPC améliorée est d'avoir des courants sinusoïdaux et équilibrés sous une alimentation déséquilibrée.

Il est bien clair, qu'après l'application de la commande proposée à l'instant 1.2 s, les harmoniques des courants de ligne sont éliminés et des courants équilibrés sont garantis. Ainsi qu'un facteur de puissance unitaire et obtenue sous une alimentation déséquilibré. La figure 5.4 montre aussi la régulation de la tension continue et l'équilibrage des sources de tension entre

les deux convertisseurs qui gardent les deux tensions égales, même sous le déséquilibre. On remarque aussi la présence des fluctuations dans les puissances côté réseau qui ne peuvent pas être évitées si le premier objectif est sélectionné comme lois de commande.

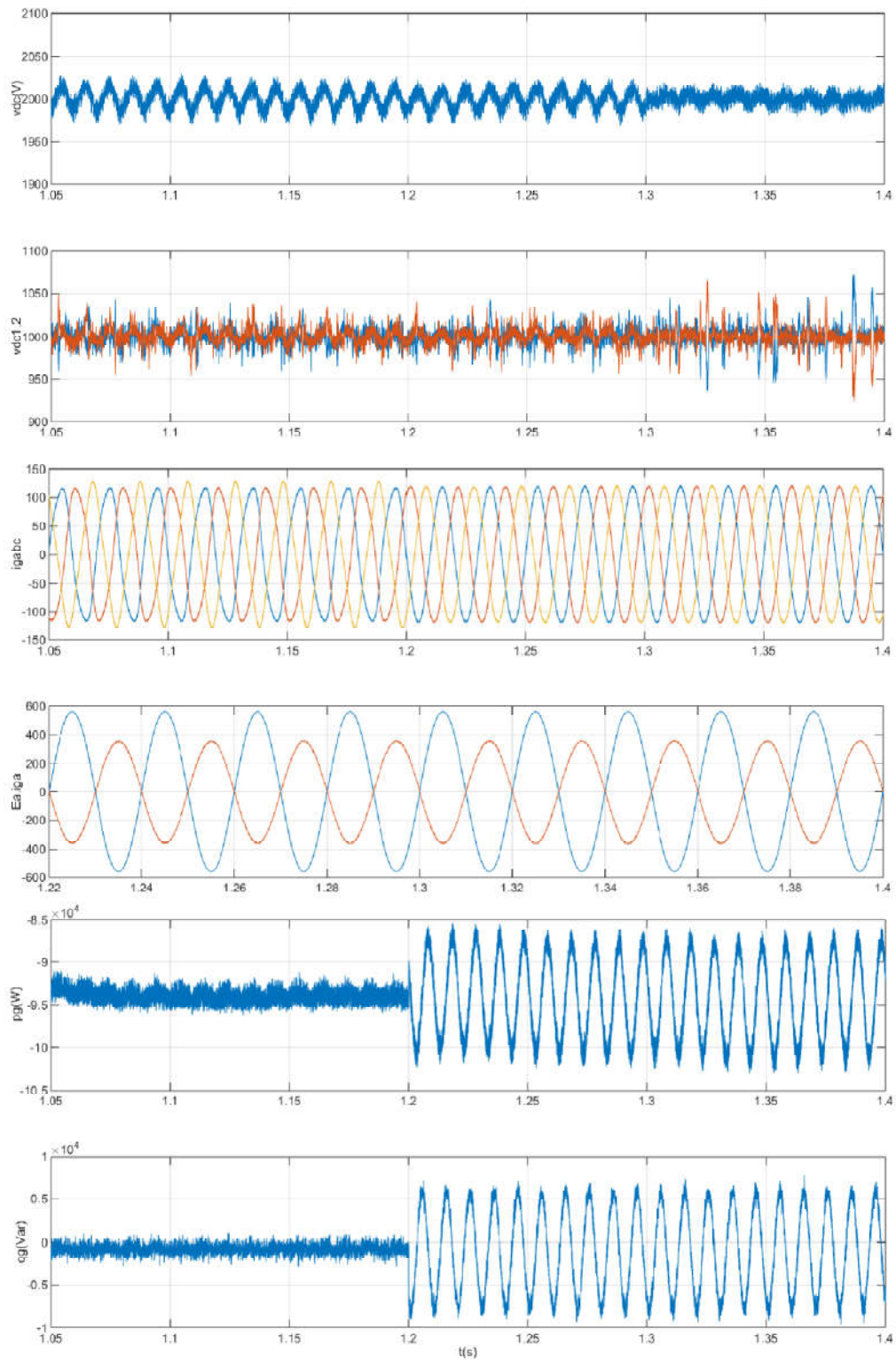


Figure 5.4. de haut en bas : tension continue, v_{dc1} et v_{dc1_2} , courant de ligne, tension et courant, puissance active et réactive.

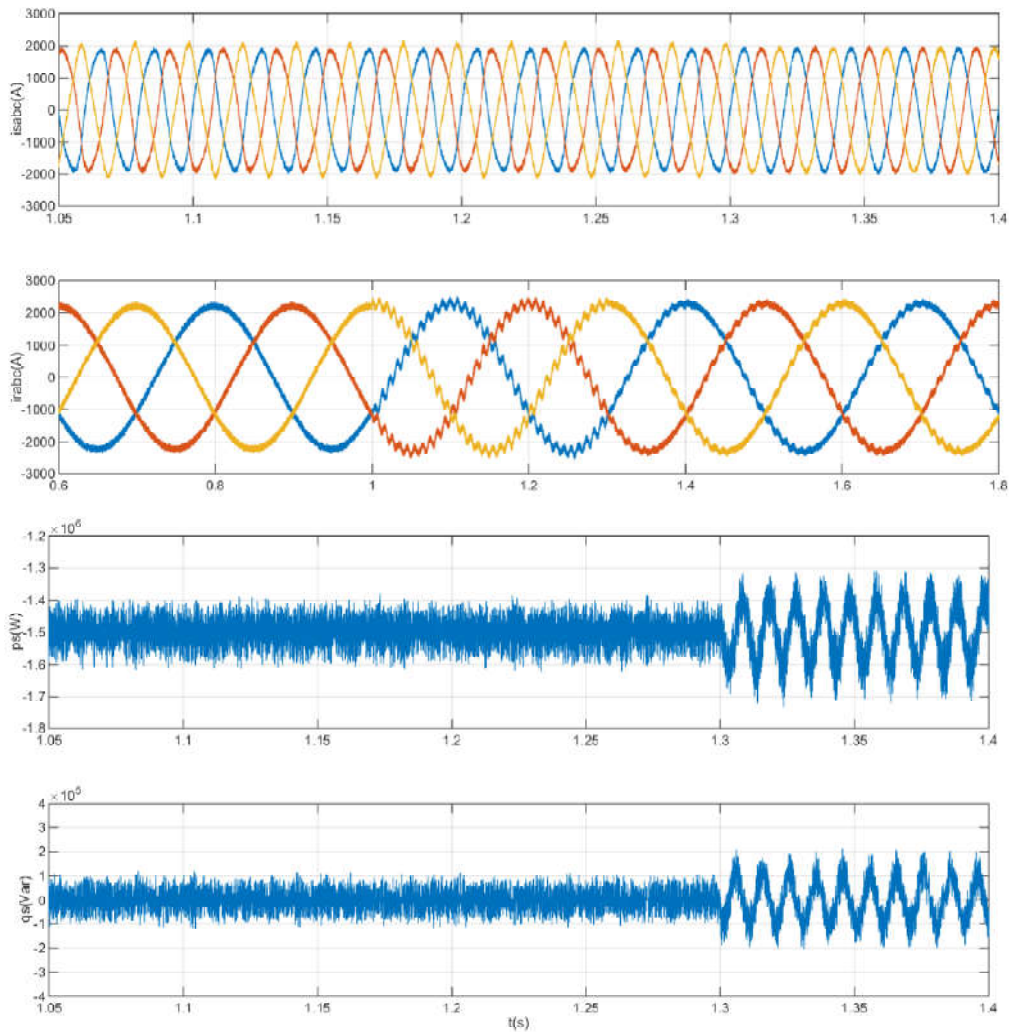


Figure 5.5 de haut en bas :courant statorique, courant rotorique puissance active et réactive statorique.

Les mêmes constatations peuvent être tirées pour le convertisseur côté machine dont les résultats sont représentés sur la figure 5.5. On observe que la commande proposée avec le premier objectif est capable d'améliorer la forme d'onde des courants statoriques en agissant sur les variable rotoriques, les courant statoriques sont devenus sinusoïdaux et équilibrés et les fluctuations des courant rotoriques sont minimisés avec la présence des ondulations dans les puissance statoriques.

On peut constater selon la figure 5.6 que le courant total dans le réseau sont des courants sinusoïdaux et équilibrés au réseau.

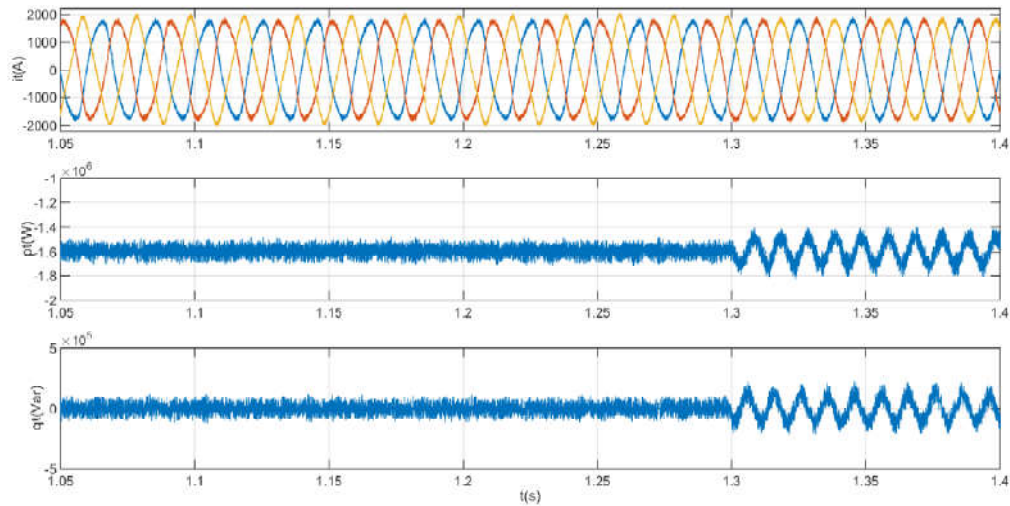


Figure 5.6 Courant total, puissance active total et puissance réactive de la source.

Dans l'ordre de quantifier l'efficacité de la commande proposée, le spectre harmonique des courants est illustré dans la figure 5.7. Ce spectre harmonique est sélectionné comme benchmark pour les autre cas pour une alimentation idéale.

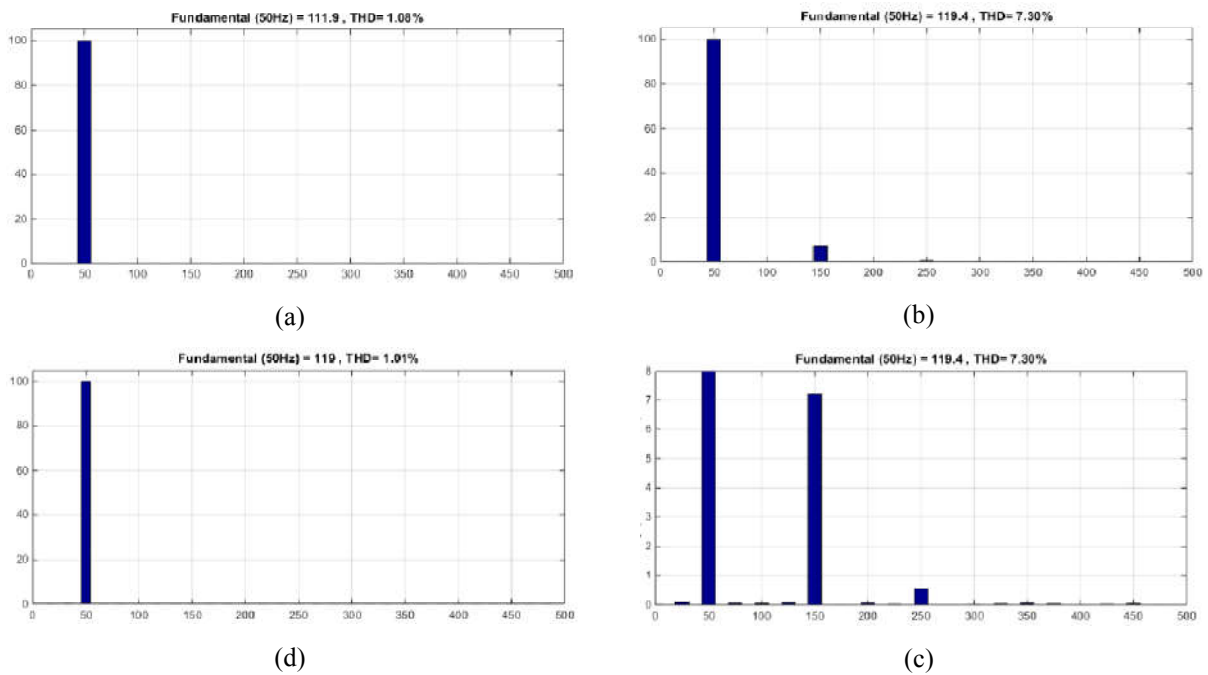


Figure 5.7 Spectre harmonique des courants d'entrée. a) réseau équilibré, b) réseau déséquilibré sans compensation, c) réseau déséquilibré avec compensation, d) zoom de (b) .

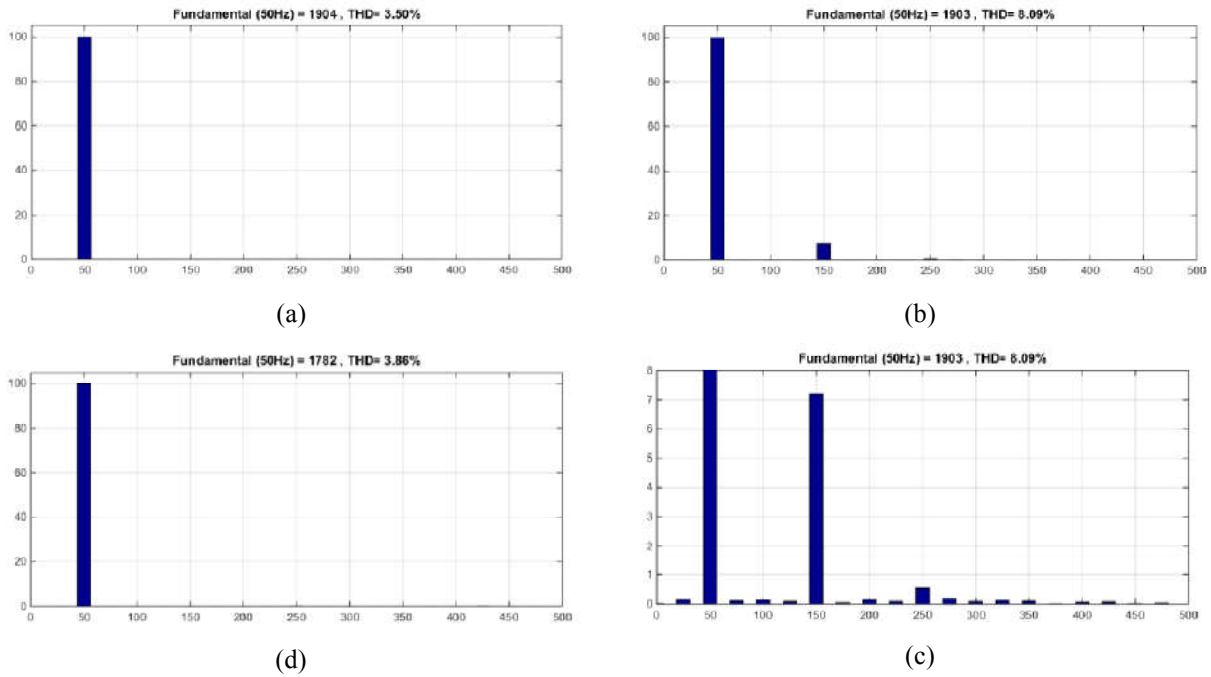


Figure 5.8 Spectre harmonique des courants statorique.

La présence d'un déséquilibre dans la tension d'alimentation crée un déséquilibre dans les courants de ligne et les courants statoriques et des pulsations dans les puissances, mais la commande DPC force les puissances actives et réactives d'être lisses sans oscillations au même temps ce qui n'est pas possible, cela oblige le système de générer l'harmonique 3 clairement observer dans les figures 5.7.d et 5.8.d pour assurer les lois de commande imposés.

Le spectre harmonique démontre que les harmoniques des courants peuvent être réduites en utilisant la commande proposée sous une alimentation déséquilibrée. Le taux de distorsion harmonique (THD)des courants de ligne sous une alimentation équilibrée est de 1.08 % et monté à 7.30 % sous une alimentation déséquilibrée, et après l'application de la commande proposée et régusée a 1.01 %. Pour les courant statorique le THD est de 3.5% pour un réseau équilibré, 8.09 % sous un déséquilibre et 3.86% pour la commande modifiée sous le déséquilibre.

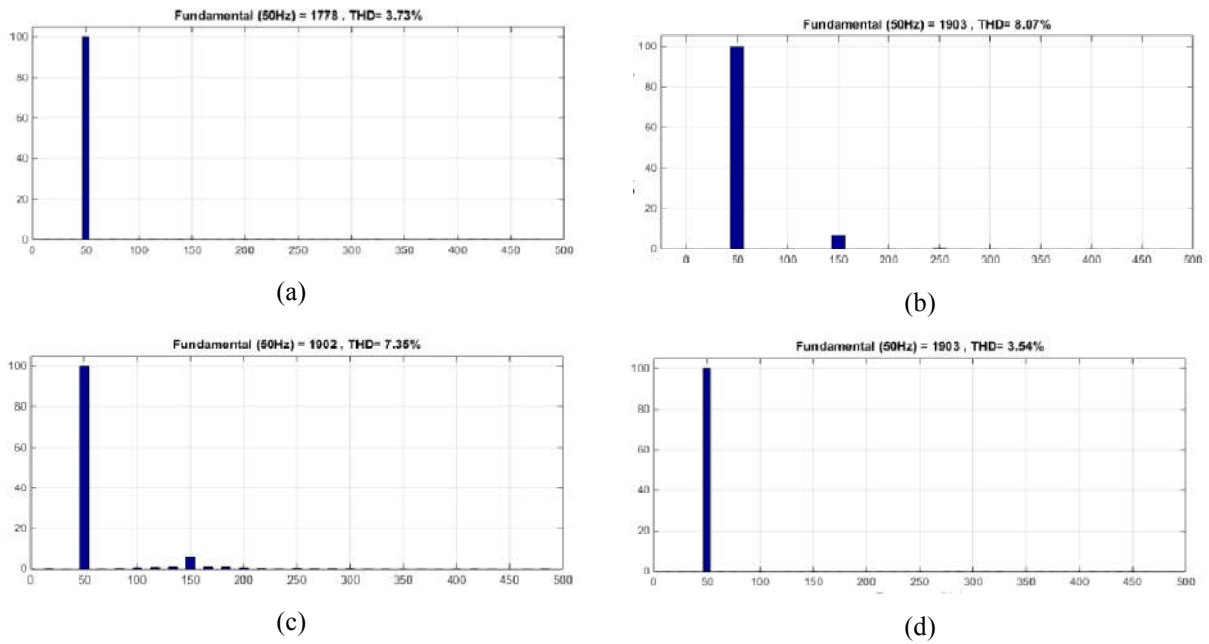


Figure 5.9 Spectre harmonique des courants de la source.

La figure 5.9 montre la THD des courants totaux. Sa valeur varie de 3.73% sous une alimentation équilibrée à 8.7% pour un déséquilibre. On observe une légère amélioration du THD de 1% après l'introduction des puissances de compensation pour le convertisseur côté réseau et une réduction jusqu'au 3.54% lorsque les deux convertisseurs sont commandés sous le premier objectif.

b) Deuxième objectif

La loi de commande du deuxième objectif garde la puissance réactive constante et injecte des fluctuations dans la puissance active afin de donner une liberté au système pour éviter la création de l'harmonique 3 dans les courants.

Les mêmes paramètres ainsi que le même point de fonctionnement du premier objectif sont utilisées dans la simulation sous le deuxième objectif. Les résultats obtenus sont montrés dans les figures 5.10 et 5.11.

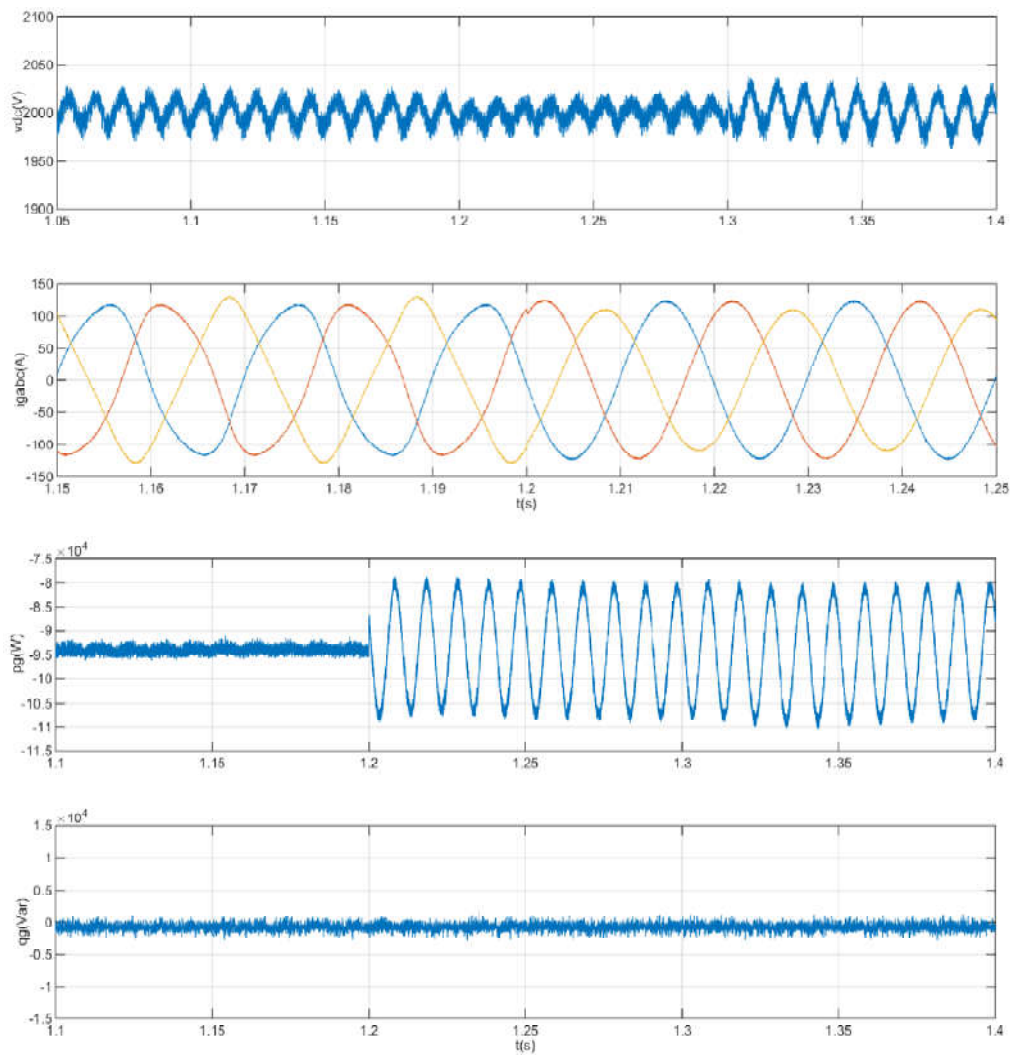


Figure 5.10 Tension continue, courant de ligne, puissance active et réactive côté réseau.

Command modifié de la cascade redresseur-onduleur- MADA alimenté par un réseau perturbé

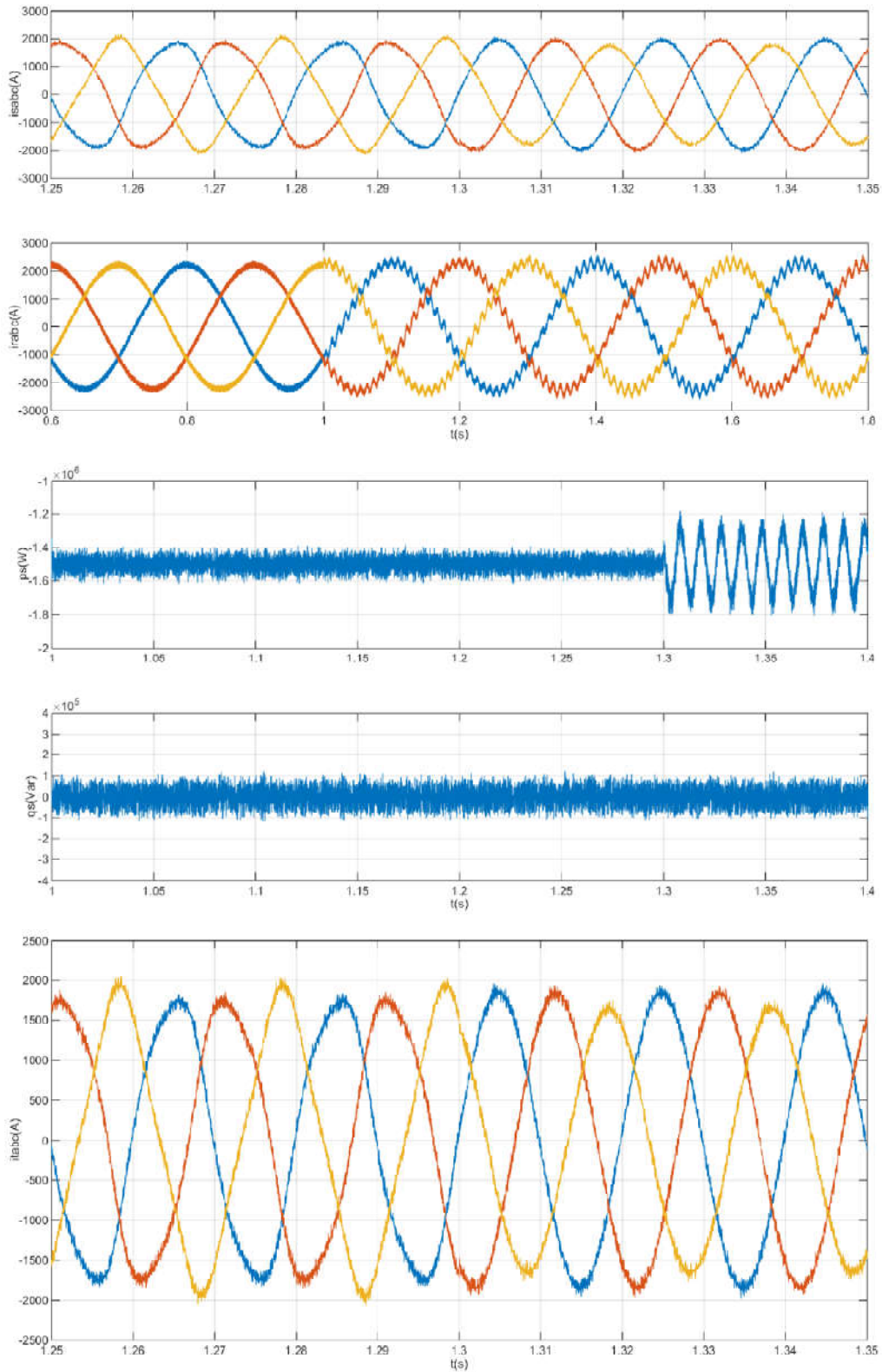


Figure 5.11 Courant statorique, courant rotorique, puissance active statorique, puissance réactive statorique; courant total.

Il est bien noté que les courants côté réseau et statoriques sont devenues sinusoïdaux mais déséquilibrés avec la présence des ondulations au niveau de la tension du bus continue. On note aussi que les puissances actives côté réseau et statoriques, ainsi que les puissances réactives statoriques et côté réseau demeurant constantes sans aucunes oscillations.

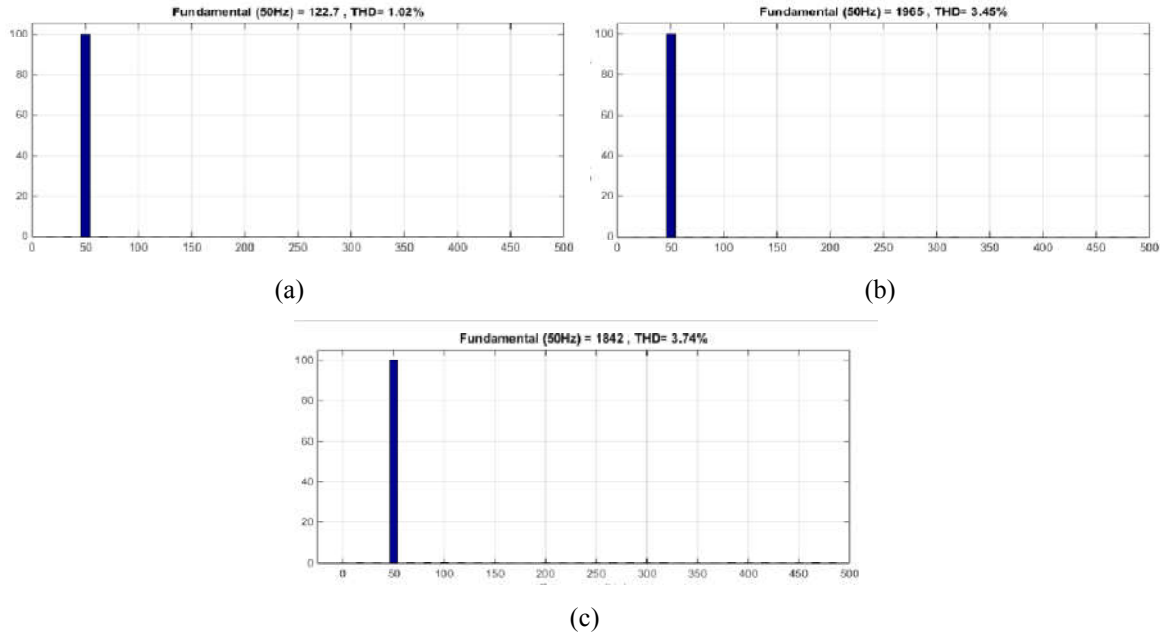


Figure 5.12 Spectre harmonique des courants d'entrée.

c) troisième objectif

La loi de commande du troisième objectif assure des courants sinusoïdaux avec une puissance active constante sans fluctuation. Similaire au deuxième objectif, les mêmes figures sont tracées sous le troisième objectif. On remarque toujours que l'algorithme de commande est capable de filtré les courants, seule la séquence inverse existe sans harmonique. Les puissances actives suivent bien la référence imposée constante, avec la présence des ondulations dans les puissances réactives dues à l'addition des puissances oscillatoires de compensation à une référence constante.

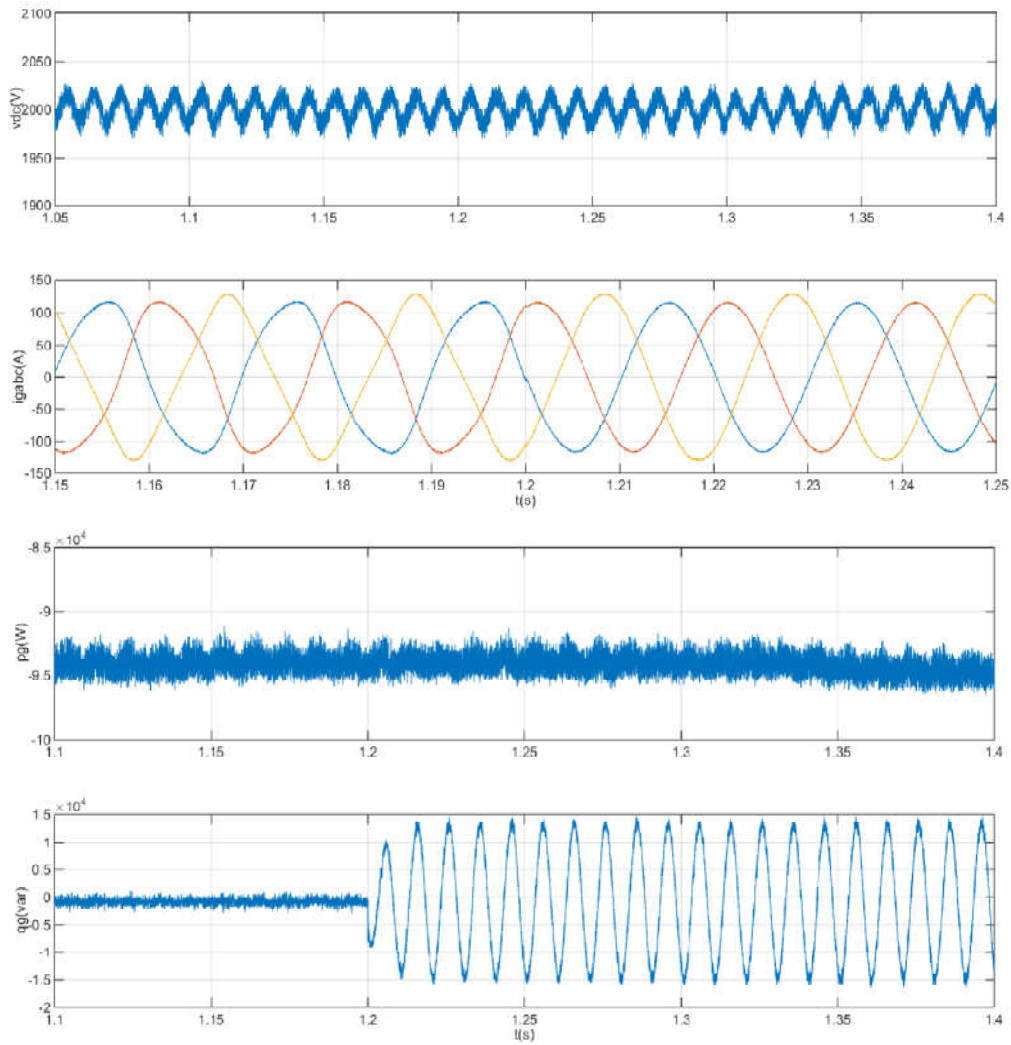


Figure 5.13 Tension continue, courant de ligne, puissance active et réactive côté réseau.

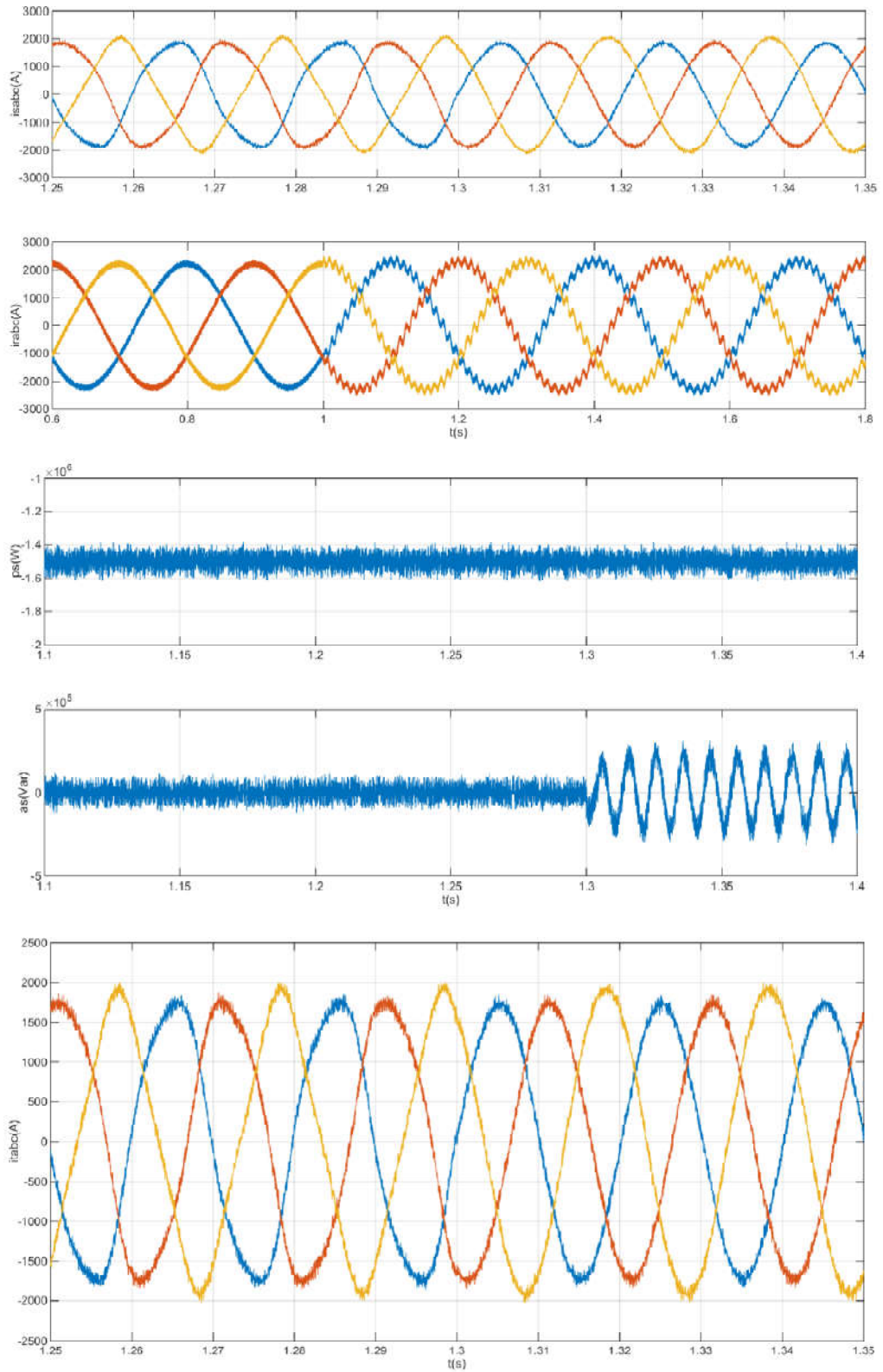


Figure 5.14 Courant statorique, courant rotorique, puissance active et réactive statorique et courant total.

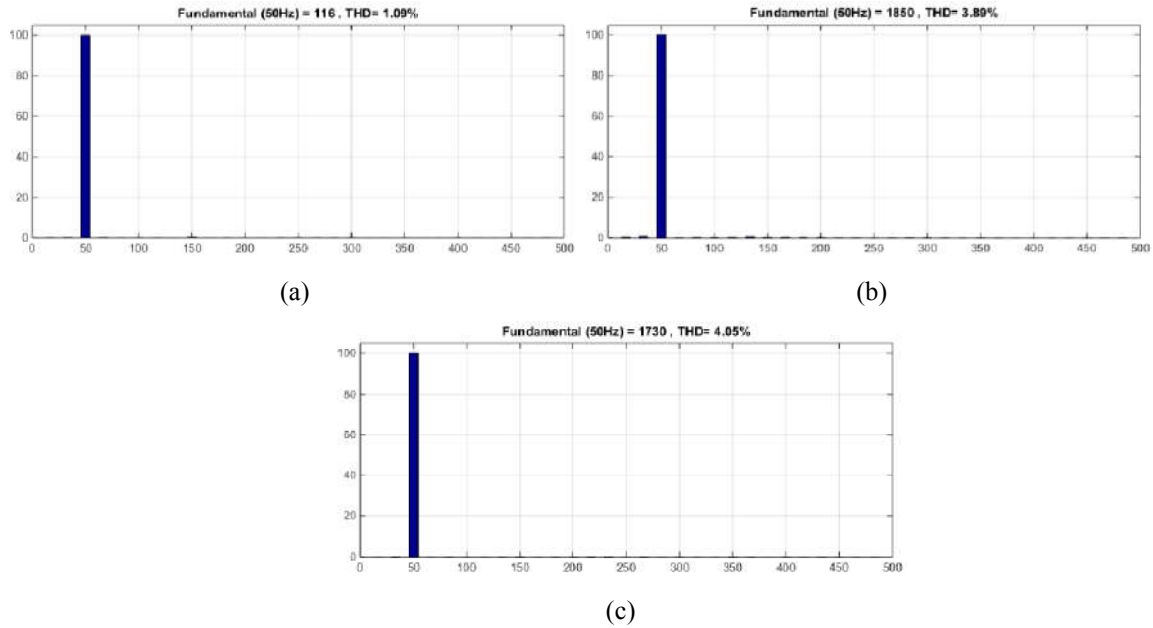


Figure 5.15 Spectre harmonique des courants d'entrée.

5.5.2 Réseau perturbé

Pour vérifier la large validité de la méthode présentée, un teste de la cascade sous une alimentation perturbée a été réalisée. Dans notre cas, la perturbation est la superposition de 20% l'harmonique 5 sur le fondamental de la tension du réseau. Les paramètres du system et le point de fonctionnement sont gardés toujours les mêmes qu'auparavant.

a) premier objectif

La présence de l'harmonique 5 dans la tension d'alimentation crée des termes pulsatoires dans la tension continue, son fréquence est de six fois celle du réseau. Les pulsations réfléchies combinées avec le fondamental du SVM génère l'harmonique d'ordre 7 dans les courants côté réseau. Ces harmoniques peuvent être éliminées par l'application de la commande proposées comme le montre la figure 5.16. Le THD des courants côté réseau de la commande proposée est 1.19% seulement contrairement au méthodes classiques qui présentent un THD de 20.56%.

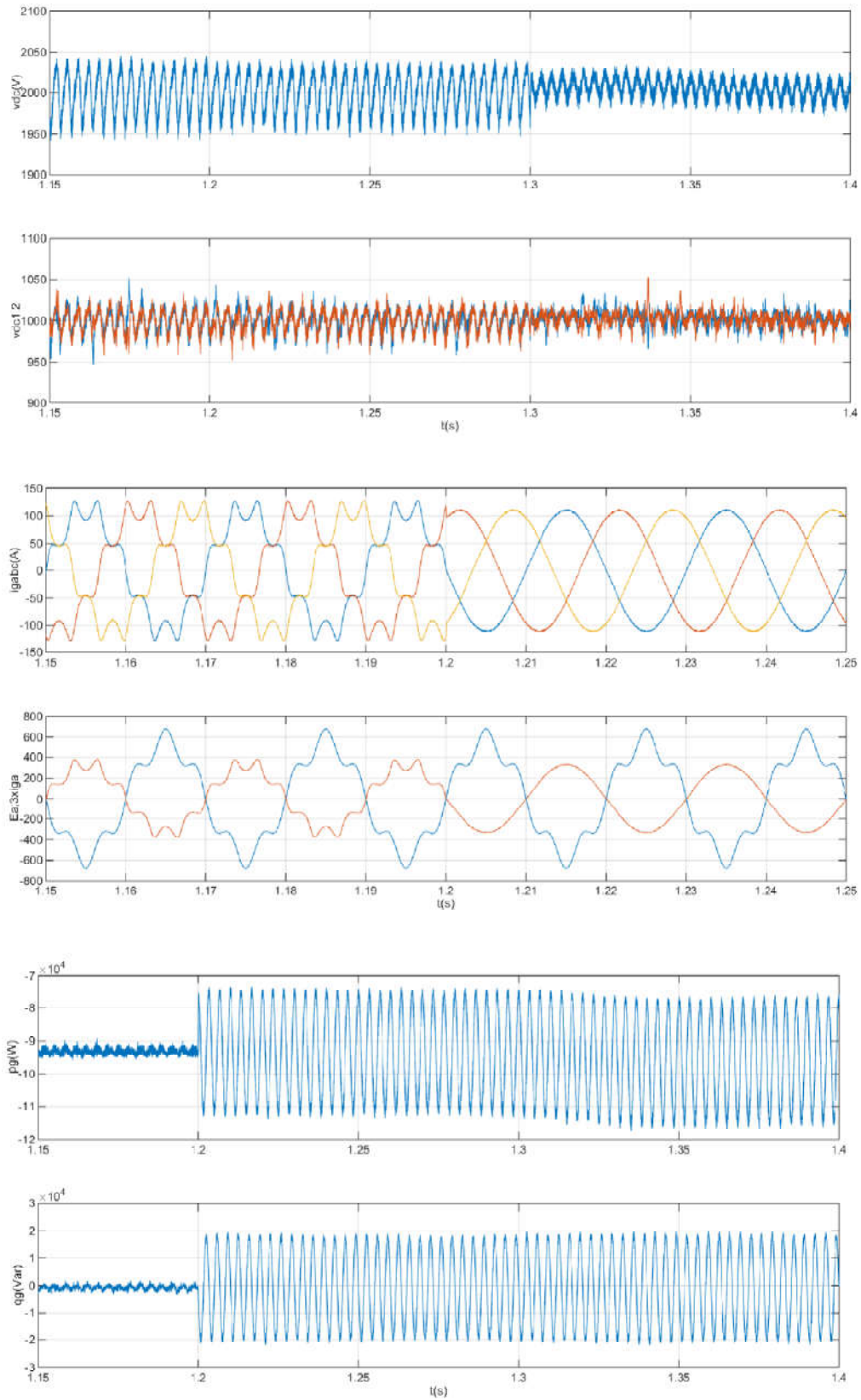


Figure 5.16 de haut en bas : tension continue, v_{dc1} et v_{dc12} , courant de ligne, tension et courant, puissance active et réactive.

De même la perturbation réseau a un impact nocif sur les courants statoriques et rotoriques de la MADA comme le montre la figure 5.17. Mais après l'injection des puissances de compensation à l'instant 1.3s, on observe une amélioration importante dans la forme d'onde des courants statoriques là où le THD est apaisée de 3.63 % à 3.94% conduit par une minimisation dans les fluctuations réside dans les courants rotoriques.

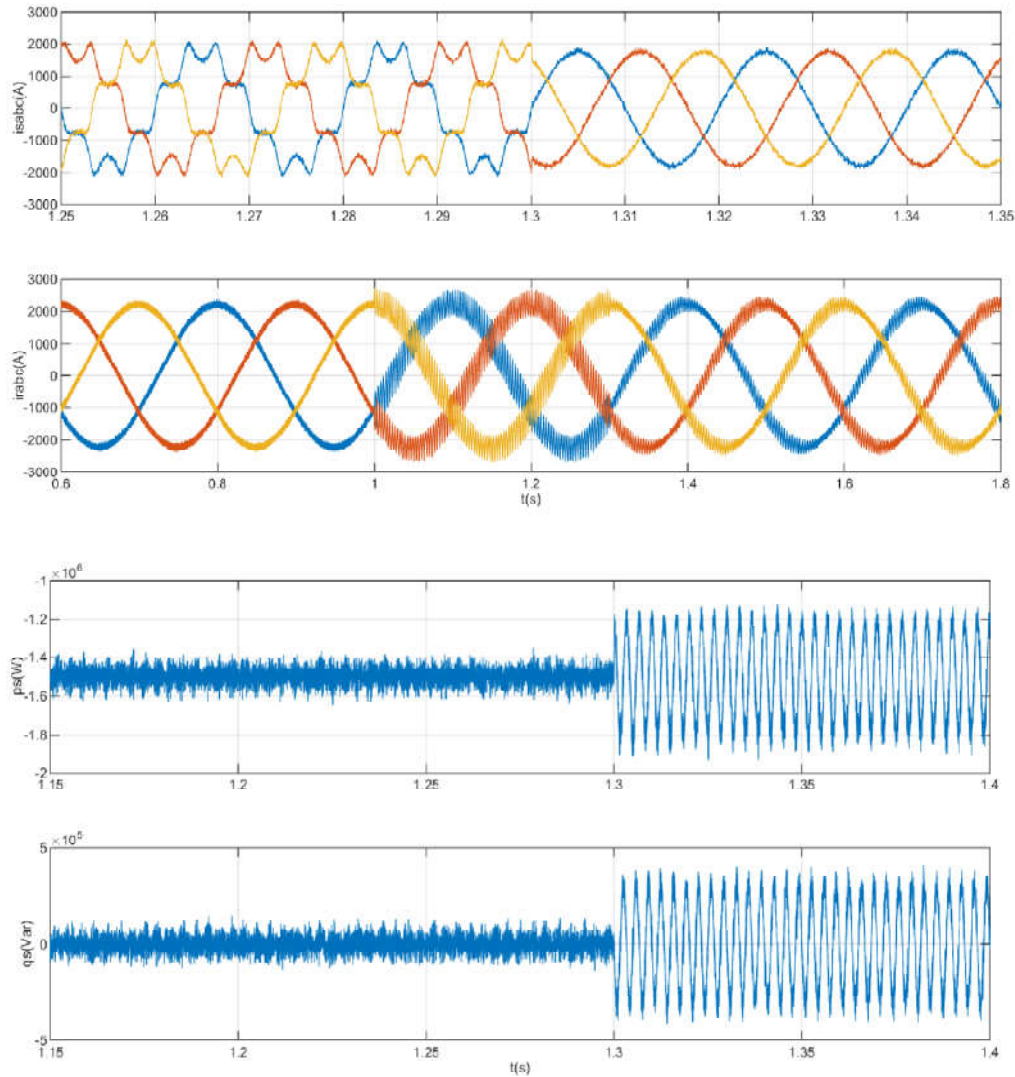


Figure 5.17 Courant statorique, courant rotorique, puissance active et reactive statorique.

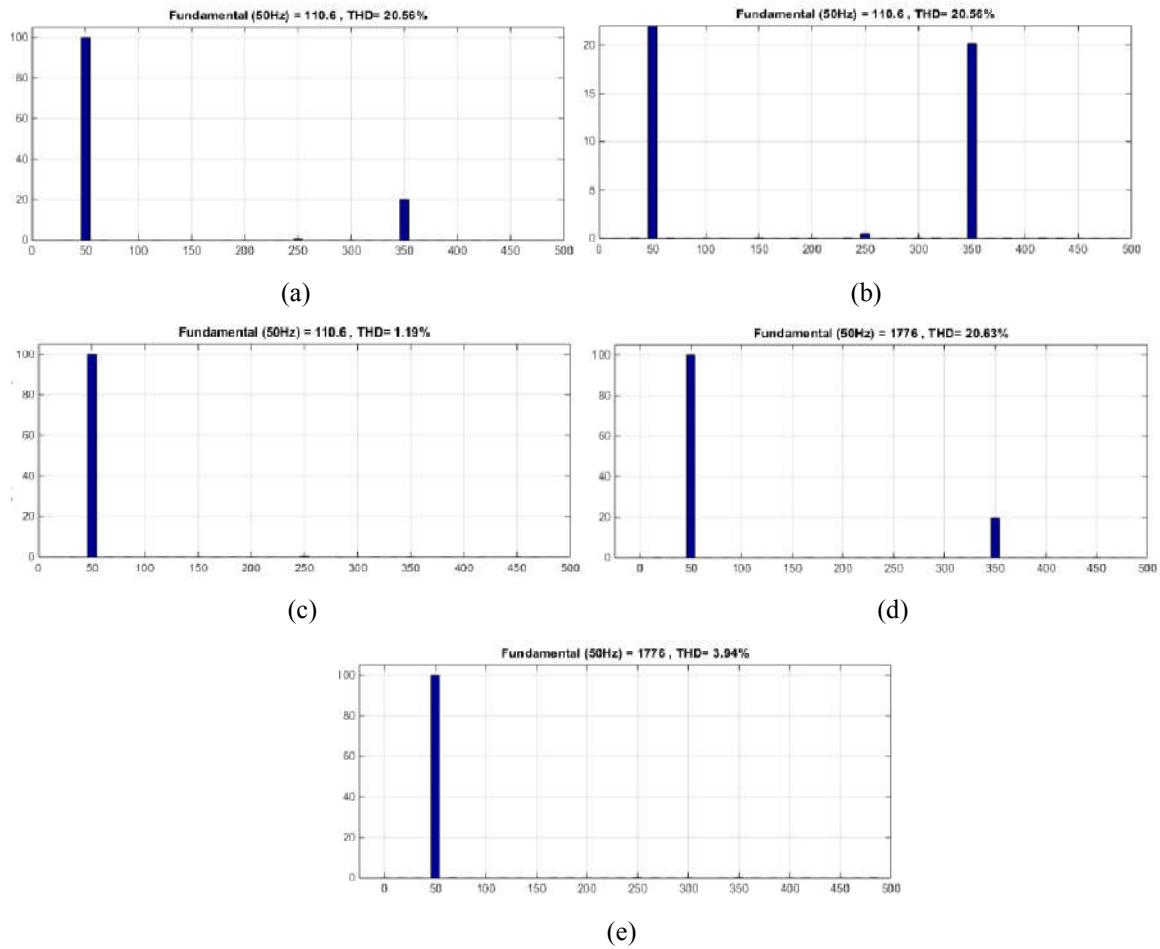


Figure 5.18 Spectre harmonique.

b) Deuxieme objectif

D'après les figures 5.19, 5.20 et 5.21, l'harmonique 7 présent dans les courants côté réseau et statoriques peuvent être enlevés sous le deuxième objectif, il reste l'harmonique 5 qui existe déjà dans les tensions d'alimentation. Des ondulations de pulsation égale à 6 fois la fréquence du réseau sont présentes au niveau de la puissance active avec une puissance réactive bien lisse.

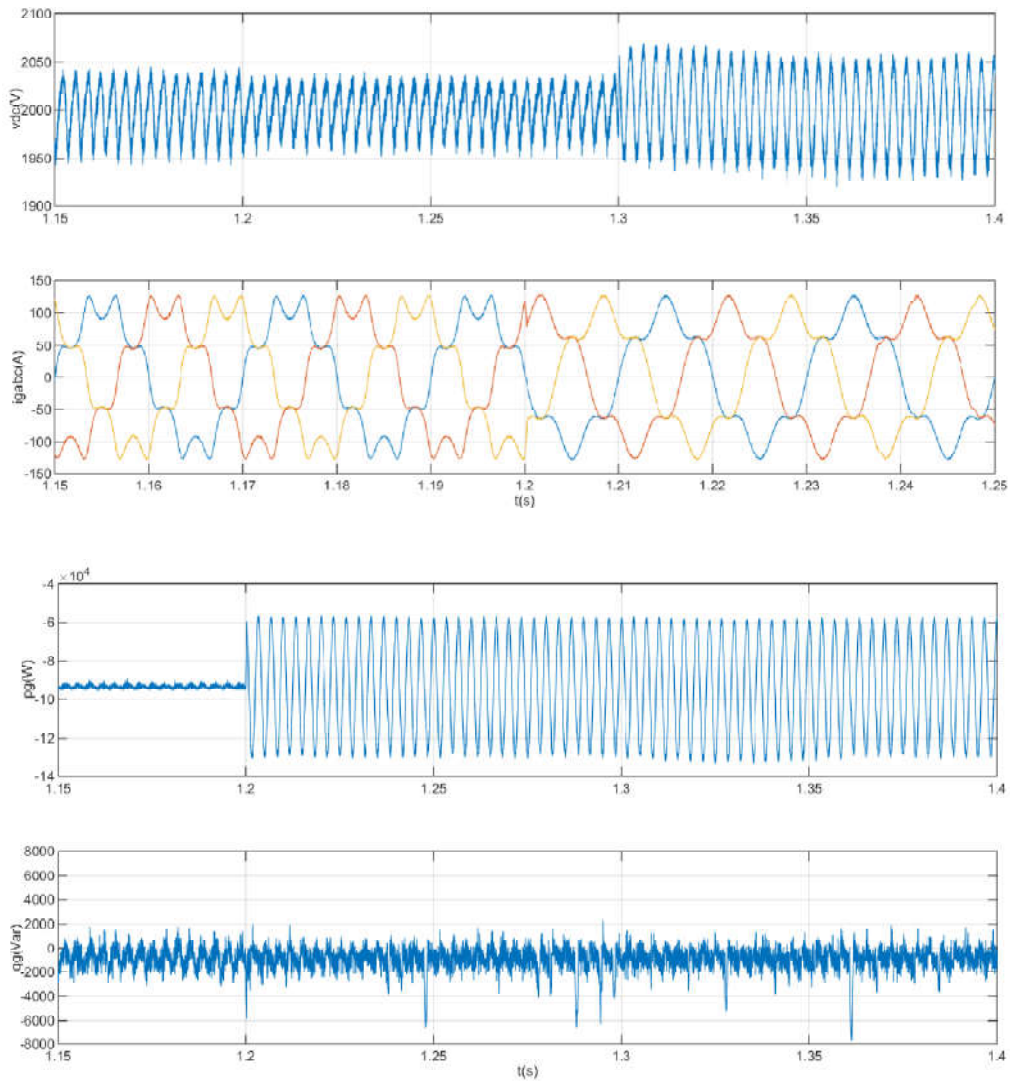


Figure 5.19 Tension continue; courant de ligne, puissance active et réactive côté réseau.

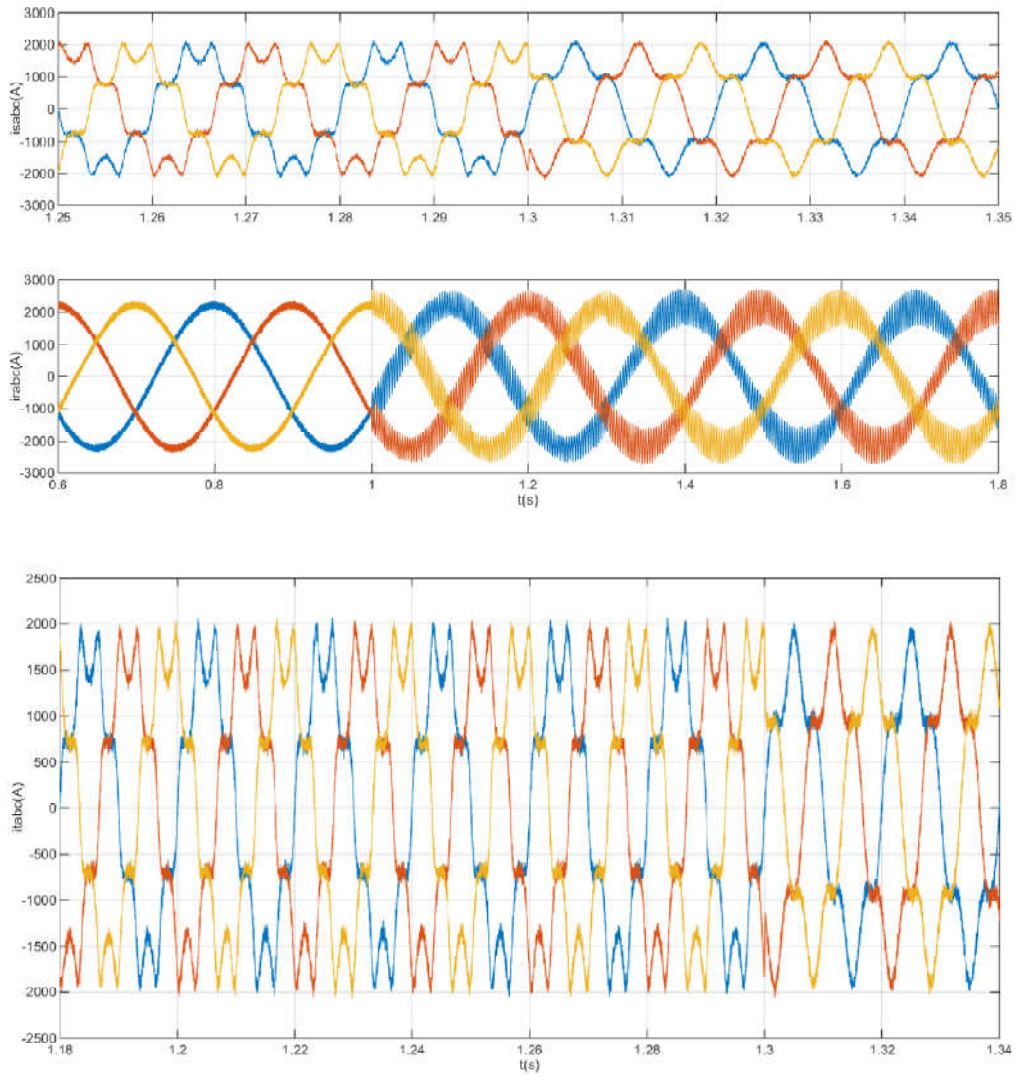


Figure 5.20 Courant statorique, courant rotorique, courant total.

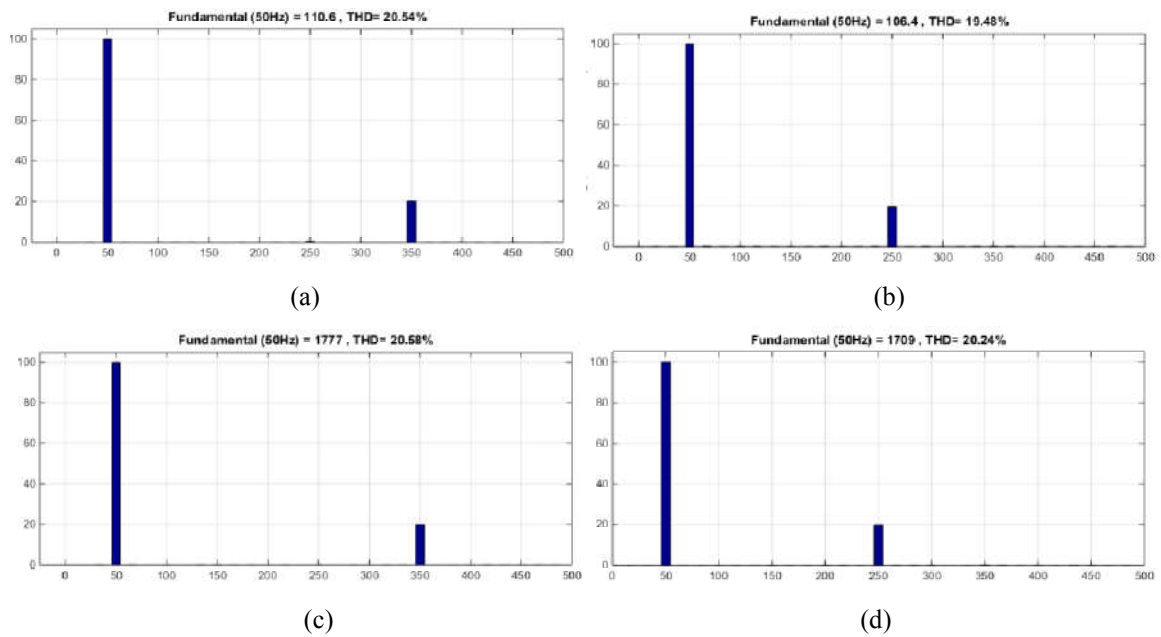


Figure 5.21 Spectre harmonique des courants.

5.5.3 Réseau déséquilibré et perturbé

Les figures qui suivent, représente le fonctionnement de la cascade sous un cas extrême de déformation des tensions réseau, là où le déséquilibre est présent tous les deux au même temps. La loi de commande est imposée et garantie le premier objectif. D'après les figures 5.22 et 5.23, l'algorithme prouve son efficacité et capable d'achevé l'objective visée sous une perturbation sévère.

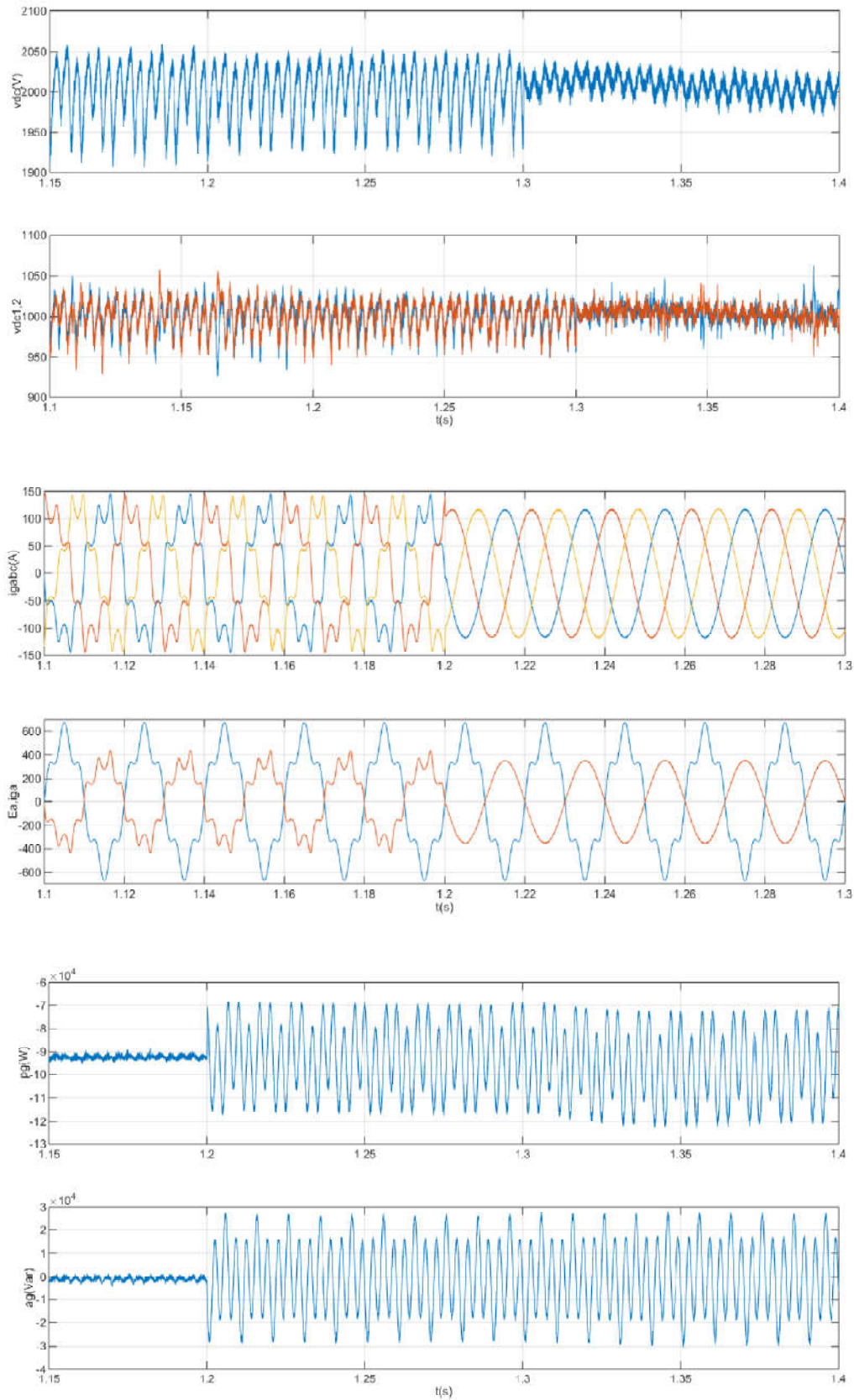


Figure 5.22 Tension continue et puissance active et réactive côté réseau.

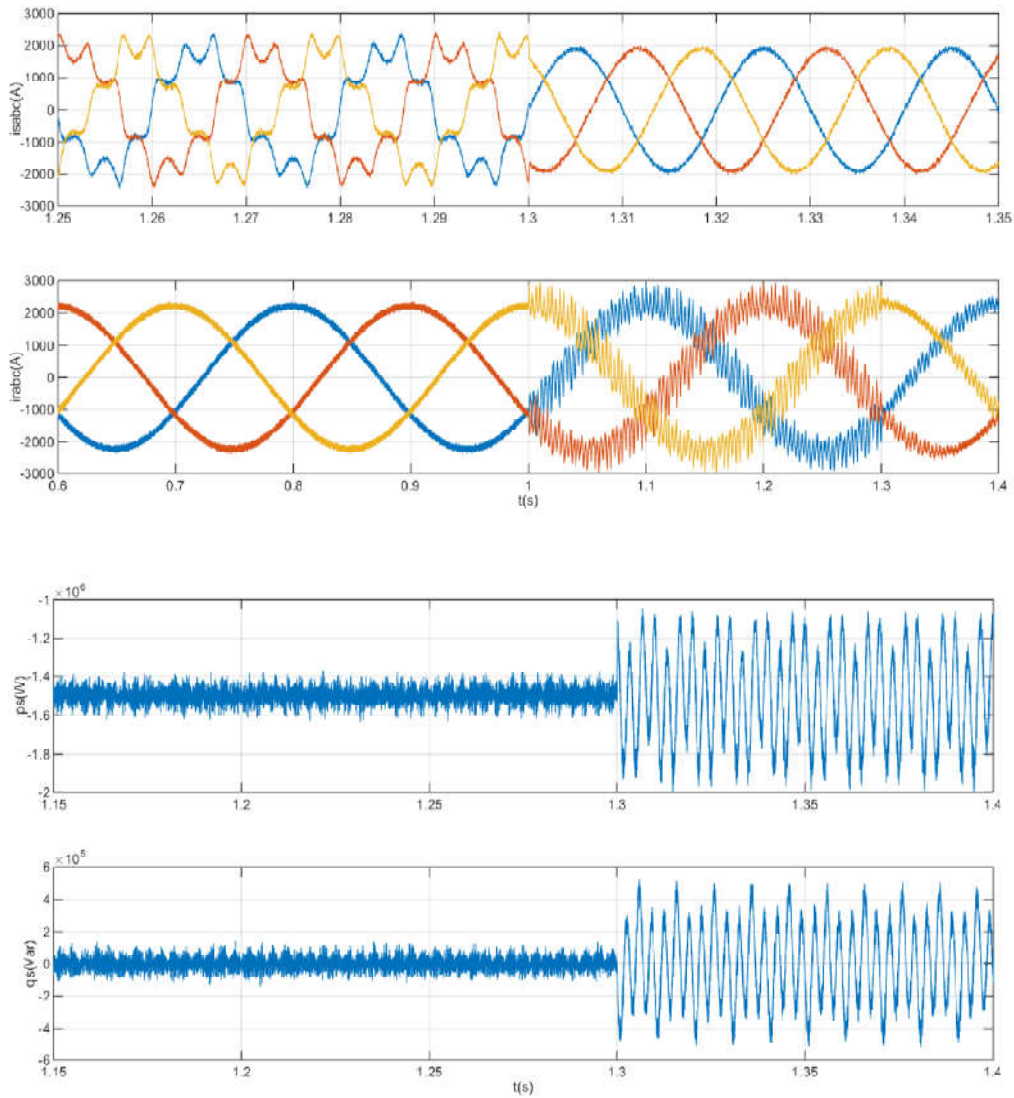


Figure 5.23 Courant statorique, courant rotorique, puissance active et réactive statorique.

Dans le spectre harmonique de la figure 5.24, on observe la présence de l'harmonique 3 et 7 au même temps à cause du déséquilibre et de l'harmonique 5.

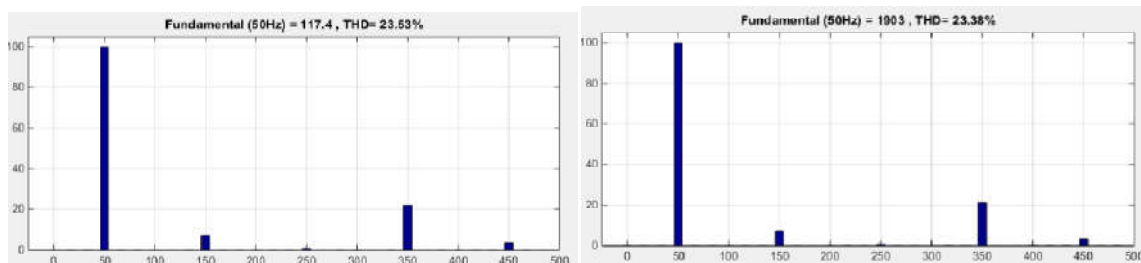


Figure 5.24 Spectre harmonique des courant réseau et statorique.

Pour mieux juger les performances dynamiques de la cascade commandée avec les algorithmes modifié sous une alimentation déséquilibrée et perturbée, deux test seront effectués Le premier test est une variation dans la valeur de la puissance active statorique de $-1.5e6$ à -

2e6 (W), et de la deuxième est une variation de la vitesse du régime hypo-synchrone au régime hyper-synchrone.

a) test de variation de puissance

Dans la figure 5.25 le système est sous une alimentation déséquilibrée et perturbée commandé par les algorithmes modifiés avec le premier objectif. Un changement dans la puissance active a été effectué à l'instant 1.4 s. Il est bien clair que la puissance active statorique suit bien sa nouvelle référence avec une diminution dans la puissance active côté réseau sans aucun changement dans les puissances réactives statoriques et côté réseau et tout le système reste stable. On remarque une augmentation dans la valeur maximale des courants statoriques, rotoriques et les courants côté réseau. La tension du bus continue augmente puis revient à sa valeur de référence .

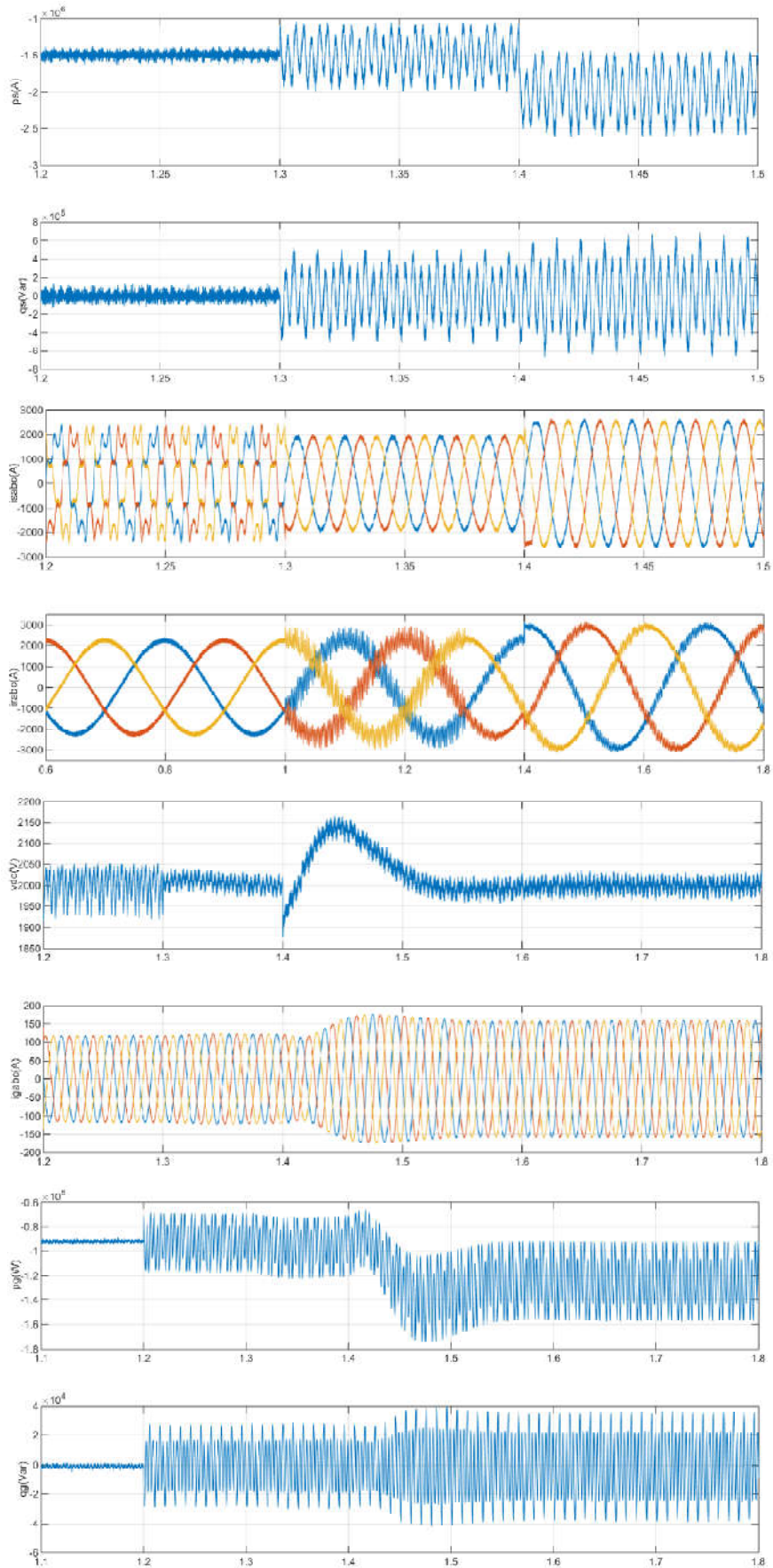


Figure 5.25 De haut en bas : puissance active statorique, puissance réactive statorique, courant statorique, courant rotorique, tension continue, courant côté réseau, puissance active côté réseau et puissance réactive côté réseau.

b) test de variation de la vitesse.

Avec un basculement du régime hypo synchrone au régime hyper synchrone, les courants rotoriques changent de signe ainsi que les courants côté réseau et la puissance active côté réseau. Le système reste stable avec des courants équilibrés et parfaitement sinusoïdaux.

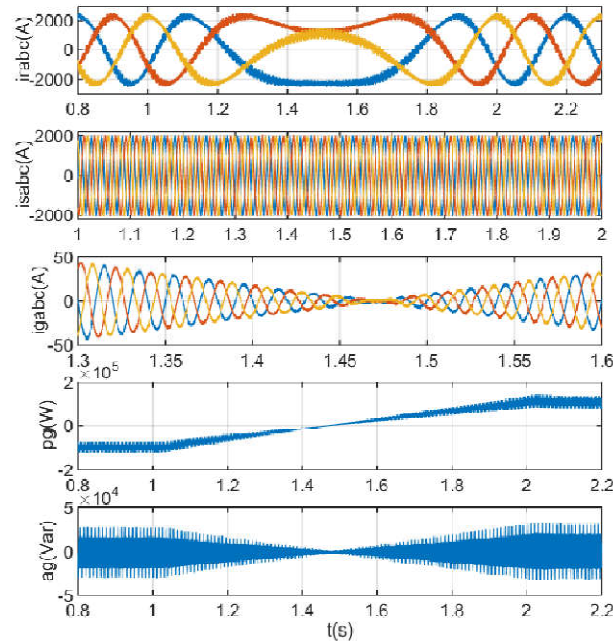


Figure 5.26 De haut en bas : Courant rotorique, courant statorique, courant côté réseau, puissance active côté réseau et puissance réactive côté réseau.

5.5.4 Cas des puissance estimées par flux virtuel

Vue les avantages qui offre la technique du flux virtuel décrite dans le chapitre 2, on introduit cette technique dans cette section pour la commande du convertisseur côté réseau. La méthode utilisée pour l'estimation du flux virtuel a été détaillé dans le chapitre 4 à base du SOGI-FLL. Cette technique permet d'estimer la fréquence du réseau. Les résultats de simulation montrées dans la figure 5.27-5.29 décrivent le comportement dynamique du convertisseur côté réseau et la machine contrôlée tous les deux par les mêmes algorithmes qu'paravent mais cette fois ci les puissances côté réseau et statorique sont estimés en utilisant la technique du flux virtuel. Le réseau est assumé équilibré et parfaitement sinusoïdal avec un changement de la valeur de référence de la puissance active à l'instant 0.8 s de (-1.5 à -2) MW et une augmentation de la puissance réactive à l'instant $t=1s$ de 0 à 30KVar. On constate que la tension continue suit bien sa référence et l'équilibrage des sources continues et toujours assurée.

Les courants réseaux sont sinusoïdaux et équilibrés avec un facteur de puissance unitaire qui se décale avec le changement de la puissance réactive. Le changement de la puissance statorique provoque une variation proportionnelle dans la puissance côté réseau mais n'infecte pas la valeur du bus continue ainsi de la puissance réactive côté réseau. Le changement de la puissance réactive côté réseau provoque un décalage dans le facteur de puissance côté réseau et toute les autre grandeurs sans pratiquement inchangées. La figure 5.26 montre l'allure de la composante (α et β) du flux virtuel, il est bien claire que la DSOGI-FLL est capable d'estimer le flux virtuel avec un bon dynamisme et une excellent robustesse vis à vis les changements effectués.

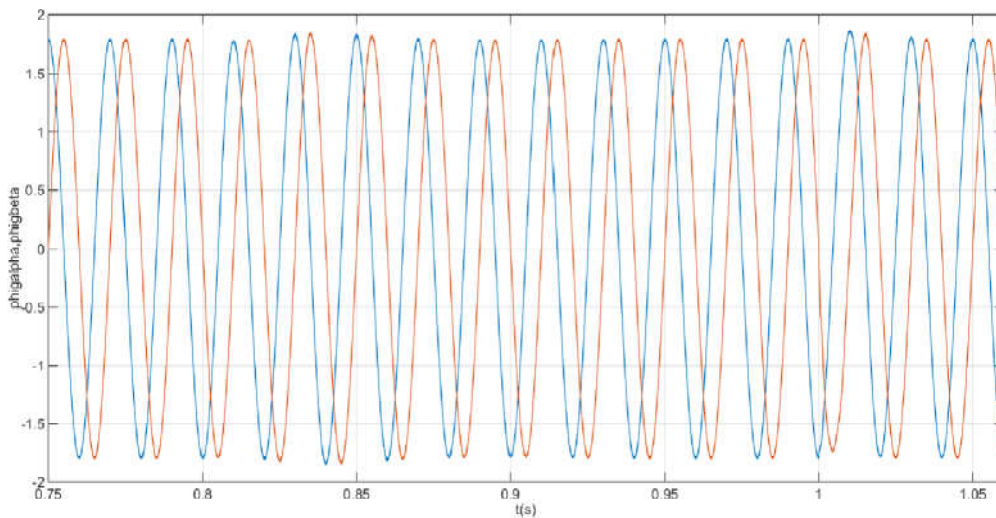


Figure 5.27 Les composantes alpha et beta du flux virtuel.

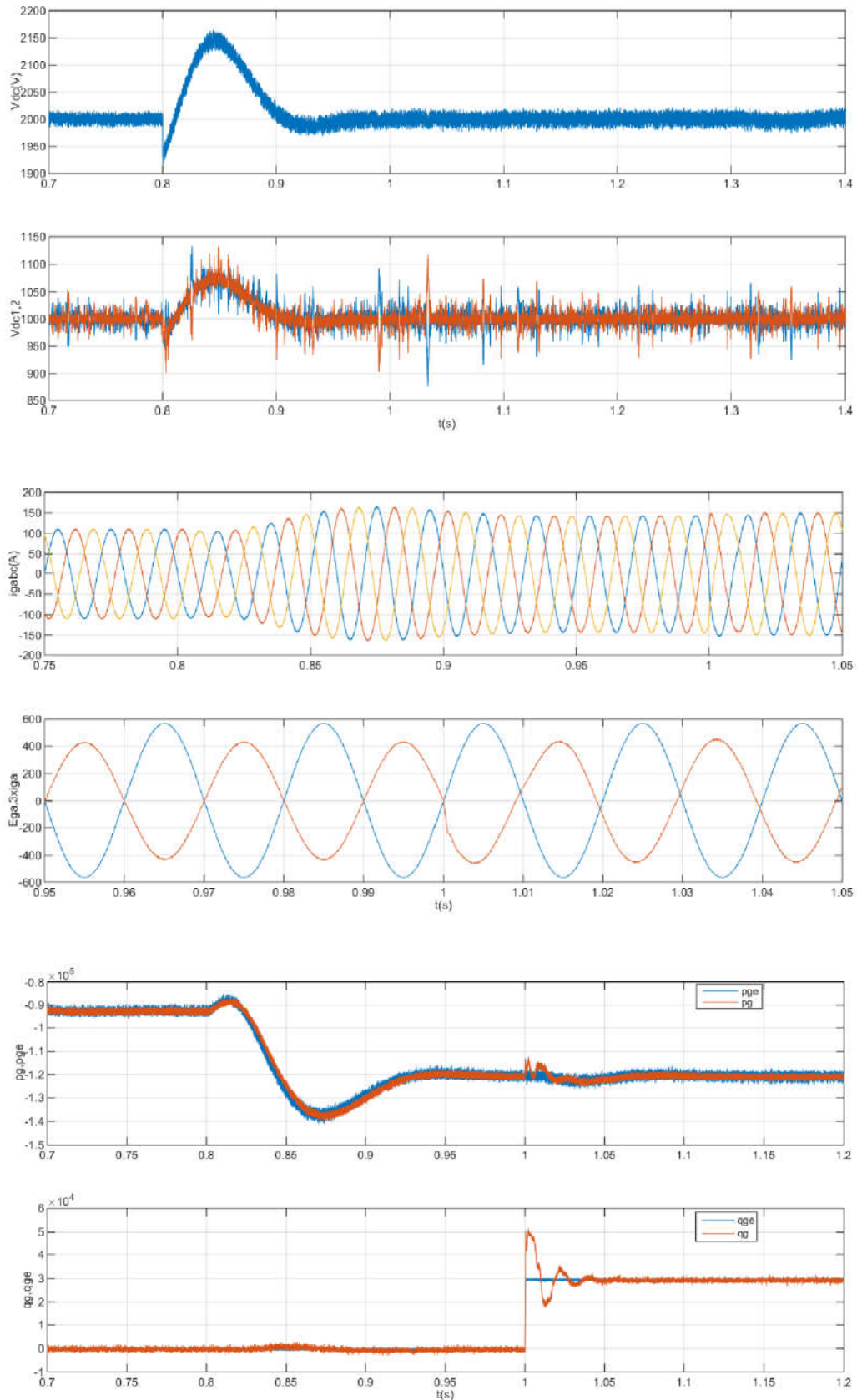


Figure 5.28 De haut au bas: tension continue, vdc1 et vdc2, courant côté réseau, courant et tension, puissance active côté réseau et la puissance réactive (estimer et mesurer).

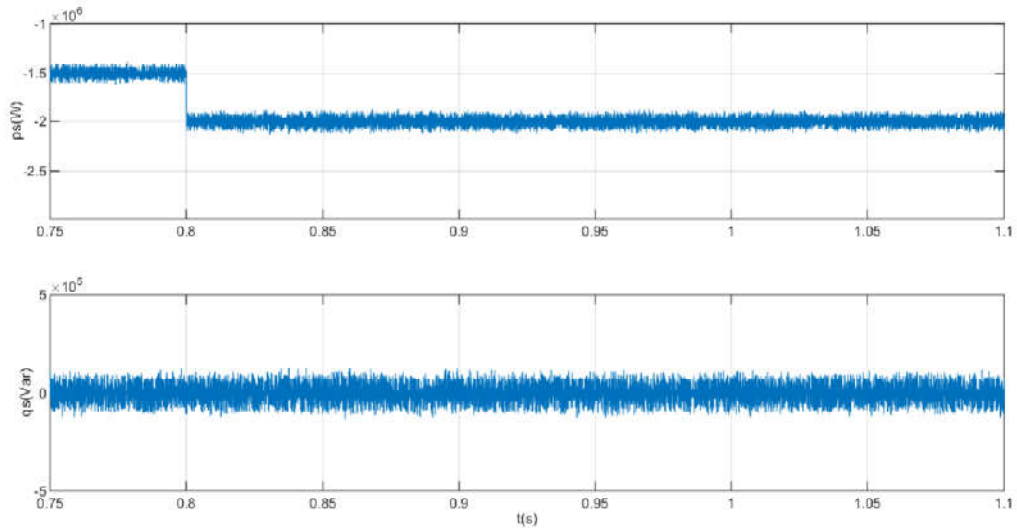


Figure 5.29 Puissance active et réactive statorique.

a) réseau déséquilibré

On introduisant une chute de tension de 20 % dans la phase 3 à l'instant 0.7s puis une surtension dans la phase 1 de 20 % à l'instant 0.8 s. Les puissances de compensation sont injectées à l'instant 0.9s sous le premier objectif et les résultats obtenus sont montrés dans les figure ci-dessus.

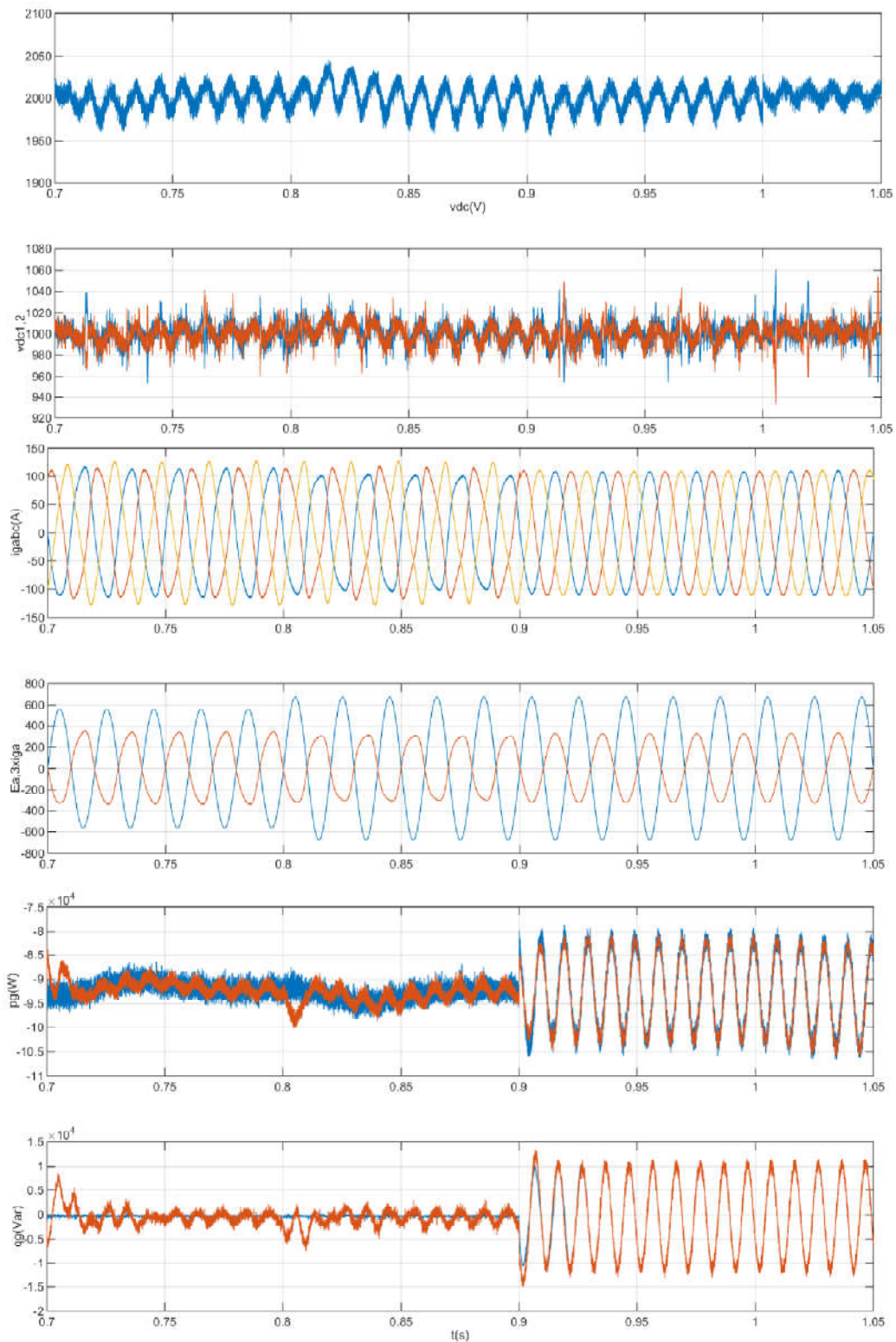


Figure 5.30 De haut au bas: tension continue, v_{dc1} et v_{dc2} , courant côté réseau, courant et tension, puissance active côté réseau et la puissance réactive (estimer et mesurer).

Dans la figure 5.30, le comportement du convertisseur côté réseau a été démontré. Après l'introduction des puissances de compensations, le système demeura stable et les courants sont

devenues équilibrés et sinusoïdaux avec un facteur de puissance unitaire. Les puissances actives et réactive estimées et mesurées se coincident l'une sur l'autre.

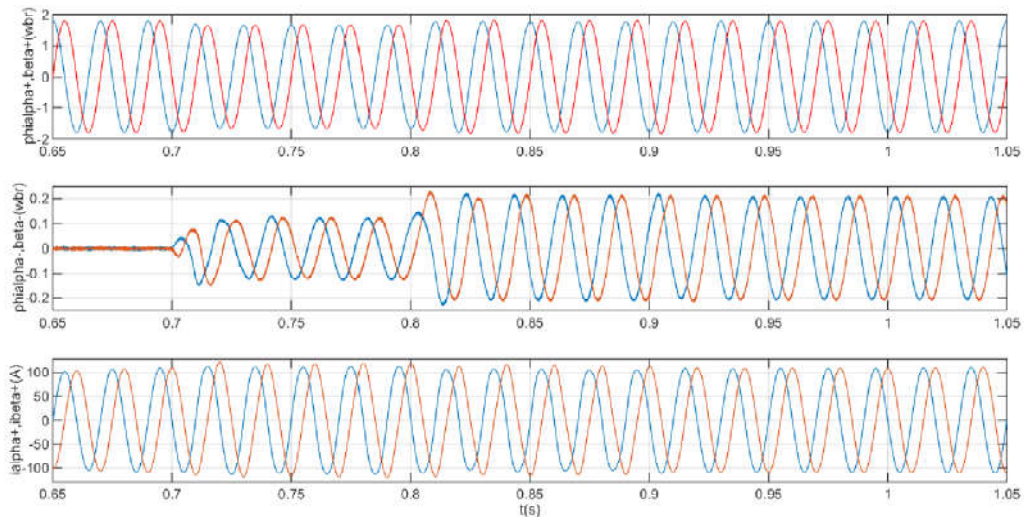


Figure 5.31 Les composantes alpha et beta du: séquence positive du flux virtuel, séquence négative du flux virtuel et la séquence positive du courant côté réseau.

Dans la figure 5.31 ,on voit que la séquence négative du flux virtuel est nulle avant l'instant 0.7s puis on détecte une séquence négative avec un régime transitoire d'environ 0.02s et son amplitude est amplifiée à l'instant 0.8s.

Les mêmes constatations qu'auparavant peuvent être tirées à partir de la figure 5.32 qui décrivent le comportement de la machine avant et après l'injection des puissances de compensation sous le premier objectif toujours.

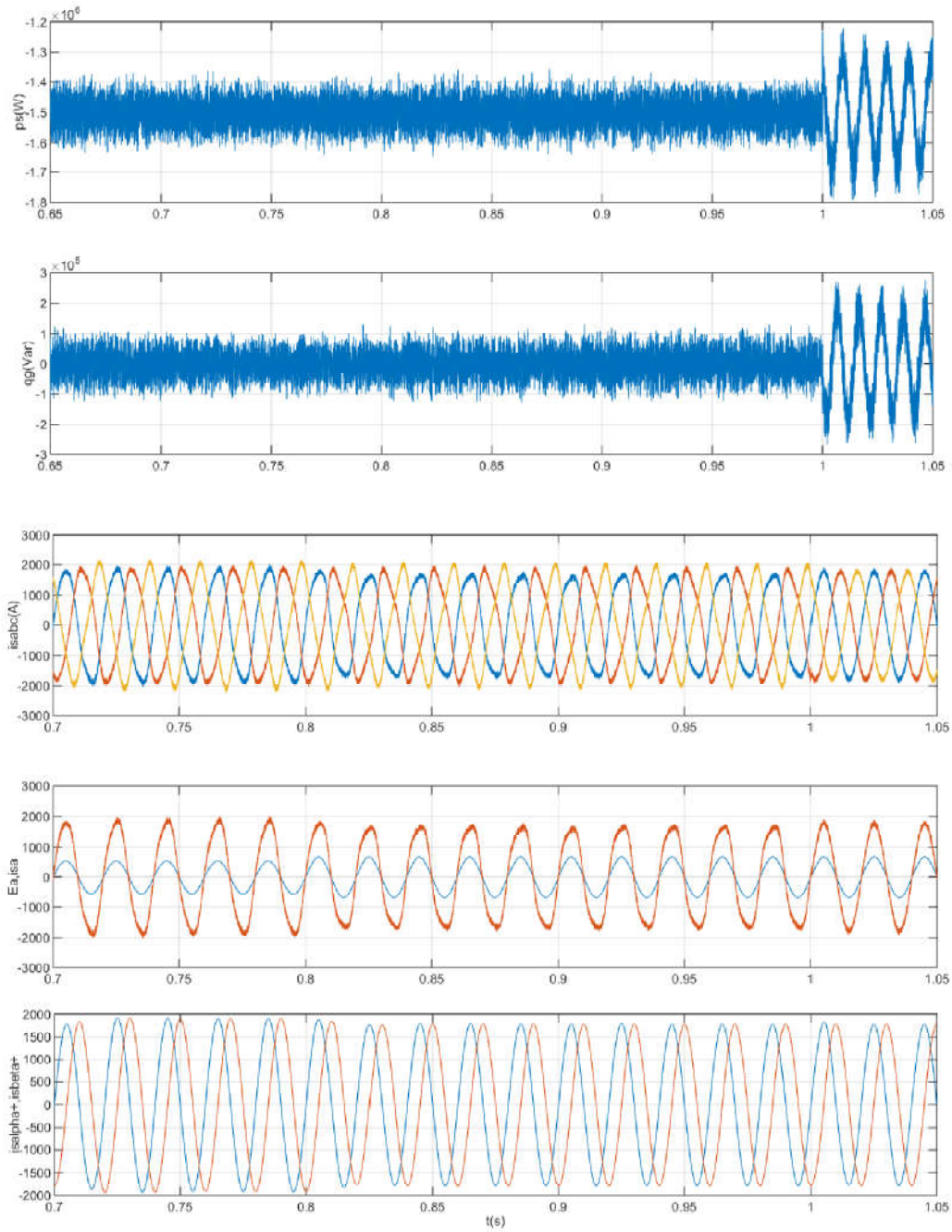


Figure 5.32 De haut au bas: puissance active statorique, puissance réactive statorique, courant statorique, courant et tension statorique et la séquence positive du courant statorique.

b) réseau perturbé

20 % de l'harmonique 5 est superposé sur le fondamental positive avec les mêmes paramètres et le point de fonctionnement précédente.

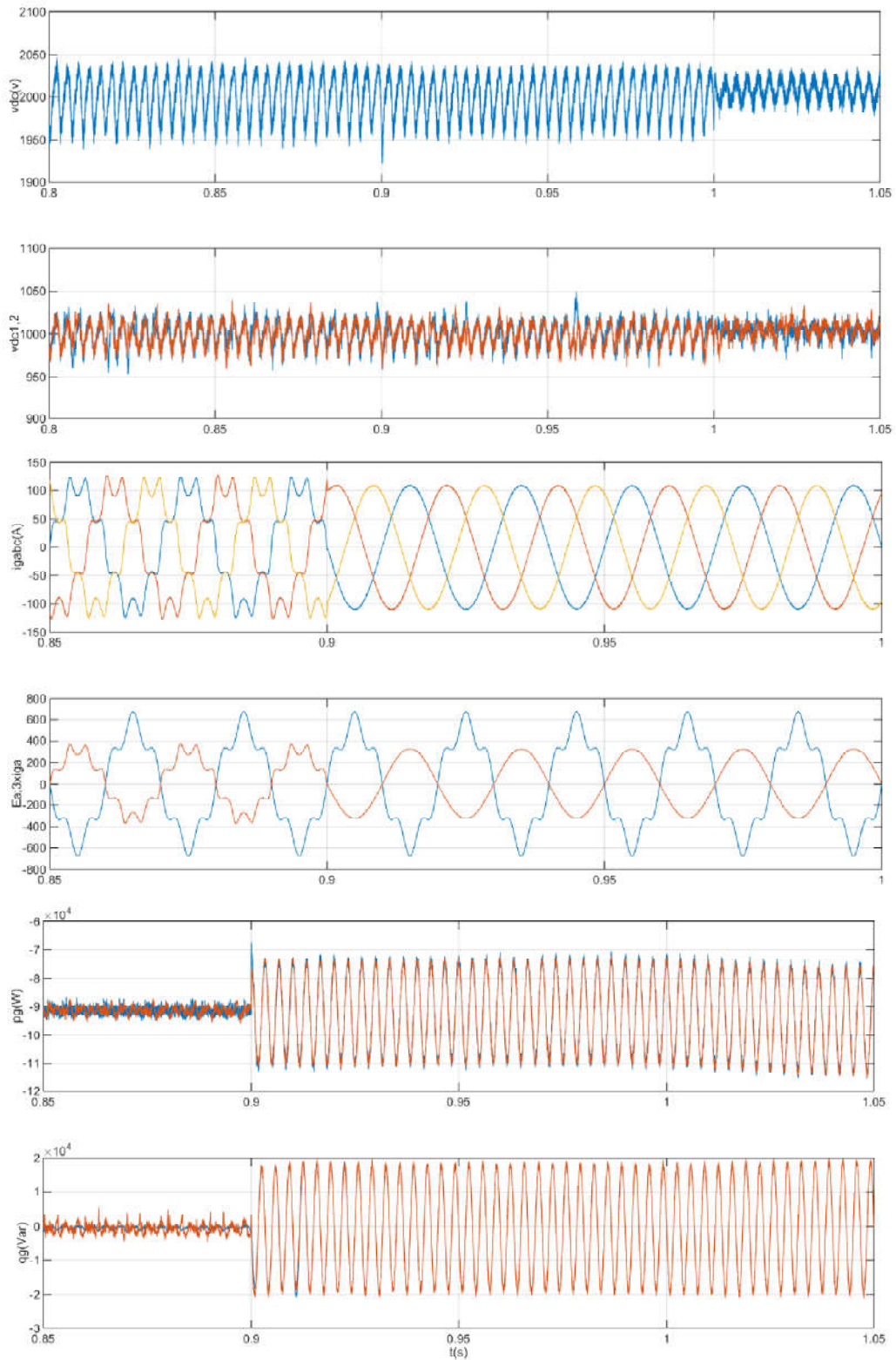


Figure 5.33 de haut au bas: tension continue, vdc1 et vdc2, courant côté réseau, courant et tension, puissance active côté réseau et la puissance réactive (estimer et mesurer)

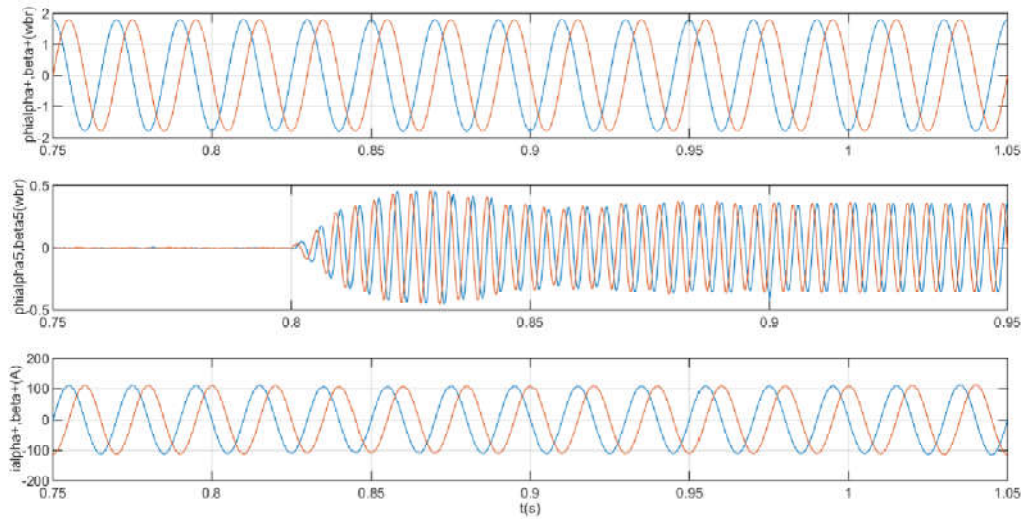


Figure 5.34 Les composantes alpha et beta du: séquence positive du flux virtuel, 5^{ème} harmonique du flux virtuel et la séquence positive du courant côté réseau.

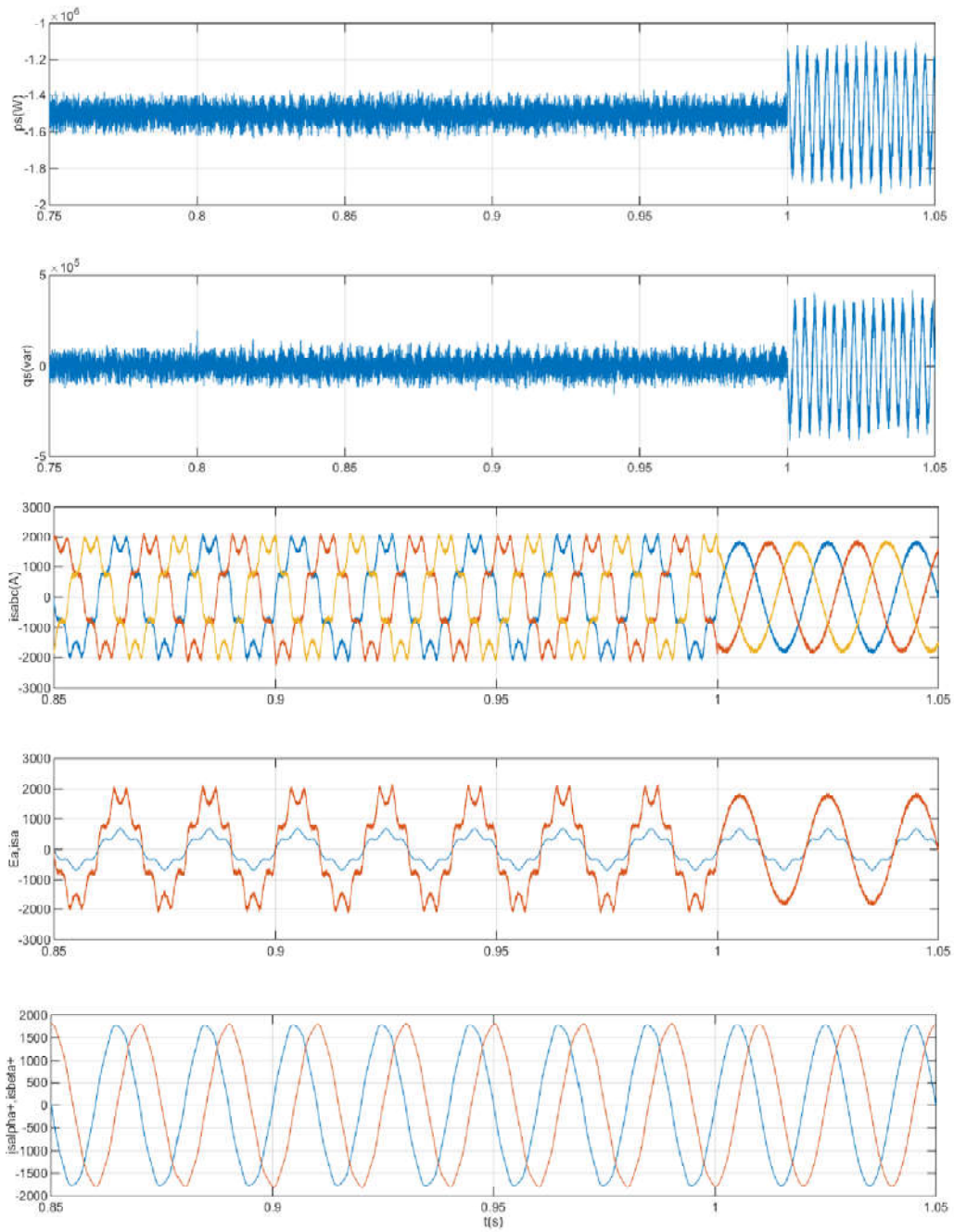


Figure 5.35 De haut au bas: puissance active statorique, puissance réactive statorique, courant statorique, courant et tension statorique et la séquence positive du courant statorique.

D'après les figures 5.33~5.35, l'objectif visé par la commande peut être achevé avec un dynamique rapide sans toucher la stabilité du système.

c) déséquilibré et perturbé

Finalement le système est testé sous un cas très sévère là où le déséquilibre et l'harmonique sont introduits ensemble. La technique de commande proposée avec le flux virtuel prouve toujours sa validité sous toutes les conditions. La DSOGI-FLL est capable d'estimer et de décomposer le flux virtuel avec précision et avec une bonne dynamique. L'objectif visé est atteint et dans notre cas, nous avons pu avoir des courants sinusoïdaux et équilibrés côté réseau et statoriques. La stabilité du système est toujours garantie dans les différents passages de l'idéal à l'abnormalité.

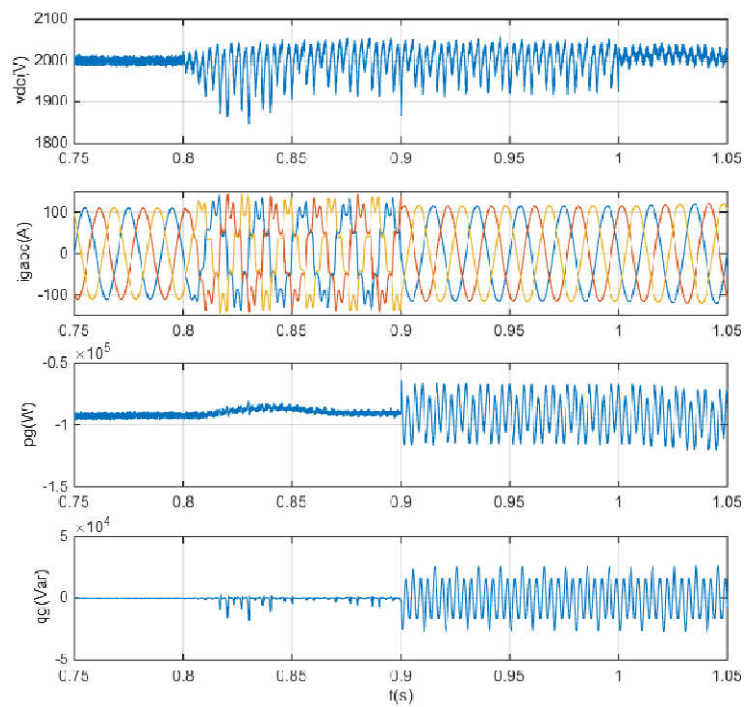


Figure 5.36 De haut au bas: tension continue, courant côté réseau, puissance active côté réseau et la puissance réactive.

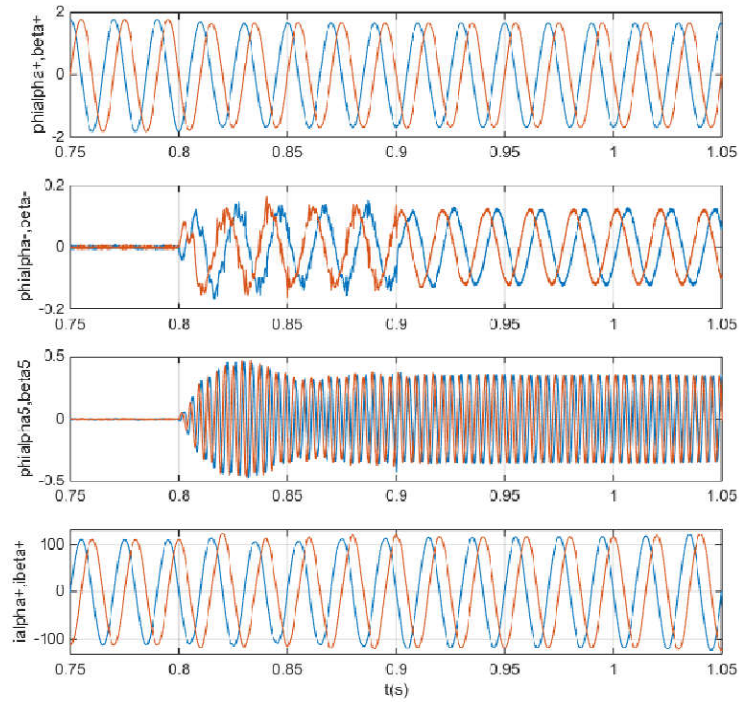


Figure 5.37 les composants alpha et beta de la séquence positive du flux virtuel, séquence négative du flux virtuel 5^{ème} harmonique du flux virtuel et la séquence positive du courant côté réseau.

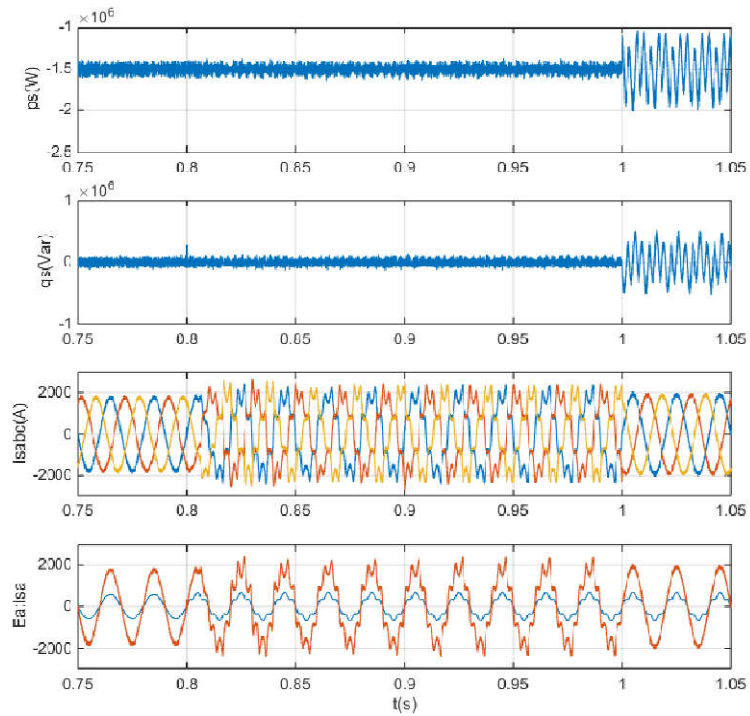


Figure 5.38 De haut au bas: puissance active statorique, puissance réactive statorique, courant statorique, courant et tension statorique.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, les résultats de simulation des différents algorithmes sont présentés, la commande DPC classique, la commande DPC avec compensation sous différents cas de déséquilibre et la présence d'une perturbation. Les méthodes proposées permettent de réduire les harmoniques dans les courants de ligne et fournissent une tension continue de bonne qualité sous un régime de réseau déséquilibré perturbé. Plusieurs possibilités de déséquilibre et de perturbation ont été testées. La commande DPC avec compensation prouve toujours son efficacité. Plusieurs lois de commande ont été mise en œuvre pour les deux convertisseurs côté réseau et côté MADA. Dans la dernière partie du chapitre on a examiné le cas d'estimation des puissances à partir du calcul du flux virtuel. Le flux virtuel est calculer à l'aide des variable du convertisseur côté réseau et appliqué pour estimer les puissances côté réseau et côté machine. Les résultats trouvés sont excellente et encourageante.

Conclusion Général

Dans cette thèse, nous avons étudié la cascade redresseur-onduleur multi niveaux de la machine asynchrone à double alimentation dans le cas où le réseau électrique présente un éventuel déséquilibre ou bien porte des harmoniques de basses fréquences. Nous proposons deux méthodes de commande : la première pour le convertisseur côté réseau (redresseur) alors que la deuxième méthode concerne les convertisseur côté machine (l'onduleur) qui permettent effectivement de réduire les harmoniques des courants côté réseau avec un facteur de puissance unitaire ou bien des puissance active et réactive avec moins d'ondulation selon l'objective visé.

En a entamé par un eta qui résume les travaux ultérieur effectué dans la littérature afin de donner une idée général sur le problématique et les solution qui sont déjà proposé. de

Dans le deuxième chapitre nous avons étudié le principe de fonctionnement de la cascade ainsi que la modélisation de chaque partie dans le repère triphasé (abc) et dans le repère biphasé tournant (dq). Puis on a suivi cette étude par la commande de la cascade qui a été l'objective du troisième chapitre. La commande découplée de la puissance active et réactive a été adoptée pour la commande de la machine asynchrone à double alimentation et à la commande directe de puissance basée sur la modulation vectorielle pour le convertisseur côté réseau. Les résultats de simulation obtenues sous une alimentation idéale sont satisfaisantes pour les deux cas : côté réseau ou machine. Concernant le côté réseau, des courants sinusoïdaux et équilibrés sont obtenues avec un facteur de puissance unitaire, alors que pour le côté machine résultats montre des puissance couple bien lisse et des courants statoriques sinusoïdaux équilibrés. Néanmoins lorsque le réseau est déséquilibré ou porte des harmoniques, la cascade perd la quasi-totalité de ses performances, la puissance active et réactive sont ondulées et un courant déséquilibré et plein d'harmonique est inclut.

Pour prendre en charge le déséquilibre ou une perturbation d'un système triphasé, l'extraction de ses séquences directes, inverses et harmoniques est considérée comme un pas essentiel dans le système de commande. Cette thèse présentée dans le quatrième chapitre deux méthodes de calcul des séquences directes, inverses et harmoniques en temps réel d'un système triphasé totalement perturbée. La première repose sur l'utilisation d'un filtre a coefficient complexe, qui permet non seulement de filtrer une fréquence donnée, mais aussi de détectée leur polarité, et par conséquent, de différencié entre la séquence directe et inverse du fondamental et pour chaque harmonique. La deuxième met en place l'intégrateur

généralisé du second ordre qui a l'avantage par rapport à la première, une bonne solution pour l'estimation du flux virtuel sous un réseau perturbé pour une commande sans capteur des convertisseurs.

Le calcul des puissances actives et réactives instantanées sous une alimentation déséquilibrée et perturbée fait l'objet de la deuxième partie du quatrième chapitre qui donne une idée bien claire sur les conséquences de dysfonctionnement de la cascade envisagée dans le troisième chapitre, lorsque l'alimentation est perturbée et donne l'idée de la commande améliorée utilisée dans le quatrième chapitre.

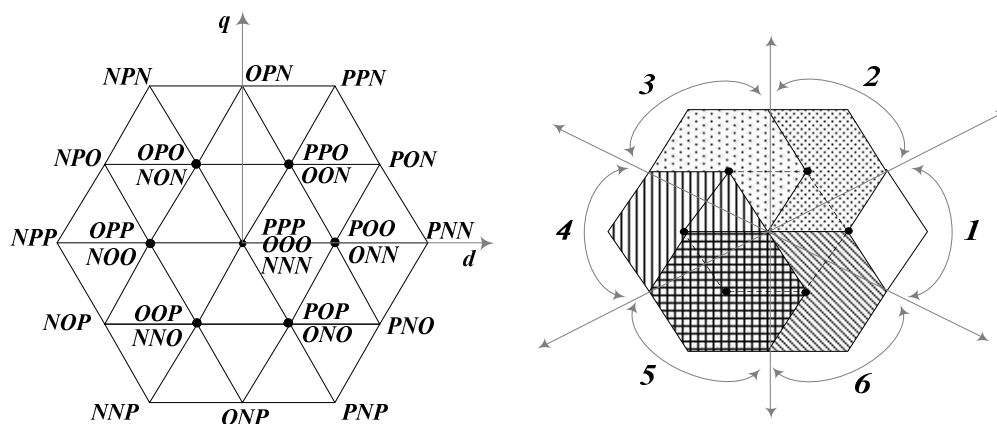
Le dernier chapitre contient trois grandes sections, la première section montre le modèle de la MADA sous un régime perturbé. Dans ce cas, on tient compte à la fois du déséquilibre et des harmoniques dans l'alimentation. La deuxième section est consacrée pour le développement de la méthode de commande proposée que ce soit pour le convertisseur côté réseau ou bien pour le convertisseur côté machine. Plusieurs cas ont été discutés comme le déséquilibre, la pollution harmonique ou bien les deux ensembles. La méthode repose sur le développement numérique de la formule des puissances actives et réactives instantanées dans le repère de Clark et d'après l'objectif visé (élimination des harmoniques statoriques, élimination des harmoniques dans les courants réseau, équilibrage des courants statoriques ou réseau, suppression de la fluctuation qui réside dans les puissances...ect), on calcule des puissances dites de compensation, ces dernières sont additionnées à la puissance de référence afin de calculer les tensions à appliquer à la modulation vectorielle qui à son tour détermine les états de commutation des interrupteurs. Dans la dernière section, les résultats de simulation de la commande proposée pour compenser le déséquilibre et la pollution harmonique sont présentés et les résultats obtenus pour la méthode proposée sont satisfaisants. Plusieurs possibilités sont testées dans la nature de la source ainsi que dans les objectifs visés, la méthode proposée prouve à chaque fois sa faisabilité et sa robustesse vis-à-vis des changements recommandés.

Pour mieux améliorer les performances dynamiques du système étudié, il est recommandé de développer la commande prédictive basée sur le modèle pour la cascade en suivant la même philosophie des puissances de compensation, afin de générer les grandeurs de référence. Un point très intéressant que nous pourrions le considérer prochainement dans des travaux ultérieurs tout en tenant compte de l'aspect de réalisation pratique.

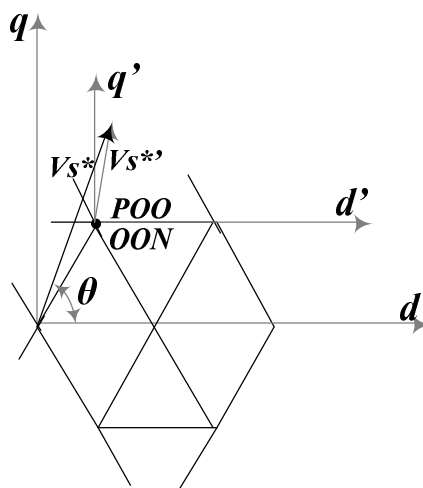
Annexes

Annexe A : Block MLI Vectorielle

L'algorithme de la modulation vectoriel utilisé dans ce travail a été proposer par [LAL-09] repose sur l'idée de décomposer le diagramme vectoriel d'un convertisseur a trois niveau en six petite hexagone correspond au diagramme vectoriel d'un convertisseur a deux niveau tel illustré dans la figure A.1.



Pour simplifier le diagramme vectoriel de tension de référence de l'onduleur à trois niveaux au diagramme vectoriel de l'onduleur à deux niveaux deux étapes sont nécessaire ; la localisation de la tension de référence dans quelle hexagone , chaque hexagone est identifier par un numéro S décrit dans le tableau A.1.



Deuxièmement. on fait une translation du vecteur tension de référence vers le centre de l'hexagone sélectionné. En suivant ces deux étapes, le diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux serait réduit à celui d'un onduleur à deux niveaux. Par

conséquence, la détermination des séquences des états de conduction et le calcul de la durée de chaque état sont fait de la même façon que pour le cas de l'onduleur conventionnel à deux niveaux

Afin d'assurer l'équilibrage de la tension des deux capacité on inter-changeons entre le vecteur positive et négative des vecteur redondant dépendant de la valeur des tension u_{dc1} et u_{dc2} et le signe de courant. prenant l'exemple du premier vecteur ; si $i_a > 0$ et $u_{dc1} - u_{dc2} > 0$ on utilise la redondance (POO) ; si $u_{dc1} - u_{dc2} < 0$ en choisissant (ONN) et inverse et lorsque $i_a < 0$. la même philosophie est appliqué pour les autre vecteur comme montre le tableau A.3.

S	1	2	3	4	5	6
θ	$-\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{5\pi}{6}$	$\frac{5\pi}{6} < \theta < \frac{7\pi}{6}$	$\frac{7\pi}{6} < \theta < \frac{3\pi}{2}$	$\frac{3\pi}{2} < \theta < \frac{11\pi}{6}$

Table a.2. Correction of three level vectors

S	1	2	3	4	5	6
V_{sd}^*	$V_{sd}^* - (V_{dc} / 2)$	$V_{sd}^* - (V_{dc} / 4)$	$V_{sd}^* + (V_{dc} / 4)$	$V_{sd}^* + (V_{dc} / 2)$	$V_{sd}^* + (V_{dc} / 4)$	$V_{sd}^* + (V_{dc} / 4)$
V_{sq}^*	V_{sq}^*	$V_{sq}^* - (\sqrt{3} / 4)V_{dc}$	$V_{sq}^* - (\sqrt{3} / 4)V_{dc}$	V_{sq}^*	$V_{sq}^* + (\sqrt{3} / 4)V_{dc}$	$V_{sq}^* + (\sqrt{3} / 4)V_{dc}$

Table a.3. Selection of redundant voltage vectors

Redundancy			Current	Uc1	Uc2	Redundancy			Current	Uc1	Uc2
V1	A	POO	$i1 > 0$	+	-	V4	A	OPP	$i1 > 0$	+	-
			$i1 < 0$	-	+				$i1 < 0$	-	+
	B	ONN	$i1 > 0$	-	+		B	NOO	$i1 > 0$	-	+
			$i1 < 0$	+	-				$i1 < 0$	+	-
V2	A	PPO	$i3 > 0$	+	-	V5	A	OOP	$i3 > 0$	+	-
			$i3 < 0$	-	+				$i3 < 0$	-	+
	B	OON	$i3 > 0$	-	+		B	NNO	$i3 > 0$	-	+
			$i3 < 0$	+	-				$i3 < 0$	+	-
V3	A	OPO	$i2 > 0$	+	-	V6	A	POP	$i2 > 0$	+	-
			$i2 < 0$	-	+				$i2 < 0$	-	+
	B	NON	$i2 > 0$	-	+		B	ONO	$i2 > 0$	-	+
			$i2 < 0$	+	-				$i2 < 0$	+	-

Annexe B : Paramètre de La Machine.

Résistance statorique	$R_s = 12\text{m } \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 21\text{m } \Omega$
Inductance statorique	$L_s = 0.0137 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0.01367 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.0135\text{H}$
Nombre de paire de pôles	$P = 2$

Reference Bibliographique

A

- [ABA-10] G. Abad, M. Rodriguez, G. Iwanski, et J. Poza, « Direct Power Control Of Doubly-Fed-Induction-Generator-Based Wind Turbines Under Unbalanced Grid Voltage » IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 2, pp. 442–452, Feb. 2010.
- [ALE-09] Alepuz S, Busquets-Monge S, Bordonau J, Martínez-Velasco J.A, Silva C.A, Pontt J, Rodríguez J. « Control Strategies Based On Symmetrical Components For Grid-Connected Converters Under Voltage Dips » . IEEE Trans. Ind. Electron.; Vol 56, pp. 2162–2173, 2009.
- [ANT-09] P Antoniewicz. « Predictive Control Of Three Phase Ac/Dc Converters ». PhD , Warsaw University of Technology, Norway 2009.

B

- [BAG-09] Murali mohan baggu « Advanced Control Techniques For Doubly Fed Induction Generator - Based Wind Turbine Converters To Improve Low Voltage Ride-Through During System Imbalances » PhD, Université de missouri de science et de technologie 2009.
- [BRE-07] T.K.A. Brekken, N. Mohan, « Control Of A Doubly Fed Induction Wind Generator Under Unbalanced Grid Voltage Conditions » IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 22, No. 1, pp. 129-135, Feb. 2007.
- [BUE-05] Emilio José BuenoPeña « Optimization Of The Behaviour Of A NPC Three-Level Converter Connected To The Grid » PhD , Université de Alcalá 2005.
- [BUS-08] Busquets-Monge S, Ortega J.D, Bordonau J, Beristáin J.A, Rocabert J. « Closed-Loop Control Of A Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter Using An Optimized Virtual-Vector-Based Pulse Width Modulation » IEEE Trans. Ind. Electron.; Vol. 55, No. 5, pp. 2061–2071, 2008.

C

- [CHA-00] P. L. Chapman and S. D. Sudhoff «A multiple reference frame synchronous estimator/regulator» IEEE Trans. Energy Convers., vol. 15, no. 2, pp. 197–202, Jun. 2000.
- [CHA-10] azeddine chaiba « Commande De La Machine Asynchrone A Double Alimentation Par Des Techniques De L'intelligence Artificielle » thèse de Doctorat en science, université de Batna, 2010.
- [CHA-14] Subramanian Chandrasekaran « Grid Connected Doubly Fed Induction Generator Based Wind Turbine under LVRT » these de doctorat university de Bologna, ,Itaya. March 2014.
- [CHE-17] Peng Cheng, Heng Nian Chao Wu, and Z. Q. Zhu « Direct Stator Current Vector Control Strategy of DFIG Without Phase-Locked Loop During Network Unbalance » IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 32, No. 1, pp. 284-297, JANUARY 2017.

D

- [DEN-10] Dendouga abdelhakim « Control Des Puissance Active Et Réactive De La Machine A Double Alimentation (DFIM) » thèse doctorat en science, université de batna, 2010.
- [DRI-05] said Drid, « Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation: Théorie & Expérimentation » thèse de doctorat en sciences, université de Batna, 2005.

E

[ELO-07] J Eloy-Garcia J, Arnaltes S, Redriguez-Amenedo J.L. « Direct Power Control Of Voltage Source Inverters With Unbalanced Grid Voltages » IET Power Electron, Vol. 1, No. 3, pp. 395–407. 2007.

[ETX-07] Ion Etxeberria-outadui I, Viscarret U, Caballero M, Rufer A, Bacha S. « Optimized PWM VSC Control Structures And Strategies Under Unbalanced Voltage Transients » IEEE Trans. Ind Electron. Vol. 54, No 5, pp. 2902–2914. 2007.

F

[FLA-08a] P.S. Flannery, G. Venkataramanan, « A Fault Tolerant Doubly Fed Induction Generator Wind Turbine Using a Parallel Grid Side Rectifier and Series Grid Side Converter » IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 23, No. 3, pp. 1126 – 1135, May 2008.

[FLA-08b] Patrick s. flannery « Doubly Fed Induction Generator Wind Turbines With Series Grid Side Converter For Robust Voltage Sag Rid-Through » Phd, université de wisconsin-madison, 2008.

G

[GHE-11] Tarak GHENNAM « Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation » doctorat délivré conjointement par l'école centrale de Lille et l'école militaire polytechnique d'Alger, 2011.

[GUO-11] Xiaoqiang Guo, Wu W, Chen Z. « Multiple-Complex Coefficient-Filter-Based Phase-Locked Loop And Synchronization Technique For Three-Phase Grid-Interfaced Converters In Distributed Utility Networks » IEEE Trans. Ind. Electron, Vol. 58, No 4, pp. 1194–1204, 2011.

H

[HAM-12] farid hamoudi « Contribution A La Commande Avenacé Du Filtre Actif A Quatre Fils » thèse de Doctorat en science, université de Batna, 2012.

[HU-08] Jiabing Hu et Yikang He « Modeling and Control of Grid-Connected Voltage-Sourced Converters Under Generalized Unbalanced Operation Conditions » IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 23, No. 3, pp.,903-913, September 2008.

[HU-09a] J. Hu, Y. He, « Reinforced Control And Operation Of DFIG-Based Wind Power Generation System Under Unbalanced Grid Voltage Conditions » IEEE Trans. Energy Conversion, Vol. 24, No. 4, pp. 905-915, Nov. 2009.

[HU-09b] Jia-bing HU, Wei ZHANG, Hong-sheng WANG, Yi-kang HE, Lie X « Proportional Integral Plus Multi-Frequency Resonant Current Controller For Grid-Connected Voltage Source Converter Under Imbalanced And Distorted Supply Voltage Conditions » J Zhejiang Univ Sci A, Vol. 10 No.10, pp. 1532-1540, 2009

[HU-11] Jia bing Hu et all « Dynamic Modeling And Improved Control Of DFIG Under Distorted Grid Voltage Conditions » IEEE Trans on Energie Conversion, Vol. 26, No. 1, PP. 163-175, March 2011.

[HU-13] Jiabing Hu, hailiang Xu and Yikang He « Coordinated Control Of DFIG's RSC And GSC Under Generalized Unbalanced And Distorted Voltage Conditions » IEEE trans on Ind Elec, Vol. 60, No.7, pp. 2808-2019. 2013.

I

[IWA-16] Grzegorz Iwanski, Tomasz Łuszczuk, Piotr Pura, and Mateusz Szypulski « Indirect Torque and Stator Reactive Power Control of Doubly Fed Induction Machine Connected to Unbalanced Power Network » IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 31, No. 3, 1202 1211, September 2016.

J

- [JAC-01] C. B. Jacobina, M. B. R. Correa, T. M. Oliveira, A. M. N. Lima, and E. R. C. d. Silva « Current Control Of Unbalanced Systems » IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 48, pp. 517-525, 2001.

K

- [KAU-13] J. Kauraniemi, T. I. Laakso, I. Hartimo, and S. J. Ovaska « Delta operator realizations of direct-form IIR filters » IEEE Trans. Circuits Syst. II, Analog Digit. Signal Process., vol. 45, no. 1, pp. 41–52, Jan. 1998.
- [KEA-13] Joseph Kearney « Grid Voltage Unbalance and The Integration of DFIG's » thèse de doctorat Dublin Institute of Technology, aout 2013.
- [KHO-06] Sejir KHOJET EL KHIL « Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) » thèse de doctorat IINPT, 2006.
- [KOL-06] Wojciech Kołomyjski « Modulation Strategies for Three-level PWM Converter-fed Induction Machine Drives » thèse de doctorat, Warsaw 2006.
- [KUL-16] K. Kulikowski and A. Sikorski « New DPC Look-Up Table Methods for Three-Level AC/DC Converter » IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 63, No. 12, 7930-7938, December 2016.

L

- [LAL-09] Djaaffer LALILI « MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multi niveaux Application à la Conduite de la Machine Asynchrone » doctorat en science ENP d'Alger; 2009.
- [LAR-07] Sergio Aurtenechea Larrinaga « Predictive Control Of The 21-VSI And 31-NPC VSI Based On Direct Power Control For MV Grid Connected Power Applications » PhD mondragon universite, 2007.
- [LOP-07] Lopez J, Sanchis P, Roboam X « Dynamic behavior of the Doubly Fed Induction Generator during three-phase voltage dips » IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 22No.3, pp. 709-717. 2007.
- [LOP-08] J. Lopez, E. Gubia, P. Sanchis, X. Roboam, et L. Marroyo « Wind Turbines Based On Doubly Fed Induction Generator Under Asymmetrical Voltage Dips » IEEE Trans. Energy Convers, Vol. 23, No. 1, pp. 321–330, Mar. 2008.

M

- [MAR-11] M. itsaso Martinez, Gerardo tapia, anasusperregui and haritzacamblong « DFIG Power Generation Capability And Feasibility Regions Under Unbalanced Grid Voltage Conditions » IEEE Trans on energy conversion, Vol.26, No. 4, pp.1051-1062. 2011
- [MER-09] I. merzouk m.elbar, k.aliouane, « Etude Et Compensation De L'effet D'une Alimentation Déséquilibré Sur Un Convertisseur AC/DC A MLI » 3rd international conference on electrical engineering (icee'09), 19-21, université des science et de technologie houari boumediene, alger, algerie. mai, 2009.
- [MER-12] I. Merzouk, M.L. Bendaas, A. Gaafazi et M. Rizaoui, « Commande dans deux Repère DQ Parallèle D'un Redresseur à MLI en Régime Déséquilibré » 7th international conference on electrical engineering (CEE 2012), université de batna, batna, Algeria; 8-10 october 2012.
- [MER-13] Imad Merzouk, M.L. Bendaas, A. Gaafazi et M. Rizaoui, « improved direct power control for three-level AC/DC converter under unbalanced voltage source conditions » 1th international conference on power electronics and their applicaions (ICPEA' 2013), 2013, in djelfa, Algeria, 6-7 november.

- [MER-15] Imad Merzouk, M.L. Bendaas ,A. Gaafazi et M. Rizaoui, « Stator Currents Harmonic Elimination Of Doubly Fed Induction Machine Supplied By Distorted Grid »2nd international conference on power electronics and their applicaions (ICPEA' 2015), 29-30 march, 2015, in djelfa, Algeria.
- [MER-16a] Imad Merzouk, Mohamed Lokmane Bendaas « Improved direct power control for 3-level AC/DC converter under unbalanced and/or distorted voltage source conditions » Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, Vol. 24, pp 1847-1862, 2016.
- [MER-16b] Imad MERZOUK & Mohamed Lokmane BENDAAS « Model Predictive Control Of PWM Rectifier Supplied By Unbalanced Source Voltage» Fifth International Conference on Advances in Computing, Electronics and Electrical Technology - CEET 2016, Kuala Lumpur, Malaysia 12-13 March, 2016.
- [MER-16c] Imad MERZOUK & Mohamed Lokmane BENDAAS « Model Predictive Control Of PWM Rectifier Supplied By Unbalanced Source Voltage » International Journal of Advancements in Electronics and Electrical Engineering, Vol 5, No. 1, august 2016.
- [MER-16d] Imad MERZOUK & Mohamed Lokmane BENDAAS « Virtual-Flux Direct Power Control of Three Level ac/dc Converter Under Grid Abnormality » The 3rd International Conference on Computation and Experimental Science and Engineering ICCESSEN 2016, Kemer-Antalya (TURKEY) at the 19-24 October 2016.
- [MOR-05] J. Morren, S.W.H. de Haan, « Ride Through Of Wind Turbines With Doubly-Fed Induction Generator During A Voltage Dip », IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 20, No. 2, pp. 435 – 441, June 2005.

N

- [NIA-11] Heng Nian, Yipeng song, pengzhou and Yikang He « Improved Direct Power Control Of Wind Turbine Driven Doubly Fed Induction Generator During Transient Grid Voltage Unbalance » IEEE Trans on energy conversion.Vol.26, No.3. PP.976-986. 2011.
- [NIA-14] Heng Nian and Yipeng song « Direct Power Control Of Doubly Fed Induction Generator Under Distorted Grid Voltage» IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 29, No 2, pp 894-905. 2014.
- [NIA-15] Heng Nian, Peng Cheng, and Z. Q. Zhu « Independent Operation of DFIG-Based WECS Using Resonant Feedback Compensators Under Unbalanced Grid Voltage Condition » IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 30, No. 7, JULY 2015 3650-3661

P

- [PAN-10] G. Pannell, D. Atkinson, and B. Zahawi « Minimum-Threshold Crowbar For A Fault-Ride-Through Grid-Code-Compliant DFIG Wind Turbine » IEEE Trans. Energy Convers., Vol. 25, No. 3, pp. 750–759, Sep. 2010.
- [PAR-13]Yongg yun Park , Daesu Han, Yongsug Suh and Wooyoung Choi « Minimization of Active Power and Torque Ripple for a Doubly Fed Induction Generator in Medium Voltage Wind Power Systems under Unbalanced Grid Conditions » Journal of Power Electronics, Vol. 13, No. 6, pp. 1032-1041,November 2013.
- [PEN-10] Ling PENG « Reconfiguration Du Dispositif De Commande D'une Eolienne En Cas De Creux De Tension » doctorat delivre par l'ecole centrale de lille, 2010.

[POR-13] Ramon Portillo, Vazquez S, Leon J.I, Parts M.M, Franquelo L.G. « Model Based Adaptive Direct Power Control For Three-Level NPC Converters » IEEE Trans. Ind. Inform.Vol. 9: pp.1148–1157,2013.

R

[RIO-96] P. Rioual, H. Pouliquen, J. P. Louis, « Regulation Of A PWM Rectifier In The Unbalanced Network State Using A Generalized Model » IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 11,pp. 495-502,1996.

[ROD-11] Pedro Rodríguez « Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions » IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 58, No. 1, JANUARY 2011.127-138

S

[SAN-08] David santos-martin, joseluis Rodriguez-amenedo and Santiago amalte « Direct Power Control Applied To Doubly Fed Induction Generator Under Unbalanced Grid Voltage Conditions » IEEE trans on power electronics, Vol.23, No.5. pp 2328-2335,2008.

[SEM-06] Seman S, Niiranen J, Arkkio A « Ride-Through Analysis of Doubly Fed Induction Wind-Power Generator Under Unsymmetrical Network Disturbance » , IEEE Transaction on Power Systems, Vol. 21, No 4, pp. 1782-1789, 2006.

[SEM-07] LEONARDO AUGUSTO SERPA « Current Control Strategies for Multilevel Grid Connected Inverters » these de doctorat Swiss Federal Institute Of Technology Zurich.2007.

[SHA-11] Shang L, Sun D, Hu J. « Sliding-Mode-Based Direct Power Control Of Grid Connected Voltage-Sourced Inverters Under Unbalanced Network Conditions » IET Power Electron.Vol 4, pp. 570–579, 2011

[SHA-12] Shang L, Hu J. « Sliding-Mode-Based Direct Power Control Of Grid-Connected Wind-Turbine-Driven Doubly Fed Induction Generators Under Unbalanced Grid Voltage Conditions » IEEE Trans. Energy Conver, Vol. 27, pp.362–373, 2012.

[SON-99] H.S. Song, K. H. Nam, « Dual Current Control Scheme For PWM Converter Under Unbalanced Input Voltage Conditions » IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.46, pp. 953-959, 1999.

[SON-15] Yipeng Song, and Heng Nian, « Modularized Control Strategy and Performance Analysis of DFIG System Under Unbalanced and Harmonic Grid Voltage » IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 30, No. 9, pp. 4831-4842 September 2015.

[SUH-06] Y. S. Suh, T.A. Lipo, « Control Scheme In Hybrid Synchronous Stationary Frame For Pwm Ac/Dc Converter Under Generalized Unbalanced Operating Conditions » IEEE Trans, on Industry Applications, Vol. 42. No. 3, pp 825-835, May/June 2006.

[SUU-12] Jon Are Suul « Control of Grid Integrated Voltage Source Converters under Unbalanced Conditions » PhD, Norwegian University of Science and Technology,2012.

W

[WAN-15] Yingjie WANG et all « Frequency-Adaptive Grid-Virtual-Flux Synchronization By Multiple Second-Order Generalized Integrators Under Distorted Grid Conditions » Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, Vol. 23, pp. 1930 - 1945. 2015

X

- [XIA-06] D. Xiang, L. Ran, P. Tavner, and S. Yang, « Control Of A Doubly Fed Induction Generator In A Wind Turbine During Grid Fault Ride-Through » IEEE Trans. Energy Convers., Vol. 21, No. 3, pp. 652–662, Sep. 2006.
- [XIA-08] Xiao P, Corzine K.A, Venayagamoorthy G.K. « Multiple Reference Frame-Based Control Of Three-Phase PWM Boost Rectifiers Under Unbalanced And Distorted Input Conditions» IEEE Trans. Power Electron, Vol. 23, pp. 2006–2017, 2008
- [XU-07] Lie Xu, Yi Wang, « Dynamic Modelling and Control of DFIG-Based Turbines Under Unbalanced Network Conditions » IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 22 Issue 1, pp. 314-323, 2007.
- [XU-08] L. Xu, « Coordinated Control Of DFIG’s Rotor And Grid Side Converters During Network Unbalance » IEEE Trans. Power Electron., Vol. 23, No. 3, pp. 1041–1049, May 2008.
- [XU-12] Hailiang Xu, Jiabing Hu and Yikang He, « Operation of Wind-Turbine –Driven DFIG Systems Under Distorted Grid Voltage Conditions: Analysis and Experimental Validations » IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 5, May 2012.2354-2366.

Y

- [YAC-04] Loubna yacoubi « Contribution A L’étude, La Modélisation Et La Commande Des Redresseurs Triphasés Non-Polluant : Application Au Convertisseur Trois-Niveau A Point Neutre Cale » PhD université de québec , 2004.
- [YAN-10] J. Yang, J. Fletcher, and J. O’Reilly, « A Series-Dynamic-Resistor-Based Converter Protection Scheme For Doubly-Fed Induction Generator During Various Fault Conditions » IEEE Trans. Energy Convers., Vol. 25, No. 2, pp. 422–432, Jun. 2010.
- [YAZ-05] Amirnaser Yazdani « Modeling And Control Of The Three-Level Neutral Point Diode Clamped (NPC) Converter For High-Power Applications » Phd université de toronto 2005.

Z

- [ZAN-14] Mohammad Jafar Zandzadeh et Abolfazl Vahedi . « Modeling And Improvement Of Direct Power Control Of DFIG Under Unbalanced Grid Voltage Condition » Electrical Power and Energy Systems m Vol. 59, pp. 58–65, 2014.
- [ZHA-09] Zhang W, Wang H, He Y, Xu L « Proportional And Integral Plus Multi-Frequency Resonant Current Controller For Grid-Connected Voltage Source Converter Under Imbalanced And Distorted Supply Voltage Conditions » J ZHEJIANG UNIV-SCA.Vol10, pp.1532–1540, 2009.
- [ZHA-15] Zhenbin Zhang et all « Predictive Control With Novel Virtual-Flux Estimation for Back-to-Back Power Converters » IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 62, No. 5, pp.2823-2834, MAY 2015.
- [ZHU-16] Rongwu Zhu, Zhe Chen, , Yi Tang, , Fujin Deng, ,and Xiaojie Wu « Dual-Loop Control Strategy for DFIG-Based Wind Turbines Under Grid Voltage Disturbances » IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 31, No. 3, pp. March 2016.

Abstract

This thesis interest to control of multilevel converter-inverter doubly fed induction machine system in the case of unbalanced and distorted grid voltage. One drawback of DFIM is its sensitivity to any grid distortion because the stator is directly connected to the grid. This fact may give limitation of use of DFIM especially in wind energy generation due to imposed electricity code. Hence the power injected in the grid must be performed. So the classical control techniques have to be improved to overcome this drawback. In this work a harmonic elimination of grid and stator currents of doubly fed induction machine supplied by distorted source is proposed. Direct power control with space vector modulation (DPC-SVM) is used to control both grid-side and rotor-side converters. To achieve the control objective, compensated active and reactive powers are calculated based on elimination of harmonic current component reside in active and reactive power equations and added to the referencing one. A theoretical analysis of active and reactive power under non ideal source is clearly demonstrated and the effect of distorted source on performance of DFIM is profoundly discussed. Simulation results verified the effectiveness of the modified control strategy.

Key word: doubly fed induction machine -multilevel converter- unbalanced and distorted source.

ملخص

قدمنا في اطار هذه الاطروحة دراسة مآكنة لا تزامنية مزدوجة التغذية الموصولة بنظام محولات ثلاثية المستوى. حيث ركزنا على مشكلة تواجد حالة اللاتوازن او اضطرابات بتوتر الشبكة الكهربائية اذ تؤدي هته الاخيرة الى ظهور اضطرابات غير عادية في التيار الكهربائي وكذا بالطاقات الفعالة والغير فعالة للمآكنة لكهربائية وبالتالي يآثر سلبيا على اداءها. وطرحنا طريقة للتحكم تمكنا من تحسين نوعية التيار الكهربائي وكذا الطاقة المولدة من طرف الآلة والتي تعتمد اساسا على حساب الطاقات الفعالة والغير الفعالة الغير المرغوب فيها والنتيجة عن الاضطرابات في توتر الشبكة. ومن تم طرحها من الطاقات العادية من اجل تحسين اداء الآلة. لقد تم من خلال التقليد تبين فعالية الطريقة المطروحة في تحسين نوعية التيار وكذا اداء المآكنة الكهربائية في الشبكة ومنه الحفاظ على ايجابية أساسية للآلة المزدوجة التغذية.

كلمات مفتاحية

مآكنة لا تزامنية مزدوجة التغذية-محولات متعددة المستويات – شبكة لا متوازنة ومضطربة.