



République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la  
Recherche Scientifique



Université des Frères Mentouri de Constantine 1  
Faculté des Sciences de la Technologie  
Département d'Electrotechnique

N° de série :14/D3C/2022

N° d'ordre :02/Ete/2022

## Thèse

*Pour l'obtention du diplôme de DOCTORAT troisième Cycle LMD  
En Électrotechnique*

Spécialité : ELECTROTECHNIQUE

Option : Diagnostic et sûreté de fonctionnement des entraînements  
électriques

Présenté par :

**Chelli Seif El Islam**

Master en Electrotechnique

## Thème

---

**Contribution à la Commande d'une Génératrice Asynchrone à Double  
Alimentation en Présence d'Asymétries d'Excitations Statoriques  
(modélisation, identification & synthèse de lois de commande)**

---

Soutenue le :03/03/2022 à l'AUF

Devant le jury composé de :

<b>Président</b>	D. LABED	Prof Université Frères Mentouri Constantine 1
<b>Rapporteur</b>	A. L. NEMMOUR	Prof Université Frères Mentouri Constantine 1
<b>Examineur</b>	B. BOUKHEZAR	Prof Université Frères Mentouri Constantine 1
<b>Examineur</b>	H. BOUZEKRI	Prof Université 20 août 1955 - Skikda
<b>Examineur</b>	S. DRID	Prof Université Mustapha Ben Boulaid Batna 2
<b>Invité</b>	A. KHEZZAR	Prof Université Frères Mentouri Constantine 1



## *Dédicaces*

*Je dédie ce travail qui est le résultat de plusieurs années à mes êtres humains les plus chers au monde mon très cher père et ma très chère maman, mon frère et mes sœurs pour leurs conseils, leur amour et pour m'avoir toujours soutenu et encouragé durant cette période et à toute ma famille plus spécialement à la mémoire de mon grand-père et de mon oncle, que Dieu les garde dans son vaste Paradis.*

*À nos petits Achraf et Oumaima*

# Remerciements

*Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été réalisés au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LEC), Equipe de Recherche en Electrotechnique '4' à l'université Constantine 1, Algérie.*

*Tout d'abord, je voudrais très sincèrement remercier mon directeur de thèse Monsieur Ahmed Lokman Nemmour, professeur à l'Université de Constantine 1 pour avoir accompagné, encouragé et orienté mes travaux durant tout ce parcours. Sa très grande qualité humaine et scientifique, son judicieux conseil et sa disponibilité quotidienne ma permis de mener à bien ce travail de thèse. J'ai eu un immense bonheur à travailler avec lui.*

*J'exprime mes sincères remerciements aux membres du jury : Monsieur Djamel LABED professeur à l'université des frères Mentouri Constantine 1, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury. Ainsi que Messieurs : Bobkar BOUKHEZAR professeur à l'université des frères Mentouri Constantine 1, Hacene BOUZEKRI professeur à l'université du 20 Août 1955 Skikda et Said DRID professeur à l'université du Batna pour avoir accepté de consacrer du temps à mon travail et pour avoir participé à mon jury.*

*Je tiens à remercier vivement Monsieur Abdelmalek KHEZZAR professeur à l'université de Constantine 1 et Monsieur Rabia MEHASNI professeur à l'université de Constantine 1 pour leurs précieux conseils et encouragements tous ces années de thèse.*

*Je remercie Monsieur Mourad AIT-AHMED professeur à l'Université de Nantes et Monsieur Azeddine HOUARI professeur à l'Université de Nantes pour leurs accueils au sein du laboratoire IREENA à Saint-Nazaire et leurs conseils, durant tous les jours de ma formation.*

*J'adresse également mes chaleureux et sincères remerciements à Abdelfettah BOUSSAID, Mehdi OUILI, Yacine MAOUCHE, Abderraouf Boulouadnin, Abdelbaki CHEROUANA, Mohamed-Amine MOUSSA.*

*Je remercie vivement tous les membres du laboratoire LEC spécialement tous mes collègues qui ont contribué, chacune à sa manière, à l'accomplissement de cette thèse : Oussama Abdessemad, Zohir LESHAB, Mohamed Younes, Feras Debabi, Fekhr-Eddine HAMADOUCHE, Fouad MOUALKIA, Oussama, Rahim, Nacer, Houda Bouabid, Zahra Keceta et Loubna Boujlida.*

*Enfin, je tiens à remercier tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à la bonne réalisation de ce travail*

**Sommaire**

- Dédicaces .....I
- Remerciements.....II
- Liste des figures .....III
- Liste des tableaux .....VII
- Liste des symboles .....VIII
- Introduction générale .....1
- Principales contributions .....3
- Chapitre I : Identification en ligne des paramètres de la MADA en vus de sa commande**

---

- 1.1. Introduction .....8
- 1.2. Principe de la méthode des moindres carrés récurrents (MCR) .....9
- 1.3. Méthodologie d'estimation des paramètres de la machine à induction la plus courante basée sur l'algorithme.....10
- 1.4. Dérivation d'un modèle paramétrique linéaire de la machine à induction à rotor bobiné ....13
- 1.5. Résultats de simulation de l'estimation paramétrique en utilisant le modèle proposé .....16
- 1.6. Résultats de la validation expérimentale .....20
- 1.7. Conclusion .....23
- Chapitre II : Stratégies d'extraction des séquences directe et inverse d'un système déséquilibré**

---

- 2.1. Introduction .....25
- 2.2. Perturbations électriques .....26
  - 2.2.1 Creux de tension .....26
  - 2.2.2. Système électrique triphasé déséquilibré .....27
- 2.3. Les méthodes d'extraction des deux séquences positive et négative .....29
  - 2.3.1. La méthode d'extraction basée sur la matrice de Fortescue .....29
  - 2.3.2. La méthode d'extraction basée sur l'estimation par le filtre multi-variable (FMV) .....31
  - 2.3.3. La méthode d'extraction basée sur la méthode des moindres carrés récurrents .....33
  - 2.3.4. La méthode d'extraction basée sur l'annulation du signal retardé (DSC) .....36
- 2.4. Validation par simulation numérique des différentes méthodes d'extraction proposées .....37
- 2.5. Les PLL pour l'orientation du vecteur tension VOC (Voltage Oriented Control) .....40

2.5.1. Simulation .....42

2.6. Conclusion .....44

**Chapitre III : Stratégie de contrôle du CCM de la MADA raccordée à un réseau déséquilibré**

3.1. Introduction .....46

3.2. Commande vectorielle des machines à induction à double alimentation raccordées à un réseau déséquilibré – Application de la technique d’orientation du vecteur flux magnétisant statorique .....46

3.2.a. La mise en équations de la DFIM alimentée par un système de tension déséquilibré dans un référentiel lié au vecteur flux statorique .....46

3.2.b. Référentiel lié au vecteur flux statorique .....48

3.2.c. Expression du vecteur tension rotorique dans le référentiel lié au vecteur flux statorique .....50

3.2.d. Expression des puissances statoriques et du couple électromagnétique .....52

3.3. Contrôle des puissances active et réactive statoriques .....54

3.3.a. Calcul des valeurs des composantes des courants rotoriques directes et inverses .....54

3.3.b. Contrôle des courants rotoriques .....56

3.3.c. Détermination de la phase initiale des tensions du réseau .....58

3.4 Validation par simulation numérique de la stratégie de contrôle proposée .....59

3.5 Validation expérimentale de la stratégie de contrôle proposée .....64

3.6 Conclusion .....68

**Chapitre V : Stratégie de contrôle du CCR de la MADA raccordée à un réseau déséquilibré**

4.1. Introduction .....70

4.2. Commande vectorielle du CCR en cas d’un réseau déséquilibré .....70

4.2.a. Modélisation du CCR en cas d’un réseau déséquilibré .....70

4.2.b. Application de la commande vectorielle à la commande des courants déséquilibrés traversant les filtres .....72

4.2.c. Dimensionnement des régulateurs des courants .....74

4.3. Expressions des puissances active et réactive au réseau .....75

4.4. Contrôle de la tension du bus continu .....77

4.4.1 Calcul du régulateur de la tension du bus continu .....78

4.5. Validation de la solution proposée par simulation numérique .....81

---

4.6. Validation expérimentale de l'approche proposée .....84

4.7. Validation expérimentale de la chaine de conversion globale .....88

4.8. Conclusion .....95

**CONCLUSION GENERALE** .....96

**Annexe** .....98

**BIBLIOGRAPHIE** .....106

# Liste des Figures

Figure 1.1. Principe de l'algorithme MCR .....	10
Figure 1.2. La vitesse de rotation et les courants statoriques lors de la simulation d'un démarrage à vide .....	18
Figure 1.3. Evolution des paramètres estimés lors de la simulation d'un démarrage à vide ..	18
Figure 1.4. Evolution des paramètres estimés en utilisant la méthode de la MCR proposée et celle standard .....	19
Figure 1.5. Schéma synoptique de l'estimation paramétrique en temps réel d'une machine asynchrone à rotor bobiné .....	21
Figure 1.6. Banc d'essai destiné à l'estimation en ligne des paramètres d'une machine asynchrone à rotor bobiné .....	21
Figure 1.7. La vitesse de rotation et les courants statoriques réels lors d'un démarrage à vide .....	22
Figure 1.8. Les paramètres estimés expérimentalement par la méthode de la MCR proposée .....	22
Figure 2.1. Grandeurs caractéristiques d'un creux de tension .....	27
Figure 2.2. Système triphasé déséquilibré .....	28
Figure 2.3. Représentation des trois systèmes ; (a) direct, (b) inverse et (c) homopolaire...	29
Figure 2.4. Procédé d'extraction de séquence positive par la matrice de Fortescue .....	30
Figure 2.5. Diagramme de Bode d'un filtre FMV .....	31
Figure 2.6. Schéma blocs du FMV .....	32
Figure 2.7. Principe de l'estimation paramétrique basé sur la MCR .....	33
Figure 2.8. Les composantes positives et négatives dans le référentiel ( $\alpha\beta$ ) lors de l'apparition d'un déséquilibre .....	34
Figure 2.9. Principe de la méthode DSC .....	36
Figure 2.10. Schéma blocs de la méthode DSC .....	37
Figure 2.11. Les types du déséquilibre considérés .....	38
Figure 2.12. Evolution des séquences positives relatives au premier type du déséquilibre (Figure.2.11.a.) .....	38

Figure 2.13. Evolution des séquences négatives relatives au premier type du déséquilibre (Figure.2.11.a.) .....	39
Figure 2.14. Evolution des séquences positives relatives au deuxième type du déséquilibre (Figure.2.11.b.) .....	39
Figure 2.15. Evolution des séquences négatives relatives au deuxième type du déséquilibre (Figure.2.11.b.) .....	40
Figure 2.16. Présentation des trois référentiels ( $abc$ ), ( $dq$ ) et ( $\alpha\beta$ ) .....	41
Figure 2.17. Procédé conventionnel pour la détermination de l'angle $\theta_s$ .....	41
Figure 2.18. Structure d'une PLL établie dans le référentiel synchrone (SRF-PLL) .....	42
Figure 2.19. Détermination de l'angle $\theta_s$ par la PLL conventionnelle .....	43
Figure 2.20. Détermination de l'angle $\theta_s$ par la méthode SRF-PLL .....	43
Figure 3.1 Association réseau réel/MADA/CCM .....	46
Figure 3.2. Schéma équivalent de la MADA dans les référentiels $(dq)^+$ et $(dq)^-$ .....	47
Figure 3.3. Relations entre les différents angles dans un référentiel lié au vecteur flux statorique en présence de la séquence négative .....	49
Figure 3.4. Boucle de régulation du courant $i_{rd}^+$ .....	56
Figure.3.5. Boucles de contrôle des composantes des courants rotoriques directe et inverse .....	57
Figure 3.6. Structure d'une SRF-PLL munie d'un filtre passe-bas .....	58
Figure 3.7. SRF-PLL avec l'extraction des séquences .....	59
Figure 3.8. Schéma globale de contrôle sépare des séquences .....	59
Figure 3.9. Les grandeurs du cote CCM respectivement du haut vers le bas :la vitesse du rotor ( $tr\backslash min$ ), les tensions $abc$ du réseau ( $V$ ), les courants rotorique ( $A$ ) et les puissances active et réactive ( $w$ ) (état sain) .....	61
Figure 3.10. Les grandeurs de contrôle respectivement du haut vers le bas : les composantes en <i>quadrature</i> de la <i>tension</i> $u_{sq}$ et $u_{sd}$ ( $V$ ), les courant $i_{rq\_mes}$ et $i_{rq\_ref}$ ( $A$ ), les courant $i_{rd\_mes}$ et $i_{rd\_ref}$ ( $A$ ) et l'angle $\theta$ (état sain) .....	61
Figure 3.11. Le réseau d'alimentation .....	62
Figure 3.12. Les grandeurs de contrôle respectivement du haut vers le bas : les composantes en <i>quadrature</i> de la <i>tension</i> $u_{sq}$ et $u_{sd}$ ( $V$ ), les courant $i_{rq\_mes}$ et $i_{rq\_ref}$ ( $A$ ), les courant $i_{rd\_mes}$ et $i_{rd\_ref}$ ( $A$ ) et les puissance $P_s$ et $Q_s$ .....	63

Figure 3.13. Les grandeurs de contrôle respectivement du haut vers le bas : les composantes en <i>quadrature</i> de la <i>tension</i> $u_{sq}$ et $u_{sd}$ (V), les courant $i_{rq}$ et $i_{rd}$ positives (A), les courant $i_{rq}$ et $i_{rd}$ négatives (A) et les puissance $P_s$ et $Q_s$ .....	63
Figure 3.14. Structure du dispositif expérimental .....	65
Figure 3.15. Les grandeurs du cote CCM respectivement du haut vers le bas :la vitesse du rotor ( $\omega_r$ ), les tensions abc du réseau (V), les courants rotorique (A) et les puissances active et réactive ( $w$ ) (état sain) .....	66
Figure 3.16. Les grandeurs de contrôle respectivement du haut vers le bas : les composantes en <i>quadrature</i> de la <i>tension</i> $u_{sq}$ et $u_{sd}$ (V), les courant $i_{rq\_mes}$ et $i_{rq\_ref}$ (A), les courant $i_{rd\_mes}$ et $i_{rd\_ref}$ (A) et l'angle $\theta$ (état sain) .....	66
Figure 3.17. Les grandeurs de contrôle respectivement du haut vers le bas : les composantes en <i>quadrature</i> de la <i>tension</i> $u_{sq}$ et $u_{sd}$ (V), les courant $i_{rq}$ et $i_{rd}$ positives (A), les courant $i_{rq}$ et $i_{rd}$ négatives (A) et les puissance $P_s$ et $Q_s$ .....	67
Figure 4.1. Structure du convertisseur côté réseau CCR .....	70
Figure 4.2. Relation entre les référentiels $(dq)_p$ , $(dq)_n$ et le référentiel stationnaire $(\alpha\beta)$ .....	71
Figure 4.3. Schéma de principe du contrôle vectoriel des courants traversant le filtre RL ....	73
Figure 4.4. Boucle de régulation des courants de ligne par un régulateur PI .....	74
Figure 4.5. Schéma de principe du contrôle du bus continu .....	79
Figure 4.6. Schéma globale de la stratégie de contrôle .....	80
Figure 4.7. Evolution des grandeurs les plus représentatives du CCR .....	81
Figure 4.8. Evolution des grandeurs les plus représentatives du CCR .....	82
Figure 4.9. Evolution des grandeurs lors du premier essai (résultats de simulation) .....	83
Figure 4.10. Evolution des grandeurs lors du deuxième essai (résultats de simulation) .....	83
Figure 4.11. Evolution des grandeurs lors du troisième essai (résultats de simulation) .....	84
Figure 4.12. Structure du dispositif expérimental .....	85
Figure 4.13. Photo du banc d'essai du montage expérimental .....	85
Figure 4.14. Evolution des grandeurs les plus représentatives du CCR (expérimental) .....	86
Figure 4.15. Evolution des grandeurs lors du premier essai (résultats expérimentaux) .....	86
Figure 4.16. Evolution des grandeurs lors du deuxième essai (résultats expérimentaux) .....	87
Figure 4.17. Evolution des grandeurs lors du troisième essai (résultats expérimentaux) .....	87

Figure 4.18. Structure du dispositif expérimental .....	88
Figure 4.19. Structure du dispositif expérimental .....	89
Figure 4.20.a Les grandeurs de la chaine de conversion globale (hypo-synchrone ).....	90
Figure 4.20.b Les grandeurs de contrôle de la chaine de conversion globale (hypo-synchrone )....	90
Figure 4.21.a Les grandeurs de la chaine de conversion globale (hyper-synchrone ) .....	91
Figure 4.21.b Les grandeurs de contrôle de la chaine de conversion globale (hypo-synchrone ).....	91
Figure 4.22.a Les grandeurs de la chaine de conversion globale (hypo-syn ver hyper-syn ) .....	92
Figure 4.22.b Les grandeurs de contrôle de la chaine de conversion globale (hypo-syn ver hyper-syn ).....	92
Figure 4.23.a Les grandeurs de la chaine de conversion globale (2 <sup>ème</sup> cas) .....	93
Figure 4.23.b Les grandeurs de contrôle de la chaine de conversion globale (2 <sup>ème</sup> cas).....	93
Figure 4.23.c Les courants de la chaine de conversion globale (2 <sup>ème</sup> cas).....	94

## ***Liste des Tableaux***

Tableau 1.1. La plaque signalétique du moteur asynchrone à rotor bobiné .....	17
Tableau 1.2. Paramètres de la machine identifiés par les essais conventionnels .....	17
Tableau 1.3. Résultats de la simulation de l'estimation paramétrique en ligne par la méthode de la MCR proposée .....	19
Tableau 1.4. Comparaison entre la MCR proposée et celle standard pour estimer les paramètres d'une machine asynchrone à rotor bobiné .....	20
Tableau 1.5. Performances de la MCR proposée en présence des dérives dans les résistances statoriques et rotorique .....	20
Tableau 1.6. Résultats expérimentaux de l'estimation paramétrique en ligne par la méthode de la MCR proposée .....	23
Tableau.3.1. La plaque signalétique du moteur asynchrone à rotor bobiné .....	60
Tableau 3. 2. Paramètres de la machine identifiés par les essais conventionnels .....	60

**Symboles**

$\alpha - \beta$	Repère stationnaire
$d - q$	Repère synchrone tournant
$\bullet_s; \bullet_r; \bullet_f; \bullet_{dc}$	Indice du stator ; du rotor ; du filtre et du bus continue
$\bar{\bullet}$	Indice du Nombre complexe
$\bullet^*$	Indice de référence
$\bullet_{comp}$	Indice du terme de couplage
$\bullet_{ond}$	Indice d'onduleur
$\bullet_{abc}$	Indice des phase abc
$\bullet^+; \bullet^-$	Les séquences : Positive et négative
$\bullet_d; \bullet_i; \bullet_o$	Les séquences : directe ; inverse et homopolaire
$v; i; \phi$	Tension ; courant et flux
$R_s; R_r$	Resistance statorique; Resistance rotorique
$L_s; L_r$	Inductance statorique; Inductance rotorique
$R_f; L_f$	Resistance et inductance de Filtre
$P_s; Q_s$	Puissance active et réactive statorique
$P_g; Q_g$	Puissance active et réactive transitant vers le réseau
$P_r$	Puissance active rotorique
$P_{ch}$	Puissance de charge
$P_{dc}$	Puissance du capacite
$M$	Inductance mutuelle
$p$	Nombre de paires de pôles
$\tau_u$	Taux d'asymétrie
$T_r$	Constante de temps du rotor
$\sigma$	Coefficient de fuite total
$j$	Le nombre complexe standard $\sqrt{-1}$

---

$\omega_s$	La vitesse angulaire statorique
$\omega_r$	La vitesse angulaire rotorique
$\theta_s$	Angle électrique statorique
$\theta_r$	Angle électrique rotorique

## Abréviations

MADA	Machine Asynchrone Double Alimentation
CCR	Convertisseur Corte Réseau
CCM	Convertisseur Cote Machine
PI	Proportionnel intégrateur
PLL	Phase Locked Loop
MCR	Moindres Carre Récursives
FMV	Filtre Multi-Variables
DSC	Delay Signal Conculation
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
VOC	Voltage Oriented Control
SRF	Synchronous Reference Frame

## Introduction générale

De nos jours, l'intérêt que présente la conversion de l'énergie éolienne occupe une place monumentale parmi celles des autres énergies non conventionnelles disponibles. Dans ce contexte, les solutions technologiques proposées pour une exploitation optimale des générateurs éoliens concernent leur capacité de production, leur stabilité de fonctionnement surtout lorsqu'ils s'associent aux réseaux de distribution de l'énergie électrique déjà existants.

La génératrice asynchrone à double alimentation munie de deux convertisseurs statiques et entraînée par une turbine éolienne constitue le procédé le plus simple et la plus efficace pour convertir l'énergie emmagasinée dans le vent en énergie électrique envoyée directement au réseau de distribution sous forme de puissances active et réactive à la fréquence du réseau d'une manière flexible et contrôlable [1,2]. Chacune de ces deux puissances peut être asservie à une consigne donnée l'une indépendamment de l'autre grâce à l'application des différentes variantes de la technique d'orientation du flux.

L'établissement des lois de commande régissant le fonctionnement d'un système de conversion de l'énergie éolienne basé sur une MADA est conventionnellement fondé sur l'application de la technique de contrôle vectoriel qui consiste à contrôler le couple électromagnétique et le flux de cette machine d'une façon similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [3,4] sous prétexte que le réseau auquel le stator de la MADA est connecté soit équilibré, sinon les tensions et les courants de la machine ainsi que la tension du rail continu seront les sièges des composantes de séquence positive et négative [5]. Cette dernière entraîne l'apparition des pulsations au sein des puissances active et réactive injectées dans le réseau électrique à une fréquence qui est égale au double de celle du réseau. Ces effets sont accompagnés par la naissance des contraintes excessives sur l'arbre et les différents enroulements de la machine [6,7]. Néanmoins, et comme un réseau réel présente en permanence des asymétries de tension plus ou moins aigües qui sont dues à la non symétries des lignes d'une part et celle des charges d'autre part, cette supposition ne peut jamais être admise. C'est dans ce cadre que peut s'inscrire le présent travail qui consiste à chercher comment rendre la commande vectorielle classique toujours applicable en cas d'un réseau déséquilibré et ceci en adaptant les lois de commande de telle façon que les puissances générées suivent leurs consignes tout en préservant le fonctionnement global du procédé de conversion à base d'une MADA.

L'objectif de notre travail donc, est d'améliorer les performances de la MADA dans le cas d'un réseau affecté par un déséquilibre de tension. L'accent est alors mis sur les stratégies de contrôle des deux convertisseurs ; celui du côté machine (CCM) ainsi que celui du côté réseau (CCR) en vue de d'avoir une conversion de l'énergie éolienne conforme aux normes internationales.

De ce fait, le manuscrit relatif à la globalité de ce travail est réparti sur quatre chapitres structurés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous allons proposer une nouvelle méthodologie qui permet d'identifier en temps réel les paramètres électriques et magnétiques d'une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné. Cette méthodologie est basée sur la mise en œuvre de l'algorithme des moindres carrés récursifs (MCR) avec un facteur d'oubli pour estimer ces paramètres. Nous allons commencer par présenter le principe de cette méthode ainsi que la procédure généralement suivie pour estimer les paramètres intrinsèques caractérisant un système donné. Par la suite, nous allons présenter un modèle paramétrique linéaire de la machine à induction à rotor bobiné spécialement conçu qui s'adapte parfaitement à une mise en œuvre très simple de l'algorithme de la MCR.

Dans le deuxième chapitre, nous allons commencer par donner un aperçu sur les principaux types d'asymétrie de tension pouvant surgir sur un réseau électrique, puis nous allons exposer d'une part les techniques les plus utilisées concernant l'extraction des séquences positive négative relatives à un système triphasé déséquilibré ainsi que les différentes méthodes de boucle à verrouillage de phase (PLL) afin d'estimer la phase d'un système triphasé pouvant manifester un déséquilibre donné.

Le troisième chapitre est complètement consacré à la mise en œuvre par validation expérimentale de la régulation des puissances statoriques active et réactive générées par la MADA tout en considérant que le réseau est susceptible d'avoir des asymétries de tension. Cette stratégie est basée sur la décomposition du système réel déséquilibré en deux sous-systèmes (positif et négatif) et de contrôler chaque système individuellement par l'application de la technique d'orientation des flux magnétisants direct et inverse respectivement. L'objectif principal étant d'atténuer les oscillations affectant les différentes grandeurs de la machine qui sont dues à l'apparition de la séquence négative.

Dans le dernier chapitre, nous étudions la commande du convertisseur côté réseau (CCR) qui forme une partie très importante pour le fonctionnement global de la chaîne de la conversion. Le but étant d'assurer la régulation de la tension du bus continu en amont du convertisseur côté machine (CCM) à une valeur constante quand le réseau est parfaitement équilibré et d'affaiblir au maximum les oscillations de cette tension lors de l'apparition du moindre déséquilibre tout en respectant le fonctionnement avec un facteur de puissance donné.

Une conclusion générale incluant l'ensemble des résultats obtenus ainsi que les perspectives envisagées est présentée à la fin de ce manuscrit.

Le présent travail concerne la validation expérimentale de la commande d'une chaîne de conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique moyennant une machine asynchrone à double alimentation. La régulation de la puissance électrique ainsi générée tient en compte les différentes asymétries inhérentes au réseau électrique auquel la station éolienne est intégrée. Rappelons que ce système contient principalement une génératrice à induction dont le stator est directement relié à un réseau tandis que le rotor est relié au même réseau via un convertisseur de tension *AC-DC-AC*. Ce dernier est composé de deux convertisseurs reliés entre eux par un étage intermédiaire continu. Le rôle du convertisseur *DC-AC* ou convertisseur côté machine (*CCM*) est d'assurer à la fois le contrôle des puissances active et réactive statoriques à envoyer au réseau présentant des asymétries de tension via le contrôle des courants traversant les enroulements rotoriques. Le convertisseur *AC-DC* ou convertisseur côté réseau (*CCR*) quant à lui ; son premier rôle est de maintenir la tension du rail continu à une valeur pratiquement constante soit en injectant, soit en empruntant de la puissance active du réseau selon la vitesse du rotor de la *MADA* -fonctionnement en hypo ou en hyper synchrone- et ceci en fournissant une valeur prédéterminée de la puissance réactive. Comme il est illustré sur la figure ci-dessous, la commande de ce système de conversion requiert la mesure des courants rotoriques et statoriques, les tensions statoriques, la tension du bus continu ainsi que la vitesse du rotor qui est en réalité la vitesse de la turbine éolienne dont le principe de fonctionnement sort du cadre de notre travail. La génératrice asynchrone est alors entraînée par un moteur à courant continu à excitation séparée ; afin de pouvoir atteindre des vitesses supérieures correspondantes au régime hyper synchrone nous n'aurons qu'à réduire le flux d'excitation.

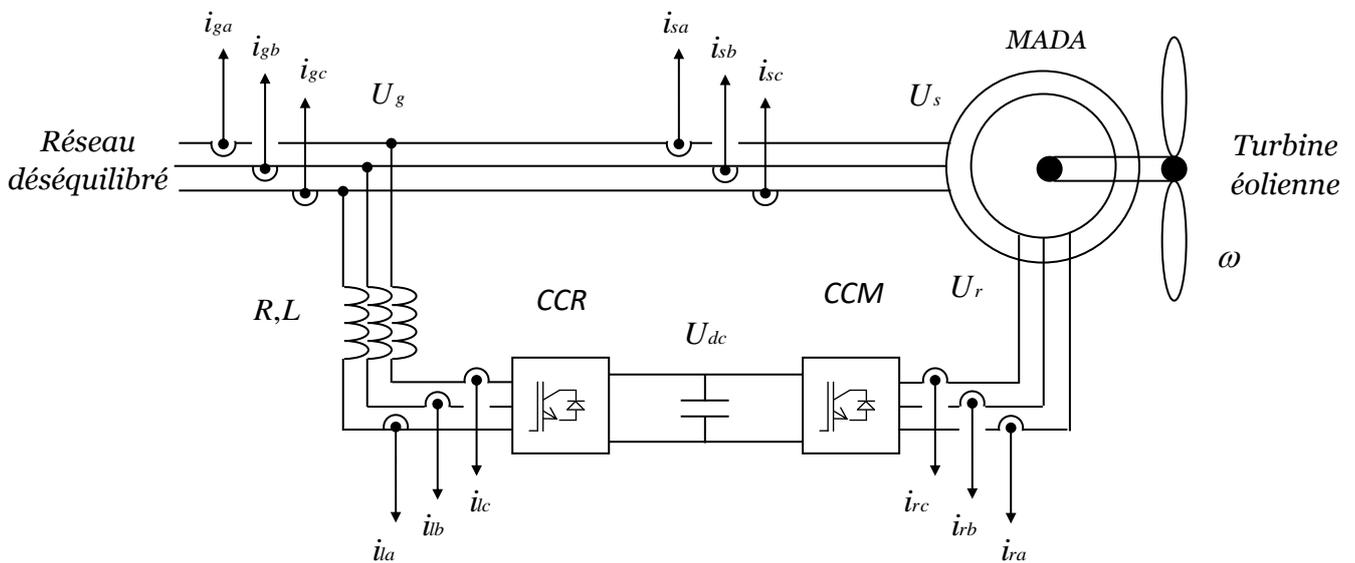


Schéma global du système de la conversion éolienne utilisant une MADA

La maîtrise du fonctionnement de la MADA ainsi que son comportement en cas d'une survenue soudaine de certains types de défauts sur le réseau d'alimentation électrique est très importante pour garantir le fonctionnement continu de la chaîne de conversion globale. De plus, la surveillance périodique ou en temps réel des indices associés à ces anomalies permettent de prévoir jusqu'à quelle limite le système pourra fonctionner tout en respectant les normes internationales en vigueur.

En réalité, plusieurs travaux ont été menés à propos de la commande de la MADA en présence d'asymétries d'alimentation statorique ; L. Xu dans [8] a proposé d'utiliser le contrôle indépendant pour la commande du convertisseur côté machine de la MADA en présence d'un déséquilibre dans la tension de réseau. Afin de minimiser les oscillations affectant les puissances active et réactive ainsi que le couple électromagnétique, il présente une modélisation de la MADA par rapport aux deux référentiels synchrones direct et inverse comme il emploie également des régulateurs PI afin de contrôler les courants de chaque séquence. Dans [9-11] les auteurs étudient le contrôle des deux convertisseurs CCM et CCR relativement à un réseau déséquilibré ; dans ce sens ; une méthodologie qui est basée sur la commande séparée des séquences positive et négative dans laquelle le CCM est commandé de manière à limiter la pulsation du couple, et le CCR est commandé pour limiter l'ondulation de la tension du bus continu est proposée. Les auteurs dans [12,13] ont présenté une approche améliorée basée sur le contrôle direct de puissance (DPC) pour la commande des deux convertisseurs. Dans [14], Y. Yan et al ont proposé l'utilisation d'un contrôleur proportionnel résonnant (PR) réglé à une fréquence égale à deux fois la fréquence du réseau de façon à ce que le système de contrôle compense efficacement les effets du déséquilibre au niveau des courants rotoriques. Dans [15], une amélioration de la commande directe basée sur le contrôleur proportionnel résonnant (PR) précédant a été proposée pour la commande du convertisseur CCM uniquement afin de réduire les ondulations présentes dans le couple de la machine. Pour éliminer les effets négatifs de la distorsion harmonique de la tension du réseau, le contrôle des harmoniques du courant statorique basé sur l'emploi d'un contrôleur résonnant (PR) est présenté dans [16]. Dans [17], R. Zhu et al proposent de faire appel à la commande séparée au moyen d'un contrôleur résonnant (PR) pour contrôler les courants des deux convertisseurs CCM et CCR. Dans [18], Y. Wang et al ont utilisé un contrôleur  $H^\infty$  dans le cadre de la régulation des courants rotoriques de la MADA en vue d'améliorer la robustesse vis-à-vis des harmoniques relatives à un réseau déséquilibrée. A. BOUKHRISS dans [19] a proposé d'utiliser le contrôle séparé par ADRC (Active Disturbance Rejection Control) pour le contrôle des séquences négatives et positives de la MADA afin de réduire les effets des déséquilibres asymétriques de la tension du réseau. Dans [20] la commande directe du couple de la MADA dans le référentiel stationnaire avec des contrôleur proportionnel résonnant (PR) lors d'un réseau électrique déséquilibré était proposé. Xu, Wei, et al dans [21] ont présenté une méthode fondée sur l'utilisation d'un régulateur résonnant PIR pour contrôler la séquence positive et sur un régulateur PI permettant de contrôler la séquence négative. Dans [22], les auteurs ont proposé une méthodologie qui se base sur la mise en œuvre des contrôleurs à double résonance (DRC) afin de réduire le déséquilibre et les influences non linéaires de la tension.

Notre apport se résume à reprendre les solutions les plus fréquemment utilisées surtout celles basées sur le contrôle séparé en développant une version basée sur l'orientation du vecteur flux magnétisant tout en proposant d'autres structures d'algorithmes qui constituent en fait des tâches

partielles de la commande du système de conversion global. Dans ce sens, nos efforts ont été concentrés surtout sur les tâches relatives à l'identification paramétrique, aux techniques de décomposition d'un système triphasé déséquilibrés ainsi que celles utilisées pour l'estimation en temps réel de l'angle des tensions statoriques.

Concernant l'identification paramétrique d'une machine asynchrone à double alimentation (appelée également machine à rotor bobiné), cette dernière constitue une étape très cruciale de laquelle dépendra fortement les performances des différentes boucles internes et externes relatives à l'asservissement des puissances active et réactive. Habituellement, la détermination de ces paramètres qui définissent le schéma équivalent par phase de la machine se déroule en effectuant certains essais classiques de laboratoire tels que l'essai en transformateur à rotor ouvert, l'essai à rotor calé, l'essai en court-circuit et l'essai à vide...etc. Cependant, les valeurs obtenues seront entachées de diverses sources d'erreurs qui sont dues à la qualité des appareils de mesure utilisés d'une part et aux contacts glissants caractérisant ce type de machines au niveau des enroulements rotoriques d'autre part. Comme ces paramètres sont des grandeurs qui peuvent subir des dérives dans le temps lors du fonctionnement de la machine, alors plusieurs méthodes d'estimation paramétrique en ligne ont été présentées dans la littérature.

Parmi les méthodes les plus utilisées figure la méthode des moindres carrés récursifs (MCR) et ceci grâce à sa grande efficacité et la facilité de sa mise en œuvre. Le long de ces dernières décennies, plusieurs variantes de la MCR ont été présentées exclusivement pour l'estimation paramétrique en temps réel des machines asynchrones triphasées à cage d'écureuil. Le principe de base de toutes ces approches consiste à réécrire le modèle dynamique de cette machine sous forme linéaire en termes des tensions et des courants statoriques et leurs dérivées premières et secondes ainsi de la vitesse électrique du rotor et de sa dérivée. Cette vitesse est généralement supposée constante pour se débarrasser des difficultés relatives au calcul de sa dérivées. Comme les coefficients constants caractérisant cette forme linéaire ainsi obtenue sont exprimés en fonction des paramètres recherchés de la machine, alors ce modèle linéaire sera exécuté en parallèle avec la machine réelle et les coefficients constants incluant les paramètres recherchés seront estimés en ligne par l'algorithme de la MCR et ceci en minimisant l'erreur quadratique moyenne entre la sortie de la machine et celle du modèle linéaire.

En réalité, cette procédure d'estimation paramétrique basée sur la MCR présente un inconvénient majeur lié à la nature du rotor dont les grandeurs ne sont pas accessibles à la mesure. C'est à cause de cela que les calculs des dérivées premières et secondes des tensions et des courants statoriques se sont imposés ; ces dernières doivent être donc parfaitement filtrées afin de réussir l'estimation loin de tout risque d'éventuelle divergence.

Concernant la machine asynchrone à double alimentation, la majorité des travaux de recherche concernant l'estimation paramétrique de cette machine élaborent l'estimation paramétrique de cette machine de la même façon que celle d'une machine à cage malgré que la première configuration dispose d'un rotor complètement accessible à la mesure. C'est dans ce contexte que nous allons en profiter de cet avantage qui est propre à la MADA pour développer une forme linéaire appropriée dont les coefficients seront estimés directement sans faire recours aux calculs des dérivées premières et secondes des tensions et des courants statoriques qui sont

habituellement requis pour la configuration des machines à rotor à cage. De plus, ce processus d'estimation n'impose aucune restriction sur la variation de la vitesse du rotor. Toutes ces considérations qui seront développées au premier chapitre offrent une estimation paramétrique en temps réel rapide et précise que se soit dans les régimes établi ou transitoire du fonctionnement.

Quant à la commande des puissances statoriques la MADA en présence d'asymétries d'alimentation statorique ; notre intérêt sera porté essentiellement sur l'implémentation des lois de commandes vectorielles répondant à cette irrégularité adaptées exclusivement à la MADA elle-même (troisième chapitre), et à son convertisseur côté réseau (CCR) muni d'un rail continu (quatrième chapitre), la maîtrise de la manipulation des angles relatifs aux transformations entre les différents repères concernant les séquences positive et négative d'une part ainsi que ceux requis pour la synchronisation des grandeurs rotoriques et celles statoriques d'autre part. tout ceci s'associe bien évidemment à un fonctionnement parfait des routines relatives aux boucles de verrouillage et d'extraction des séquences mises en place (deuxième chapitre). L'implémentation pratique de toutes ces tâches sur une carte Dspace 1104 n'était guère facile ; puisqu'il fallait prendre en considération les différentes contraintes imposées par cette dernière et surtout en matière du choix de la période d'échantillonnage qui doit être suffisante pour effectuer tous les calculs que requiert la commande de la chaîne globale de la conversion. Ces tâches concernent particulièrement le pilotage de deux onduleurs (CCM et CCR) par une seule carte d'interfaçage (dont la conception et la réalisation a été réalisée au LEC) [23], l'acquisition des différentes mesures (six sondes de courant et quatre sondes de tension intégrées en une seule carte) et la vitesse électrique du rotor, les différentes boucles de régulation, l'extraction des séquences positives et négatives des tensions et des courants, les boucles à verrouillage, les différentes transformations et rotations entre les différents repères...etc.

## Chapitre I

# Identification en ligne des paramètres de la MADA en vue de sa commande

### 1.1. Introduction :

Pour concevoir un asservissement d'un système donné, il est impératif de disposer d'un modèle mathématique sous forme d'équations intégré-différentielles à coefficients constants ou variables. Ces derniers sont exprimés en fonction des paramètres physiques propres à ce système. Pour un vecteur d'entrées donné, la dynamique des différentes grandeurs internes de ce système ainsi que leurs valeurs en régimes transitoire ou établi dépendent principalement des valeurs instantanées relatives à ces paramètres. C'est à partir de ce fait qu'apparaît l'intérêt d'une identification paramétrique précise effectuée sur ce système. En effet, l'identification d'un système, assure la détermination conjointe des différentes variables d'état ainsi que les paramètres caractérisant ce système. L'identification possède donc un rôle monumental dans le dimensionnement des boucles d'asservissement et dans l'estimation des différentes variables d'état constituant le système [24-26].

Concernant l'identification des systèmes électrotechniques et plus particulièrement l'identification des machines électriques tournantes, le modèle dynamique exprimé en fonction des variables d'état adoptées dans lequel figurent des paramètres électriques et des paramètres mécaniques est généralement non linéaire et fortement couplé. La connaissance exacte des valeurs de ces paramètres présente un intérêt majeur surtout dans le cas où ces machines sont utilisées dans des applications d'asservissement et de régulation où les valeurs correspondantes à ces paramètres sont indispensables pour le design des différents régulateurs [27].

Pour une machine à induction triphasée, ces paramètres qui caractérisent son schéma équivalent par phase sont déterminés habituellement sous certaines hypothèses en effectuant des essais conventionnels tels que l'essai à vide, l'essai en charge, l'essai à rotor calé...etc. Dans ce cas, la précision des paramètres identifiés peut être considérablement affectée à cause des conditions dans lesquelles les mesures ont été effectuées ainsi que les appareils de mesure utilisés [28,29].

Ces mêmes paramètres peuvent être obtenus autrement en appliquant des méthodes d'identification de l'automatique qui sont généralement regroupées en deux catégories : l'identification non paramétrique et l'identification paramétrique. La première est utilisée quand on dispose des réponses transitoires ou fréquentielles du système objet d'étude au lieu des équations dynamiques ou de fonction de transfert décrivant ce système [30,31]. Cependant, ces méthodes ne donnent qu'une idée grossière sur la dynamique du système. En revanche, le passage à l'identification paramétrique est nécessaire si un niveau élevé de précision est requis concernant les paramètres du système [32].

L'identification paramétrique quant à elle avec ses deux approches différée (off ligne) et celle en temps réel (en ligne) consiste à établir des équations récurrentes entre les paramètres à déterminer et les différents signaux de la machine accessibles à la mesure (tension par phase, courant traversant une phase, vitesse...etc.). Lors de l'identification paramétrique off-ligne, les différentes mesures sont enregistrées avant d'extraire les valeurs des différents paramètres du modèle récursif déjà établi. A chaque itération de d'exécution, l'algorithme d'identification effectue une simulation complète du modèle ce qui conduit à un temps important avant de converger.

L'identification ou l'estimation en temps réel (on line) peut être très utile pour diverses raisons ; l'obtention des paramètres recherchés est possible à chaque instant ce qui permet de suivre de près leurs l'évolution surtout dans le cas où des dérives peuvent avoir lieu [33,34]. Plusieurs techniques d'estimation faisant appel à des algorithmes d'optimisation comme les algorithmes génétiques, le filtre de Kalman étendu, l'algorithme des moindres carrés récursifs...etc. sont proposés dans la littérature [35-38]. Dans ce travail, nous nous focalisons sur l'algorithme des moindres carrés récursive (MCR) avec un facteur d'oubli afin d'estimer les paramètres électriques et magnétiques d'une machine asynchrones triphasée à rotor bobiné pour des fins de contrôle. Le choix de la technique de la MCR est motivé par sa précision, sa simplicité de mise en œuvre ainsi que ses performances en termes de rapidité et de vitesse de convergence [39,40].

## 1.2. Principe de la méthode des moindres carrés récursifs (MCR)

Le but de la méthode des moindres carrés consiste donc à minimiser l'erreur quadratique moyenne entre la réponse du processus réel et celle d'un modèle paramétrique linéaire de ce processus judicieusement conçu. Cette minimisation est accompagnée par l'estimation des valeurs relatives aux paramètres à identifier caractérisant ce processus [41-43]. La précision d'un modèle préalablement établi dépend du degré de similitude que l'on cherche à obtenir entre le modèle et le système réel. Cette similitude doit prévaloir à la fois en termes de structures et de paramètres. Comme le montre la figure (1.1), le modèle est exécuté en parallèle avec le système réel et les paramètres sont estimés en minimisant une mesure de l'erreur de prédiction du modèle (Annexe A) :

$$\varepsilon(k) = y_k - \hat{y}_k \quad (1.1)$$

Où  $\hat{y}_k$  est la sortie du modèle conçu à un instant  $k$ . Comme ce modèle établi est de forme paramétrique linéaire, alors la sortie  $\hat{y}_k$  correspondante à une entrée  $u_k$  sera exprimée par :

$$\hat{y}_k = u_k \hat{\theta}'_{k-1} \quad (1.2)$$

Tels que  $\hat{\theta}_k$  est le vecteur dont les composantes sont exprimées en fonction des paramètres à estimer et  $u_k$  est un vecteur qui contient les différentes mesures prises à un instant  $k$ .

Le modèle ainsi conçu décrit le comportement dynamique du système réel et sert à calculer un vecteur estimé. A chaque instant  $k$ , l'erreur entre le vecteur de sortie réel  $y_k$  et le vecteur estimé  $\hat{y}_k$  est réduite en faisant varier les paramètres du modèle. Le bloc d'algorithme MCR représente le mécanisme d'adaptation, qui détermine les paramètres inconnus propres au système.

L'algorithme de la MCR qui correspond à la minimisation du critère (1.1) est décrit par les étapes suivantes [44-46] :

1. Conditions initiales : La valeur initiale du vecteur des paramètres estimés  $\hat{\theta}$  est fixée égale à zéro. La matrice de covariance initiale  $P$  est supposée être une matrice diagonale avec grands nombres positifs.
2. Calculer le vecteur de sortie estimé  $\hat{y}_k = u_k \hat{\theta}'_{k-1}$ ,
3. Calculer l'erreur d'estimation relative à  $y_k$ :  $\varepsilon(k) = y_k - u_k \hat{\theta}'_{k-1}$ ,
4. Calculer la matrice de covariance correspondante à cette estimation à l'instant  $k$ : 
$$P_k = P_{k-1} - \frac{P_{k-1} u'_k u_k P_{k-1}}{\lambda + u_k P_{k-1} u'_k},$$
5. Calculer le vecteur de paramètres à estimer à l'instant  $k$ :  $\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + P_k u'_k \varepsilon_k$

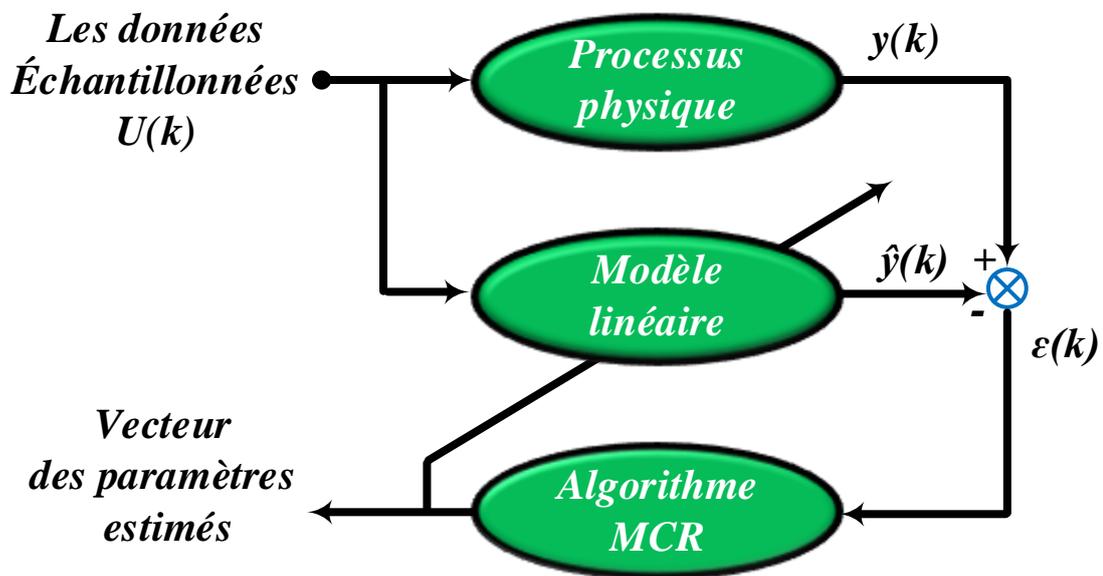


Figure 1. 1. Principe de MCR

### 1.3. Méthodologie d'estimation des paramètres de la machine à induction la plus courante basée sur l'algorithme de la MCR :

Pour le cas d'une machine à induction triphasée, plusieurs variantes de la méthode de la MCR ont été proposées. Le principe commun entre toutes ces variantes consiste à réécrire le modèle d'état de la machine obtenu par la transformation de Park sous forme d'un modèle paramétrique linéaire dans lequel figure les deux composantes directe et en quadrature de la tension statorique ainsi que leurs premières dérivées, les deux composantes directe et en quadrature du courant statorique ainsi que leurs premières et secondes dérivées ainsi que la vitesse du rotor qui est considérée comme une variable dont la dynamique est très lente. En adoptant un vecteur de sortie donné, les facteurs constants apparaissant dans cette forme paramétrique qui représente le vecteur inconnu sont exprimés en fonction des paramètres recherchés de la machine [47-51]. Le modèle paramétrique linéaire ainsi obtenu sera exécuté en

parallèle avec la machine en temps réel et le vecteur inconnu contenant les différents paramètres de la machine est estimé en minimisant l'erreur quadratique moyenne entre le vecteur de sortie de la machine et celui du modèle paramétrique linéaire [52].

Dans le cadre de notre étude, nous avons présenté le modèle le plus utilisé dans la littérature (que nous pouvons appeler le modèle standard) et puis nous allons détailler notre modèle proposé qui respecte également les choix précédents.

En adoptant les hypothèses simplificatrices usuelles, le modèle mathématique d'une machine à induction triphasé dans le repère stationnaire ( $\alpha\beta$ ) est exprimé par [53-54] :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \dot{\bar{\phi}}_s \\ \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \dot{\bar{\phi}}_r - j\omega \bar{\phi}_r \\ \frac{J}{pM} \dot{\omega} = \text{Imag}(\bar{I}_r \times \bar{I}_s) - \frac{B}{p} \omega - \tau_L \end{cases} \quad (1.3)$$

Où  $\omega$  est la vitesse de rotor,  $\bar{V}_s$  est le vecteur complexe de tension du stator ;  $\bar{I}_s$  et  $\bar{I}_r$  représentent respectivement les vecteurs complexes des courants du stator et ceux du rotor,  $\dot{\bar{\phi}}_s$  et  $\dot{\bar{\phi}}_r$  sont les dérivées vecteurs complexe des flux du stator et du rotor.

Ces vecteurs complexes sont exprimés dans le référentiel stationnaire ( $\alpha, \beta$ ) par :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} \\ \bar{I}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \\ \bar{I}_r = i_{r\alpha} + ji_{r\beta} \end{cases} \quad (1.4)$$

En éliminant le vecteur des courants rotoriques, qui ne sont pas des grandeurs mesurables pour la configuration des machines à induction d'écureuil, il est possible d'obtenir après plusieurs manipulations la forme de produit matriciel suivante permettant alors une utilisation directe des méthodes les plus classiques relatives au processus d'estimation des paramètres de la machine [56] :

$$\begin{bmatrix} \dot{\bar{I}}_s & \bar{I}_s & -j\omega \bar{I}_s & -\dot{\bar{V}}_s + j\omega \bar{V}_s & -\bar{V}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \\ \theta_4 \\ \theta_5 \end{bmatrix} = \left[ -\ddot{\bar{I}}_s + j\omega \dot{\bar{I}}_s + \left( \dot{\bar{I}}_s + \beta \dot{\bar{\phi}}_r \right) \dot{\omega} \right] \quad (1.5)$$

Dans l'équation (1.5), les grandeurs mesurables représentent la tension statorique, le courant statorique, la vitesse angulaire du rotor. Cependant, cette équation nécessite la connaissance de la valeur du flux rotorique qui n'est pas accessible à la mesure. Si la vitesse du

moteur est supposée constante alors  $\dot{\omega} = 0$  et le terme relatif au vecteur flux rotorique disparaît. Dans ce cas, équation (1.5) se réduit à :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_s & \bar{I}_s & -j\omega\bar{I}_s & -\dot{V}_s + j\omega\bar{V}_s & -\bar{V}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta_1 \\ \theta_2 \\ \theta_3 \\ \theta_4 \\ \theta_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\ddot{I}_s + j\omega\dot{I}_s \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Le modèle (1.6) peut être mis sous une forme linéaire telle que :

$$Y = U\theta' \quad (1.7)$$

Avec:

$$\begin{cases} Y = \begin{bmatrix} -\ddot{I}_s + j\omega\dot{I}_s \end{bmatrix} \\ U = \begin{bmatrix} \dot{I}_s & \bar{I}_s & -j\omega\bar{I}_s & -\dot{V}_s + j\omega\bar{V}_s & -\bar{V}_s \end{bmatrix} \\ \theta = \left[ \gamma + \frac{1}{T_r} \quad \frac{\beta M}{T_r^2} - \frac{\gamma}{T_r} \quad \frac{1}{T_r} + \frac{\beta M}{T_r} \quad \frac{1}{\sigma L_s} \quad \frac{1}{\sigma L_s T_r} \right]' \end{cases} \quad (1.8)$$

Les différents coefficients constituant les composantes du vecteur  $\theta$  sont exprimés en fonction des paramètres recherchés de la machine, soit :

$$\begin{cases} T_r = \frac{L_r}{R_r} \\ \beta = \frac{M}{L_s L_r} \\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \\ \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \end{cases} \quad (1.9)$$

Les composantes du vecteur  $\theta[\theta_1 \ \theta_2 \ \theta_3 \ \theta_4 \ \theta_5]'$  déterminent les quatre paramètres de la machine  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $\sigma$  et  $T_r$  de la manière suivante :

$$\begin{cases} R_s = \frac{\theta_2}{\theta_5} \\ T_r = \frac{\theta_4}{\theta_5} \\ L_s = \frac{\theta_3}{\theta_5} \\ \sigma = \frac{\theta_5}{\theta_3 \theta_4} \end{cases} \quad (1.10)$$

Il faut reconnaître que cette procédure relative à l'identification paramétrique d'une machine asynchrone présentée par le modèle (1.6) requiert des tâches importantes de calculs tels

que le calcul des dérivées première et seconde du courant statorique et la dérivée première du vecteur tension statorique et ceci malgré le fait que la vitesse du rotor a été considérée comme une grandeur constante. En se rendant compte de toutes ces considérations, plusieurs travaux de recherche utilisent cette procédure qui est à l'origine développée pour une machine à cage pour identifier les paramètres d'une machine à rotor bobiné en ignorant le fait que la configuration de cette dernière offre la possibilité d'accéder aux différentes grandeurs rotoriques. Dans le prochain paragraphe, nous allons présenter la conception d'une nouvelle procédure d'estimation plus simple propre à une machine asynchrone à rotor bobiné ou à double alimentation.

#### 1. 4. Dérivation d'un modèle paramétrique linéaire de la machine à induction à rotor bobiné :

Comme nous l'avons mentionné précédemment, il est impératif de disposer d'une forme paramétrique linéaire du système à identifier. Cette forme est obtenue en introduisons des manipulations appropriées sur le modèle d'état du système lui-même. En effet, en adoptant les hypothèses simplificatrices usuelles, le modèle mathématique d'une machine à induction triphasé à rotor bobiné est également décrit dans le repère stationnaire  $(\alpha\beta)$  par l'équation (1.1) soit :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \dot{\bar{\phi}}_s \\ \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \dot{\bar{\phi}}_r - j\omega \phi_r \\ \frac{J}{pM} \dot{\omega} = \text{Imag}(\bar{I}_r \times \bar{I}_s) - \frac{B}{p} \omega - \tau_L \end{cases} \quad (1.11)$$

Les vecteurs flux statoriques et rotoriques  $\bar{\phi}_s$  et  $\bar{\phi}_r$  sont liés aux vecteurs courants statoriques et rotoriques  $\bar{I}_s$  et  $\bar{I}_r$  par :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\phi}_r = M \bar{I}_s + L_r \bar{I}_r \end{cases} \quad (1.12)$$

A partir de l'équation (1.12), les dérivées premières des vecteurs flux statoriques et rotoriques  $\dot{\bar{\phi}}_s$  et  $\dot{\bar{\phi}}_r$  sont données par :

$$\begin{cases} \dot{\bar{\phi}}_s = L_s \dot{\bar{I}}_s + M \dot{\bar{I}}_r \\ \dot{\bar{\phi}}_r = L_r \dot{\bar{I}}_r + M \dot{\bar{I}}_s \end{cases} \quad (1.13)$$

En tenant compte des équations (1.12) et (1.13), l'équation (1.11) devient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + L_s \dot{\bar{I}}_s + M \dot{\bar{I}}_r \\ 0 = R_r \bar{I}_r + L_r \dot{\bar{I}}_r + M \dot{\bar{I}}_s - j\omega(L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s) \\ \frac{J}{pM} \dot{\omega} = \text{Imag}(\bar{I}_r \times \bar{I}_s) - \frac{B}{p} \omega - \tau_L \end{cases} \quad (1.14)$$

Notre objectif est d'exprimer le model de l'équation (1.14) en fonction des quatre paramètres de la MADA à savoir  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $\sigma$  et  $T_r$ . L'équation (1.14) reste inchangée si on effectue la manipulation suivante :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + L_s \dot{\bar{I}}_s + M \left( \frac{M}{L_r} \right) \left( \frac{L_r}{M} \right) \dot{\bar{I}}_r \\ 0 = R_r \left( \frac{M}{L_r} \right) \left( \frac{L_r}{M} \right) \bar{I}_r + L_r \left( \frac{M}{L_r} \right) \left( \frac{L_r}{M} \right) \dot{\bar{I}}_r + M \dot{\bar{I}}_s - j\omega \left( L_r \left( \frac{M}{L_r} \right) \left( \frac{L_r}{M} \right) \bar{I}_r + M \bar{I}_s \right) \\ \frac{J}{pM} \dot{\omega} = \text{Imag} \left( \left( \frac{M}{L_r} \right) \left( \frac{L_r}{M} \right) \bar{I}_r \times \bar{I}_s \right) - \frac{B}{p} \omega - \tau_L \end{cases} \quad (1.15)$$

Maintenant, en introduisant le nouveau courant rotorique  $\bar{I}'_r$  défini par :

$$\bar{I}'_r = \left( \frac{L_r}{M} \right) \bar{I}_r \quad (1.16)$$

L'équation (1.15) prendra dans ce cas la forme suivante :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + L_s \dot{\bar{I}}_s + \left( \frac{M^2}{L_r} \right) \dot{\bar{I}}'_r \\ 0 = \left( \frac{R_r}{L_r} \right) \bar{I}'_r + \dot{\bar{I}}'_r + \dot{\bar{I}}_s - j\omega (\bar{I}'_r + \bar{I}_s) \\ \frac{J}{p} \dot{\omega} = \left( \frac{M^2}{L_r} \right) \text{Imag}(\bar{I}'_r \times \bar{I}_s) - \frac{B}{p} \omega - \tau_L \end{cases} \quad (1.17)$$

Rappelons à ce stade que pour une machine à induction triphasée, le rapport  $\frac{L_r}{M}$  nécessaire pour effectuer le changement de variable (1.16) ne peut pas être défini initialement. Cependant pour une machine à rotor bobiné, ce rapport représente le rapport de transformation entre une phase statorique et celle rotorique. Ce rapport est défini expérimentalement en effectuant l'essai d'un transformateur à vide en utilisant deux voltmètres.

En considérant maintenant les deux relations suivantes propres à une machine à induction triphasée :

$$\begin{cases} T_r = \frac{L_r}{R_r} \\ \frac{M^2}{L_r} = (1 - \sigma)L_s \end{cases} \quad (1.18)$$

Le modèle mathématique relatif à cette machine peut être exprimé sous la forme compacte suivante :

- Pour les enroulements statoriques:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + L_s \dot{\bar{I}}_s + (1 - \sigma)L_s \dot{\bar{I}}'_r \quad (1.19)$$

- Pour les enroulements rotorques:

$$0 = \frac{1}{T_r} \bar{I}_r' + \dot{\bar{I}}_r' + \dot{\bar{I}}_s - j\omega(\bar{I}_r' + \bar{I}_s) \quad (1.20)$$

Finalement, la partie mécanique de la machine sera décrite par :

$$\frac{J}{p} \dot{\omega} = \text{Imag}(\bar{I}_r' \times \bar{I}_s^*)(1 - \sigma)L_s - \frac{B}{p} \omega - \tau_L \quad (1.21)$$

L'ensemble des équations (1.19), (1.20) et (1.21) montre qu'indépendamment de la structure de son rotor, une machine à induction triphasée est définie complètement par les quatre paramètres identifiables  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $\sigma$  et  $T_r$ .

Dans l'équation (1.19), la tension statorique est exprimée en fonction du courant statorique  $\bar{I}_s$  et sa première dérivée  $\dot{\bar{I}}_s$  ainsi que la première dérivée du nouveau courant rotorique introduit  $\dot{\bar{I}}_r'$ . En tenant compte de l'expression de ce dernier donnée par l'équation (1.20), les deux expressions équivalentes suivantes de la tension statorique qui contiennent une seule dérivées peuvent être obtenues, soient :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s - j\omega L_s (\bar{I}_r' + \bar{I}_s) - \frac{L_s}{T_r} \bar{I}_r' - \sigma L_s \dot{\bar{I}}_r' \quad (1.22)$$

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j(1 - \sigma)L_s \omega (\bar{I}_r' + \bar{I}_s) - \frac{(1 - \sigma)L_s}{T_r} \bar{I}_r' + \sigma L_s \dot{\bar{I}}_s \quad (1.23)$$

Si l'équation (1.22) est adoptée, alors cette dernière peut être réécrite sous la forme matricielle suivante :

$$[\bar{V}_s] = [\bar{I}_s \quad -j\omega(\bar{I}_r' + \bar{I}_s) \quad -\bar{I}_r' \quad -\dot{\bar{I}}_r'] \begin{bmatrix} R_s & L_s & \frac{L_s}{T_r} & \sigma L_s \end{bmatrix}' \quad (1.24)$$

Nous remarquons que le modèle de la machine à induction proposé qui est donné par l'équation (1.24) possède une forme paramétrique linéaire de la forme:

$$Y = UK' \quad (1.25)$$

Avec:

$$\begin{cases} Y = [\bar{V}_s] \\ U = [\bar{I}_s \quad -j\omega(\bar{I}_r' + \bar{I}_s) \quad -\bar{I}_r' \quad -\dot{\bar{I}}_r'] \\ K = \begin{bmatrix} R_s & L_s & \frac{L_s}{T_r} & \sigma L_s \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1.26)$$

Dans ce cas, le vecteur d'entrée  $U$  est constitué de l'ensemble des mesures instantanées relatives aux courant statorique  $\bar{I}_s$ , au nouveau courant rotorique  $\bar{I}_r'$  et sa première dérivée  $\dot{\bar{I}}_r'$  et à la

vitesse électrique du rotor  $\omega$ . Cependant, il est nécessaire d'effectuer le calcul de la dérivée  $\dot{I}_r'$  à chaque itération. Le vecteur de sortie  $Y$  est constitué uniquement du vecteur de la tension statorique. Les paramètres de la machine à estimer  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $\sigma$  et  $T_r$  figurent directement dans les composantes du vecteur à déterminer  $\theta$ , soit :

$$\begin{cases} R_s = \theta_1 \\ L_s = \theta_2 \\ T_r = \frac{\theta_2}{\theta_3} \\ \sigma = \frac{\theta_4}{\theta_2} \end{cases} \quad (1.27)$$

Le même raisonnement peut être suivi dans le cas où l'équation (1.23) sera adoptée. Dans ce cas, la forme paramétrique linéaire correspondante est donnée par:

$$\bar{V}_s = [\bar{I}_s \quad j\omega(\bar{I}_r' + \bar{I}_s) \quad -\bar{I}_r' \quad \dot{I}_s'] \begin{bmatrix} R_s & (1 - \sigma)L_s & \frac{(1 - \sigma)L_s}{T_r} & \sigma L_s \end{bmatrix}' \quad (1.28)$$

Les vecteurs de sortie  $Y$ , celui d'entrée  $U$  et ainsi que celui à déterminer  $K$  sont respectivement donnés par:

$$\begin{cases} Y = [\bar{V}_s] \\ U = [\bar{I}_s \quad j\omega(\bar{I}_r' + \bar{I}_s) \quad -\bar{I}_r' \quad \dot{I}_s'] \\ K = \begin{bmatrix} R_s & (1 - \sigma)L_s & \frac{(1 - \sigma)L_s}{T_r} & \sigma L_s \end{bmatrix} \end{cases} \quad (1.29)$$

Les paramètres de la machine à estimer  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $\sigma$  et  $T_r$  sont obtenus à partir des composantes du vecteur à déterminer  $\theta$  comme suit :

$$\begin{cases} R_s = \theta_1 \\ L_s = \theta_2 + \theta_4 \\ T_r = \frac{\theta_2}{\theta_3} \\ \sigma = \frac{\theta_4}{\theta_2 + \theta_4} \end{cases} \quad (1.30)$$

### 1.5. Résultats de simulation de l'estimation paramétrique en utilisant le modèle proposé basé sur la MCR :

L'algorithme proposé a été vérifié dans un premier temps en effectuant des tests de simulation sous le logiciel Matlab-Simulink. Pour cette raison, différents tests d'identification conventionnels tels que les l'essai à vide, à pleine charge et à rotor bloqué ont été appliqués à un moteur à induction expérimental à quatre pôles connectés en étoile dont la plaque signalétique porte les indications illustrées dans le tableau 1.1. Les paramètres ainsi obtenus  $R_{s\_ref}$ ,  $L_{s\_ref}$ ,  $\sigma_{ref}$

et  $T_{r\_ref}$  seront considérés comme des valeurs de référence auxquelles seront comparés les paramètres estimés en utilisant l'approche proposée (tableau 1.2). Par la suite, on va se servir de ces valeurs de référence pour simuler le démarrage d'une machine asynchrone sur une plage de temps de cinq secondes et pour un pas d'échantillonnage de 0.1 ms sous le logiciel Matlab/Simulink, le stator étant alimenté par une source de tension triphasée équilibrée. Le rôle de l'algorithme de la MCR consiste essentiellement à reproduire les mêmes paramètres de référence introduits à partir des données échantillonnées de la tension statorique, des courants statoriques et rotoriques et de la vitesse du rotor.

Paramètre	Valeur
Puissance nominale $P_N$ , [kW]	1.5
Tension nominale $V_N$ , [V]	220
Fréquence nominale $f_N$ , [Hz]	50
Nombre de paires de pôles	2
Vitesse nominale [tr/min]	1420
$\cos\varphi$	0.82

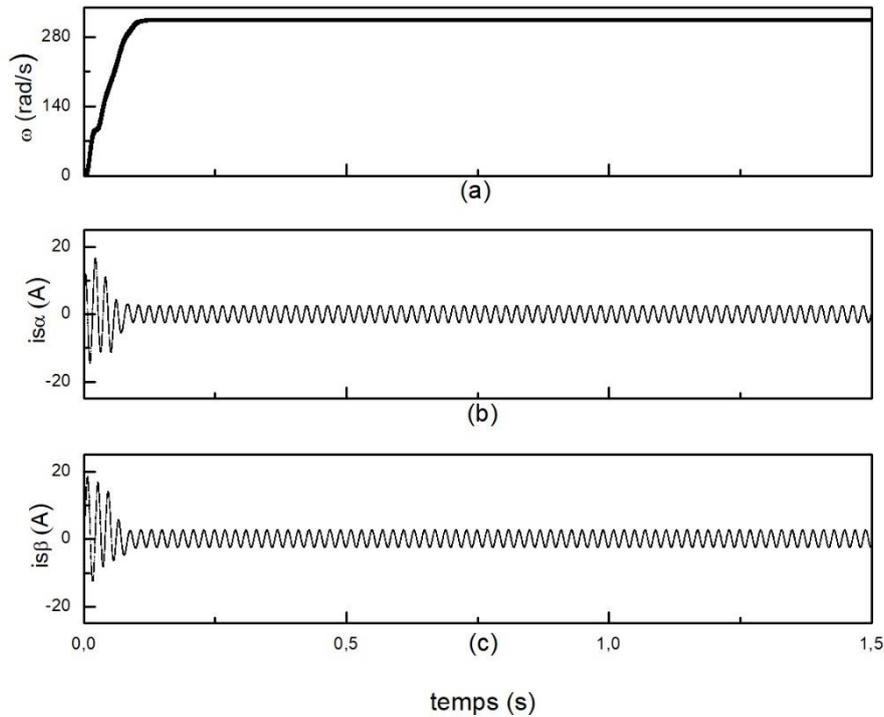
**Tableau 1. 1.** La plaque signalétique du moteur asynchrone à rotor bobiné

Paramètre	Valeur
La résistance statorique $R_s$	4.700 $\Omega$
L'inductance cyclique statorique $L_s$	0.393 H
La résistance statorique $R_r$	0.500 $\Omega$
L'inductance cyclique rotorique $L_r$	0.023 H
L'inductance mutuelle stator/rotor $L_m$	0.089 H

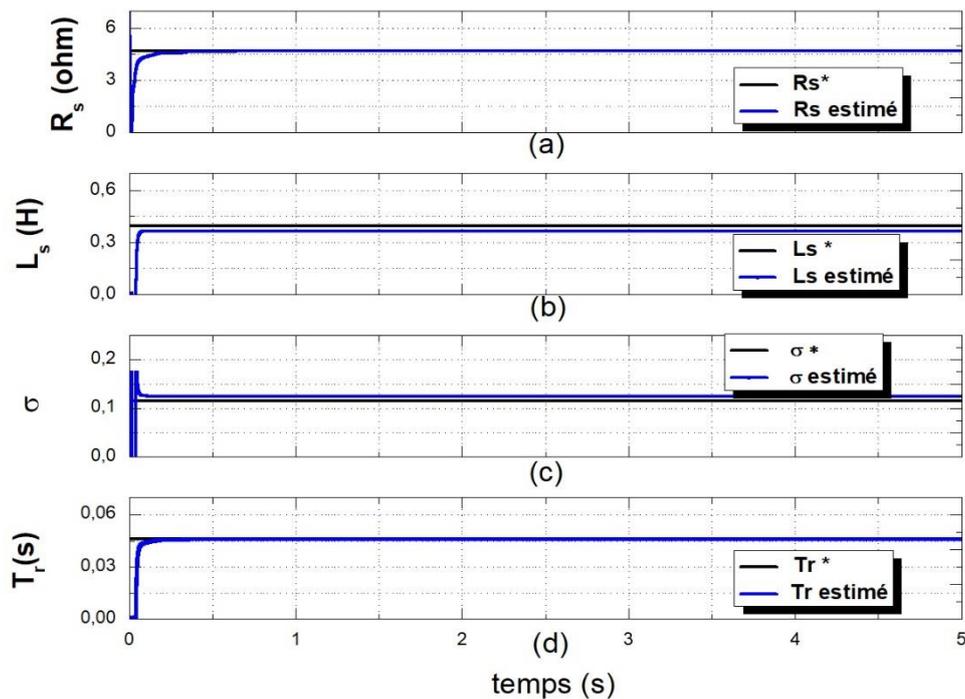
**Tableau 1. 2.** Paramètres de la machine identifiés par les essais conventionnels

La vitesse électrique du rotor ainsi que les formes d'onde transitoires relatives aux deux composantes  $i_{s\beta}$  et  $i_{s\alpha}$  du courant statorique dans le référentiel stationnaire concernant la

simulation d'un démarrage à vide sont représentées sur la figure 1.2. Les valeurs instantanées de ces signaux constituent les composantes du vecteur  $U$  du système (1.29) tandis que les composantes de la tension statorique  $v_{s\beta}$  et  $v_{s\alpha}$  forment le vecteur de sortie  $Y$ . L'évolution des paramètres estimés  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $\sigma$  et  $T_r$  ainsi que leurs valeurs de référence sont visualisées sur la figure 1.3.



**Figure 1. 2.** La vitesse de rotation et les courants statoriques lors de la simulation d'un démarrage à vide



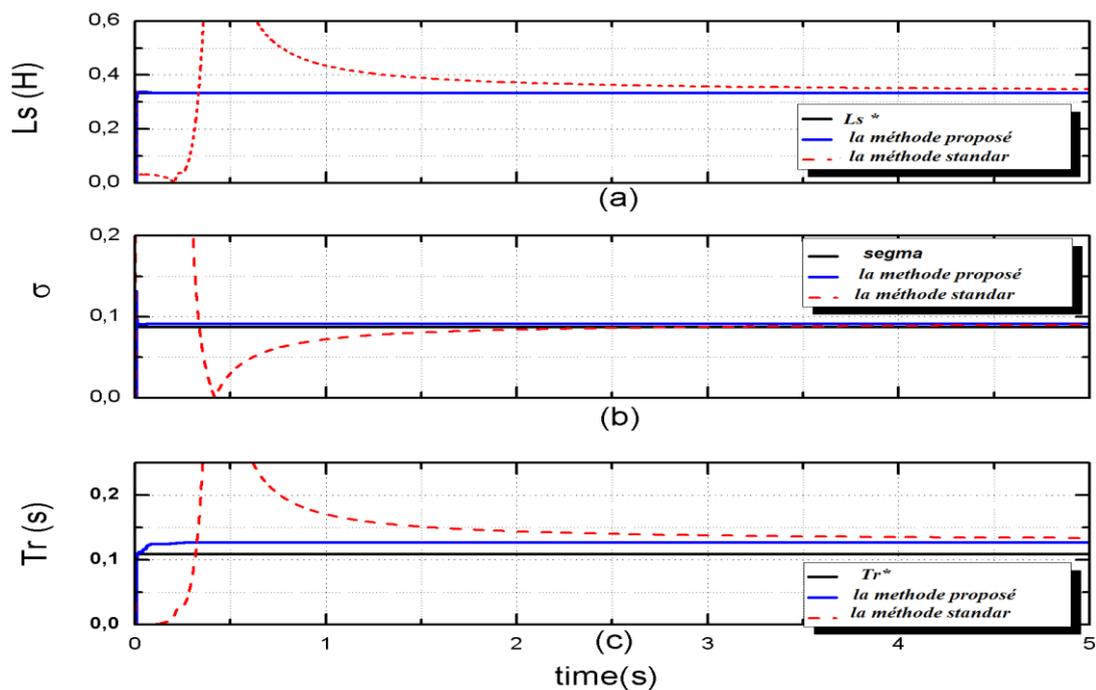
**Figure 1.3.** Evolution des paramètres estimés lors de la simulation d'un démarrage à vide,

Le tableau 1.3 donne une comparaison entre les valeurs estimées et celle de référence. Ces résultats montrent que l'algorithme de la MCR proposé permet de fournir les paramètres d'une machine asynchrone avec une très bonne précision.

Paramètre	Valeurs de référence	Valeurs estimées	Écart [%]
$R_s$ [ $\Omega$ ]	4.700	4.6747	0.54
$L_s$ [H]	0.3949	0.3949	0.00
$T_r$ [s]	0.0460	0.04601	0.021
$\sigma$	0.1161	0.1056	9.04

**Tableau I. 3.** Résultats de la simulation de l'estimation paramétrique en ligne par la méthode de la MCR proposée

Afin de comparer les résultats de l'estimation paramétrique en utilisant l'algorithme de la MCR proposé par rapport à ceux couramment utilisés et qui sont basées sur la MCR, nous avons mené une comparaison entre notre procédure proposée et celle de l'estimation par la MCR présentée au paragraphe 1.2 dont le résultat est présenté dans [57]. La figure 1.4 montre que la méthode proposée offre une meilleure qualité d'estimation avec une convergence plus rapide.



**Figure 1.4.** Evolution des paramètres estimés en utilisant la méthode de la MCR proposée et celle standard,

Une comparaison quantitative entre la procédure proposée et celle couramment utilisée est exposée au tableau 1.4. Il est évident que l'algorithme de la MCR proposé est largement meilleur par rapport à celui standard concernant l'estimation des paramètres d'une machine à induction à rotor bobiné.

<i>Paramètre</i>	<i>Valeurs de référence</i>	<i>La MCR standard</i>	<i>Écart [%]</i>	<i>La MCR proposée</i>	<i>Écart [%]</i>
$L_s$ [H]	0.335	0.348	3.88	0.335	0.0
$T_r$ [s]	0.109	0.134	22.94	0.127	16.51
$\sigma$	0.088	0.090	2.27	0.091	3.41

**Tableau I. 4.** Comparaison entre la MCR proposée et celle standard pour estimer les paramètres d'une machine asynchrone à rotor bobiné,

Concernant la robustesse de l'algorithme de la MCR proposé vis-à-vis d'éventuelles dérives paramétriques, une étude de simulation a été effectuée relativement à une augmentation des résistances statorique et rotorique qui est due aux effets thermiques. Les résistances du stator et du rotor sont intentionnellement augmentées de 20 % par rapport à leurs valeurs nominales (tableau I.5). Les résultats de la simulation montrent que la méthode proposée répond convenablement aux variations paramétriques survenues.

<i>Paramètre</i>	<i>Valeurs de référence</i>	<i>Valeurs estimées</i>	<i>Écart [%]</i>
$R_s$ [ $\Omega$ ]	5.640	5.618	0.54
$T_r$ [s]	0.038	0.04601	0.021

**Tableau 1. 5.** Performances de la MCR proposée en présence des dérives dans les résistances statorique et rotorique,

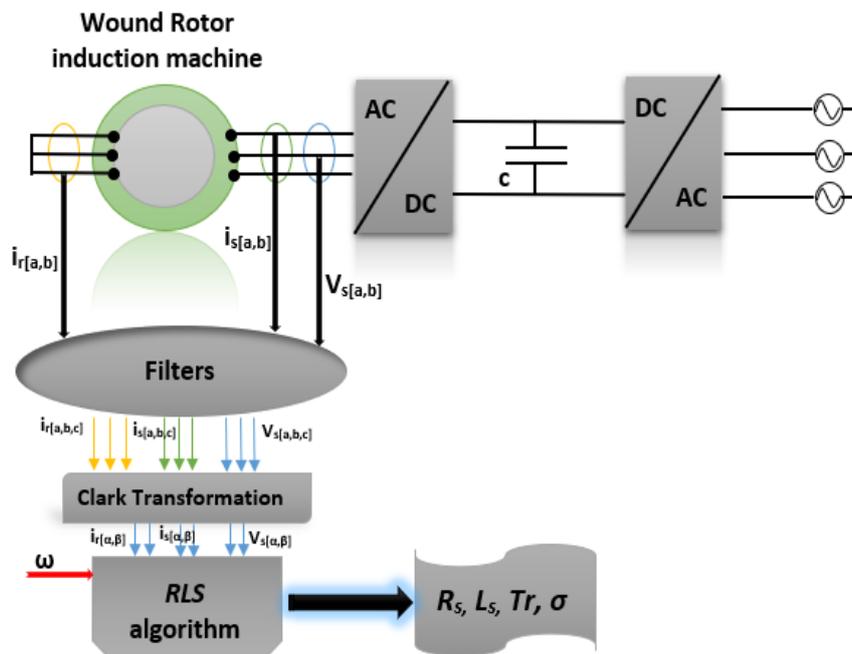
## 1.6. Résultats de la validation expérimentale :

La seconde étape consiste à vérifier expérimentalement la capacité de l'algorithme de la MCR proposé pour estimer les quatre paramètres électriques d'une machine asynchrone à rotor bobiné. Comme précédemment, Les résultats obtenus expérimentalement seront comparés aux résultats des essais conventionnels qui sont considérés comme des valeurs de référence.

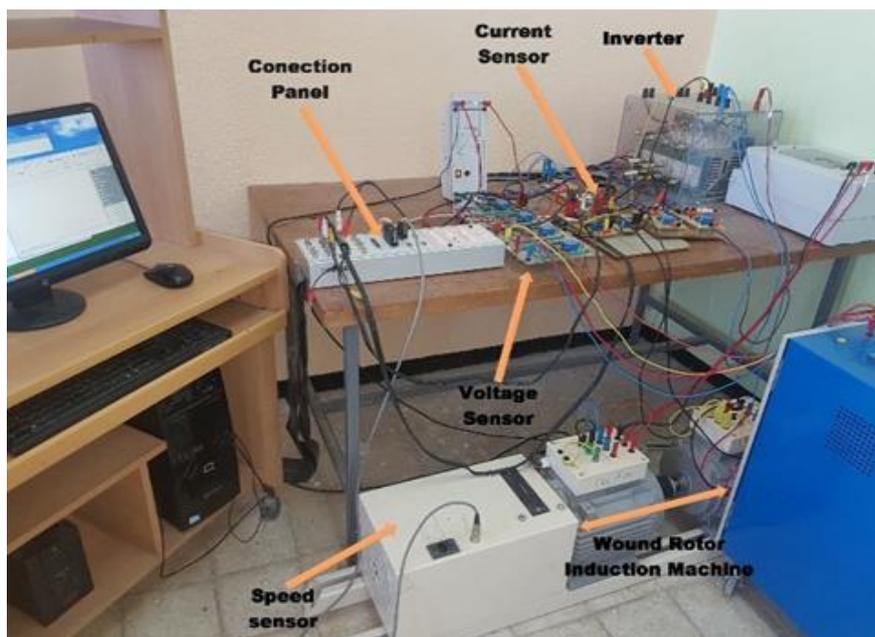
La procédure expérimentale adoptée pour l'estimation en ligne des paramètres de la machine à induction à rotor bobiné basée sur l'algorithme de MCR proposé a été implémentée et exécutée en temps réel sur la carte dSPACE 1104. Pour des considérations pratiques, le démarrage du moteur a été effectué par un onduleur triphasé SEMIKRON. Des capteurs (LA25TP) sont utilisés pour l'acquisition des courants statorique et rotorique tandis que des capteurs (LV100-500) sont utilisés pour obtenir la tension statorique. La vitesse angulaire du rotor est obtenue à

partir d'un encodeur incrémental (1024 impulsions/tour). Pour le filtrage des signaux, des filtres analogiques passe-bas de type Butterworth avec des fréquences de coupure appropriées sont utilisés.

Les figures (1.5) et (1.6) présentent respectivement le schéma synoptique d'implémentation de la méthode d'indentification sur la carte Dspace ainsi que le banc d'essais monté à cet effet.

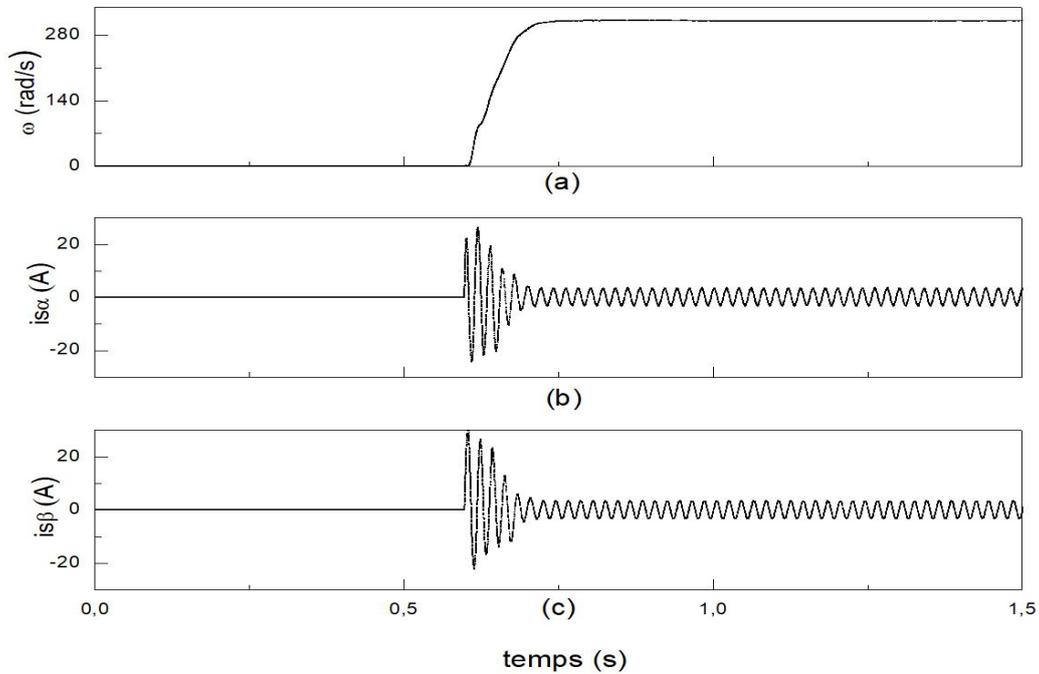


**Figure 1.5.** Schéma synoptique de l'estimation paramétrique en temps réel d'une machine asynchrone à rotor bobiné

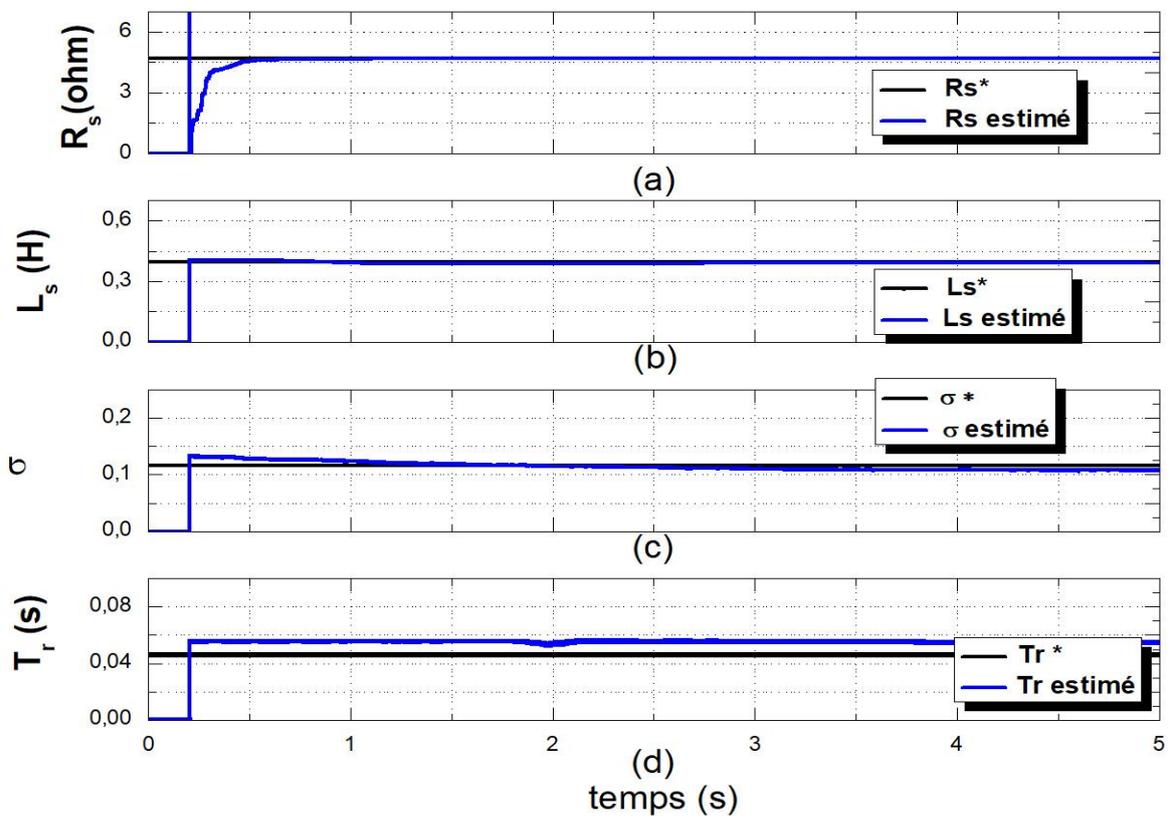


**Figure 1.6.** Banc d'essai destiné à l'estimation en ligne des paramètres d'une machine asynchrone à rotor bobiné

Le démarrage du moteur à vide est effectué à  $t = 0,6\text{s}$ , la vitesse électrique correspondante ainsi que les courants statoriques  $i_{s\beta}$  et  $i_{s\alpha}$  sont illustrés sur la figure 1.7. L'évolution réelle des paramètres estimés  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $\sigma$  et  $T_r$  ainsi que leurs valeurs de référence sont représentées sur la figure 1.8.



**Figure. 1.7.** La vitesse de rotation et les courants statoriques réels lors d'un démarrage à vide



**Figure 1.8.** Les paramètres estimés expérimentalement par la méthode de la MCR proposée

Paramètre	Valeurs de référence	Valeurs estimées	Écart [%]
$R_s$ [ $\Omega$ ]	4.700	4.9300	4.88
$L_s$ [ $H$ ]	0.3949	0.3925	0.608
$T_r$ [s]	0.0460	0.0547	18.91
$\sigma$	0.1161	0.1080	6.97

**Tableau 1. 6.** Résultats expérimentaux de l'estimation paramétrique en ligne par la méthode de la MCR proposée

Le tableau 1.6 donne une comparaison entre les valeurs estimées expérimentalement et ceux obtenus par des essais conventionnels et qui sont considérés comme des valeurs de référence. Ces résultats montrent que l'algorithme de la MCR proposé permet d'identifier une machine asynchrone à rotor bobiné avec une très bonne précision. Les écarts qui existent entre les résultats de la simulation et ceux de la pratique sont principalement dus aux hypothèses simplificatrices adoptées lors de la modélisation ainsi qu'aux différentes imperfections liées aux capteurs de mesure et aux circuits électronique d'interfaçage utilisés.

## 1.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les principes généraux relatifs à l'identification paramétrique en ligne des machines à induction en utilisant la méthode des moindres carrés récursive. Nous avons commencé par présenter la méthode la plus utilisée pour estimer les paramètres d'une machine à cage et qui nécessite des tâches de calcul très lourdes malgré les hypothèses simplificatrices adoptées. En tenant compte de toutes ces considérations, cette même procédure est utilisée pour identifier une machine à rotor bobiné malgré le fait que les grandeurs rotoriques relative à cette configuration sont accessibles à la mesure. A partir de là, nous avons développé un modèle paramétrique linéaire spécifique à une machine à rotor bobiné sans introduire aucune simplification et qui est parfaitement adaptée à l'application de la méthode des moindres carrés récursive. La procédure d'identification a été mise en œuvre et validée via des tests de simulation et des tests expérimentaux en temps réel. Du fait des avantages du modèle développé, le processus d'estimation en ligne est effectué sans aucun calcul compliqué généralement requis pour l'identification d'une machine asynchrone à cage. De plus, nous n'avons imposé aucune restriction concernant la variation de la vitesse du rotor. Ces avantages importants permettent une identification rapide et précise des valeurs des paramètres en temps réel que ce soit dans le régime transitoire ou établi. La précision des paramètres estimés est évaluée en comparant les résultats expérimentaux avec les tests de laboratoire obtenus à partir de tests conventionnels.

## Chapitre II

Stratégies d'extraction des séquences directe  
et inverse d'un système triphasé déséquilibré

## 2.1. Introduction :

Comme le taux d'intégration des énergies renouvelables au réseaux électriques existants qui sont généralement alimentés par des centrales conventionnelles ne cesse de croître, alors la mesure de la qualité de l'énergie fournie par de tels réseaux électriques ainsi que sa quantification est entrain de connaître un grand essor. Ceci est lié aux divers problèmes inhérents à l'exploitation de ces énergies renouvelables d'une part, et aux différentes mesures visant à améliorer la conduite de ces réseaux industriels qui se trouvent souvent trop chargés ne sont pas suffisantes voire inexistantes d'autre part.

Ce chapitre s'intéresse en premier lieu à la classification des différentes perturbations pouvant surgir sur un réseau électrique, leurs limites permises ainsi que la normalisation standard en vigueur. Par la suite, nous allons donner un aperçu sur les méthodes et les techniques proposées dans la littérature afin d'élaborer des stratégies de commande relatives aux convertisseurs des énergies renouvelables notamment ceux de l'énergie éoliennes afin de rendre plus flexible, plus sûre et surtout plus rentable cette intégration. Les principales solutions proposées dans ce contexte reposent sur la décomposition du système déséquilibré réel en systèmes équilibrés afin de rendre possible le recours à des procédures déjà existantes et qui sont conçues initialement pour des systèmes équilibrés.

Théoriquement, L'extraction des séquences positive et négative ainsi que celle homopolaire s'effectue par la méthode conventionnelle utilisant la matrice de Fortescue [58]. Cependant cette méthode présente des difficultés d'ordre pratique liés à la causalité temporelle. De nouvelles approches basées sur celle de Fortescue utilisant des filtres numériques tels que le filtre d'Hilbert et celui de Bessel...etc. introduisant des déphasages de 90 degrés et permettant une implémentation pratique ont été proposées. Néanmoins, ces solutions sont entachées de certains retards inhérents aux filtres utilisés qui les rendent non préférables dans les applications nécessitant des réponses relativement rapides. D'autres méthodes utilisant des filtres particuliers également dont le traitement se déroule dans le référentiel stationnaire telles que la méthode FMV [59], Notch filter [60], la méthode des moindres carrés récursifs (MCR) [61] et la méthode de l'élimination du retard DSC (Delay Signal Cancellation) [62]...etc., la. Ces dernières ont fait preuve de leur grande efficacité et capacité d'extraction aux régimes transitoire et établi.

Cependant, les tâches d'extraction ou de séparation de séquences ne sont pas suffisantes pour réaliser des asservissements ; les techniques d'estimation de la phase de la tension du réseau sont d'importance capitale afin d'effectuer les transformations nécessaires entre les différents repères et d'assurer la synchronisation requise. Pour ce faire, différentes variantes de boucles à verrouillage de phase (PLL) ont été présentées et validées par simulation numérique avant de leur mise en pratique lors des deux prochains chapitres.

## 2.2. Perturbations électriques

L'utilisation croissante des systèmes incluant des dispositifs de l'électronique de puissance dans le processus de la production d'énergie électrique est étroitement lié aux problèmes de perturbations affectant directement la qualité de l'énergie des réseaux électriques comme les distorsions harmoniques, les déséquilibres, les coupures brèves, les creux de tension, les surtensions temporaires, les variations de fréquence et de tension, et les surtensions transitoires...etc. Ces perturbations peuvent générer des défaillances des équipements électriques provoquant ainsi un dysfonctionnement des systèmes de production. En fait, nous nous limiterons à étudier dans ce chapitre deux types de ces défauts : les creux de tension et le déséquilibre de tension.

### 2.2.1 Creux de tension :

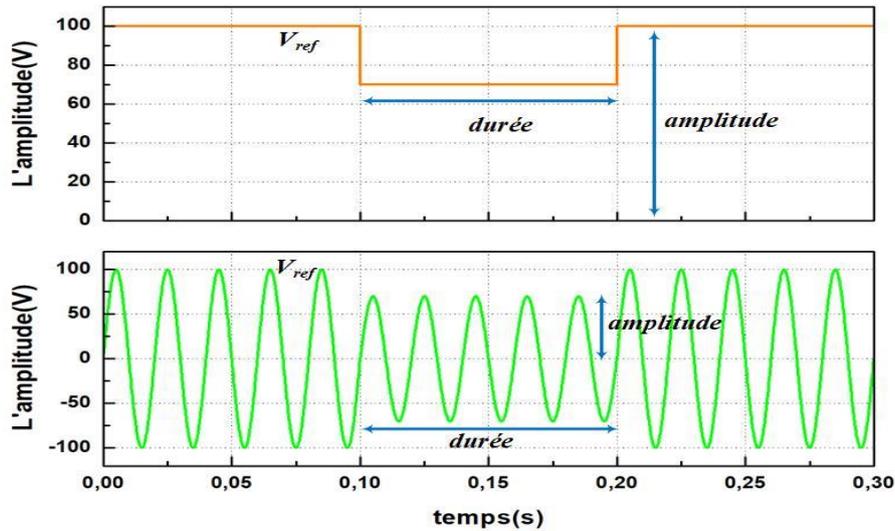
En principe, un 'défaut de réseau' est un court-circuit survenant quelque part dans la topologie de ce réseau. Un creux de tension (chute de tension) étant l'effet de ce défaut sur la tension. Par définition, Un creux de tension (sag ou dip en anglais) [63] est une baisse soudaine de la tension à un point du réseau électrique à une valeur comprise entre 90 % et 10 % (selon les normes [64]) par rapport à la tension nominale pour une durée de 10ms à 1min [65].

Un creux de tension peut être provoqué par plusieurs causes [66] : la première est relative à des phénomènes aléatoires, tels que la foudre ou tous les courts-circuits accidentels sur les réseaux d'alimentation. La deuxième concerne la présence d'appareils ayant des charges de nature fluctuante ou bien la mise en service d'équipements nécessitant un fort appel de courant (le démarrage moteurs asynchrones essentiellement). Généralement, au moment du démarrage, le courant des moteurs atteint 5 à 6 fois le courant nominal et décroît progressivement lorsque la machine approche de sa vitesse nominale. Cette surcharge produit une chute de tension qui diminue avec la diminution du courant. Enfin, les creux de tension sont parfois causés par des courants élevés dus à des arcs électriques ou à la saturation des transformateurs.

Les principaux paramètres caractérisant un creux de tension sont les suivants (figure 2.1) [67,68]:

- L'amplitude.
- La durée définie comme la période de temps pendant laquelle la tension est inférieure à 90% de sa valeur nominale.

Tout creux de tension peut entraîner l'arrêt inattendu de l'équipement et parfois, provoquer des dysfonctionnements, selon le genre d'équipement.



**Figure.2.1.** Grandeurs caractéristiques d'un creux de tension

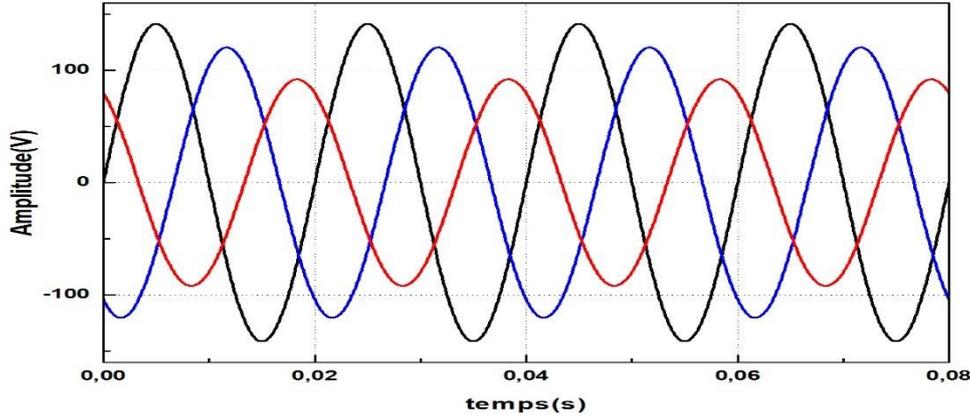
### 2.2.2. Système électrique triphasé déséquilibré

Par définition, trois quantités ayant la même nature et la même pulsation constituent un système triphasé équilibré quand elles ont la même amplitude et se trouvent en déphasage de  $\pm 120^\circ$ . En cas de non-respect de ces conditions de phase et d'amplitude, on parlera d'un système triphasé déséquilibré (Figure 2.2.) [66]. En réalité, il existe deux causes principales qui sont à l'origine de l'apparition d'un déséquilibre de la tension ; soit les asymétries d'impédance des lignes du réseau, soit le déséquilibre des charges. Ce genre de déséquilibre de tension génère des composantes de courant inverse qui entraînent principalement des couples de freinage parasites ainsi que des pertes supplémentaires dans les machines tournantes dues à la présence d'un champ tournant dans le sens opposé affectant ainsi à la longévité des convertisseurs électromécaniques [66]. Les tensions triphasées déséquilibrées peuvent également perturber le bon fonctionnement des dispositifs commandés par thyristors comme ils génèrent des fluctuations néfastes sur le bus continu associé aux convertisseurs statiques [65].

Le taux d'asymétrie  $\tau_u$  d'un réseau est généralement utilisé pour quantifier un déséquilibre surgissant sur un réseau électrique. Il est défini comme étant le rapport entre les amplitudes relatives aux séquences négative  $|v^-|$  et celle positive  $|v^+|$  respectivement, il est donné par [69] :

$$\tau_u = \frac{|v^-|}{|v^+|} \times 100\% \quad (2.1)$$

Selon les normes internationales de la qualité d'énergie (EN-50160) une installation électrique est équilibrée en tension quand les mesures du taux de déséquilibre de tension correspondent à des valeurs inférieures à 2% durant une semaine. Les mesures du taux de déséquilibre se font toutes les 10 minutes [70].



**Figure.2.2.** Exemple d'un système triphasé déséquilibré

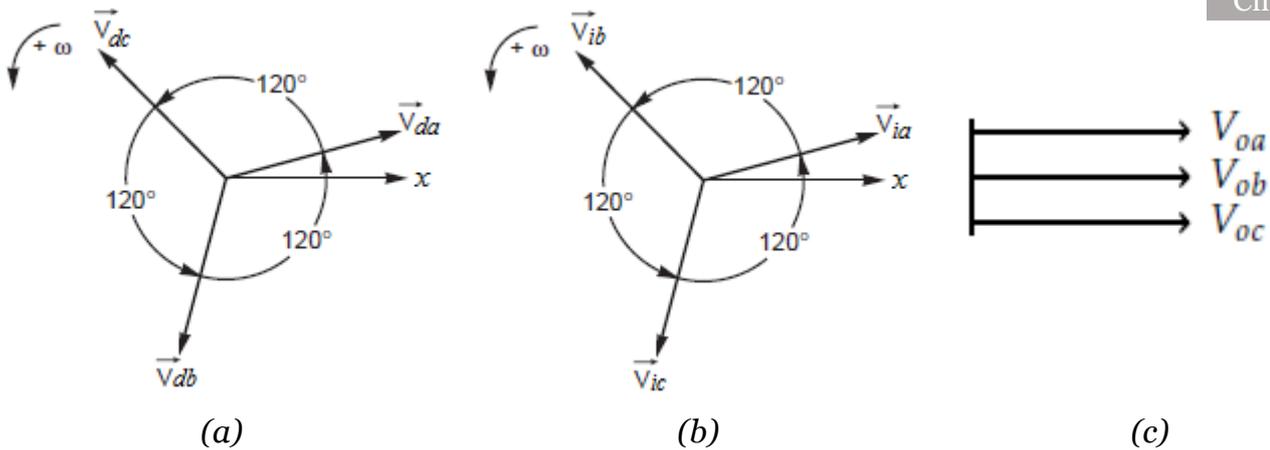
Sur la base de la théorie des composantes symétriques de Fortescue, tout système triphasé déséquilibré peut-être considéré comme la superposition de trois systèmes équilibrés : un système direct, système inverse et système homopolaire (Figure 2.3.). Le système direct est un système triphasé équilibré de séquence directe (abc) (selon le sens anti horaire par convention), tandis que le système inverse est un système triphasé également équilibré mais de séquence inverse (acb) (selon le sens horaire) et finalement, le système homopolaire qui est un système triphasé où les trois vecteurs constitutifs sont tous égaux [71]. Chacun de ces trois systèmes est lié aux trois composantes symétriques par la transformation de Fortescue comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{da} \\ V_{db} \\ V_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d \\ a^2 \cdot V_d \\ a \cdot V_d \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ia} \\ V_{ib} \\ V_{ic} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_i \\ a \cdot V_i \\ a^2 \cdot V_i \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

$$\begin{bmatrix} V_{oa} \\ V_{ob} \\ V_{oc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_o \\ V_o \\ V_o \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Tel que  $a$  est un opérateur qui correspond à une rotation d'un angle de  $120^\circ$ , il est donné par :  $a = e^{j120^\circ} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$



**Figure.2.3.** Représentation des trois systèmes ; (a) direct, (b) inverse et (c) homopolaire,

Donc pour un système triphasé déséquilibré  $[V_a \ V_b \ V_c]$ , ce dernier sera exprimé en fonction des composantes symétriques par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_i \\ V_o \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Dans une charge triphasée quelconque à trois fils connectés en Y avec le neutre non mis à la terre, les courants de ligne n'ont pas de composantes homopolaires selon la loi de courant de Kirchhoff. Cela signifie que les composantes homopolaires de la tension statorique n'ont aucun impact sur le fonctionnement de la MADA.

### 2.3. Les méthodes d'extraction des deux séquences positive et négative

Une extraction rapide et précise des composantes directes et inverse des tensions à partir d'une source de tension déséquilibrée est un objectif d'importance capitale afin de pouvoir assurer une bonne conduite des équipements [72]. Dans ce sens, plusieurs algorithmes ont été proposés dans la littérature pour déterminer les tensions relatives aux séquences positive et négative. Dans ce qui suit, nous allons exposer les techniques les plus souvent utilisées.

#### 2.3.1. La méthode d'extraction basée sur la matrice de Fortescue :

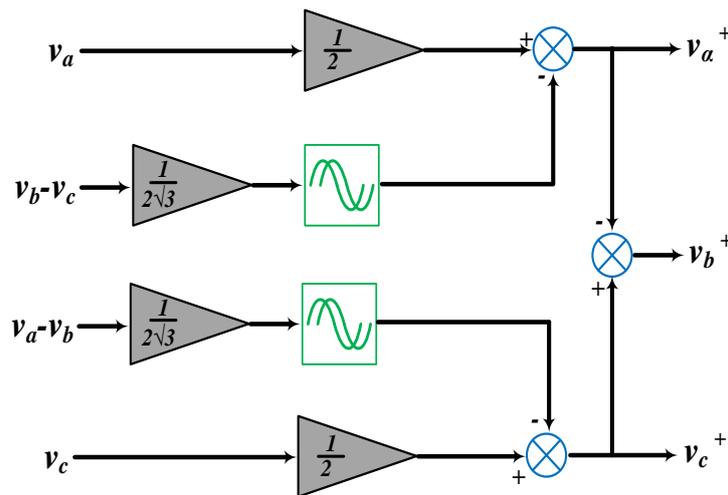
Sans doute, cette technique dont le concept a été introduit pour la première fois en 1918 par Fortescue est la plus authentique par rapport à toutes les méthodes d'extraction [73]. Cette transformation, qui s'applique aux systèmes triphasés asymétriques dans des conditions sinusoïdales. Par la suite, Lyon a repris la transformation de Fortescue afin de l'appliquer à des quantités qui varient dans le temps quels que soit leurs régimes, sinusoïdaux ou non [74]. Cette transformation qui porte encore le nom de Fortescue est donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_i(t) \\ V_o(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Dans le cas d'un réseau qui présente une faible asymétrie, on ne s'intéresse alors que de l'extraction de la séquence positive. La matrice de Fortescue précédente permet d'avoir cette séquence directement à partir des valeurs instantanées des grandeurs réelles comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}v_a - \frac{1}{2\sqrt{3}j}(v_b - v_c) \\ -(v_a^+ + v_c^+) \\ \frac{1}{2}v_c - \frac{1}{2\sqrt{3}j}(v_a - v_b) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Le schéma correspondant à ce calcul est illustré sur la figure (2.4.)



**Figure.2.4.** Procédé d'extraction de séquence positive par la matrice de Fortescue

La séquence négative à son tour peut être calculée de la même façon comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a^- \\ v_b^- \\ v_c^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a^2 & a \\ a & 1 & a^2 \\ a^2 & a & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}v_a - \frac{1}{2\sqrt{3}j}(v_c - v_b) \\ (v_a^- + v_c^-) \\ \frac{1}{2}v_c - \frac{1}{2\sqrt{3}j}(v_b - v_a) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Le schéma d'extraction de la séquence négative peut être facilement déduit de celui de la figure (2.4.) relatif à l'extraction de la séquence positive.

Cependant, la mise en œuvre de la méthode de Fortescue dans la pratique exige de remplacer l'opérateur complexe  $j$  qui introduit un déphasage de  $90^\circ$  par un calcul numérique approprié en connaissant la période des grandeurs triphasées réelles bien évidemment. Néanmoins, le recours à l'emploi d'un filtre qui peut apporter ce déphasage sera plus recommandé ; le type de filtres les plus répandu est celui de Hilbert [75].

### 2.3.2. La méthode d'extraction basée sur l'estimation par le filtre multi-variable (FMV) :

Le principe de base de cette méthode s'appuie sur les travaux de Song Hong-Scok qui consiste à estimer la composante fondamentale des signaux dans le référentiel stationnaire ( $\alpha\text{-}\beta$ ). Cette estimation s'effectue par le calcul de l'intégrale suivante [76] :

$$\hat{x}_{\alpha\beta}(s) = e^{j\omega_c t} \int e^{-j\omega_c t} \hat{x}_{\alpha\beta}(t) dt \quad (2.9)$$

Où  $\omega_c$  est la pulsation de coupure propre au filtre FMV.

On démontre que la fonction de transfert correspondante à l'équation (2.9) présente la forme suivante :

$$H(s) = \frac{\hat{x}_{\alpha\beta}(s)}{x_{\alpha\beta}(s)} = K \frac{(s+k)+j\omega_c}{(s+k)^2+\omega_c^2} \quad (2.10)$$

Telle que  $K$  et  $k$  sont deux constantes positives de lesquelles dépend la sélectivité du filtre FMV.

La figure (2.5.) présente le diagramme de Bode du FMV pour différentes valeurs du paramètre  $K$  [77].

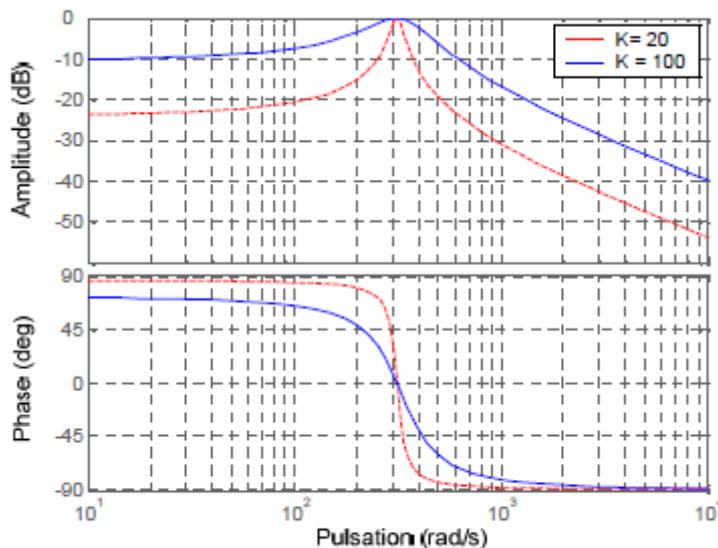


Figure.2.5. Diagramme de Bode d'un filtre FMV,

Il faut noter que la sélectivité du filtre FMV augmente avec la diminution des valeurs du paramètre K.

Dans le cas d'un système de tension triphasé déséquilibré dont les composantes dans le référentiel stationnaire sont  $V_{\alpha\beta}(s)$ , alors l'estimation des signaux fondamentaux  $\tilde{V}_{\alpha\beta}(s)$  correspondants à ces deux composantes par le filtre FMV sont donnés par [78]:

$$H(s) = \frac{\tilde{V}_{\alpha\beta}(s)}{V_{\alpha\beta}(s)} = K \frac{(s+k)+j\omega_c}{(s+k)^2+\omega_c^2} \quad (2.11)$$

Le développement de l'équation (2.11) conduit à :

$$\tilde{V}_\alpha(s) + j\tilde{V}_\beta(s) = \frac{(s+k)kV_\alpha(s) + j\omega_c kV_\alpha(s) + j(s+k)kV_\beta(s) - \omega_c kV_\beta(s)}{(s+k)^2 + \omega_c^2} \quad (2.12)$$

Finalement, l'estimation des deux composantes de la tension dans le repère stationnaire sera concrétisée par :

$$\begin{cases} \tilde{V}_\alpha(s) = \frac{k(s+k)}{(s+k)^2 + \omega_c^2} V_\alpha(s) - \frac{k\omega_c}{(s+k)^2 + \omega_c^2} V_\beta(s) \\ \tilde{V}_\beta(s) = \frac{k(s+k)}{(s+k)^2 + \omega_c^2} V_\beta(s) + \frac{k\omega_c}{(s+k)^2 + \omega_c^2} V_\alpha(s) \end{cases} \quad (2.13)$$

Il est plus commode de mettre le système (2.13) sous la forme compacte suivante :

$$\begin{cases} \tilde{V}_\alpha(s) = \frac{k}{s} [V_\alpha(s) - \tilde{V}_\alpha(s)] - \frac{\omega_c}{s} \tilde{V}_\beta(s) \\ \tilde{V}_\beta(s) = \frac{k}{s} [V_\beta(s) - \tilde{V}_\beta(s)] - \frac{\omega_c}{s} \tilde{V}_\alpha(s) \end{cases} \quad (2.14)$$

Le système (2.14.) relatif à un filtre FMV peut être traduit par le schéma blocs suivant :

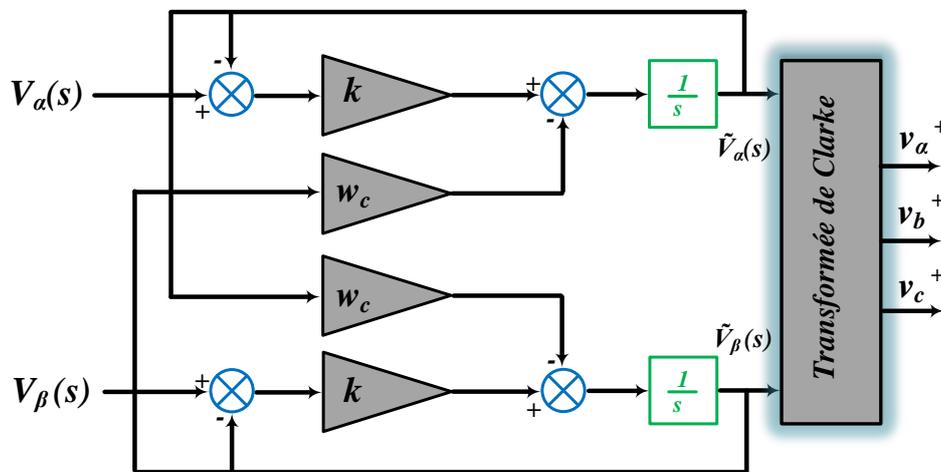
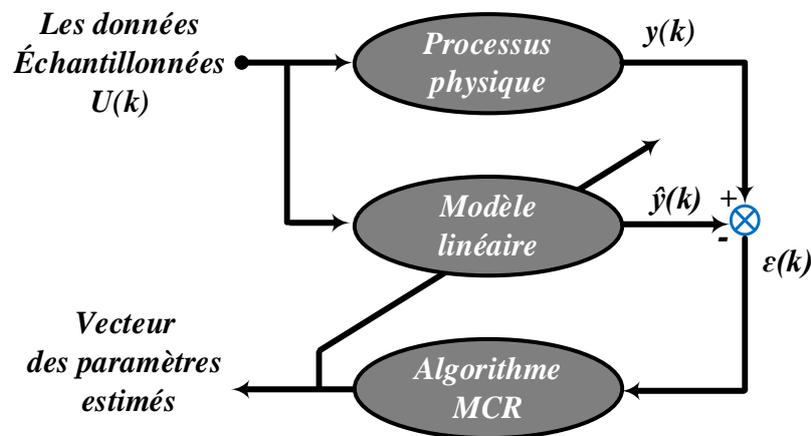


Figure.2.6. Schéma blocs du FMV

### 2.3.3. La méthode d'extraction basée sur la méthode des moindres carrés récurrents :

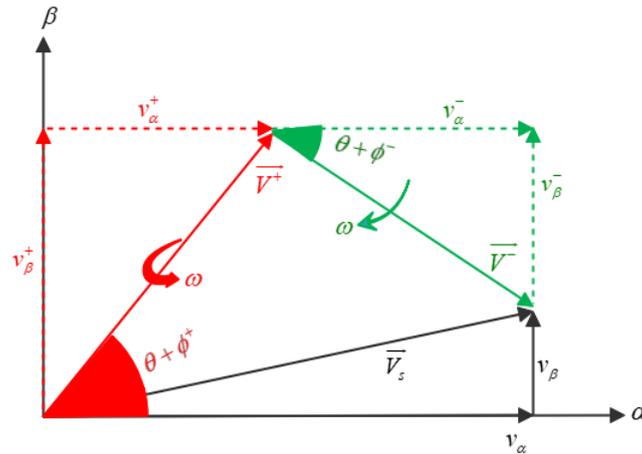
Cette méthode dont le principe a été amplement détaillé au premier chapitre consiste à choisir un jeu adéquat de paramètres caractérisant un modèle que l'on définira, de telle sorte qu'il minimise la somme des carrés de la différence entre les valeurs prédites par le modèle et les valeurs observées correspondantes aux sorties du système réel (Figure. 2.7).

L'algorithme de la méthode des moindres carrés récurrents, ou MCR, a été dérivé pour résoudre de manière récursive le problème de l'estimation paramétrique résultant. Au cours de cette étude, on applique cet algorithme pour estimer les séquences positives et négatives du réseau déséquilibré.



**Figure.2.7.** Principe de l'estimation paramétrique basé sur la MCR,

Pour les systèmes triphasés équilibrés, les tensions réelles selon le référentiel  $(abc)$  peuvent être représentées par un vecteur synchrone  $V_s$ , relatif à leur position  $\theta = \omega t$ . Sous ces conditions, le vecteur  $V_s$  et  $\omega$  sont des constantes positives et le vecteur correspondant à  $V_s$  tourne dans le sens anti-horaire. Au moment de l'apparition du déséquilibre, le vecteur  $V_s$  devient une combinaison de deux autres vecteurs nommés  $V^+$  vecteur de la séquence positive,  $V^-$  vecteur de la séquence négative. Le vecteur  $V^+$  tourne dans le sens antihoraire, avec la somme des angles  $(\theta + \phi^+)$ . Le vecteur  $V^-$  tourne dans le sens horaire avec la somme des angles  $(\theta + \phi^-)$ . Pour mieux comprendre ces vecteurs, la Figure (2.8) montre la représentation de ces vecteurs dans le référentiel  $(\alpha\beta)$  [61,62].



**Figure.2.8.** Les composantes positives et négatives dans le référentiel  $(\alpha\beta)$  lors de l'apparition d'un déséquilibre

En appliquant la transformation de Concordia, les deux composantes  $v_\alpha(t)$  et  $v_\beta(t)$  dans le référentiel stationnaire sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Suite à l'apparition d'un défaut de tension donné, la projection de  $v_\alpha$  et  $v_\beta$  sur les axes  $(\alpha-\beta)$  donne en adoptant le théorème de la superposition :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha^+(t) + v_\alpha^-(t) \\ v_\beta^+(t) + v_\beta^-(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v^+ \cos(\theta + \phi^+) + v^- \cos(\theta + \phi^-) \\ v^+ \sin(\theta + \phi^+) - v^- \sin(\theta + \phi^-) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Le développement du système (2.16) mène à :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v^+ (\cos(\theta) \cdot \cos(\phi^+) - \sin(\theta) \cdot \sin(\phi^+)) + v^- (\cos(\theta) \cdot \cos(\phi^-) - \sin(\theta) \cdot \sin(\phi^-)) \\ v^+ (\sin(\theta) \cdot \cos(\phi^+) + \sin(\theta) \cdot \sin(\phi^+)) + v^- (\sin(\theta) \cdot \cos(\phi^-) - \sin(\theta) \cdot \sin(\phi^-)) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Pour des exigences de la méthode MCR, il est plus judicieux de mettre le système (2.17) comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_\alpha^1 \cos(\theta) + X_\alpha^2 \sin(\theta) \\ X_\beta^1 \cos(\theta) + X_\beta^2 \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

avec:

$$\begin{cases} X_{\alpha}^1 = v^+ \cos(\phi^+) + v^- \cos(\phi^-) \\ X_{\alpha}^2 = -v^+ \sin(\phi^+) - v^- \sin(\phi^-) \\ X_{\beta}^1 = v^+ \sin(\phi^+) - v^- \sin(\phi^-) \\ X_{\beta}^2 = v^+ \cos(\phi^+) - v^- \cos(\phi^-) \end{cases} \quad (2.19)$$

Le système (2.18) peut être réécrit comme suit :

$$\begin{cases} [v_{\alpha}] = [\cos(\theta) \quad \sin(\theta)] \begin{bmatrix} X_{\alpha}^1 \\ X_{\alpha}^2 \end{bmatrix} \\ [v_{\beta}] = [\cos(\theta) \quad \sin(\theta)] \begin{bmatrix} X_{\beta}^1 \\ X_{\beta}^2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.20)$$

Nous remarquons que le modèle (2.20) contient deux sous-systèmes linéaires standards de la forme suivante :

$$\begin{cases} [Y_1] = [U_1][K_1] \\ [Y_2] = [U_2][K_2] \end{cases} \quad (2.21)$$

Avec :

$[Y_1] = [v_{\alpha}]$ ,  $[U_1] = [\cos\theta \quad \sin\theta]$  et  $[K_1] = [X_{\alpha}^1 \quad X_{\alpha}^2]^t$  pour le premier sous-système, et  $[Y_2] = [v_{\beta}]$ ,  $[U_2] = [\cos\theta \quad \sin\theta]$  et  $[K_2] = [X_{\beta}^1 \quad X_{\beta}^2]^t$  pour le deuxième sous-système.

Les vecteurs  $[Y_1]$  et  $[Y_2]$  représentent les deux vecteurs de sortie relatifs à chaque sous-système ;  $[U_1]$  et  $[U_2]$  sont les vecteurs de régression et  $[K_1]$ ,  $[K_2]$  désignent les vecteurs des paramètres à identifier.

Après avoir mis les équations en forme linéaire, on peut appliquer l'algorithme MCR pour calculer le vecteur des paramètres à identifier.

À partir des valeurs des paramètres identifiés correspondantes aux quantités  $X_{\alpha}^1, X_{\alpha}^2, X_{\beta}^1$  et  $X_{\beta}^2$  ; les grandeurs caractérisant les deux séquences positive et négative dans le repère stationnaire  $v_{\alpha}^+$ ,  $v_{\beta}^+$ ,  $v_{\alpha}^-$  et  $v_{\beta}^-$  peuvent être déterminées de la façon suivante :

$$\begin{cases} v_{\alpha}^+ = v^+ \cos(\phi^+) = \frac{1}{2}(X_{\alpha}^1 + X_{\beta}^1) \\ v_{\beta}^+ = v^+ \sin(\phi^+) = \frac{1}{2}(X_{\beta}^1 - X_{\alpha}^1) \\ v_{\alpha}^- = v^- \cos(\phi^-) = \frac{1}{2}(X_{\alpha}^2 - X_{\beta}^2) \\ v_{\beta}^- = v^- \sin(\phi^-) = \frac{1}{2}(X_{\beta}^2 + X_{\alpha}^2) \end{cases} \quad (2.22)$$

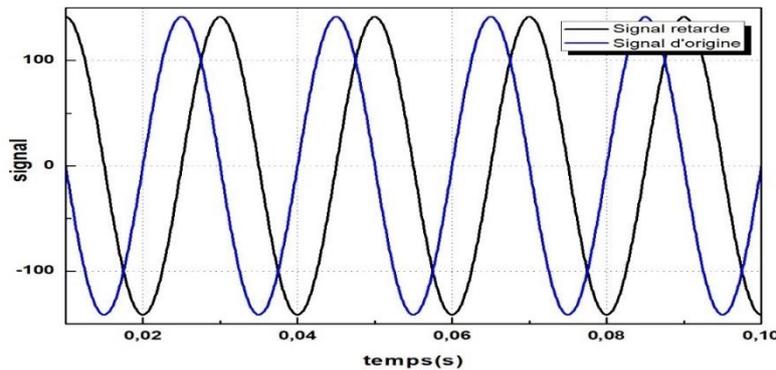
A ce stade, les modules  $v^+$  et  $v^-$  ainsi que les phases  $\phi^+$ ,  $\phi^-$  correspondant aux deux séquences positive et négative respectivement peuvent être estimés, soit :

$$\begin{cases} v^+ = \sqrt{(v_\alpha^+)^2 + (v_\beta^+)^2} \\ v^- = \sqrt{(v_\alpha^-)^2 + (v_\beta^-)^2} \end{cases} \quad (2.23)$$

$$\begin{cases} \phi^+ = \cos^{-1}\left(\frac{v_\alpha^+}{v^+}\right) \\ \phi^- = \sin^{-1}\left(\frac{v_\alpha^-}{v^-}\right) \end{cases} \quad (2.24)$$

### 2.3.4. La méthode d'extraction basée sur l'annulation du signal retardé (DSC) :

Cette méthode est basée sur le fait qu'il est possible de supprimer ou plutôt d'annuler un signal donné en superposant à ce dernier un autre signal identique mais de phase opposée. De cette façon, ces deux signaux s'annulent mutuellement [79]. Cette technique permet d'obtenir des informations précises sur les composantes de chaque séquence avec l'introduction d'un retard d'un quart de période (soit un retard de 5ms pour une fréquence de 50Hz (Figure.2.9)).



**Figure.2.9.** Principe de la méthode DSC,

En introduisant un retard d'un quart de période aux composantes des tensions données par le système (2.16), [80] nous aurons :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha\left(t - \frac{T}{4}\right) \\ v_\beta\left(t - \frac{T}{4}\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v^+ \sin\left(\omega t + \phi^+ - \frac{T}{4}\right) - v^- \sin\left(\omega t + \phi^- - \frac{T}{4}\right) \\ -v^+ \cos\left(\omega t + \phi^+ - \frac{T}{4}\right) + v^- \cos\left(-\omega t + \phi^- - \frac{T}{4}\right) \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Le système (2.25) peut être simplifié en considérant les identités trigonométriques usuelles, soit :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha\left(t - \frac{T}{4}\right) \\ v_\beta\left(t - \frac{T}{4}\right) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v^+ \sin(\omega t + \phi^+) - v^- \sin(\omega t + \phi^-) \\ -v^+ \cos(\omega t + \phi^+) + v^- \cos(-\omega t + \phi^-) \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Les composantes des séquences positives et négatives exprimées dans le référentiel stationnaire peuvent être calculées par :

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^{+}(t) \\ v_{\beta}^{+}(t) \\ v_{\alpha}^{-}(t) \\ v_{\beta}^{-}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha}(t) \\ v_{\beta}(t) \\ v_{\alpha}(t - \frac{T}{4}) \\ v_{\beta}(t - \frac{T}{4}) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

En utilisant la transformation de Park, le système  $(\alpha\beta)$  serait transformé en système  $(dq)$  comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_d^{+}(t) \\ v_q^{+}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{+}(t) \\ v_{\beta}^{+}(t) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\begin{bmatrix} v_d^{-}(t) \\ v_q^{-}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(-\theta) & \sin(-\theta) \\ -\sin(-\theta) & \cos(-\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha}^{-}(t) \\ v_{\beta}^{-}(t) \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

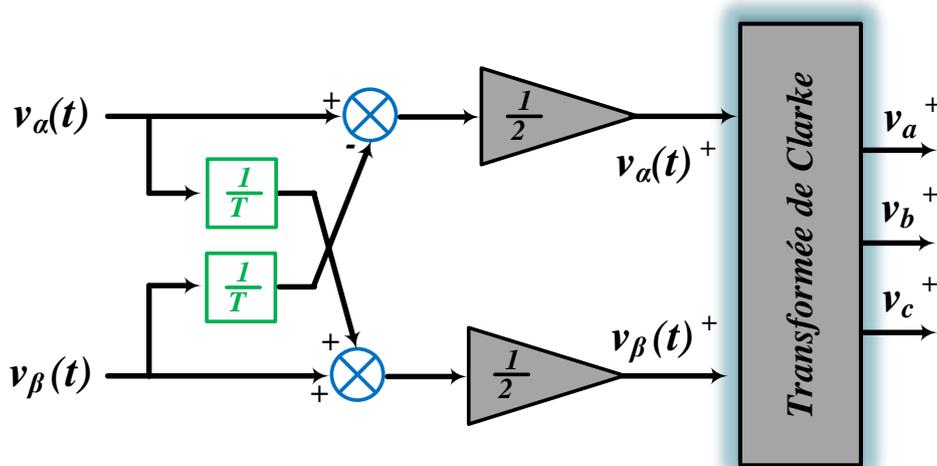
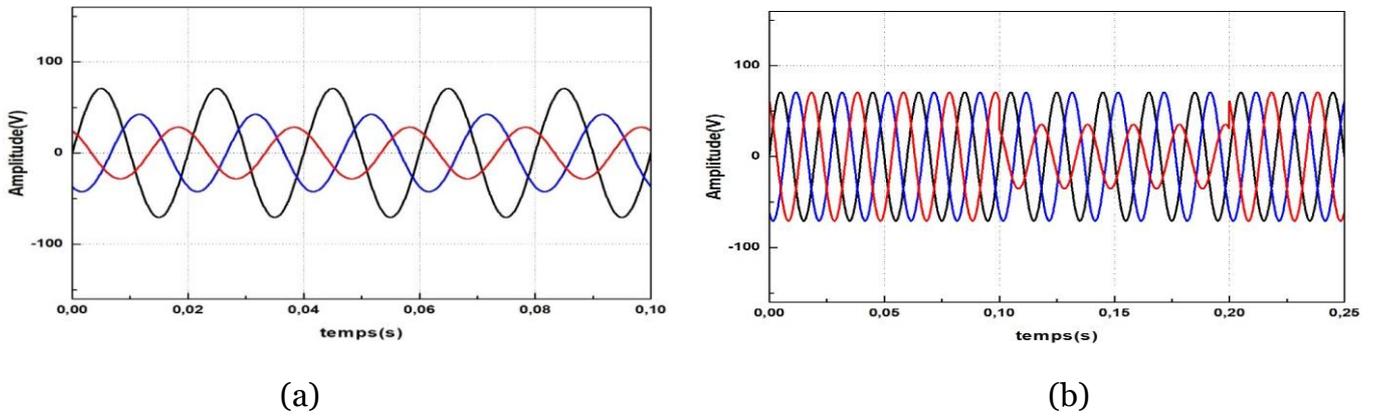


Figure.2.10. Schéma blocs de la méthode DSC

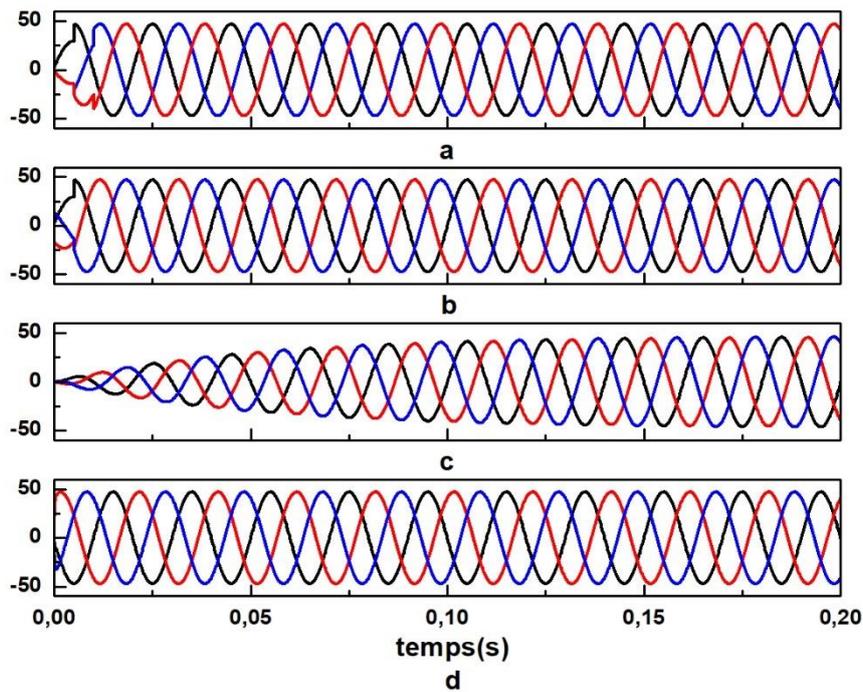
## 2.4. Validation par simulation numérique des différentes méthodes d'extraction proposées

Pour vérifier la validité des techniques exposées lors de la survenue d'un déséquilibre de tension donné, nous avons implémenté l'algorithme correspondant à chacune dans l'environnement Matlab-Simulink. Deux types de défaut ont été considérés ; le premier concerne une chute de tension affectant deux phases (Figure.2.1.a.), tandis que le second consiste à provoquer un déséquilibre temporaire sur une phase uniquement suite à un équilibre déjà établi (Figure.2.1.b.). Les figures (2.12.) et (2.13) présentent respectivement les séquences positives et négatives correspondantes au premier type de déséquilibre tandis que les figures (2.14.) et (2.15.) illustrent les séquences relatives

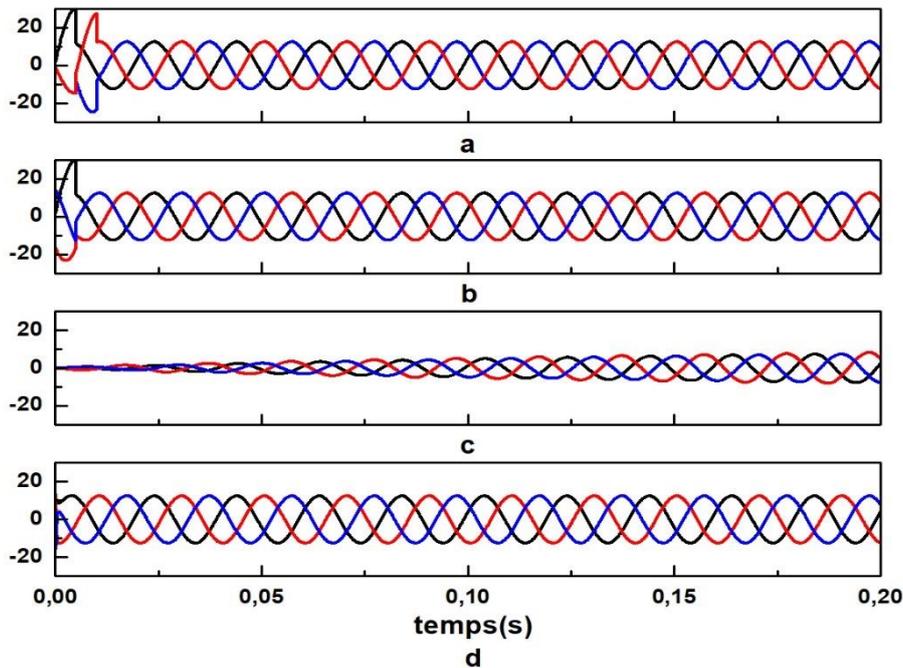
au second type et ceci en utilisant les quatre méthodes d'extraction exposées précédemment par ordre.



**Figure.2.11.** Les deux types du déséquilibre considérés,

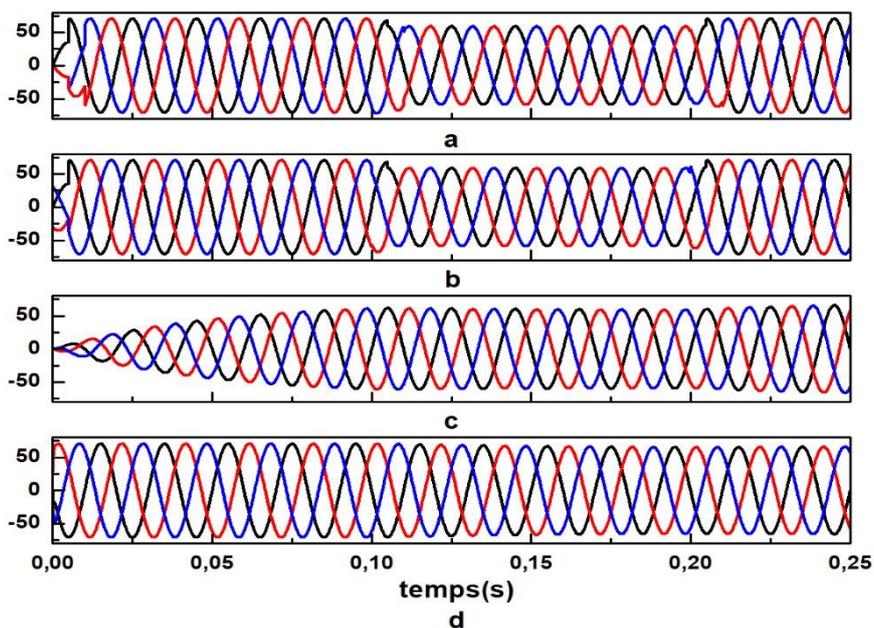


**Figure.2.12.** Evolution des séquences positives relatives au premier type du déséquilibre (Figure.2.11.a.)

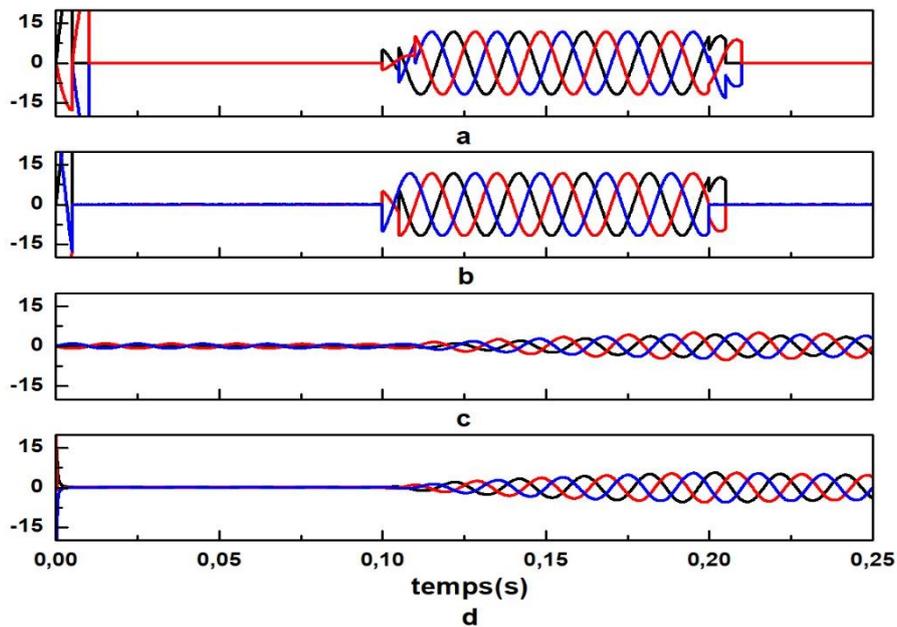


**Figure.2.13.** Evolution des séquences négatives relatives au premier type du déséquilibre (Figure.2.11.a.)

La réponse de la méthode MCR est très bonne et rapide comparée à celles des autres méthodes figure(d). Pour les deux méthodes (DSC et Fortescue) les figures (a et b), les séquences sont bien extraites, mais il existe une petite perturbation au départ. Cependant cette dernière n'aura pas un impact significatif sur le processus d'extraction du système. Finalement, la réponse de la méthode FMV est légèrement lente et nécessite quelques instants de temps pour se stabiliser au niveau des valeurs des tensions nominales des séquences voire la figure (c).



**Figure.2.14.** Evolution des séquences positives relatives au deuxième type du déséquilibre (Figure.2.1.b.)



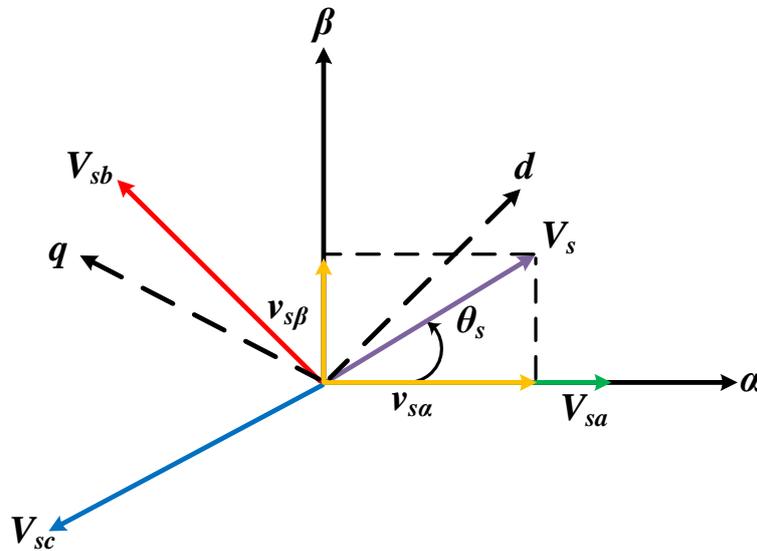
**Figure.2.15.** Evolution des séquences négatives relatives au deuxième type du déséquilibre (Figure.2.11.b.)

La différence entre les quatre méthodes étudiées apparaît clairement au niveau de la rapidité d'extraction de la séquence négative. Les deux algorithmes (DSC et celui de Fortescue) ont une meilleure capacité d'extraction de tension négative comparée au comportement des deux autres algorithmes (MCR et FMV). Ceci est dû au fait que le temps de réponse transitoire de ces derniers est important avant d'atteindre le régime établi. Nous pouvons dire que les deux méthodes (MCR et FMV) ont perdu leur convergence au moment où le système a subi le déséquilibre considéré comme il est illustré sur la figure (2.15). Donc, en termes de rapidité et de capacité d'extinction des séquences, la méthode DSC présente de meilleures performances par rapport aux autres méthodes. C'est pour cette raison, que nous avons décidé de maintenir cette dernière dans les deux chapitres prochains qui seront consacrés au contrôle des convertisseurs coté réseau (CCR) et coté machine (CCM) respectivement lors de l'apparition d'un déséquilibre de tension sur le réseau auquel le stator de MADA est raccordé.

## 2.5. Les PLL pour l'orientation du vecteur tension VOC (Voltage Oriented Control)

L'analyse de la figure (2.16.), nous permet de constater que le passage du référentiel triphasé ( $abc$ ) vers le référentiel biphasé synchrone ( $dq$ ) ou le passage de ce dernier vers le référentiel stationnaire ( $\alpha\beta$ ) exige une connaissance préalable très précise de la valeur de l'angle de  $\theta_s$ . De plus, la synchronisation du convertisseur avec le réseau comme nous allons voir dans le prochain chapitre est d'intérêt capital afin de réaliser un contrôle correct des puissances active et réactive générées par la MADA. En effet, différentes approches de synchronisation ont été proposées dans la littérature afin de parvenir à une détermination exacte de la phase instantanée des tensions statoriques dans toutes les circonstances. Parmi les techniques utilisées, nous pouvons citer entre autres celle basée

sur l'estimation du flux virtuel (VFOC) ainsi que celle basée sur la détection du passage par zéro (Zero Crossing Method).[81]

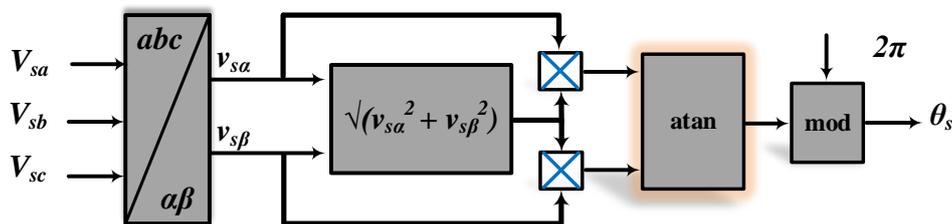


**Figure.2.16.** Présentation des trois référentiels  $(abc)$ ,  $(dq)$  et  $(\alpha\beta)$ ,

Conventionnellement, la détermination de l'angle  $\theta_s$  est effectuée dans le repère stationnaire par l'équation suivante [82]:

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) \quad (2.30)$$

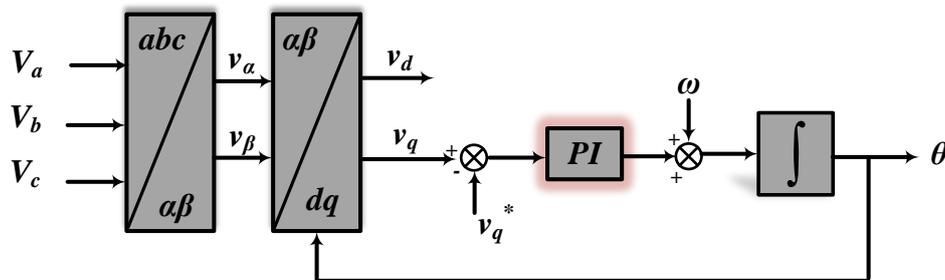
Le schéma relatif à cette méthode est présenté sur la figure (2.17.). Comme l'indique clairement l'équation (2.30), cette méthode est relativement difficile à mettre en œuvre avec un calculateur numérique en raison des calculs trigonométriques requis, elle est donc moins précise dans la pratique.



**Figure.2.17.** Procédé conventionnel pour la détermination de l'angle  $\theta_s$ ,

De nombreuses méthodes de synchronisation sont proposées dans la littérature dont la mise en œuvre est plus ou moins simple. Sans doute la plus courante est la boucle à verrouillage de phase PLL (Phase Locked Loop) [83]. En pratique, Les PLL ont été implantées dans un premier temps par

des circuits à base de composants discrets. Plus tard, des circuits intégrés analogiques et numériques ont été spécialement conçus [84]. De nos jours, les boucles PLL sont généralement mises en œuvre par calculs soft. Pour déterminer la phase du réseau dans le contrôle des convertisseurs de puissance, on emploie généralement des PLL munies d'une boucle d'asservissement relative au référentiel synchrone (SRF) dont le principe de base est illustré sur la figure (2.18.) [85].

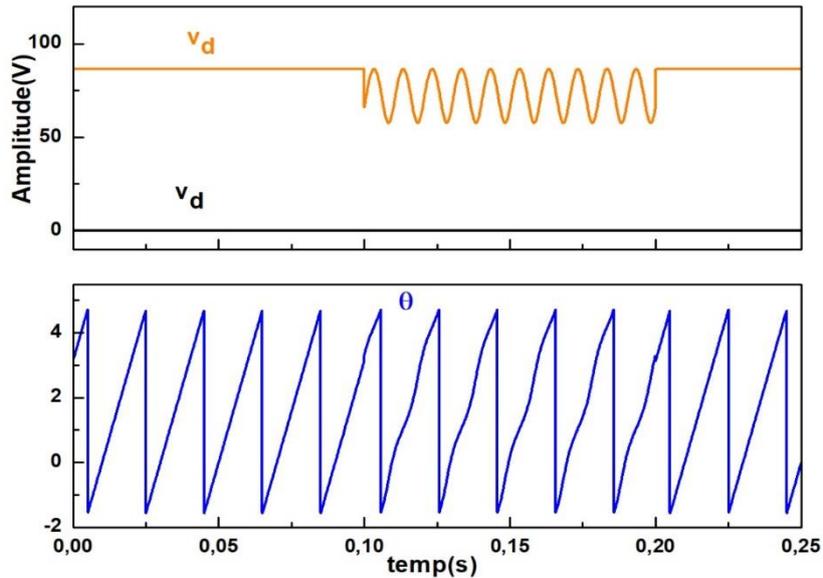


**Figure.2.18.** Structure d'une PLL établie dans le référentiel synchrone (SRF-PLL),

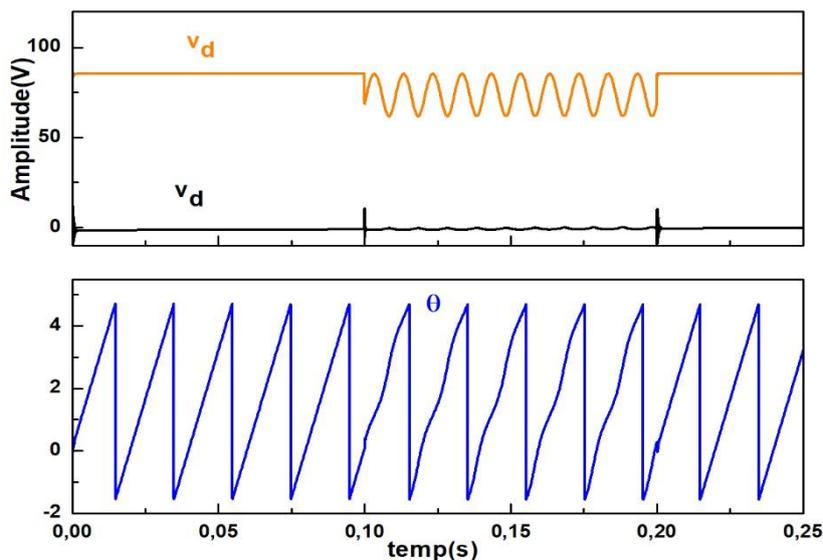
Cette chaîne est composée notamment de deux blocs de transformation, un régulateur  $PI$  et un intégrateur. En appliquant la transformation de Concordia sur les tensions du réseau  $v_{abc}$ , on obtient les composantes de tension  $v_\alpha$  et  $v_\beta$  qui sont en quadrature. Après avoir effectué une rotation de ces tensions ( $v_\alpha$  et  $v_\beta$ ) selon le référentiel de synchrone, on retrouve les composantes directes  $v_d$  et  $v_q$ . Selon le principe de la commande par orientation de tension (VOC),  $v_d = cst$  et  $v_q = 0$ . La composante directe nulle  $v_q$  de la tension du réseau est utilisée pour la PLL. La composante  $v_q$  de la tension du réseau est comparée à la tension de référence de la composante  $v_q^*$ , qui est généralement fixée à zéro. Le signal d'erreur généré est transmis au régulateur  $PI$ . Le régulateur  $PI$  agit alors sur le signal d'erreur jusqu'à ce qu'il devienne nul. La sortie du régulateur est ajoutée à la fréquence nominale du réseau et envoyée à l'intégrateur. L'intégrateur agit sur le signal d'erreur de fréquence  $\omega$  et donne à la sortie la valeur de l'angle de phase  $\theta$ . Cette valeur d'angle de phase  $\theta$  est réinjectée dans le bloc de transformation ( $\alpha\beta - dq$ ), ce qui entraîne la création d'une boucle de contrôle fermée. Comme l'estimation de l'angle fait partie de la boucle de régulation, toutes les transformations seront sensibles à cet angle estimé. De ce fait, la plus petite erreur au niveau de l'estimation de cet angle affecte les performances du contrôle appliqué sur le convertisseur.

### 2.5.1. Simulation

Pour vérifier les deux boucles de détermination de l'angle du réseau  $\theta$  exposées précédemment (conventionnelle et celle SRF-PLL) lorsque le réseau présente momentanément des tensions triphasées déséquilibrées comme il est présenté dans les figures (2.19.) et (2.20.).



**Figure.2.19.** Détermination de l'angle  $\theta_s$  par la PLL conventionnelle,



**Figure.2.20.** Détermination de l'angle  $\theta_s$  par la méthode SRF-PLL,

On peut voir sur les deux figures (2.19) et (2.20) que dans le cas où les tensions de réseau  $V_{abc}$  sont équilibrées, la composante  $v_q$  est une quantité parfaitement continue. Par contre, cette composante contient une composante d'harmonique de deuxième ordre et qui influe sur la détermination de la phase du réseau  $\theta$  dès l'apparition d'un déséquilibre donné.

Nous proposons dans le prochain chapitre une SRF-PLL améliorée dans le but de réduire les harmoniques résultantes d'un déséquilibre donné.

## **2.6. Conclusion**

Au cours de ce chapitre, les principales perturbations électriques et leurs caractéristiques, les différentes méthodes d'extraction et les techniques PLL ont été présentées. Nous nous intéresserons plus particulièrement aux perturbations les plus gênantes et les plus fréquemment rencontrées, comme les creux de tension, les variations de tension. Après avoir étudié les performances des différentes méthodes (extraction et PLL), nous choisissons dans la suite du travail d'utiliser la méthode DSC et la méthode SRF-PLL pour effectuer le contrôle de la MADA en présence de déséquilibre au niveau du réseau électrique.

## Chapitre III

### Stratégies de contrôle du CCM de la MADA raccordée à un réseau déséquilibré

### 3.1. Introduction :

Une station de conversion de l'énergie éolienne incluant une machine à induction à double alimentation (MADA) devient un procédé très populaire. La majorité des parcs éoliens sont situés dans des zones où la tension du réseau est naturellement déséquilibrée [86]. De ce fait, il est nécessaire de faire face à cette situation en essayant d'améliorer les capacités de fonctionnement de la MADA en s'adaptant aux circonstances qu'exige la réalité.

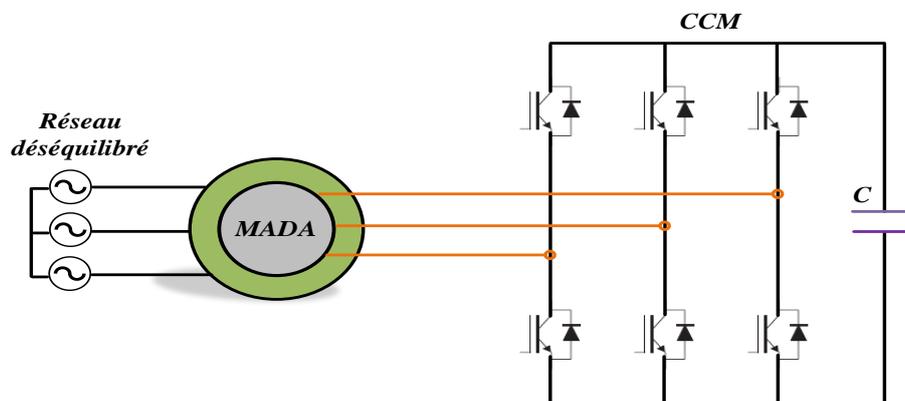
Lors d'un régime de fonctionnement donné de la MADA, l'établissement des lois de commande des puissances active et réactive envoyées au réseau est fondé sur l'application de la technique conventionnelle du contrôle vectoriel qui consiste principalement à contrôler le couple de cette machine d'une façon similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparé [87,88]. Cependant, ce fait reste valable sous prétexte que le réseau auquel le stator de la MADA est connecté soit équilibré, sinon les courants statoriques et rotoriques seront les sièges des composantes négatives causant ainsi des oscillations du couple électromagnétique qui seront à l'origine de l'apparition des contraintes excessives sur l'arbre et les différents enroulements de la machine. [89-91]

Dans cette optique, le présent chapitre comprend la présentation en détail de l'ensemble des adaptations à apporter sur la structure de la commande vectorielle classique afin de rendre cette dernière un outil très efficace pour la commande des puissances de la MADA même en cas des déséquilibres que peuvent surgir sur le réseau de distribution.

### 3.2. Commande vectorielle des machines à induction à double alimentation raccordées à un réseau déséquilibré – Application de la technique d'orientation du vecteur flux magnétisant statorique- :

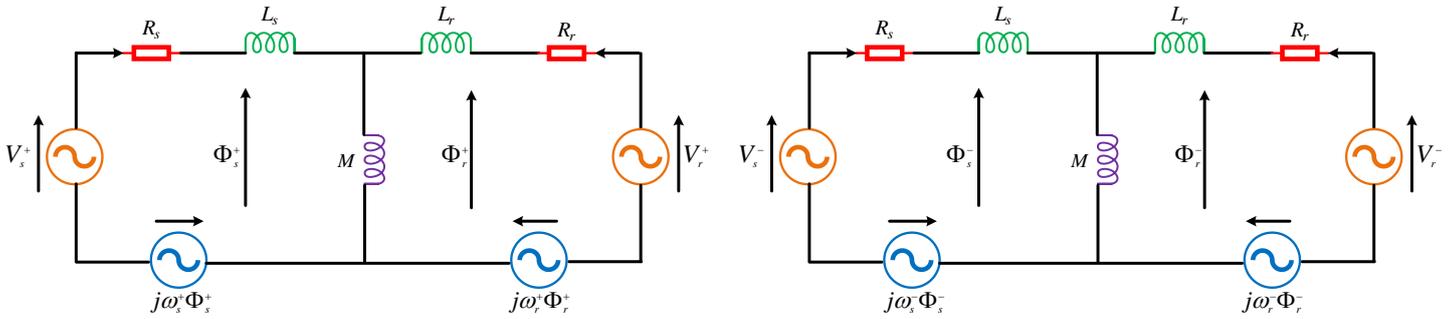
#### 3.2.a. La mise en équations de la MADA alimentée par un système de tension déséquilibré dans un référentiel lié au vecteur flux statorique :

La figure (3.1.) illustre une partie de la chaîne de conversion éolienne à base d'une MADA relative au convertisseur côté machine (CCM). Dans ce cas, les tensions triphasées réelles du réseau peuvent être considérées comme la superposition de deux séquences de tensions triphasées équilibrées ; la séquence positive ou directe et la séquence négative ou inverse (la séquence homopolaire n'est pas prise en considération).



**Figure.3.1.** Association réseau réel/MADA/CCM.

Suite à ce déséquilibre, le modèle réel de la MADA est à son tour peut être considéré comme étant la superposition de deux modèles fictifs : le premier sera alimenté par la séquence positive du réseau tandis que le second sera alimenté par la séquence inverse de ce même réseau. La représentation biphasée de cette situation incluant les deux structures relativement à un repère  $(dq)^+$  tournant à la vitesse de synchronisme  $\omega_s^+$  et un autre  $(dq)^-$  qui tourne à  $\omega_s^-$  respectivement est représentée sur la figure (3.2) [92].



**Figure.3.2.** Schéma équivalent de la MADA dans les référentiels  $(dq)^+$  et  $(dq)^-$ ,

En se référant aux hypothèses simplificatrices usuelles, les deux modèles mathématiques relatifs à la MADA dont le stator est alimenté par un système de tension triphasé déséquilibré peuvent être exprimés relativement aux référentiels  $(dq)^+$  et  $(dq)^-$  respectivement comme suit [93-95]:

$$\begin{cases} [V_{s,dq}]^{\pm} = R_s [I_{s,dq}]^{\pm} + \frac{d[\Phi_{s,dq}]^{\pm}}{dt} - j\omega_s^{\pm} [\Phi_{s,dq}]^{\pm} \\ [V_{r,dq}]^{\pm} = R_r [I_{r,dq}]^{\pm} + \frac{d[\Phi_{r,dq}]^{\pm}}{dt} - j\omega_r^{\pm} [\Phi_{r,dq}]^{\pm} \end{cases} \quad (3.1)$$

Tels que  $[V_{s,dq}]^{\pm}$ ,  $[V_{r,dq}]^{\pm}$ ,  $[I_{s,dq}]^{\pm}$ ,  $[I_{r,dq}]^{\pm}$ ,  $[\Phi_{s,dq}]^{\pm}$  et  $[\Phi_{r,dq}]^{\pm}$  représentent les composantes des tensions, des courants et des flux respectivement par rapport aux référentiels  $(dq)^+$  et  $(dq)^-$ ; l'indice  $s$  désigne un enroulement statorique et l'indice  $r$  désigne un enroulement rotorique ;

Rappelons que les flux  $[\Phi_{s,dq}]^{\pm}$  et  $[\Phi_{r,dq}]^{\pm}$  sont liés aux courants  $[I_{s,dq}]^{\pm}$  et  $[I_{r,dq}]^{\pm}$  par :

$$\begin{cases} [\Phi_{s,dq}]^{\pm} = L_s [I_{s,dq}]^{\pm} + M [I_{r,dq}]^{\pm} \\ [\Phi_{r,dq}]^{\pm} = L_r [I_{s,dq}]^{\pm} + M [I_{s,dq}]^{\pm} \end{cases} \quad (3.2)$$

Pour compléter le modèle dynamique de la MADA, on ajoute aux équations précédentes l'expression du couple électromagnétique  $\Gamma_e$  qui est donné par :

$$\Gamma_e^\pm = pM(I_{r-q}^\pm I_{s-d}^\pm - I_{r-d}^\pm I_{s-q}^\pm) \quad (3.3)$$

Tels que  $\Gamma_e^+$  et  $\Gamma_e^-$  sont des couples qui sont dus aux séquence positive et négative respectivement.

Il faut noter que les deux systèmes d'équations (3.1) - (3.2) restent valables aux régimes équilibrés et déséquilibrés à la fois.

A partir de la première équation du système (3.2), nous pouvons tirer :

$$[I_{s-dq}]^\pm = \frac{1}{L_s} \left( [\Phi_{s-dq}]^\pm - M [I_{r-dq}]^\pm \right) \quad (3.4)$$

En substituant l'équation ci-dessus dans la deuxième équation du système (3.2), nous aurons :

$$[\Phi_{r-dq}]^\pm = \frac{M}{L_s} [\Phi_{s-dq}]^\pm + \sigma L_r [I_{s-dq}]^\pm \quad (3.5)$$

Où  $\sigma$  est le coefficient de dispersion, il est donné par :  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ ,

En général, il existe trois possibilités pour choisir le référentiel suivant lequel le vecteur flux sera orienté. Pour une machine à induction à double alimentation, il est plus judicieux d'établir les expressions des lois de commande dans un référentiel lié au vecteur flux magnétisant statorique.

### 3.2.b. Référentiel lié au vecteur flux statorique

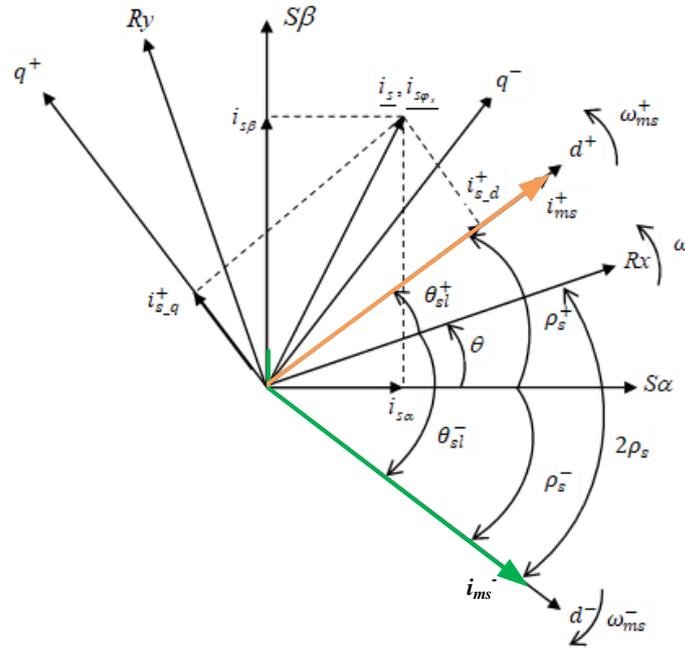
Dans ce référentiel, les deux vecteurs du flux statorique direct et inverse sont donnés par :

$$\vec{\varphi}_s^\pm = \int (\vec{u}_s^\pm - R_s \vec{I}_s^\pm) dt \quad (3.6)$$

Tels que les vecteurs  $\vec{\varphi}_s^\pm$ ,  $\vec{u}_s^\pm$  et  $\vec{I}_s^\pm$  sont exprimés dans le référentiel stationnaire. Aux très basses fréquences, la tension statorique devient trop petite et les chutes ohmiques dans les résistances statoriques seront considérables. Donc, l'acquisition de la valeur exacte de  $R_s$  qui dépend de la température est très importante. Mais dans le cas d'une machine à induction à double alimentation ou le stator est connecté directement au réseau de distribution, ce problème ne se pose pas puisque la tension statorique est imposée par le réseau, d'où la justification de notre choix.

Les deux référentiels  $(dq)^+$  et  $(dq)^-$  établissent à tout instant avec le référentiel stationnaire  $(\alpha\beta)$  des angles  $\rho_s^+$  et  $\rho_s^-$  respectivement (figure 3.3). Dans chacun de ces deux repères, les vecteurs du courant statorique positif et négatif sont exprimés par :

$$\begin{cases} \vec{I}_s^+ = |\vec{I}_s^+| e^{-j\rho_s^+} \\ \vec{I}_s^- = |\vec{I}_s^-| e^{-j\rho_s^-} \end{cases} \quad (3.7)$$



**Figure.3.3.** Relations entre les différents angles dans un référentiel lié au vecteur flux statorique en présence de la séquence négative,

Les deux vecteurs correspondant aux courants magnétisants  $\vec{i}_{ms}^{\pm}$  sont définis ainsi [96] :

$$\vec{i}_{ms}^{\pm} = \frac{L_s}{M} \vec{i}_s^{\pm} + \vec{i}_r^{\pm} \quad (3.8)$$

En rapportant cette équation aux systèmes de deux axes  $(dq)^+$  et  $(dq)^-$  décrits précédemment, nous aurons :

$$[I_{ms\_dq}]^{\pm} = \frac{L_s}{M} [I_{s\_dq}]^{\pm} + [I_{r\_dq}]^{\pm} \quad (3.9)$$

Alors, la première équation du système (3.1) devient :

$$[V_{s\_dq}]^{\pm} = R_s \frac{M}{L_s} \left( [i_{ms\_dq}]^{\pm} - [I_{r\_dq}]^{\pm} \right) + M \frac{d[i_{ms\_dq}]^{\pm}}{dt} - j\omega_s^{\pm} M [i_{ms\_dq}]^{\pm} \quad (3.10)$$

En introduisant la constante de temps statorique  $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ , l'équation (3.10) devient :

$$T_s \frac{d[i_{ms\_dq}]^{\pm}}{dt} + [i_{ms\_dq}]^{\pm} (1 + jMT_s \omega_s^{\pm}) = \frac{L_s}{R_s M} [V_{s\_dq}]^{\pm} + [I_{r\_dq}]^{\pm} \quad (3.11)$$

En décomposant cette équation selon les deux axes des deux repères  $(dq)^+$  et  $(dq)^-$  respectivement, nous allons avoir :

- Pour le référentiel  $(dq)^+$  :

$$\begin{cases} T_s \frac{di_{ms\_d}^+}{dt} + i_{ms\_d}^+ = \frac{L_s}{R_s M} V_{sd}^+ + i_{rd}^+ \\ \omega_s^+ T_s i_{ms\_d}^+ = \frac{L_s}{R_s M} V_{sq}^+ + i_{rq}^+ \end{cases} \quad (3.12)$$

- Pour le référentiel  $(dq)^-$  :

$$\begin{cases} T_s \frac{di_{ms\_d}^-}{dt} + i_{ms\_d}^- = \frac{L_s}{R_s M} V_{sd}^- + i_{rd}^- \\ \omega_s^- T_s i_{ms\_d}^- = \frac{L_s}{R_s M} V_{sq}^- + i_{rq}^- \end{cases} \quad (3.13)$$

### 3.2.c. Expression du vecteur tension rotorique dans le référentiel lié au vecteur flux statorique :

En tenant compte de l'expression du flux rotorique définie par l'expression (3.2), la deuxième équation du système (3.1) prendra la forme suivante :

$$[V_{r\_dq}]^\pm = R_r [I_{r\_dq}]^\pm + R_r \frac{d[i_{r\_dq}]^\pm}{dt} + M \frac{d[i_{s\_dq}]^\pm}{dt} - j\omega_r^\pm \left( [I_{s\_dq}]^\pm + M [I_{s\_dq}]^\pm \right) \quad (3.14)$$

Maintenant, si nous considérons l'expression du courant magnétisant défini par l'équation (3.8), l'équation (3.14) aura la forme suivante :

$$[V_{r\_dq}]^\pm = (R_r + \sigma L_r) [I_{r\_dq}]^\pm + \frac{M^2}{L_s} [I_{ms\_dq}]^\pm + j\omega_r^\pm \left( \frac{M^2}{L_s} [I_{ms\_dq}]^\pm + \sigma L_r [I_{r\_dq}]^\pm \right) \quad (3.15)$$

Comme précédemment, en décomposant (3.15) selon les deux axes des deux repères  $(dq)^+$  et  $(dq)^-$  respectivement, nous allons avoir :

- Pour le référentiel  $(dq)^+$  :

$$\begin{cases} \sigma T_r \frac{di_{rd}^+}{dt} + i_{rd}^+ = \frac{V_{rd}^+}{R_r} + \omega_r^+ \sigma T_r i_{rq}^+ - T_r (1 - \sigma) \frac{di_{ms\_d}^+}{dt} \\ \sigma T_r \frac{di_{rq}^+}{dt} + i_{rq}^+ = \frac{V_{rq}^+}{R_r} - \omega_r^+ \sigma T_r i_{rd}^+ - \omega_r^+ T_r (1 - \sigma) i_{ms\_d}^+ \end{cases} \quad (3.16)$$

- Pour le référentiel  $(dq)^-$  :

$$\begin{cases} \sigma T_r \frac{di_{rd}^-}{dt} + i_{rd}^- = \frac{V_{rd}^-}{R_r} + \omega_r^- \sigma T_r i_{rq}^- - T_r (1 - \sigma) \frac{di_{ms\_d}^-}{dt} \\ \sigma T_r \frac{di_{rq}^-}{dt} + i_{rq}^- = \frac{V_{rq}^-}{R_r} - \omega_r^- \sigma T_r i_{rd}^- - \omega_r^- T_r (1 - \sigma) i_{ms\_d}^- \end{cases} \quad (3.17)$$

Telle que  $T_r$  est la constante de temps rotorique, elle est donnée par  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ .

Finalement les deux composantes du vecteur tension rotorique selon les deux axes des deux repères  $(dq)^+$  et  $(dq)^-$  respectivement sont :

- Pour le référentiel  $(dq)^+$  :

$$\begin{cases} V_{rd}^+ = R_r i_{rd}^+ + \sigma T_r \frac{di_{rd}^+}{dt} - \omega_r^+ \sigma L_r i_{rq}^+ + L_r (1 - \sigma) \frac{di_{ms\_d}^+}{dt} \\ V_{rq}^+ = R_r i_{rq}^+ + \sigma T_r \frac{di_{rq}^+}{dt} + \omega_r^+ \sigma L_r i_{rd}^+ + \omega_r^+ L_r (1 - \sigma) i_{ms\_d}^+ \end{cases} \quad (3.18)$$

- Pour le référentiel  $(dq)^-$  :

$$\begin{cases} V_{rd}^- = R_r i_{rd}^- + \sigma T_r \frac{di_{rd}^-}{dt} - \omega_r^- \sigma L_r i_{rq}^- + L_r (1 - \sigma) \frac{di_{ms\_d}^-}{dt} \\ V_{rq}^- = R_r i_{rq}^- + \sigma T_r \frac{di_{rq}^-}{dt} + \omega_r^- \sigma L_r i_{rd}^- + \omega_r^- L_r (1 - \sigma) i_{ms\_d}^- \end{cases} \quad (3.19)$$

En examinant les deux systèmes d'équations (3.18) et (3.19), on s'aperçoit qu'ils comprennent des termes de courants rotoriques de premier ordre avec la constante de temps  $\sigma T_r$  comme ils comprennent des termes de couplage ou de dépendance entre les axes  $(d)^+$  et  $(q)^+$  d'une part, et entre les axes  $(d)^-$  et  $(q)^-$  d'autre part. Lors de la régulation des courants rotoriques, ces termes de couplage seront compensés d'une manière anticipative. Le processus de la régulation s'effectue en négligeant ces termes de couplage en premier temps, puis ces derniers seront additionnés aux sorties des régulateurs correspondants afin d'obtenir les tensions rotoriques de référence  $(V_{rd}^{+*}, V_{rq}^{+*})$  et  $(V_{rd}^{-*}, V_{rq}^{-*})$  respectivement dont la superposition mènera à la synthèse des tensions de référence réelles  $(V_{rd}^*, V_{rq}^*)$  à fournir aux enroulements du rotor de la MADA.

Les termes de couplage seront donc :

- Pour le référentiel  $(dq)^+$  :

$$\begin{cases} V_{rd}^{+ \text{ coupl}} = -\omega_r^+ \sigma L_r i_{rq}^+ \\ V_{rq}^{+ \text{ coupl}} = \omega_r^+ (\sigma L_r i_{rd}^+ + M i_{ms\_d}^+) \end{cases} \quad (3.20)$$

- Pour le référentiel  $(dq)^-$  :

$$\begin{cases} V_{rd}^{- \text{ coupl}} = -\omega_r^- \sigma L_r i_{rq}^- + L_r (1 - \sigma) \frac{di_{ms\_d}^-}{dt} \\ V_{rq}^{- \text{ coupl}} = \omega_r^- L_r i_{ms\_d}^- \end{cases} \quad (3.21)$$

Cependant, les sorties des régulateurs de courants rotoriques seront :

- Pour le référentiel  $(dq)^+$  :

$$\begin{cases} V_{rd}^{+reg} = R_r i_{rd}^+ + \sigma T_r \frac{di_{rd}^+}{dt} \\ V_{rq}^{+reg} = R_r i_{rq}^+ + \sigma T_r \frac{di_{rq}^+}{dt} \end{cases} \quad (3.22)$$

- Pour le référentiel  $(dq)^-$  :

$$\begin{cases} V_{rd}^{-reg} = R_r i_{rd}^- + \sigma T_r \frac{di_{rd}^-}{dt} \\ V_{rq}^{-reg} = R_r i_{rq}^- + \sigma T_r \frac{di_{rq}^-}{dt} \end{cases} \quad (3.23)$$

Dans les équations (3.20) et (3.21), nous allons supposer que les magnitudes des deux courants magnétisants  $I_{ms}^+$  et  $I_{ms}^-$  sont constantes. Ceci n'est valable sauf si la résistance des enroulements statoriques  $R_s$  est négligeable devant les inductances magnétisantes  $M\omega_{ms}^+$  et  $M\omega_{ms}^-$  respectivement (cas des machines de fortes puissances) et la fréquence statorique est constante et est égale à  $\omega_{ms}$ . Cette supposition entraîne :

$$\begin{cases} V_s^+ = M\omega_{ms}^+ I_{ms}^+ \\ V_s^- = M\omega_{ms}^- I_{ms}^- \end{cases} \quad (3.24)$$

Si nous supposons encore que  $V_{sd}^+ = 0$  et  $V_{sd}^- = 0$  (ceci est réalisable grâce aux PLL utilisées) ; ce qui implique  $V_s^+ = V_{sq}^+$  et  $V_s^- = V_{sq}^-$ , sous ces deux conditions nous allons avoir :

$$\begin{cases} I_{ms}^+ = \frac{V_s^+}{M\omega_{ms}^+} \\ I_{ms}^- = \frac{V_s^-}{M\omega_{ms}^-} \end{cases} \quad (3.25)$$

Sous ces conditions, les expressions (3.18) et (3.19) deviennent :

- Pour le référentiel  $(dq)^+$  :

$$\begin{cases} V_{rd}^+ = R_r i_{rd}^+ + \sigma T_r \frac{di_{rd}^+}{dt} - \omega_r^+ \sigma L_r i_{rq}^+ \\ V_{rq}^+ = R_r i_{rq}^+ + \sigma T_r \frac{di_{rq}^+}{dt} + \omega_r^+ (\sigma L_r i_{rd}^+ + M I_{ms}^+) \end{cases} \quad (3.26)$$

- Pour le référentiel  $(dq)^-$  :

$$\begin{cases} V_{rd}^- = R_r i_{rd}^- + \sigma T_r \frac{di_{rd}^-}{dt} - \omega_r^- \sigma L_r i_{rq}^- \\ V_{rq}^- = R_r i_{rq}^- + \sigma T_r \frac{di_{rq}^-}{dt} + \omega_r^- (\sigma L_r i_{rd}^- + M I_{ms}^-) \end{cases} \quad (3.27)$$

### 3.2.d. Expressions des puissances statoriques et du couple électromagnétique :

En adoptant le principe de la superposition, les puissances active  $P_s$  et réactive  $Q_s$  disponibles au niveau du stator de la MADA seront le résultat de la contribution simultanée des séquences positive et négative, soit :

$$\begin{cases} P_s = P_s^+ + P_s^- \\ Q_s = Q_s^+ + Q_s^- \end{cases} \quad (3.28)$$

Avec :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} P_s^+ \\ Q_s^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd}^+ I_{sd}^+ + V_{sq}^+ I_{sq}^+ \\ V_{sd}^+ I_{sq}^+ - V_{sq}^+ I_{sd}^+ \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} P_s^- \\ Q_s^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd}^- I_{sd}^- + V_{sq}^- I_{sq}^- \\ V_{sd}^- I_{sq}^- - V_{sq}^- I_{sd}^- \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.29)$$

En tenant compte des simplifications apportées par l'usage des PLL lors de l'établissement du système (3.25), le système (3.29) se réduit à :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} P_s^+ \\ Q_s^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s^+ I_{sq}^+ \\ -V_s^+ I_{sd}^+ \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} P_s^- \\ Q_s^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_s^- I_{sq}^- \\ -V_s^- I_{sd}^- \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.30)$$

Si nous considérons les expressions des courants magnétisants introduites par l'équation (3.9), dans ce cas l'équation (3.30) devient :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} P_s^+ \\ Q_s^+ \end{bmatrix} = \frac{M}{L_s} \begin{bmatrix} V_s^+ (I_{ms\_q}^+ - I_{r\_q}^+) \\ -V_s^+ (I_{ms\_d}^+ - I_{r\_d}^+) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} P_s^- \\ Q_s^- \end{bmatrix} = \frac{M}{L_s} \begin{bmatrix} V_s^- (I_{ms\_q}^- - I_{r\_q}^-) \\ -V_s^- (I_{ms\_d}^- - I_{r\_d}^-) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.31)$$

En admettant que la machine opère dans les conditions où les vecteurs courants magnétisants positif et négatif sont orientés suivant les axes  $(d)^+$  et  $(q)^+$  respectivement, nous aurons alors :

$$\begin{cases} \begin{cases} I_{ms\_d}^+ = I_{ms}^+ \\ I_{ms\_q}^+ = 0 \end{cases} \\ \begin{cases} I_{ms\_d}^- = I_{ms}^- \\ I_{ms\_q}^- = 0 \end{cases} \end{cases} \quad (3.32)$$

Dans ce contexte, le système (3.31) se simplifie à :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} P_s^+ \\ Q_s^+ \end{bmatrix} = -\frac{M}{L_s} V_s^+ \begin{bmatrix} I_{r,q}^+ \\ (I_{ms}^+ - I_{r,d}^+) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} P_s^- \\ Q_s^- \end{bmatrix} = -\frac{M}{L_s} V_s^- \begin{bmatrix} I_{r,q}^- \\ (I_{ms}^- - I_{r,d}^-) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.33)$$

Grâce à l'équation (3.25), les puissances statoriques données par le système (3.33) peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} P_s^+ \\ Q_s^+ \end{bmatrix} = -\frac{M^2}{L_s} \omega_{ms}^+ I_{ms}^+ \begin{bmatrix} I_{r,q}^+ \\ (I_{ms}^+ - I_{r,d}^+) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} P_s^- \\ Q_s^- \end{bmatrix} = -\frac{M^2}{L_s} \omega_{ms}^- I_{ms}^- \begin{bmatrix} I_{r,q}^- \\ (I_{ms}^- - I_{r,d}^-) \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.34)$$

Les puissances statoriques de la MADA générées par les systèmes direct et inverse sont linéaires en fonction des composantes des courants rotoriques directes et inverses selon la formule (3.34). Dans le cas de fonctionnement sous un réseau déséquilibrées, les tensions du stator et les courants du stator contiennent à la fois des composantes de la séquence positive et la séquence négative. Les composantes de la séquence négative vont générer des termes de pulsation à deux fois la fréquence du réseau au sein des puissances active et réactive statoriques. Ceci provoque l'apparition des harmoniques de second ordre dans les courants des phases, ainsi qu'une importante fluctuation de la tension du bus continu DC [97].

Dans ce contexte, une méthode de contrôle générale dotée d'un contrôleur de séquence positive et d'un contrôleur de séquence négative sera proposée et mise en œuvre dans ce chapitre. Le contrôleur de la séquence positive permet de réguler les puissances moyennes active et réactive du stator à certains niveaux, tandis que le contrôleur de séquence négative permet d'éliminer les oscillations et les pulsations de la puissance active du stator.

### 3.3. Contrôle des puissances active et réactive statoriques :

#### 3.3.a. Calcul des valeurs de référence des composantes des courants rotoriques directes et inverses :

Sous les conditions de fonctionnement déséquilibrées, la puissance active du stator et la puissance réactive du stator sont exprimées comme suit [98-101] :

$$\begin{cases} P_s = P_{s\_moy} + P_{s\_cos} \cos(2\omega_s t) + P_{s\_sin} \sin(2\omega_s t) \\ Q_s = Q_{s\_moy} + Q_{s\_cos} \cos(2\omega_s t) + Q_{s\_sin} \sin(2\omega_s t) \end{cases} \quad (3.35)$$

Comme le montre l'équation ci-dessus, la puissance active du stator  $P_s$  comporte trois termes :  $P_{s\_moy}$  la puissance active moyenne, la puissance active pulsante  $P_{s\_cos}$  et  $P_{s\_sin}$  à une fréquence

double de la fréquence du réseau  $2\omega_s$  et il en va de même pour la puissance réactive. L'ensemble de ces quantités est donné sous forme matricielle suivante (Annexe B):

$$\begin{bmatrix} P_{s\_moy} \\ P_{s\_cos} \\ P_{s\_sin} \\ Q_{s\_moy} \\ Q_{s\_cos} \\ Q_{s\_sin} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd}^+ & V_{sq}^+ & V_{sd}^- & V_{sq}^- \\ V_{sd}^- & V_{sq}^- & V_{sd}^+ & V_{sq}^+ \\ V_{sq}^- & -V_{sd}^- & -V_{sq}^+ & V_{sd}^+ \\ V_{sq}^+ & -V_{sd}^+ & V_{sq}^- & -V_{sd}^- \\ V_{sq}^- & -V_{sd}^- & V_{sq}^+ & -V_{sd}^+ \\ -V_{sd}^- & -V_{sq}^- & -V_{sd}^+ & V_{sq}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd}^+ \\ I_{sq}^+ \\ I_{sd}^- \\ I_{sq}^- \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Si nous revenons aux expressions des courants magnétisants introduites par (3.9) avec les suppositions introduites précédemment  $V_{sd}^+ = 0$  et  $V_{sd}^- = 0$  ainsi que les conséquences liées à l'orientation des vecteurs courants magnétisants, l'équation (3.36) prendra la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} P_{s\_moy} \\ P_{s\_cos} \\ P_{s\_sin} \\ Q_{s\_moy} \\ Q_{s\_cos} \\ Q_{s\_sin} \end{bmatrix} = \frac{M}{L_s} \begin{bmatrix} 0 & V_s^+ & 0 & V_s^- \\ 0 & V_{sq}^- & 0 & V_s^+ \\ V_s^- & 0 & -V_s^+ & 0 \\ V_s^+ & 0 & V_s^- & 0 \\ V_s^- & 0 & V_s^+ & 0 \\ 0 & -V_s^- & 0 & V_s^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ms}^+ - I_{r\_d}^+ \\ I_{r\_q}^+ \\ (I_{ms}^- - I_{r\_d}^-) \\ I_{r\_q}^- \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Le contrôleur de la séquence positive permet de réguler les puissances moyennes active et réactive du stator à leurs valeurs de référence, tandis que le contrôleur de séquence négative permet d'éliminer les oscillations et les pulsations de la puissance active du stator. Pour éliminer la pulsation des puissances statoriques, la condition suivante doit être réalisée  $P_{s\_cos} = P_{s\_sin} = 0$  et  $Q_{s\_cos} = Q_{s\_sin} = 0$ , dans ce cas, l'équation (3.37) devient :

$$\begin{bmatrix} P_{s\_moy} \\ 0 \\ 0 \\ Q_{s\_moy} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{M^2}{L_s} \begin{bmatrix} 0 & \omega_{ms}^+ I_{ms}^+ & 0 & \omega_{ms}^- I_{ms}^- \\ 0 & \omega_{ms}^- I_{ms}^- & 0 & \omega_{ms}^+ I_{ms}^+ \\ \omega_{ms}^- I_{ms}^- & 0 & -\omega_{ms}^+ I_{ms}^+ & 0 \\ \omega_{ms}^+ I_{ms}^+ & 0 & \omega_{ms}^- I_{ms}^- & 0 \\ \omega_{ms}^- I_{ms}^- & 0 & V_s^+ & 0 \\ 0 & -\omega_{ms}^- I_{ms}^- & 0 & \omega_{ms}^+ I_{ms}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ms}^+ - I_{r\_d}^+ \\ I_{r\_q}^+ \\ (I_{ms}^- - I_{r\_d}^-) \\ I_{r\_q}^- \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

Comme le montrent le système (3.38), les puissances active et réactive du stator sont entièrement indépendantes ; leur contrôle s'effectue en agissant sur les composantes des courants rotoriques  $I_{r\_d}^+$  et  $I_{r\_q}^+$  respectivement et ceci de la même façon dans le cas où le réseau de distribution est équilibré en tension.

La détermination des valeurs de référence correspondantes aux composantes des courants rotoriques directe et en quadrature  $I_{r\_d}^+$ ,  $I_{r\_q}^+$ ,  $I_{r\_d}^-$  et  $I_{r\_q}^-$  relatives aux deux séquences positive et



La méthode de compensation de pôles avec le zéro est adoptée pour la synthèse du régulateur [102]. Dans ce cas l'expression de la  $FTBO$  précédente devient :

$$FTBO = k_{ir} \left( \frac{1 + \frac{k_{pr}}{k_{ir}} s}{s} \right) \left( \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \frac{\sigma L_r}{R_r} s} \right) \quad (3.43)$$

Afin d'éliminer le zéro de la  $FTBO$ , on doit avoir :

$$\frac{k_{pr}}{k_{ir}} = \frac{\sigma L_r}{R_r} \quad (3.44)$$

Ceci entraîne :

$$FTBO = \frac{k_{ir}}{R_r s} \quad (3.45)$$

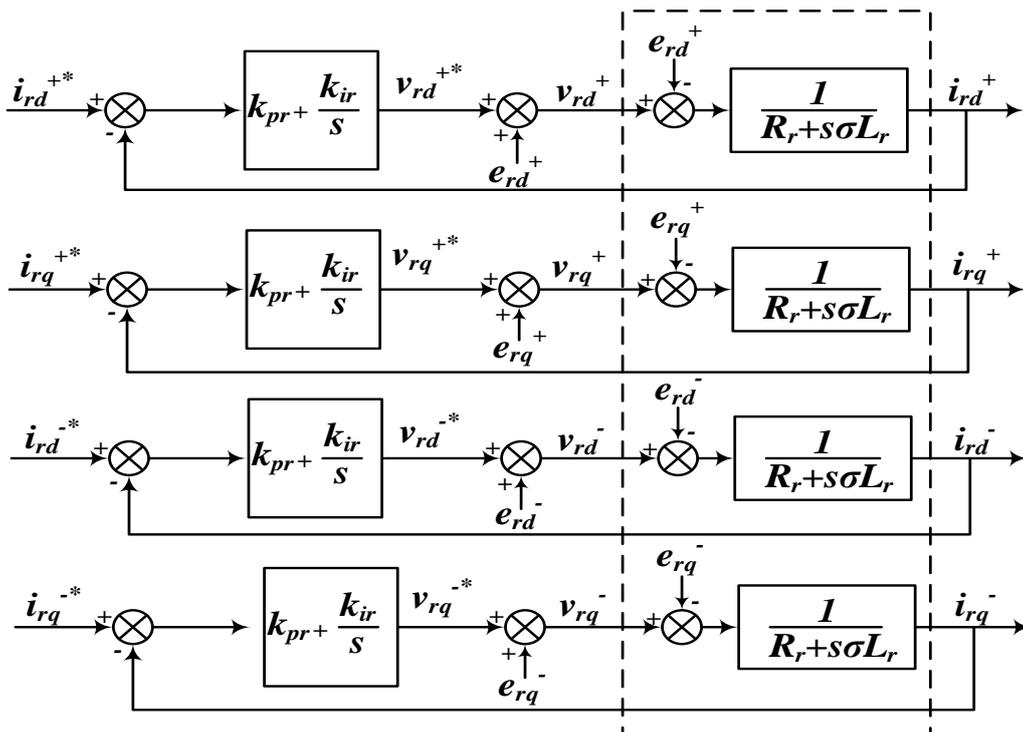
Dans ces conditions, la fonction de transfert en boucle fermée  $FTBF$  devient :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \frac{R_r}{k_{ir}} s} \quad (3.46)$$

Nous pouvons exprimer les coefficients des correcteurs  $PI$  en fonction de la valeur désirée du temps de réponse  $\tau_r$ , soit :

$$\begin{cases} k_{ir} = \frac{R_r}{\tau_r} \\ k_{pr} = \frac{\sigma L_r}{\tau_r} \end{cases} \quad (3.47)$$

La valeur de la constante  $\tau_r$  est généralement fixée selon le temps de réponse désiré. La régulation des boucles des courants rotorique est présentée à la figure 3.5.



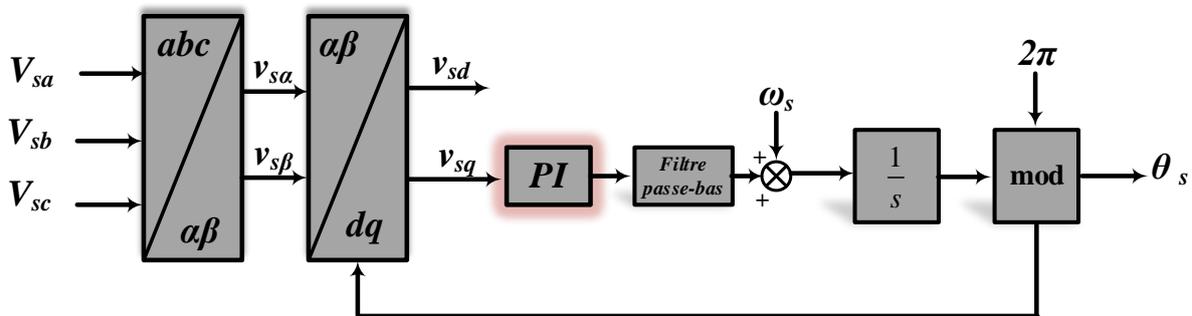
**Fig.3.5.** Boucles de contrôle des composantes des courants rotorique directe et inverse,

### 3.3.c. Détermination de la phase initiale des tensions du réseau :

La synchronisation précise du réseau est une condition préalable à la commande en cas d'un réseau équilibré ou non. Cette synchronisation est généralement réalisée par une boucle à verrouillage de phase (PLL pour « Phase Locked Loop ») dont les principales variantes ont été présentées au deuxième chapitre.

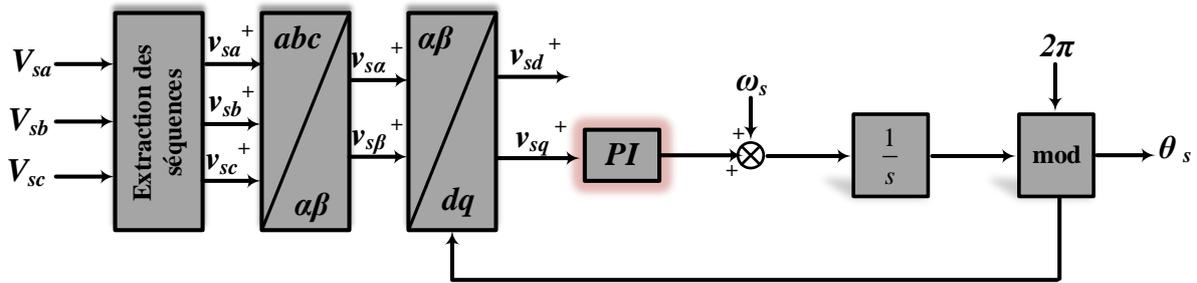
La méthode SRF-PLL (Synchronous Reference Frame PLL) qui est initialement conçue pour un réseau équilibré peut être exploitée pour le cas d'un réseau déséquilibré et ceci grâce à une séparation correcte des séquences positives et négatives. Comme chacune de ces séquences présente en elle-même un système équilibré, donc, le calcul de la phase  $\theta$  peut être effectué au moyen de n'importe quelle méthode de synchronisation existante dans la littérature relative aux systèmes équilibrés.

Il existe deux types de PLL qui sont fréquemment utilisés pour avoir la valeur instantanée de la phase  $\theta$  ; le premier type consiste à réguler cette phase à sa référence moyennant un régulateur PI muni d'un filtre passe-bas (Fig. 3.6), si la fréquence de coupure de ce filtre est inférieure au double de la pulsation du réseau  $\omega_s$  alors la sortie du filtre passe-bas ne contient que des composantes continues et les oscillations correspondantes seront éliminées. Cependant, l'utilisation de ce type de filtres dans la boucle de l'asservissement sera associée à une réponse dynamique plus lente du système et une erreur de calcul de la phase va prendre naissance surtout lors de l'apparition d'éventuelles perturbations [97].



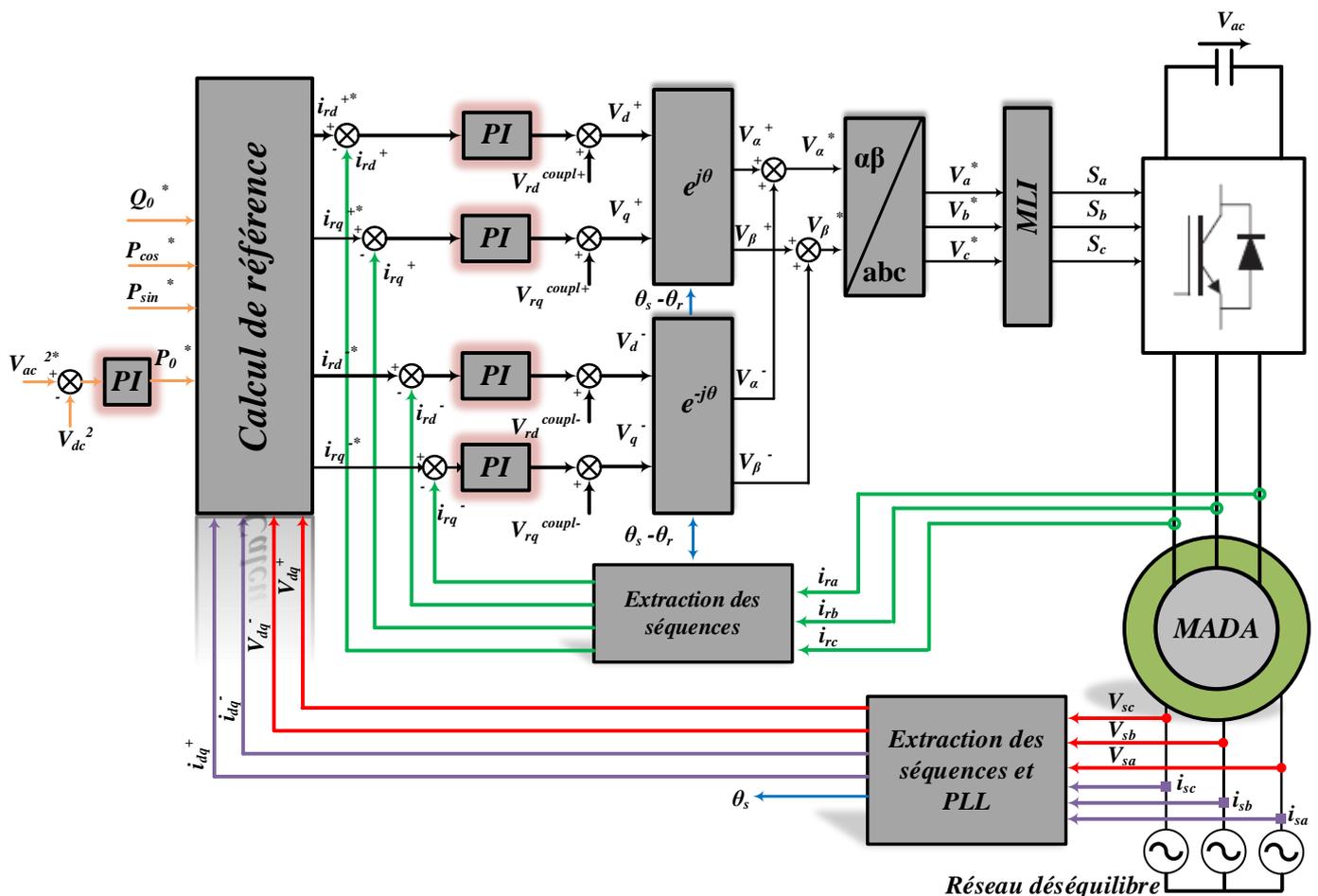
**Figure.3.6.** Structure d'une SRF-PLL munie d'un filtre passe-bas.

Le deuxième type qui est déjà présenté au deuxième chapitre, exige la décomposition du système de tensions triphasé déséquilibré en séquence positive et séquence négative, ensuite seule la séquence positive sera utilisée comme entrée de la PLL comme le montre la Figure (3.7). Dans ces conditions, la boucle SRF-PLL va opérer de la même façon d'un réseau équilibré [103]. Pour déterminer les valeurs des paramètres du contrôleur PI, voir l'annexe C.



**Figure. 3.7.** Structure d'une SRF-PLL avec extraction des séquences positive et négative.

Le schéma de principe du control du convertisseur côté rotor (CCM) est illustré sur la figure (3.8). La commande emploie deux boucles de régulation de courants par séquence (deux régulateurs pour la séquence positive et deux régulateurs pour la séquence négative).



**Figure.3.8.** Schéma global de la commande de la MADA relatif à un réseau déséquilibré,

### 3.4. Validation par simulation numérique de la stratégie de contrôle proposée :

Avant de procéder à la validation expérimentale de la stratégie du contrôle proposée de la MADA, nous avons simulé cette approche sous l'environnement de simulation Matlab/Simulink. La machine à induction utilisée à cet effet est celle dont les paramètres ont été identifiés au premier chapitre (Tableaux 3.1 et 3.2).

Paramètre	Valeur
Puissance nominale $P_N$ , [kW]	1.5
Tension nominale $V_N$ , [V]	220
Fréquence nominale $f_N$ , [Hz]	50
Nombre de paires de pôles	2
Vitesse nominale [tr/min]	1420
$\cos\varphi$	0.82

**Tableau.3.1.** La plaque signalétique du moteur asynchrone à rotor bobiné

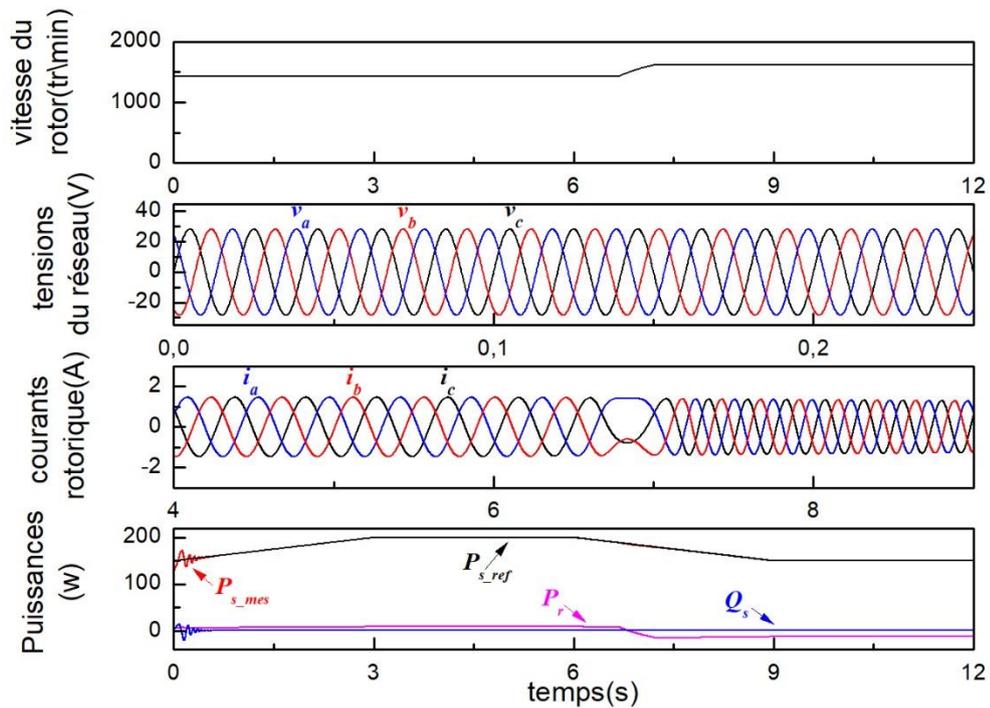
Paramètre	Valeur
La résistance statorique $R_s$	4.700 $\Omega$
L'inductance cyclique statorique $L_s$	0.393 H
La résistance statorique $R_r$	0.500 $\Omega$
L'inductance cyclique rotorique $L_r$	0.023 H
L'inductance mutuelle stator/rotor $L_m$	0.089 H

**Tableau 3. 2.** Paramètres de la machine identifiés par les essais conventionnels

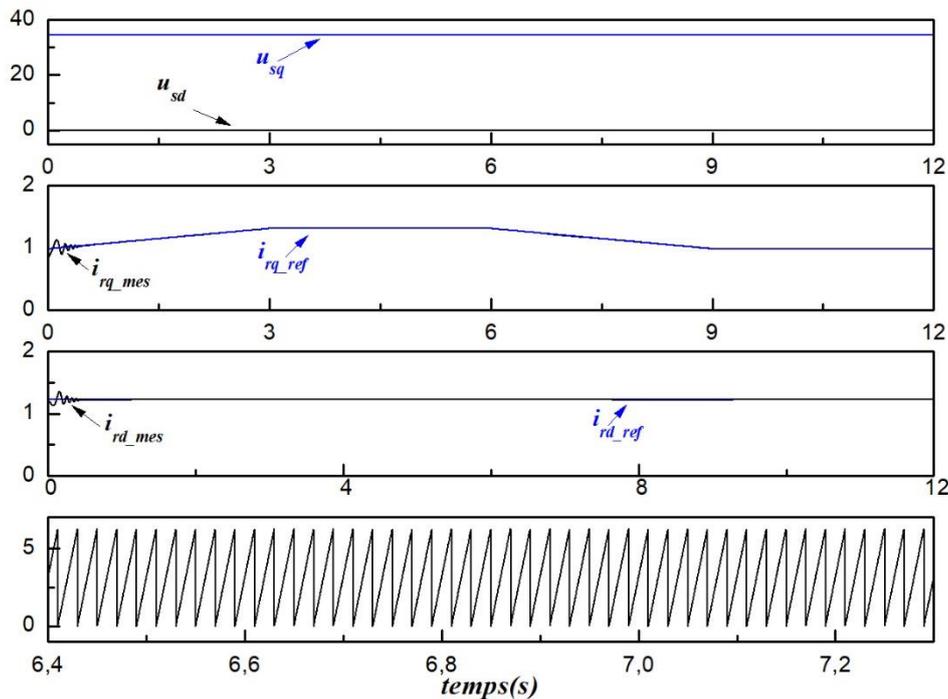
Nous avons commencé par simuler le fonctionnement du système de conversion considéré dans le cas où le réseau ne présente aucun déséquilibre et ceci lors d'une transition du régime hypo synchrone vers le régime hyper synchrone ; le rotor de la MADA est entraîné à une vitesse de 1350 tr/min (hypo synchrone) jusqu'à l'instant 0 à 6.7s puis à une vitesse de 1700 tr/min (hyper synchrone).

La 3<sup>ème</sup> figure de la figure 3.9 montre l'évolution des courants rotoriques de la MADA lors de cette transition, on assiste donc à un inversement de l'ordre des phases de ces courants dès que la vitesse du rotor atteint la vitesse synchrone (1500 tr/min).

La dernière figure de la figure 3.9 représente la variation de la puissance active au stator  $P_s$  envoyée au réseau et sa consigne, la puissance réactive au stator  $Q_s$  maintenue égale à zéro ainsi que et la puissance active au niveau rotor  $P_r$  ; en mode hypo synchrone la puissance active au niveau du rotor  $P_r$  est positive, c'est-à-dire que le rotor absorbe de la puissance du réseau. En mode d'hyper synchronisme, la puissance  $P_r$  devient négative ce qui indique que la MADA est entrain de fournir une puissance active et par son stator et par son rotor à la fois. Rappelons que la puissance  $P_r$  reste proportionnelle à la puissance  $P_s$  ; le facteur de proportionnalité étant le glissement. La puissance réactive  $Q_s$  est maintenue à zéro pour assurer un facteur de puissance unitaire côté stator dans le but d'améliorer la qualité de l'énergie renvoyée vers le réseau.



**Figure.3.9.** Du haut en bas : la vitesse du rotor ( $tr/min$ ), les tensions équilibrées du réseau, les courants rotoriques et les puissances active et réactive statoriques ainsi que la puissance active du rotor,



**Figure.3.10.** Du haut en bas : les composantes de la tension statorique, les composantes des courants rotoriques directe et en quadrature et leurs références ainsi que l'angle du vecteur courant magnétisant  $\theta_s$ .

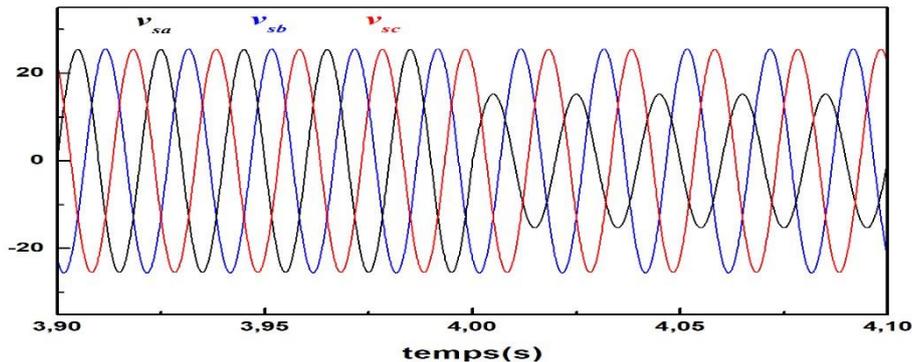
La première ligne de la figure 3.10 illustre l'évolution des deux composantes de la tension statorique directe  $u_{sd}$  qui est nulle et inverse  $u_{sq}$  qui est constante. De ce fait, nous concluons que la boucle  $PLL$  a parfaitement fonctionné. Cela permet donc d'avoir une bonne orientation du

repère ( $dq$ ) suivant le vecteur courant magnétisant. C'est de la qualité de cette orientation que va dépendre le succès de la régulation des courants rotoriques et par conséquent celle des puissances active et réactive.

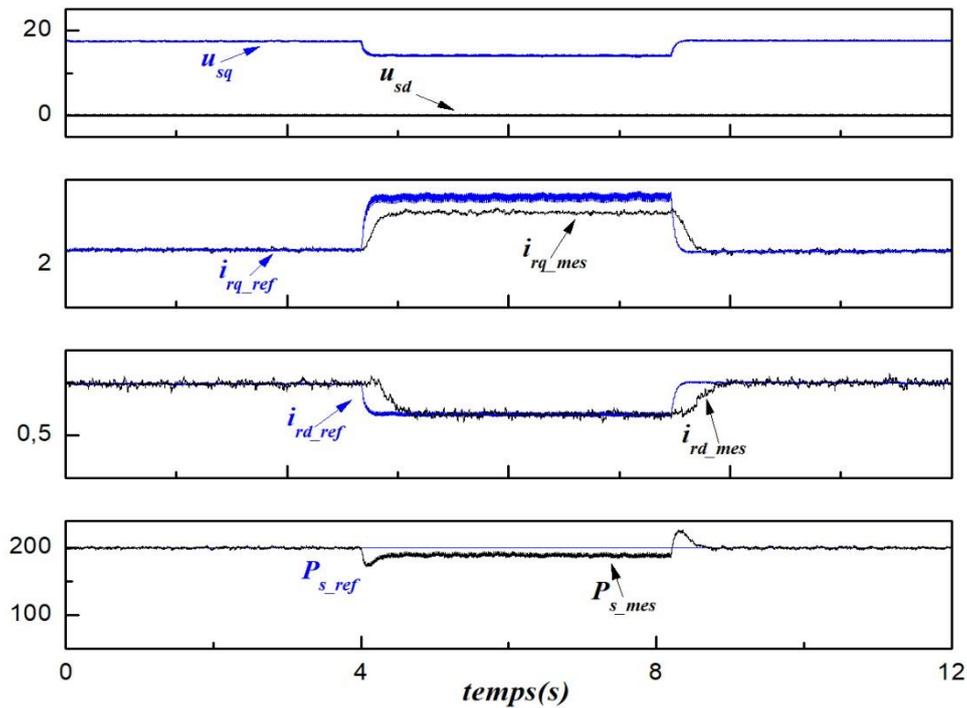
Afin de mieux évaluer la capacité de la stratégie de contrôle proposée des puissances de la MADA, nous avons imposé pour la puissance active  $P_s$  une consigne de la forme d'un créneau variant entre 150 et 200 W. La réponse du système de contrôle des courants rotoriques (deuxième et troisième ligne de la figure (3.10) de la MADA à cette exigence est très appréciable en termes de rapidité et de précision.

Rappelons que cette stratégie de contrôle n'est conçue que pour un réseau équilibré en tension. Afin de vérifier les limites de cette technique en cas d'un réseau déséquilibré, nous allons dans un premier temps conserver cette solution et provoquer un déséquilibre d'alimentation la figure (3.11) avec les mêmes consignes de puissances active et réactive. Par la suite, nous allons faire recours à la stratégie de contrôle proposée dans ce chapitre afin de s'assurer de la validité de cette dernière et sa supériorité par rapport à celle conventionnelle.

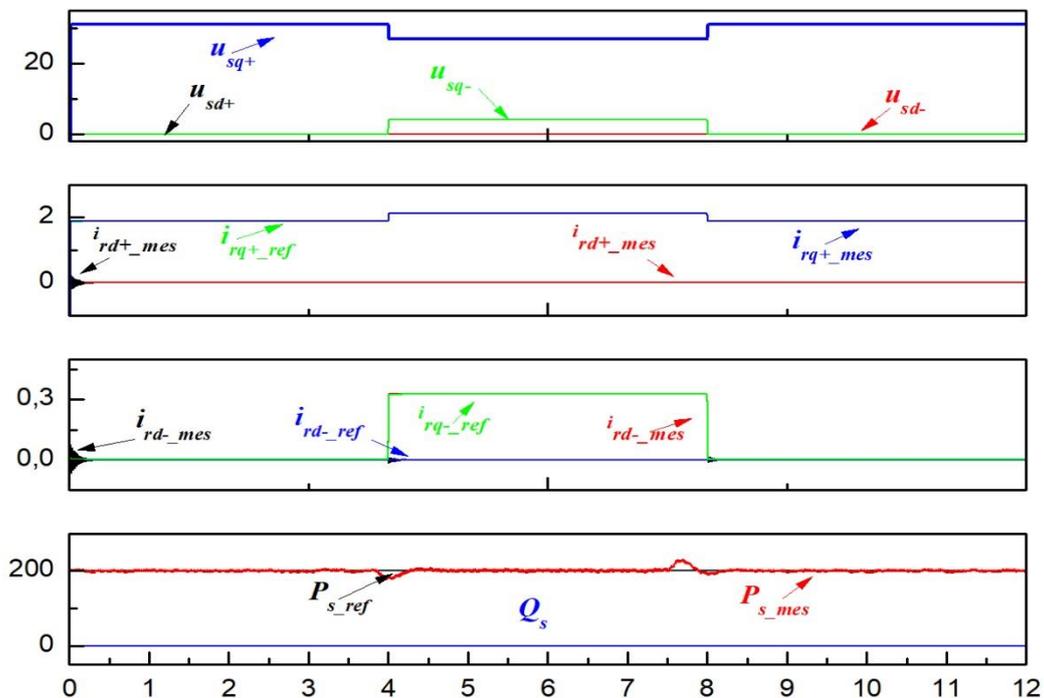
Le déséquilibre de tension adopté concerne la première phase qui est affectée par une chute de tension brusque de 40% introduite à  $t=4s$  et qui subsiste pendant 4s. Durant cette simulation, on considère que la machine fonctionne en mode hyper synchrone.



**Figure.3.11.** Le déséquilibre de tension provoqué.



**Figure.3.12.** Du haut en bas : les composantes de la tension statorique, les composantes des courants rotoriques directe et en quadrature et leurs références ainsi que les puissance active statorique (stratégie de la CV ne tenant pas compte le déséquilibre du réseau).



**Figure.3.13.** Du haut en bas : les composantes de la tension statorique, les composantes des courants rotoriques directe et en quadrature et leurs références ainsi que les puissance active statorique (stratégie de la CV proposée).

Les figures 3.12 et 3.13 montrent clairement que la stratégie de commande proposée qui est basée sur la décomposition du système réel déséquilibré en deux systèmes équilibrés est nettement meilleure par rapport à la commande conventionnelle lors de la survenue d'un déséquilibre des tensions du réseau. En se contentant de la commande conventionnelle, les courants rotoriques ( $i_{rq}; i_{rd}$ ) ne parviennent pas à suivre les références correspondantes induisant ainsi des erreurs statiques importantes relatives à la régulation des puissances active  $P_s$  et réactive  $Q_s$ . De plus, elles contiennent d'importantes oscillations dont l'effet peut être néfaste pour le fonctionnement du système global de conversion.

La première ligne de la figure (3.13) illustre les composantes directes et celles en quadrature des séquences positive et négative ( $v_{sd}^+; v_{sq}^+$ ) et ( $v_{sd}^-; v_{sq}^-$ ) respectivement, nous pouvons remarquer que les composantes directes sont toutes les deux nulles ce qui prouve l'efficacité du type de PLL utilisé. On remarque également que la séquence négative n'apparaît que durant la période de régime déséquilibré (de 4s à 8s), de plus toutes les composantes sont des quantités parfaitement continues et ceci essentiellement dû à la bonne qualité d'extraction des séquences positives et négatives caractérisant le système déséquilibré réel.

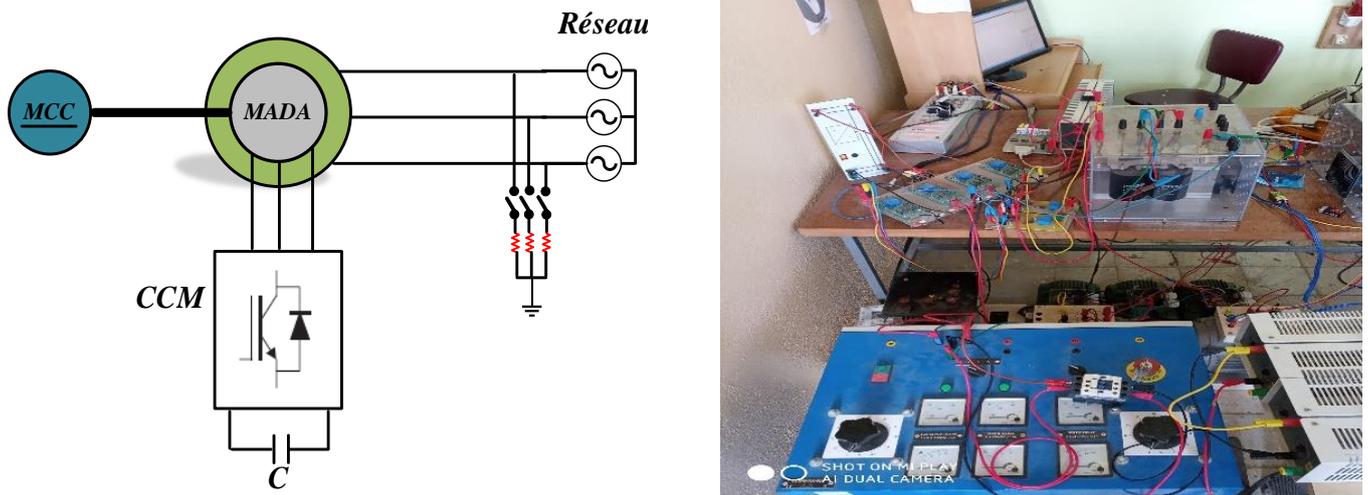
La deuxième et la troisième lignes de la figure (3.13.) montrent l'évolution des composantes directes et celles en quadrature relatives aux séquences positive et négatives ( $i_{rd}^+; i_{rq}^+$ ) et ( $i_{rd}^-; i_{rq}^-$ ) respectivement caractérisant les courants rotoriques de la MADA. Nous constatons que les courants de la séquence négative présentent des valeurs relativement nulles ce qui traduit l'élimination de l'effet de la naissance de la séquence négative relative à l'apparition du déséquilibre asymétrique provoqué.

La dernière ligne de la figure (3.13) montre les allures des puissances active  $P_s$  et réactive pour des consignes de 200W et 0Var respectivement. Nous pouvons confirmer que les deux puissances suivent parfaitement leurs références et restent insensibles au défaut de déséquilibre produit. Nous pouvons noter également que les fluctuations que présente la puissance  $P_s$  effectivement injectée au réseau lors de l'emploi de la commande conventionnelle sont réduites d'une manière très significative.

### 3.5. Validation expérimentale de la stratégie de contrôle proposée :

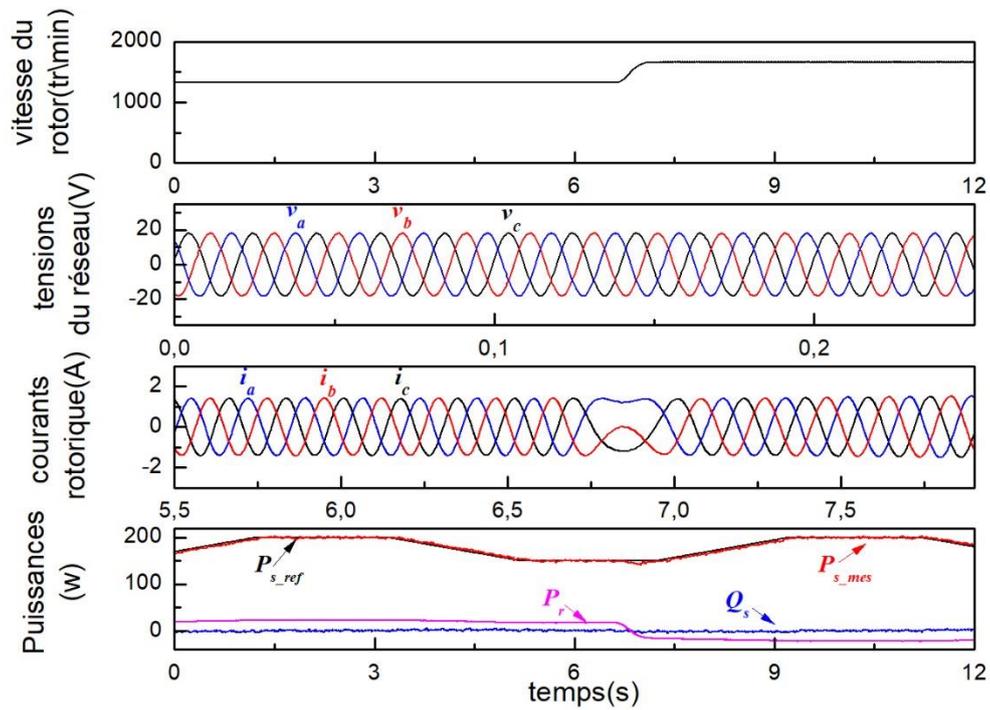
Afin de valider expérimentalement les résultats obtenus par simulation, nous avons monté un banc d'essai expérimental. Ce dernier est constitué d'une MADA (dont l'identification paramétrique a été effectuée en premier chapitre) qui est couplée mécaniquement à un moteur à courant continu à excitation séparée pouvant entraîner le rotor de la MADA à des vitesses supérieures à celle de synchronisme. Le convertisseur côté rotor (CCM) assurant le contrôle des courants rotoriques est un onduleur de marque SEMIKRON de 3 kVA doté d'un condensateur de capacité équivalente de 1100  $\mu F$ . Cependant les enroulements statoriques sont connectés au réseau de distribution via un autotransformateur dont le rôle est d'abaisser la tension du réseau à un niveau nécessaire pour l'établissement du courant magnétisant à sa valeur nominale. Le côté continu du CCM est alimenté par une tension continue variable qui sera capable de suffire les consignes des courants rotoriques. Cette alimentation continue sera remplacée par un autre onduleur plus puissant que le premier appelé convertisseur côté réseau (CCR) à partir du réseau à travers trois filtres RL identiques. La commande du CCR sera détaillée au prochain chapitre même

en cas d'un déséquilibre. Des capteurs de tension à effet HALL LEM LV 25-P ont été prévus pour l'acquisition des tensions déséquilibrées du réseau. Pour la mesure des courants statoriques et rotoriques, des capteurs courant à effet HALL LEM LTS 25NP ont été utilisés. La création du déséquilibre du réseau d'alimentation est effectuée au moyen des résistances variables de  $30 \Omega / 6A$  placées en parallèle avec la phase siège du défaut (Figure 3.14).

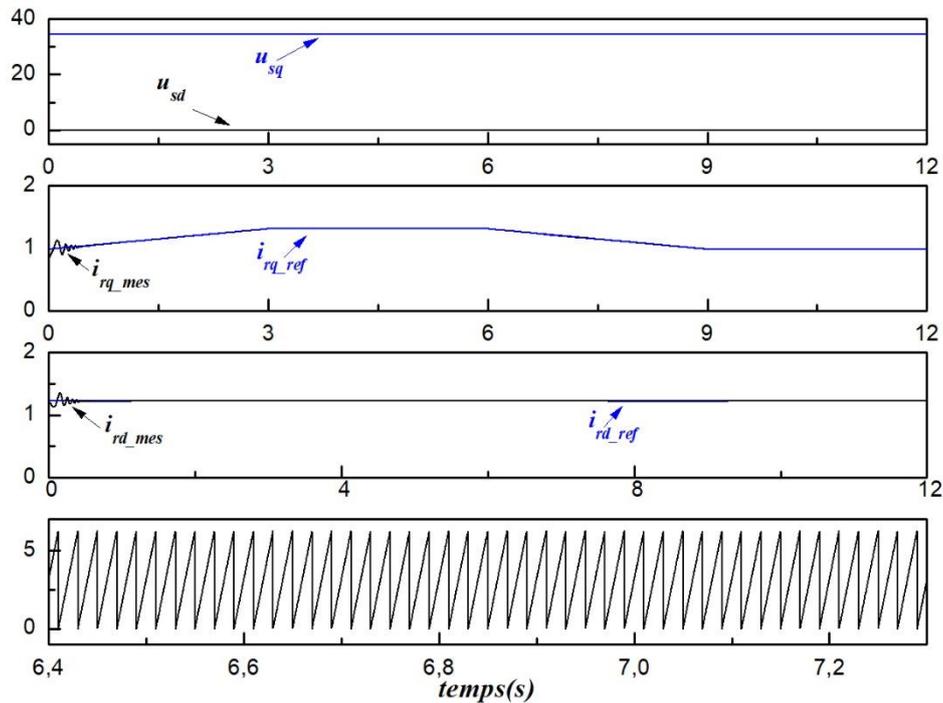


**Figure.3.14.** Schéma synoptique avec la photo du dispositif expérimental

Pour des raisons d'objectivité, les différents tests déroulés au laboratoire ont été effectués intentionnellement dans les mêmes conditions que celles adoptées lors des essais de simulation (mode opératoire, ordre de grandeurs, type de défaut, vitesse d'entraînement...etc.), et ceci afin de pouvoir faire des comparaisons et en tirer des conclusions.



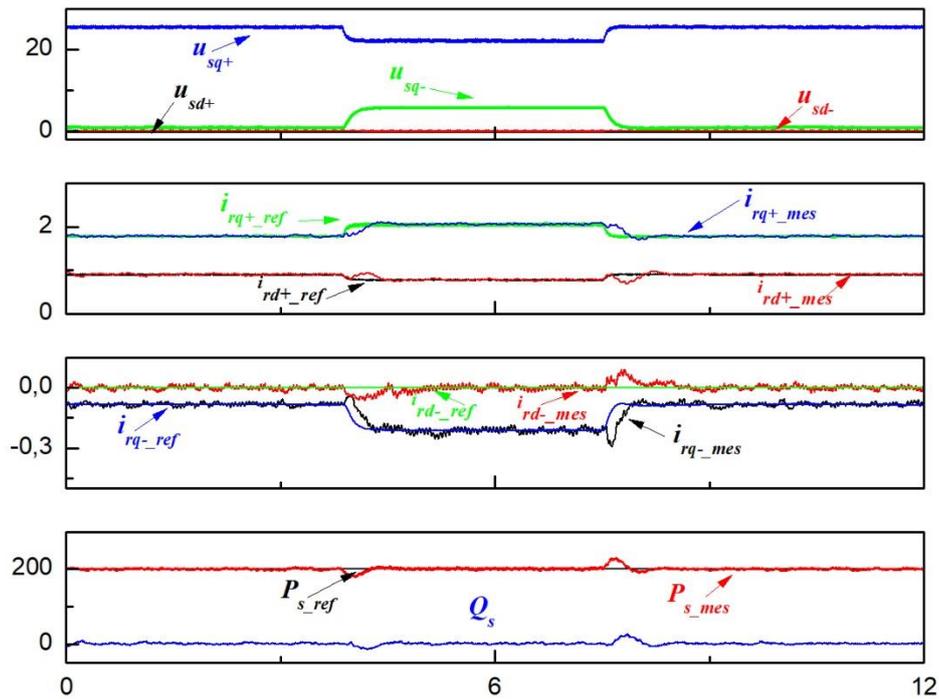
**Figure.3.15.** Du haut en bas : la vitesse du rotor ( $tr/min$ ), les tensions équilibrées du réseau, les courants rotoriques et les puissances active et réactive statoriques ainsi que la puissance active du rotor,



**Figure.3.16.** Du haut en bas : les composantes de la tension statorique, les composantes des courants rotoriques directe et en quadrature et leurs références ainsi que l'angle du vecteur courant magnétisant  $\theta_s$ .

Les figures (3.15 et 3.16) présentent le contrôle du système étudié en régime équilibré, nous remarquons que ces résultats sont très proches de ceux de la simulation.

La première ligne de la figure 3.16 illustre l'évolution des deux composantes de la tension statorique directe  $u_{sd}$  et inverse  $u_{sq}$ . L'algorithme de la PLL utilisé a permis d'avoir une tension directe nulle et une en quadrature constante conduisant ainsi à une parfaite orientation du repère ( $dq$ ) suivant le vecteur courant magnétisant. Les deux composantes biphasées des courants rotoriques sont à leur tour parfaitement asservis à leurs valeurs de référence imposées par celles des puissances active et réactive statoriques.



**Figure.3.17.** Du haut en bas : les composantes de la tension statorique, les composantes des courants rotoriques directe et en quadrature et leurs références ainsi que les puissance active statorique (stratégie de la CV proposée).

D'une manière analogue à l'étude du déséquilibre par simulation, la première ligne de la figure (3.17.) montre l'évolution des composantes directes et celles en quadrature des séquence positive et négative ( $v_{sd}^+; v_{sq}^+$ ) et ( $v_{sd}^-; v_{sq}^-$ ) respectivement. Grâce à la PLL mise en place, les composantes directes des deux les séquences sont maintenues nulles.

La deuxième et la troisième ligne de la figure (3.17.) présentent la bonne réponse des composantes directes et celles en quadrature relatives aux séquences positive et négatives ( $i_{rd}^+; i_{rq}^+$ ) et ( $i_{rd}^-; i_{rq}^-$ ) concernant les consignes des puissance active et réactive désirées suite à l'apparition du déséquilibre mentionné. Nous pouvons dire que l'objectif du contrôle a été réalisé avec succès avec une réduction notable des oscillations que manifestent les puissances statoriques.

### 3.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande du convertisseur qui assure l'alimentation des enroulements rotoriques de la MADA afin d'asservir les différentes composantes des courants à leurs grandeurs de référence et ceci en présence d'un déséquilibre asymétrique de la tension du réseau électrique. Afin de tenir compte des effets relatifs à ce déséquilibre sur la commande de la MADA, il était nécessaire de mener une modélisation de cette machine en considérant le système direct et celui inverse à la fois. Les lois de commande relatives à chaque système et qui sont régies par les exigences de l'orientation du flux magnétisant statorique, ont été superposées afin d'avoir les tensions rotoriques réelles pouvant assurer le contrôle des puissances statoriques transmises au réseau présentant une asymétrie de tension. Cette tâche n'aurait pas pu être réussie sans une exacte extraction des deux séquences de tension directe et inverse. Nous soulignons ici l'importance monumentale du type de la stratégie d'extraction utilisé. Les résultats de simulation et expérimentaux montrent que la stratégie de la commande proposée assure à la fois un découplage de contrôle des puissances statoriques par rapport à chaque séquence, une bonne poursuite des valeurs de consignes imposées avec une réduction des oscillations sur les puissances fournies au réseau. De cette façon, la qualité de l'énergie générée se trouve alors nettement améliorée et les effets des contraintes mécaniques exercées sur les différents arbres de transmission seront diminués, ce qui permet d'augmenter leur durée de vie et de réduire les coûts de la maintenance.

## Chapitre V

# Stratégies de contrôle du CCR de la MADA raccordée à un réseau déséquilibré

#### 4.1. Introduction :

Dans ce chapitre, nous allons présenter la stratégie de contrôle requise lorsque le convertisseur côté réseau est connecté à un réseau qui présente des tensions déséquilibrées. Dans ces conditions, la stratégie de contrôle conventionnel (c'est-à-dire la commande vectorielle de base) doit être particulièrement adaptée à ce problème, puisque ce type de perturbation engendrera des oscillations dans les grandeurs électriques (les courants et la tension de bus continu) suite à la présence de la séquence négative [97,104]. Le contrôle de convertisseur côté réseau est conçu de manière à réduire au minimum les oscillations sur la tension de bus continu.

#### 4.2. Commande vectorielle du CCR en cas d'un réseau déséquilibré :

##### 4.2.a. Modélisation du CCR en cas d'un réseau déséquilibré :

Il existe plusieurs techniques pour contrôler le convertisseur côté réseau CCR [105]. Dans notre travail, nous nous limiterons à une technique simple qui consiste à appliquer le principe de la commande vectorielle d'une manière similaire à celle utilisée pour la commande des machines à courant alternatif. En fait, le contrôle de ce convertisseur offre deux entrées supplémentaires de commande : la tension du rail continu  $U_{dc}$  peut être maintenue à une valeur constante via le contrôle de la composante directe du courant du réseau  $i_d$ , et la puissance réactive peut être contrôlée par la composante en quadrature  $i_q$  du courant de réseau.

La figure (4.1) illustre une structure à deux niveaux pour ce convertisseur : le côté continu est relié au rail continu alimentant le convertisseur rotorique, tandis que le côté alternatif est directement relié au réseau via un filtre ( $R_f$ - $L_f$ ) qui peut présenter un déséquilibre de tension.

En appliquant la loi des mailles au côté alternatif :

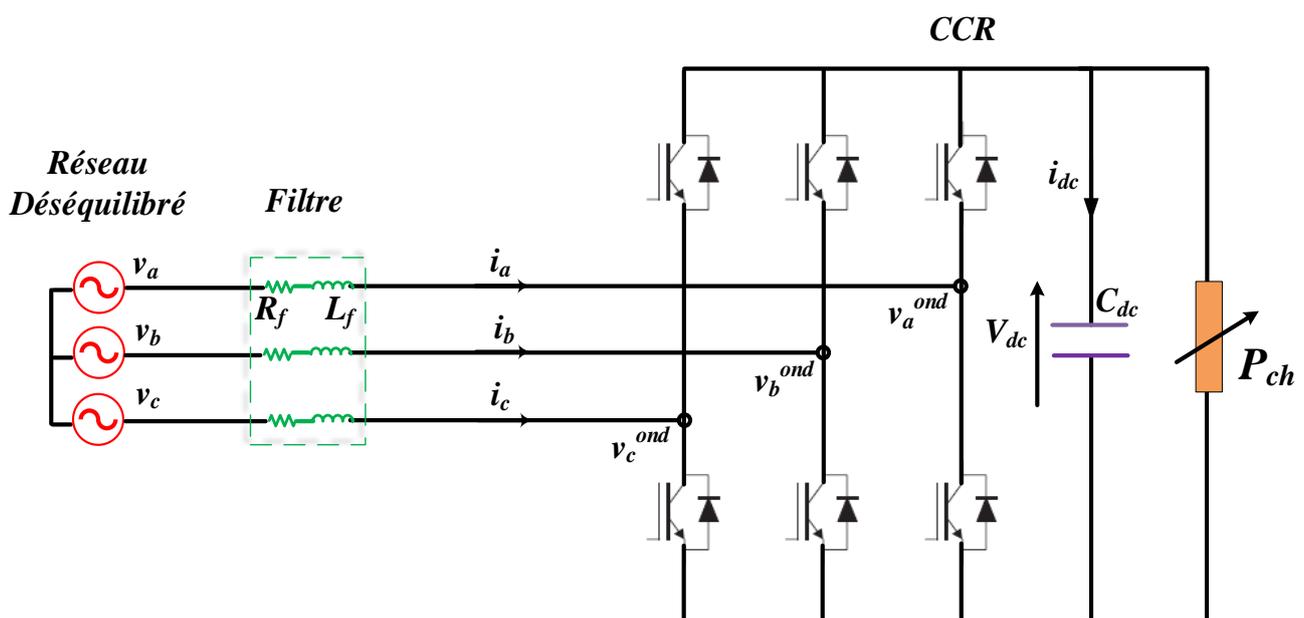


Figure 4.1. Structure du convertisseur côté réseau CCR.

En appliquant la loi des mailles au côté alternatif, Les équations de tensions de convertisseur côté du réseau électrique peuvent s'écrire comme suit [96]:

$$[v_{abc}] = [R_f][i_{abc}] + [L_f] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + [v_{abc}^{ond}] \quad (4.1)$$

Avec:

$$[v_{abc}] = [v_a \quad v_b \quad v_c], [i_{abc}] = [i_a \quad i_b \quad i_c], [R_f] = R_f \times I_{3 \times 3}, [L_f] = L_f \times I_{3 \times 3},$$

$$[v_{abc}^{ond}] = [v_a^{ond} \quad v_b^{ond} \quad v_c^{ond}].$$

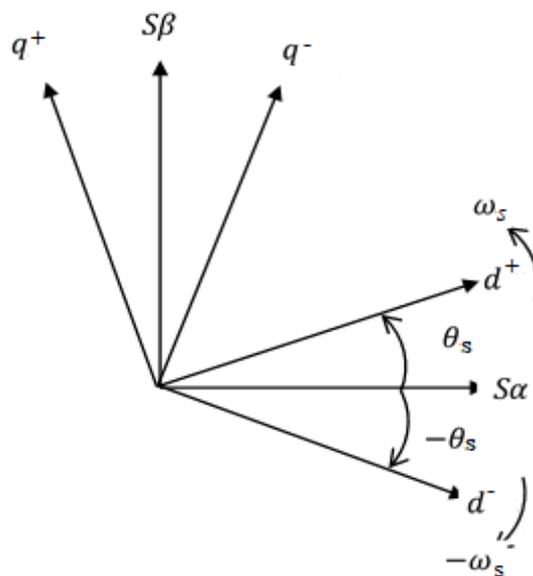
Dans le référentiel synchrone ( $dq$ ) tournant à la vitesse  $\omega_s$  et si le conducteur du neutre n'est pas relié, l'équation (4.1) peut s'écrire grâce à transformation triphasé/biphasé comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = [R_f] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + [L_f] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L_f \omega_g \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d^{ond} \\ v_q^{ond} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Cependant, l'équation du bus continu est donnée par :

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{rotor} - i_{dc} \quad (4.3)$$

Dans le cas d'un système triphasé déséquilibré sans neutre dont la pulsation de ses grandeurs est  $\omega_s$ , ce système peut être décomposé en deux séquences équilibrées ; la séquence positive ou directe et tourne dans le même sens que celui du système équilibré avec la vitesse angulaire  $\omega_s$ , et la séquence négative ou inverse qui tourne dans le sens opposé avec la vitesse angulaire  $-\omega_s$ . Pour un système triphasé déséquilibré donné, la figure (4.2) illustre la relation entre le référentiel stationnaire ( $\alpha\beta$ ) et les deux référentiels synchrones ( $dq^+$ ) et ( $dq^-$ ) correspondant respectivement aux deux séquences positives et négatives.



**Figure 4.2.** Relation entre les référentiels ( $dq^+$ ), ( $dq^-$ ) et le référentiel stationnaire ( $\alpha\beta$ ),

Dans le cas où le réseau triphasé considéré présente un déséquilibre de tension, alors l'équation (4.1) sera décomposée en deux systèmes de tension triphasés positifs et négatifs équilibrés que [97] :

$$\begin{cases} [v_{abc}^+] = [R_f][i_{abc}^+] + [L_f] \frac{d}{dt} [i_{abc}^+] + [v_{abc}^{ond+}] \\ [v_{abc}^-] = [R_f][i_{abc}^-] + [L_f] \frac{d}{dt} [i_{abc}^-] + [v_{abc}^{ond-}] \end{cases} \quad (4.4)$$

Dans les référentiels synchrones  $(dq^+)$ ,  $(dq^-)$  tournant aux vitesses  $\omega_s$  et  $-\omega_s$  respectivement et si le conducteur du neutre n'est pas relié, l'équation (4.4) s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_d^+ \\ v_q^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f & 0 \\ 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_f & 0 \\ 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{bmatrix} + L_f \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d^{ond+} \\ v_q^{ond+} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_d^- \\ v_q^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f & 0 \\ 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_f & 0 \\ 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d,n} \\ i_{q,n} \end{bmatrix} - L_f \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d,n} \\ i_{q,n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d^{ond-} \\ v_q^{ond-} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4.5)$$

#### 4.2.b. Application de la commande vectorielle à la commande des courants déséquilibrés traversant les filtres :

L'équation (4.6) peut-être réarrangée sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \begin{cases} v_d^+ = R_f i_d^+ + L_f \frac{di_d^+}{dt} - L_f \omega_s i_q^+ + v_d^{ond+} \\ v_q^+ = R_f i_q^+ + L_f \frac{di_q^+}{dt} + L_f \omega_s i_d^+ + v_q^{ond+} \end{cases} \\ \begin{cases} v_d^- = R_f i_d^- + L_f \frac{di_d^-}{dt} - L_f \omega_s i_q^- + v_d^{ond-} \\ v_q^- = R_f i_q^- + L_f \frac{di_q^-}{dt} + L_f \omega_s i_d^- + v_q^{ond-} \end{cases} \end{cases} \quad (4.6)$$

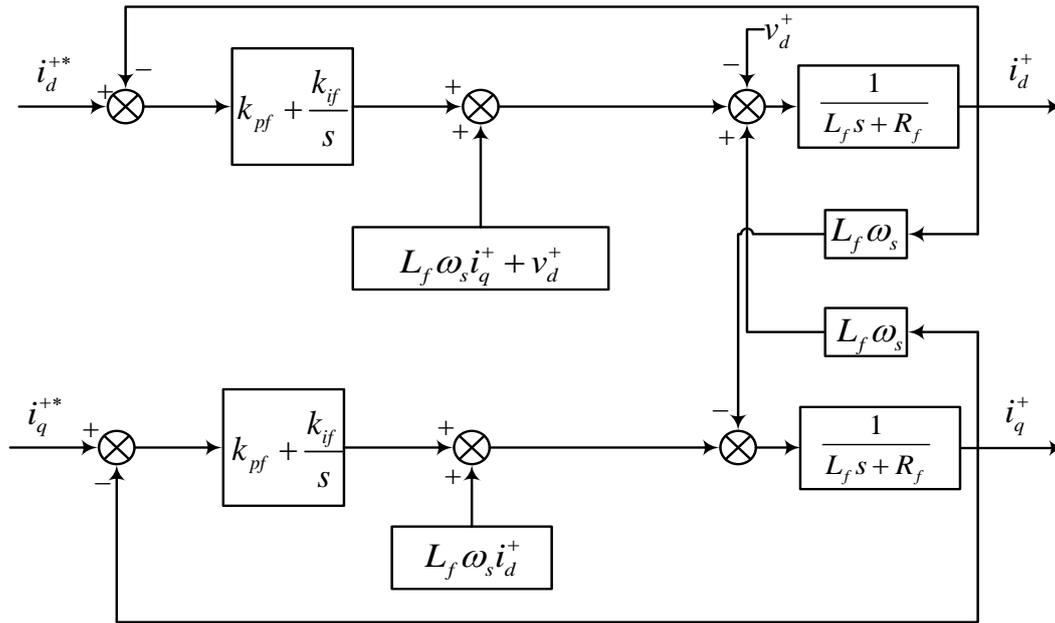
A partir de l'équation (4.6) nous pouvons tirer les quatre composantes des tensions directes et inverses à délivrer par l'onduleur afin de contrôler les courants triphasés déséquilibrés fournis par le réseau. Ces tensions de commande sont exprimées par :

$$\begin{cases} \begin{cases} v_d^{ond+} = - \left( R_f i_d^+ + L_f \frac{di_d^+}{dt} \right) + L_f \omega_s i_q^+ + v_d^+ \\ v_q^{ond+} = - \left( R_f i_q^+ + L_f \frac{di_q^+}{dt} \right) - L_f \omega_s i_d^+ + v_q^+ \end{cases} \\ \begin{cases} v_d^{ond-} = - \left( R_f i_d^- + L_f \frac{di_d^-}{dt} \right) - L_f \omega_s i_q^- + v_d^- \\ v_q^{ond-} = - \left( R_f i_q^- + L_f \frac{di_q^-}{dt} \right) + L_f \omega_s i_d^- + v_q^- \end{cases} \end{cases} \quad (4.7)$$

En examinant les quatre équations du système (4.8), nous remarquons que ces dernières contiennent des systèmes du premier ordre en termes des composantes des courants directes et

inverse dont la constante de temps est  $T_f = \frac{L_f}{R_f}$ . Dans les équations (4.8) apparaissent des termes de découplage croisés entre les axes direct et en quadrature relatifs aux séquences directe et inverse respectivement. Ces termes de couplage sont généralement éliminés grâce à une méthode de compensation classique.

La régulation des courants ( $i_d^+, i_q^+, i_d^-, i_q^-$ ) s'effectue en ne tenant pas compte des termes de couplage dans un premier temps, ceux-ci seront rajoutés aux sorties des régulateurs relatifs à chacun pour obtenir les tensions de référence ( $v_d^{ond+*}, v_q^{ond+*}, v_d^{ond-*}, v_q^{ond-*}$ ) à synthétiser par l'onduleur côté CCR.



**Figure 4.3.** Schéma de principe du contrôle vectoriel des courants traversant le filtre RL.

Donc, nous pouvons réécrire l'équation (4.8) sous la forme :

$$\begin{cases} v_d^{ond+*} = -v_d^{reg+} + v_d^{comp+} \\ v_q^{ond+*} = -v_q^{reg+} + v_q^{comp+} \\ v_d^{ond-*} = -v_d^{reg-} + v_d^{comp-} \\ v_q^{ond-*} = -v_q^{reg-} + v_q^{comp-} \end{cases} \quad (4.8)$$

Les sorties des régulateurs ( $v_d^{reg+}, v_q^{reg+}, v_d^{reg-}, v_q^{reg-}$ ) correspondant aux courants ( $i_d^+, i_q^+, i_d^-, i_q^-$ ) respectivement sont donc définies par :

$$\begin{cases} \left\{ \begin{array}{l} v_d^{reg+} = R_f i_d^+ + L_f \frac{di_d^+}{dt} \\ v_q^{reg+} = R_f i_q^+ + L_f \frac{di_q^+}{dt} \end{array} \right. \\ \left\{ \begin{array}{l} v_d^{reg-} = R_f i_d^- + L_f \frac{di_d^-}{dt} \\ v_q^{reg-} = R_f i_q^- + L_f \frac{di_q^-}{dt} \end{array} \right. \end{cases} \quad (4.9)$$

Cependant, les termes de couplage ( $v_d^{comp+}, v_q^{comp+}, v_d^{comp-}, v_q^{comp-}$ ) se définissent par :

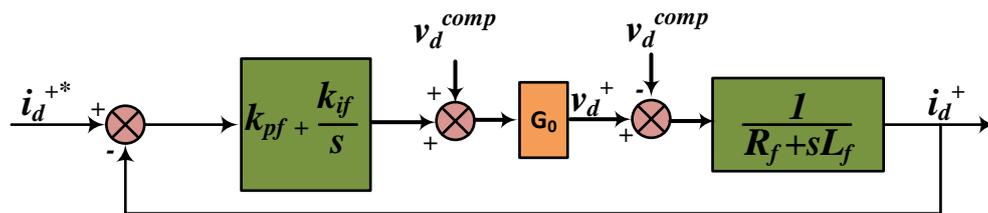
$$\begin{cases} \left\{ \begin{array}{l} v_d^{comp+} = L_f \omega_s i_q^+ + v_d^+ \\ v_q^{comp+} = -L_f \omega_s i_d^+ + v_q^+ \end{array} \right. \\ \left\{ \begin{array}{l} v_d^{comp-} = -L_f \omega_s i_q^- + v_d^- \\ v_q^{comp-} = L_f \omega_s i_d^- + v_q^- \end{array} \right. \end{cases} \quad (4.10)$$

Les sorties des régulateurs ( $v_d^{reg+}, v_q^{reg+}, v_d^{reg-}, v_q^{reg-}$ ) qui constituent les grandeurs de commande dans le cas où des régulateurs de type PI sont utilisés, on exprime dans le présent cas les quantités de contrôle comme suit :

$$\begin{cases} \left\{ \begin{array}{l} v_d^{reg+} = k_{pf}^+(i_d^{+*} - i_d^+) + k_{if}^+ \int (i_d^{+*} - i_d^+) dt \\ v_q^{reg+} = k_{pf}^+(i_q^{+*} - i_q^+) + k_{if}^+ \int (i_q^{+*} - i_q^+) dt \end{array} \right. \\ \left\{ \begin{array}{l} v_d^{reg-} = k_{pf}^-(i_d^{-*} - i_d^-) + k_{if}^- \int (i_d^{-*} - i_d^-) dt \\ v_q^{reg-} = k_{pf}^-(i_q^{-*} - i_q^-) + k_{if}^- \int (i_q^{-*} - i_q^-) dt \end{array} \right. \end{cases} \quad (4.11)$$

#### 4.2.c. Dimensionnement des régulateurs des courants :

Le régulateur proportionnel intégral (PI) utilisé pour la commande des courants de lignes est simple et facile à mettre en œuvre tout en garantissant des performances très satisfaisantes.



**Figure 4.4.** Boucle de régulation des courants de ligne par un régulateur PI

A titre d'indication, la figure (4.4) présente la boucle d'asservissement du courant  $i_d^+$  dont le système de premier ordre correspondant est donné par la première ligne du système d'équations (4.10). En effet, l'identification de cette équation avec celle de la première ligne de l'équation (4.12), nous aurons :

$$v_d^{reg+} = R_f i_d^+ + L_f \frac{di_d^+}{dt} = k_{pf}^+(i_d^{+*} - i_d^+) + k_{if}^+ \int (i_d^{+*} - i_d^+) dt \quad (4.12)$$

En réécrivant l'équation (4.13) sous la forme de Laplace, nous obtenons :

$$R_f I_d^+(s) + L_f s I_d^+(s) + \left(k_{pf}^+ + \frac{k_{if}^+}{s}\right) I_d^+(s) = \left(k_{pf}^+ + \frac{k_{if}^+}{s}\right) I_d^{+*}(s) \quad (4.13)$$

En considérant le courant de ligne mesuré comme une grandeur de sortie tandis que le courant de référence  $I_d^{+*}(s)$  comme une grandeur d'entrée, ceci conduit à la fonction de transfert de second ordre suivante :

$$\frac{I_d^+(s)}{I_d^{+*}(s)} = \frac{k_{pf}^+ s + k_{if}^+}{s^2 + (R_f + k_{pf}^+)s + L_f + k_{if}^+} \quad (4.14)$$

On obtient des résultats similaires pour les autres composantes des courants.

Afin de déterminer les deux coefficients  $k_{pf}^+$  et  $k_{if}^+$  caractérisant ce régulateur, nous allons identifier le dénominateur du transfert (4.15) à la forme canonique d'un second ordre défini par le couple  $(\omega_n, \xi)$ , soit :

$$s^2 + (R_f + k_{pf}^+)s + L_f + k_{if}^+ = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2 \quad (4.15)$$

Tels que  $\omega_n$  et  $\xi$  désignent la pulsation propre et le coefficient d'amortissement respectivement.

Les valeurs des coefficients  $k_{pf}^+$  et  $k_{if}^+$  recherchées sont données par :

$$\begin{cases} k_{if}^+ = \omega_n^2 - L_f \\ k_{pf}^+ = 2\xi\omega_n - R_f \end{cases} \quad (4.16)$$

Si l'on prend, par exemple, un coefficient d'amortissement unitaire ( $\xi = 1$ ), le second ordre canonique aura donc un pôle réel double correspondant à  $s = -\omega_n$ . Dans ce cas, nous pouvons mettre :

$$s^2 + \frac{R_f + k_{pf}^+}{L_f} s + \frac{L_f + k_{if}^+}{L_f} = (s + \omega_n)^2 \quad (4.17)$$

Les pôles du système en boucle fermée peuvent être choisis par le concepteur de telle sorte que les dynamiques correspondantes à ceux-ci pour une pulsation  $\omega_n$  soient  $x$  fois plus rapides par rapport à celle relative au pôle du système en boucle ouverte définie par la constante de temps  $\frac{L_f}{R_f}$  :

$$\omega_n = \frac{x}{\frac{L_f}{R_f}} \quad (4.18)$$

### 4.3. Expressions des puissances active et réactive au réseau :

Grâce au principe de la théorie de la puissance instantanée [106], les puissances instantanées  $P_g$  et  $Q_g$  empruntées ou envoyées au réseau dans le référentiel  $(\alpha\beta)$  sont exprimées par :

$$\begin{cases} P_g = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \\ Q_g = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \end{cases} \quad (4.19)$$

Rappelons que l'équation (4.20) est valable pour les deux systèmes triphasés équilibré et déséquilibré. Dans ce dernier cas où le réseau présente un déséquilibre de tension donné et comme nous l'avons indiqué précédemment, les composantes des tensions réelles et des courants réels dans le référentiel stationnaire  $(v_\alpha, v_\beta)$  et  $(i_\alpha, i_\beta)$  respectivement peuvent être décomposées en deux séquences, l'une positive et l'autre négative, comme suit :

$$\begin{cases} \left\{ \begin{array}{l} v_\alpha = v_\alpha^+ + v_\alpha^- \\ v_\beta = v_\beta^+ + v_\beta^- \end{array} \right. \\ \left\{ \begin{array}{l} i_\alpha = i_\alpha^+ + i_\alpha^- \\ i_\beta = i_\beta^+ + i_\beta^- \end{array} \right. \end{cases} \quad (4.20)$$

En effectuant les rotations  $\mathcal{R}(\theta_s)$  du repère  $(\alpha\beta)$  vers le repère  $(dq)$ , comme il est indiqué sur la figure (4.4), nous allons avoir :

$$\begin{cases} \left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^+ \\ v_q^+ \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_\alpha^- \\ v_\beta^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d^- \\ v_q^- \end{bmatrix} \end{array} \right. \\ \left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} i_\alpha^+ \\ i_\beta^+ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_\alpha^- \\ i_\beta^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} \end{array} \right. \end{cases} \quad (4.21)$$

En tenant compte des équations (4.21) et (4.22) et après toute simplification, les puissances actives et réactives dans le repère  $(dq)$  contiendront chacune des termes constants, des termes en fonction de  $\cos(2\theta_s)$  et des termes en fonction de  $\sin(2\theta_s)$ , soit [107,108] :

$$\begin{cases} P_g = P + P_{\cos 2\theta_s} \cos(2\theta_s) + P_{\sin 2\theta_s} \sin(2\theta_s) \\ Q_g = Q + Q_{\cos 2\theta_s} \cos(2\theta_s) + Q_{\sin 2\theta_s} \sin(2\theta_s) \end{cases} \quad (4.22)$$

Tels que :

$$\begin{cases} \left\{ \begin{array}{l} P = v_d^+ i_d^+ + v_q^+ i_q^+ + v_d^- i_d^- + v_q^- i_q^- \\ Q = v_q^+ i_d^+ - v_d^+ i_q^+ + v_q^- i_d^- - v_d^- i_q^- \\ P_{\cos 2\theta_s} = v_d^+ i_d^- + v_q^+ i_q^- + v_d^- i_d^+ + v_q^- i_q^+ \\ Q_{\cos 2\theta_s} = v_d^+ i_q^- - v_q^+ i_d^- + v_d^- i_q^+ - v_d^- i_q^+ \\ P_{\sin 2\theta_s} = v_d^+ i_q^- - v_q^+ i_d^- + v_q^- i_d^+ - v_d^- i_q^+ \\ Q_{\sin 2\theta_s} = v_d^+ i_d^- - v_q^+ i_q^- + v_q^- i_d^+ - v_d^- i_d^+ \end{array} \right. \end{cases} \quad (4.23)$$

Les termes des puissances actives et réactives contenant  $\cos(2\theta_s)$  et  $\sin(2\theta_s)$  de l'équation (4.24) qui sont dus à un déséquilibre de tension donné représentent les parties oscillantes des puissances instantanées  $P_g$  et  $Q_g$ . Les composantes oscillatoires dues de la puissance active  $P_g$

provoquent des ondulations dont la pulsation est égale au double de celle du réseau dans les composantes continues réelles des tensions et des courants  $(v_d, v_q)$  et  $(i_d, i_q)$  respectivement comme il est illustré dans la figure (4.5). Par conséquent, il est nécessaire d'asservir à zéro les deux termes  $(P_{\cos 2\theta_s}, P_{\sin 2\theta_s})$  afin d'atténuer leurs effets néfastes [109,110].

Sous une forme matricielle, les deux équations (4.23) et (4.24) peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \\ P_{\cos 2\theta_s} \\ P_{\sin 2\theta_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d^+ & v_q^+ & v_d^- & v_q^- \\ v_q^+ & -v_d^+ & v_q^- & -v_d^- \\ v_d^- & v_q^- & v_d^+ & v_q^+ \\ v_q^- & -v_d^- & -v_q^+ & v_d^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \\ i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Comme les valeurs de référence  $P_g^*$  et  $Q_g^*$  relatives aux puissances instantanées  $P_g$  et  $Q_g$  empruntées ou envoyées au réseau sont fixées par les conditions du fonctionnement de la génératrice, alors les quatre courant de référence  $(i_d^{+*}, i_q^{+*}, i_d^{-*}, i_q^{-*})$  correspondant aux courants  $(i_d^+, i_q^+, i_d^-, i_q^-)$  dont la régulation conduit à l'obtention des tensions de référence  $(v_d^{ond+*}, v_q^{ond+*}, v_d^{ond-*}, v_q^{ond-*})$  à synthétiser par l'onduleur côté CCR seront calculés comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_d^{+*} \\ i_q^{+*} \\ i_d^{-*} \\ i_q^{-*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d^+ & v_q^+ & v_d^- & v_q^- \\ v_q^+ & -v_d^+ & v_q^- & -v_d^- \\ v_d^- & v_q^- & v_d^+ & v_q^+ \\ v_q^- & -v_d^- & -v_q^+ & v_d^+ \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P_g^* \\ Q_g^* \\ P_{\cos 2\theta_s}^* = 0 \\ Q_{\cos 2\theta_s}^* = 0 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Cependant, l'inversion du système (4.26) conduit à :

$$\begin{cases} i_d^{+*} = \frac{-v_d^+}{-(v^+)^2 + (v^-)^2} P_g^* + \frac{v_d^+}{(v^+)^2 + (v^-)^2} Q_g^* \\ i_q^{+*} = \frac{-v_q^+}{-(v^+)^2 + (v^-)^2} P_g^* - \frac{v_q^+}{(v^+)^2 + (v^-)^2} Q_g^* \\ i_d^{-*} = \frac{v_d^-}{-(v^+)^2 + (v^-)^2} P_g^* + \frac{v_q^-}{(v^+)^2 + (v^-)^2} Q_g^* \\ i_q^{-*} = \frac{v_q^-}{-(v^+)^2 + (v^-)^2} P_g^* - \frac{v_d^-}{(v^+)^2 + (v^-)^2} Q_g^* \end{cases} \quad (4.26)$$

Avec :

$$\begin{cases} (v^+)^2 = (v_d^+)^2 + (v_q^+)^2 \\ (v^-)^2 = (v_d^-)^2 + (v_q^-)^2 \end{cases}$$

#### 4.4. Contrôle de la tension du bus continu :

Dans le cas d'un onduleur idéal, la totalité de la puissance du réseau  $P_g$  à transmettre à la charge via le bus continu est égale à la somme de puissance active consommée au niveau de ce dernier  $P_{dc}$  et celle demandée par la charge  $P_{ch}$ , soit [111] :

$$P_{dc} = P_g - P_{ch} \quad (4.27)$$

Rappelons que la puissance  $P_{dc}$  consommée par condensateur constituant le bus continu est exprimée par :

$$P_{dc} = V_{dc} i_{dc} \quad (4.28)$$

Tels que la tension  $V_{dc}$  est la tension aux bornes du condensateur et  $i_{dc}$  est le courant traversant ce condensateur. Ce dernier est à son tour exprimé par :

$$i_{dc} = C\dot{V}_{dc} = CsV_{dc} \quad (4.29)$$

Où  $C$  représente la capacité de ce condensateur et  $s$  est l'opérateur de Laplace.

En tenant compte de l'équation (4.30), l'équation (4.29) sera donnée par :

$$P_{dc}(s) = CsV_{dc}^2(s) = P_g(s) - P_{ch}(s) \quad (4.30)$$

D'après (4.30), il est tout à fait clair que la puissance du réseau  $P_g(s)$  peut être contrôlée par la quantité  $V_{dc}^2(s)$  tandis que représente la puissance  $P_{ch}(s)$  agit comme une perturbation. Si considère un fonctionnement à vide qui correspond à  $P_{ch}(s) = 0$ , l'équation (4.30) sera :

$$V_{dc}^2(s) = \frac{1}{Cs} P_g(s) \quad (4.31)$$

#### 4.4.1 Calcul du régulateur de la tension du bus continu :

Comme la relation reliant la puissance du réseau à la tension du bus continu est non linéaire, alors il est plus judicieux de contrôler le carré de cette tension qui est lié à la puissance du réseau par une simple intégration (équation 4.31) au lieu de la tension elle-même. Par conséquent l'utilisation d'un régulateur PI dans ce cas est justifiée. L'objectif donc est de parvenir à un bon dimensionnement de ce régulateur afin d'assurer un réglage avec des performances très satisfaisantes. L'erreur de régulation de la sortie considérée est :

$$e(s) = \left(V_{dc}^2(s)\right)^* - V_{dc}^2(s) \quad (4.32)$$

La dérivation de (4.32) donne :

$$se(s) = s\left(V_{dc}^2(s)\right)^* - sV_{dc}^2(s) \quad (4.33)$$

En tenant compte de l'équation (4.31), l'équation (4.32) devient :

$$se(s) = s\left(V_{dc}^2(s)\right)^* - \frac{1}{Cs} P_g(s) \quad (4.34)$$

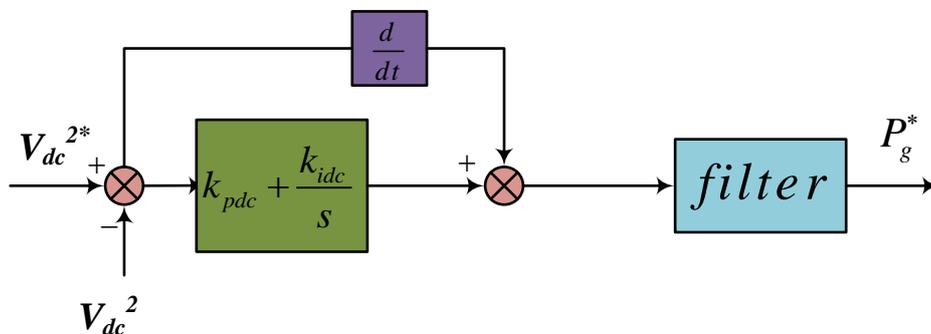
Si on adopte un régulateur de type PI, la dérivée de l'erreur de régulation sera :

$$se(s) = -k_{pdc}e(s) - \frac{k_{idc}}{s}e(s) \quad (4.35)$$

En effet, en égalisant les deux équations (4.34) et (4.35), nous pouvons extraire la grandeur de commande  $P_g^*(s)$  nécessaire pour l'asservissement du carré de tension du bus continu  $V_{dc}^2(s)$  à sa valeur de référence, soit :

$$P_g^*(s) = C \left( \left( V_{dc}^2(s) \right)^* + k_{pdc}e(s) + \frac{k_{idc}}{s}e(s) \right) \quad (4.36)$$

Le principe du contrôle du bus continu est représenté sur la figure (4.4).



**Figure 4.5.** Schéma de principe du contrôle du bus continu.

La multiplication de l'équation (4.35) par l'opérateur  $s$  de Laplace nous donne :

$$s^2e(s) = -k_{pdc}se(s) - k_{idc}e(s) \quad (4.37)$$

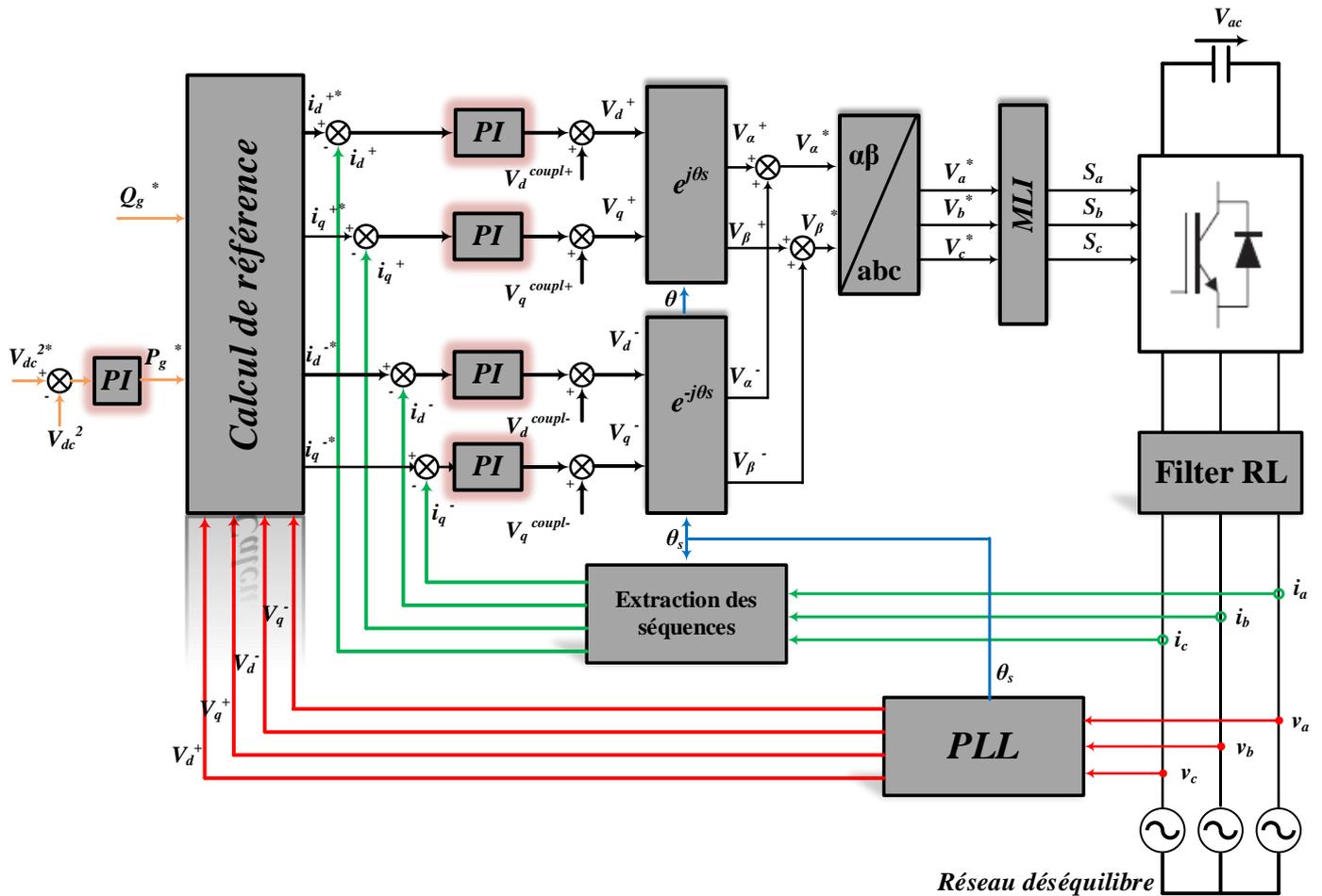
L'équation (4.37) est équivalente à :

$$s^2e(s) + k_{pdc}se(s) + k_{idc}e(s) = 0 \quad (4.38)$$

En mettant le terme  $e(s)$  dans l'équation (4.38), nous aurons :

$$e(s)(s^2 + k_{pdc}s + k_{idc}) = 0 \quad (4.39)$$

La méthode de contrôle appliquée dans le cas d'un défaut de la tension du réseau est toujours basée sur les principes fondamentaux du contrôle vectoriel. Le schéma de principe est illustré sur la figure (4.4). La commande emploie deux boucles de régulation de courants par séquence (deux régulateurs pour la séquence positive et deux régulateurs pour la séquence négative). C'est à partir de là que cette stratégie de commande est plus connue dans la littérature par la commande vectorielle double.

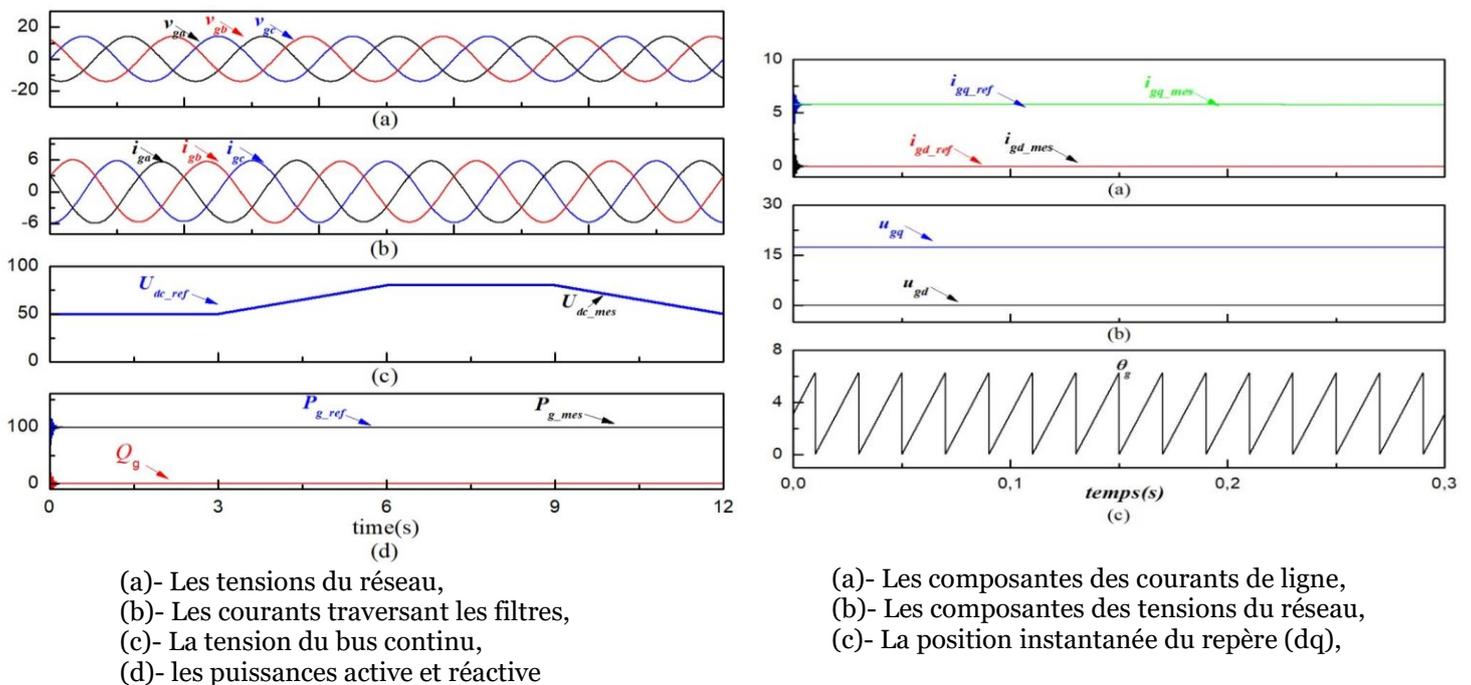


**Figure 4.6.** Schéma global de la stratégie de contrôle.

L'algorithme proposé commence par l'extraction des deux séquences de tension positive et négative avec leurs pulsations et leurs phases initiales, ensuite deux boucles de verrouillage de type PLL sont utilisées pour chaque séquence afin d'avoir une composante de tension directe nulle relative à chaque référentiel synchrone biphasé après avoir appliqué la transformation de Park. La valeur de référence de la puissance active fournie par le régulateur de la tension du bus continu, celle de l'énergie réactive ainsi les valeurs instantanées des différentes composantes de tension positives et négatives ( $v_d^+, v_q^+, v_d^-, v_q^-$ ) sont utilisées pour le calcul des composantes de courant positives et négatives de référence ( $i_d^{+*}, i_q^{+*}, i_d^{-*}, i_q^{-*}$ ) selon le système d'équations (4.26). La régulation de ces quatre composantes de courant fournit les quatre tensions de référence ( $v_d^{+*}, v_q^{+*}, v_d^{-*}, v_q^{-*}$ ). Finalement, en effectuant des rotations convenables des deux repères synchrones positif et négatif vers le repère stationnaire ( $\alpha\beta$ ) selon la figure (4.4), nous allons obtenir les deux composantes de tension ( $v_{\alpha}^{ond*}, v_{\beta}^{ond*}$ ) à synthétiser par l'onduleur selon la technique MLI envisagée.

#### 4.5. Validation de la solution proposée par simulation numérique :

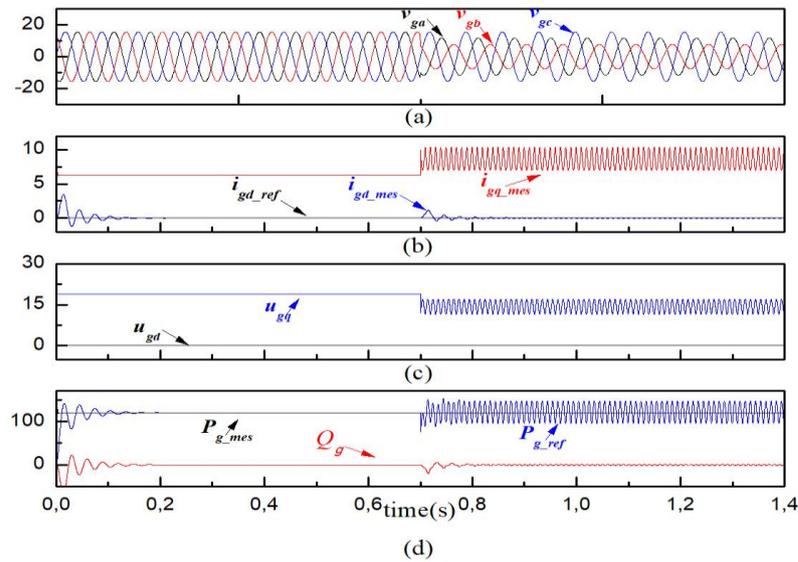
Avant d'entamer la simulation de l'algorithme du contrôle vectoriel proposé qui constitue en réalité une extension du contrôle vectoriel classique fréquemment utilisé pour un réseau équilibré, nous allons revenir sur la simulation de ce dernier pour voir ses performances ainsi que ses limites suite à l'apparition d'un déséquilibre de tension donné. La figure 4.7 illustre l'évolution des différentes grandeurs caractérisant cet asservissement concernant un profil variable que doit suivre la tension du bus continu sous les conditions d'un réseau équilibré au moment où la référence de la puissance réactive est nulle. Nous remarquons la tension du bus continu ainsi que les deux composantes des courants traversant les filtres suivent bien leurs références, la composante directe de la tension statorique est maintenue nulle ce qui reflète une parfaite synchronisation de l'asservissement avec le réseau sur lequel on travaille et ceci grâce à la structure de la PLL utilisée.



**Figure 4.7.** Evolution des grandeurs les plus représentatives du CCR,

Maintenant, nous essayons de voir la réponse de la même stratégie précédente de contrôle lors de d'une soudaine apparition d'un déséquilibre de tension, rappelons que ce type de solutions n'est pas prévu pour ce genre de problèmes. Les simulations de la figure (4.8) montrent l'effet du défaut d'un déséquilibre de tension affectant les deux phases ( $v_{ga}, v_{gb}$ ). Nous assistons donc à l'apparition des oscillations de pulsation  $2\omega_g$  sur les formes d'onde des tensions ( $u_{gd}, u_{gq}$ ) ainsi que sur les courants ( $i_{gd}, i_{gq}$ ) qui deviennent rapidement instables et pouvant atteindre des valeurs non acceptables. Ces oscillations donnent naissance à leurs tours à des oscillations sur la puissance active et la puissance réactive ainsi que sur la tension du bus continu également. L'ensemble de ces oscillations peut avoir des conséquences graves conduisant à la destruction du condensateur du bus continu et même les semi-conducteurs constituant le convertisseur de puissance qui sont

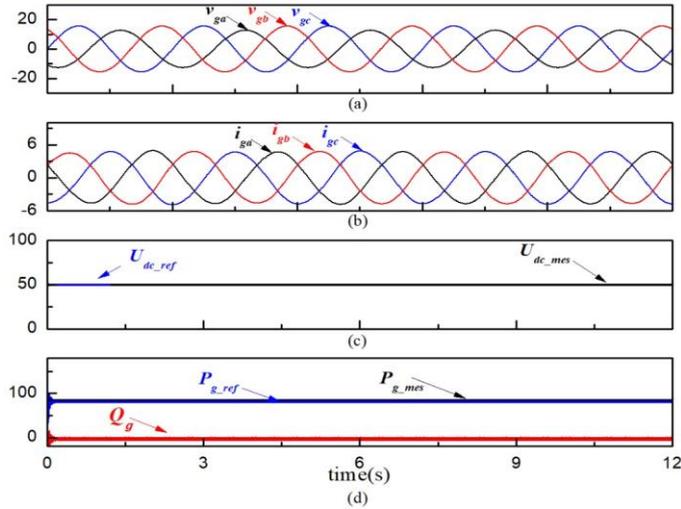
généralement dimensionnés pour des valeurs maximales des courants lorsque des mesures de protection adéquates ne sont prévues.



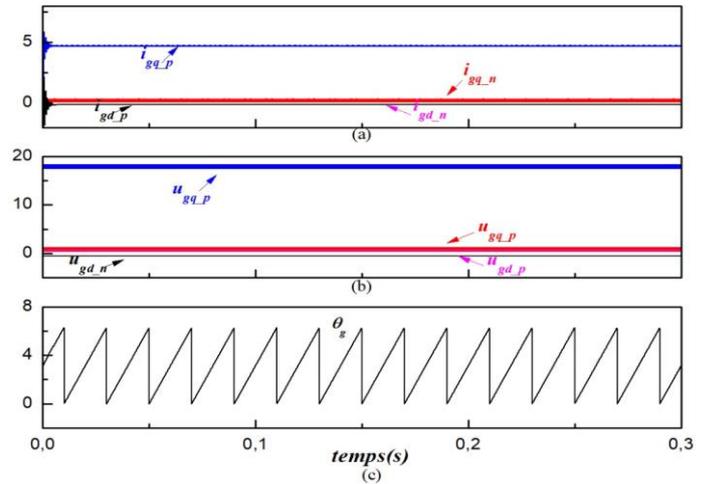
**Figure 4.8.** Evolution des grandeurs les plus représentatives du CCR

Dans ce qui suit, nous allons étudier dans un premier temps par simulation numérique l'approche proposée qui consiste à décomposer le système déséquilibré en deux séquences équilibrées ; la séquence positive et la séquence négative sur lesquelles nous allons appliquer séparément la technique de la commande vectorielle classique vue précédemment. Par la suite, les grandeurs de commande obtenues relatives à chaque séquence seront combinées afin d'avoir les grandeurs de commande réelles correspondantes au système déséquilibré. Dans le but de valider la solution proposée, nous allons considérer trois situations représentatives de déséquilibre pouvant surgir sur le réseau de distribution auquel le convertisseur statique est raccordé.

Lors du premier essai, la première phase du réseau est initialement affectée par une chute de tension de 15%. Cependant, le deuxième essai concerne l'apparition du même défaut précédent à l'instant  $t=2,7$  secondes après un état d'équilibre. Inversement, le dernier essai traite le cas du retour à l'équilibre à l'instant  $t=6$  secondes. Les figures (4.9), (4.10) et (4.11) montrent les évolutions des grandeurs principales caractérisant chaque essai respectivement. Pour l'ensemble de ces trois essais, la référence de la tension du bus continu est fixée à 50V tandis que celle de la puissance réactive est nulle.

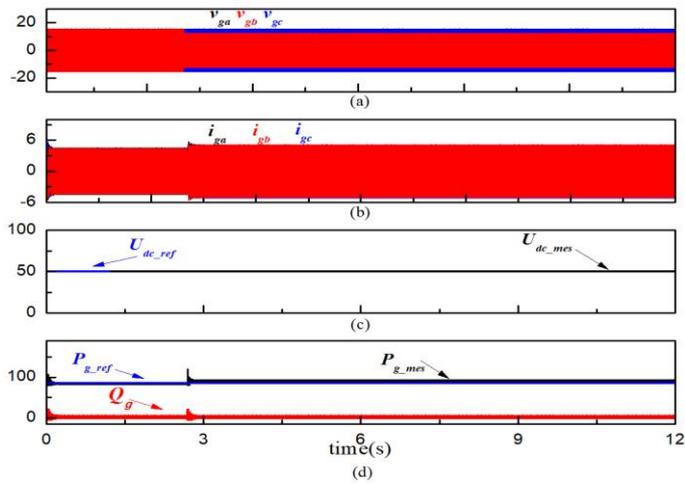


(a)- Les tensions du réseau,  
 (b)- Les courants traversant les filtres,  
 (c)- La tension du bus continu,  
 (d)- les puissances active et réactive

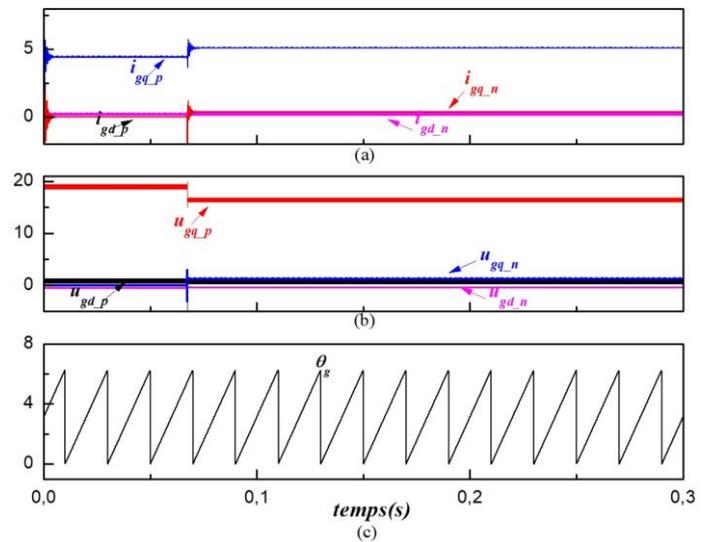


(a)- Les composantes des courants de ligne,  
 (b)- Les composantes des tensions du réseau,  
 (c)- La position instantanée du repère (dq),

**Figure 4.9.** Evolution des grandeurs lors du premier essai (résultats de simulation),

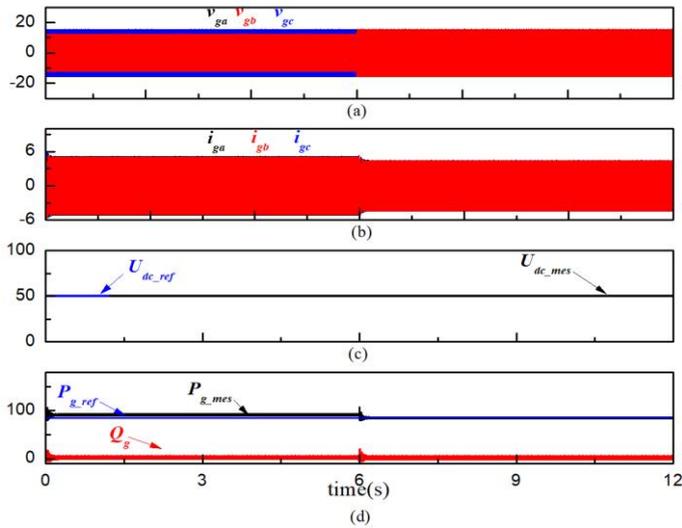


(a)- Les tensions du réseau,  
 (b)- Les courants traversant les filtres,  
 (c)- La tension du bus continu,  
 (d)- les puissances active et réactive

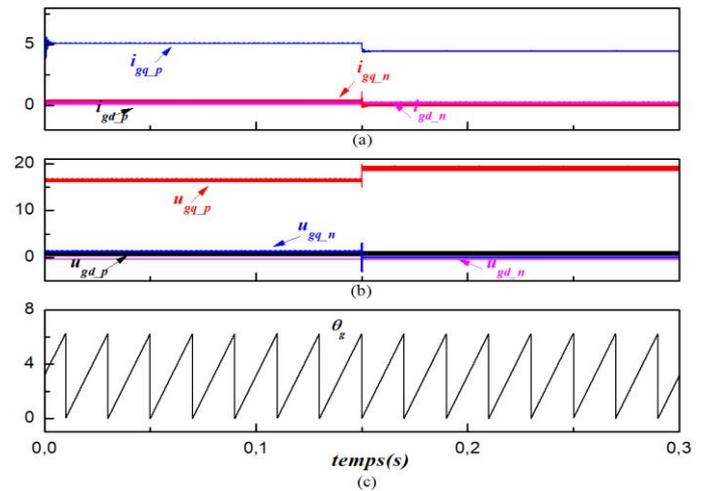


(a)- Les composantes des courants de ligne,  
 (b)- Les composantes des tensions du réseau,  
 (c)- La position instantanée du repère (dq),

**Figure 4.10.** Evolution des grandeurs lors du deuxième essai (résultats de simulation),



(a)- Les tensions du réseau,  
 (b)- Les courants traversant les filtres,  
 (c)- La tension du bus continu,  
 (d)- les puissances active et réactive



(a)- Les composantes des courants de ligne,  
 (b)- Les composantes des tensions du réseau,  
 (c)- La position instantanée du repère (dq),

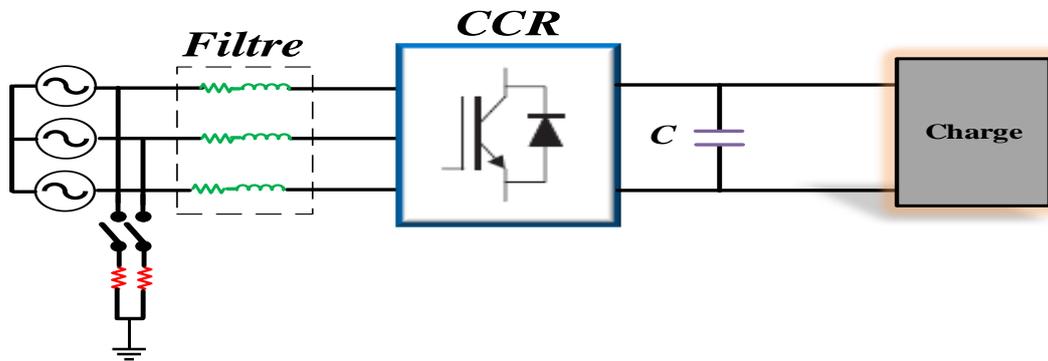
**Figure 4.11.** Evolution des grandeurs lors du troisième essai (résultats de simulation),

Les trois tensions triphasées ( $v_{ga}, v_{gb}, v_{gc}$ ), les deux séquences positives et négatives ainsi que les courants ( $i_{ga}, i_{gb}, i_{gc}$ ) caractérisant chaque essai sont indiqués sur la figure 4.11. Pour la consigne de la tension du bus continu choisie, le régulateur de cette dernière délivre une valeur proche de  $100\text{ W}$ . On remarque que grâce à la stratégie de contrôle adoptée, les oscillations que présentent les deux puissances active et réactive ainsi que les deux composantes du courant statorique et qui sont dues au déséquilibre provoqué sont réduites d'une manière significative. La régulation de la tension du bus continu  $U_{dc}$  reste insensible aux perturbations introduites.

#### 4.6. Validation expérimentale de l'approche proposée :

Afin de vérifier la validité de l'approche proposée de la commande du CCR, l'algorithme correspondant est implémenté sur une carte de commande *Dspace-DS1104*. Afin de créer le déséquilibre décrit précédemment, une charge variable (résistance de  $650\ \Omega$ ,  $6\text{ A}$ ) est branchée aux bornes de phase concernée du déséquilibre (figure 4.12). Pour une charge DC qui devra être alimentée sous une tension asservie du bus continu dont la capacité du condensateur est de  $1100\ \mu\text{F}$ , et qui est associé à un onduleur triphasé de  $3\text{ kVA}$  de marque Semikron, les trois courants de lignes correspondants sont filtrés moyennant un filtre  $RL$  ( $R=2.2\ \Omega$  ;  $L=6e-3\text{ H}$ ). Des capteurs de tension *LV 100-500* sont utilisés pour la mesure la tension du bus continu ainsi que les trois tensions du réseau déséquilibré. Cependant, les courants de ligne déséquilibrés sont obtenus à l'aide des capteurs de courant *LA-25TP*. La figure 4.13 illustre le banc d'essai prévu pour la validation expérimentale de l'asservissement proposé.

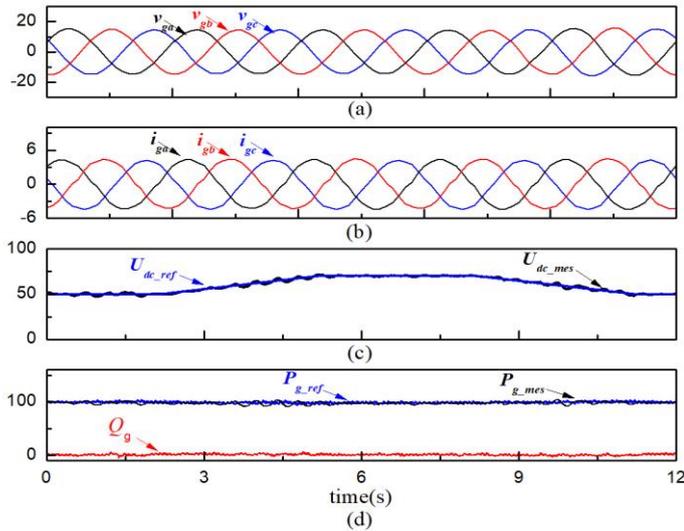
La procédure expérimentale consiste à vérifier en premier lieu l'approche de l'asservissement proposé lorsque le réseau est équilibré. Dans un deuxième temps, nous allons considérer un réseau qui sera affecté par le déséquilibre de tension décrit précédemment.



**Figure 4.12.** Structure du dispositif expérimental,

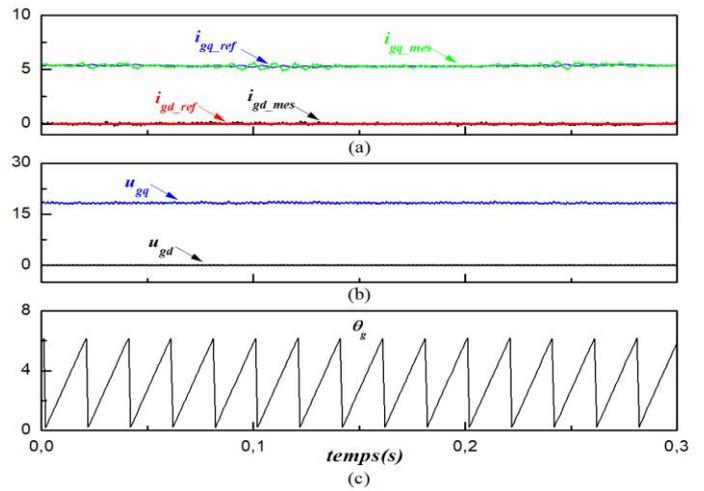


**Figure 4.13.** Photo du banc d'essai du montage expérimental.

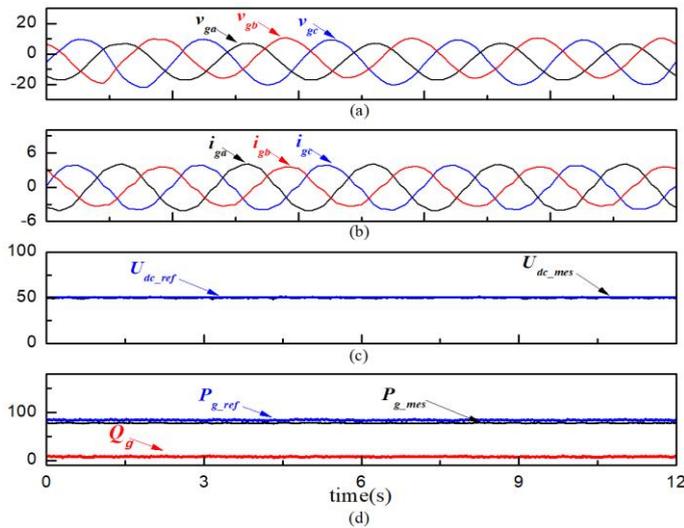


(a)- Les tensions du réseau,  
 (b)- Les courants traversant les filtres,  
 (c)- La tension du bus continu,  
 (d)- les puissances active et réactive

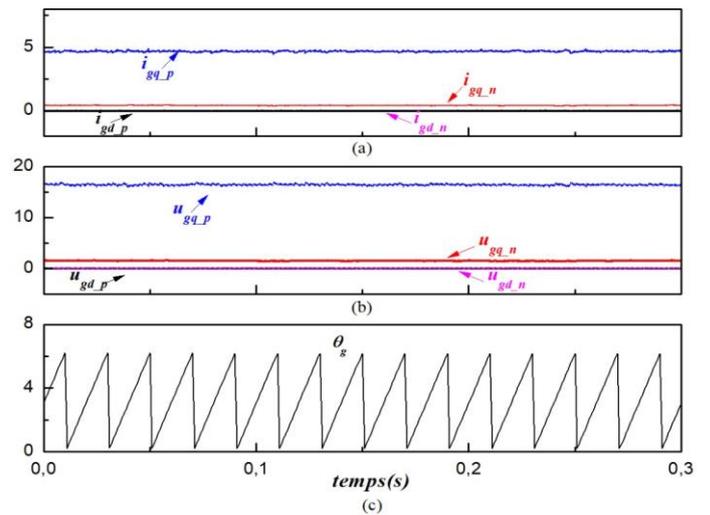
**Figure 4.14.** Evolution des grandeurs les plus représentatives du CCR.



(a)- Les composantes des courants de ligne,  
 (b)- Les composantes des tensions du réseau,  
 (c)- La position instantanée du repère (dq),

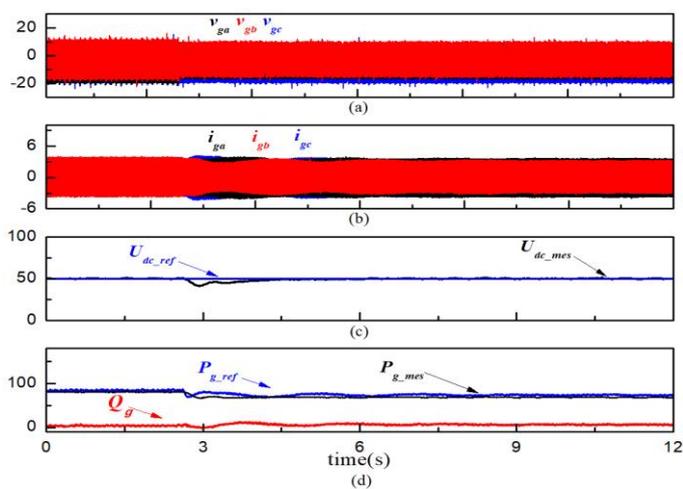


(a)- Les tensions du réseau,  
 (b)- Les courants traversant les filtres,  
 (c)- La tension du bus continu,  
 (d)- les puissances active et réactive

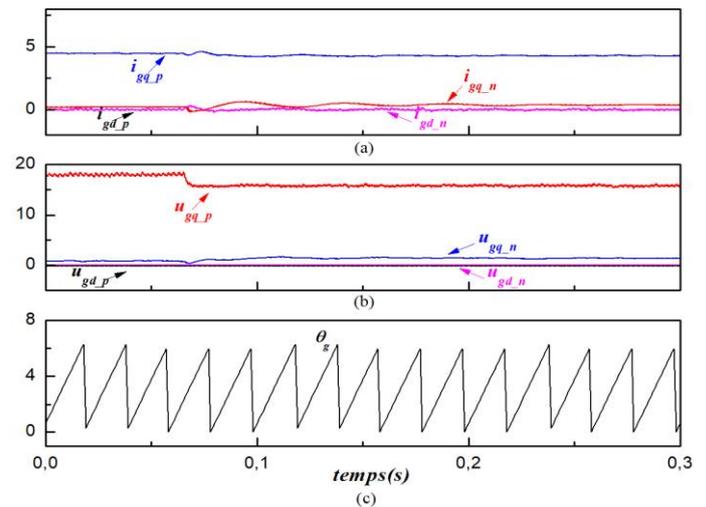


(a)- Les composantes des courants de ligne,  
 (b)- Les composantes des tensions du réseau,  
 (c)- La position instantanée du repère (dq),

**Figure 4.15.** Evolution des grandeurs lors du premier essai (résultats expérimentaux),

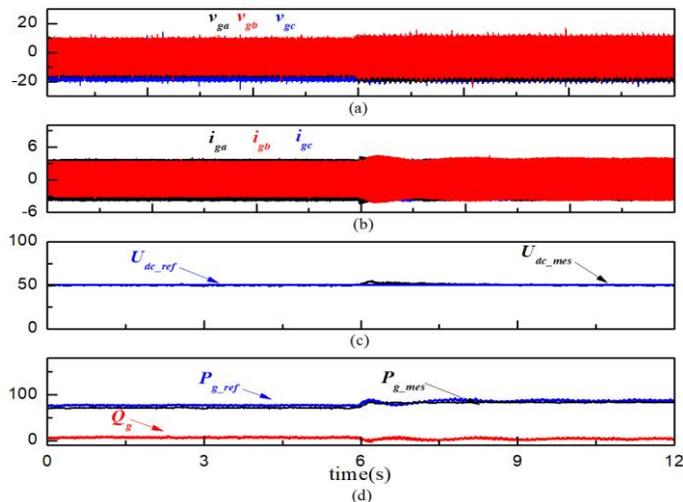


(a)- Les tensions du réseau,  
 (b)- Les courants traversant les filtres,  
 (c)- La tension du bus continu,  
 (d)- les puissances active et réactive

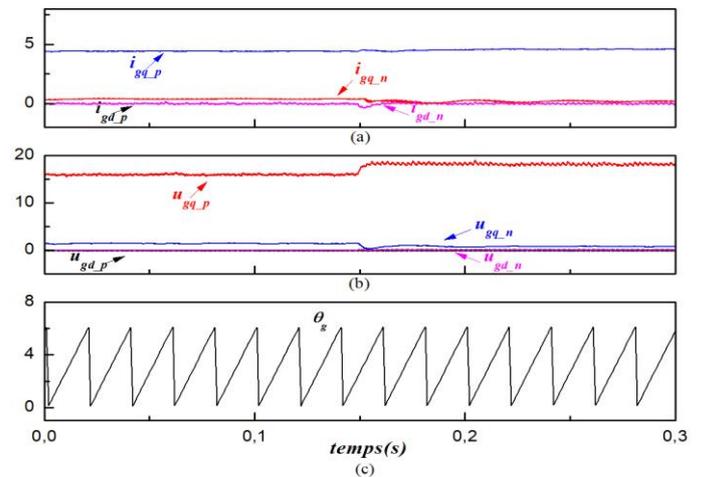


(a)- Les composantes des courants de ligne,  
 (b)- Les composantes des tensions du réseau,  
 (c)- La position instantanée du repère (dq),

**Figure 4.16.** Evolution des grandeurs lors du deuxième essai (résultats expérimentaux),



(a)- Les tensions du réseau,  
 (b)- Les courants traversant les filtres,  
 (c)- La tension du bus continu,  
 (d)- les puissances active et réactive



(a)- Les composantes des courants de ligne,  
 (b)- Les composantes des tensions du réseau,  
 (c)- La position instantanée du repère (dq),

**Figure 4.17.** Evolution des grandeurs lors du troisième essai (résultats expérimentaux),

La figure (4.14) illustre l'évolution des différentes grandeurs caractérisant cet asservissement sous les conditions d'un réseau équilibré en tension relativement une référence nulle de la puissance réactive et une consigne variable de la tension du bus continu  $U_{dc}$  (figure 4.14 (c)). L'emploi de la PLL a permis une parfaite orientation de la composante ( $u_{gq}$ ) tout en maintenant la composante ( $u_{gd}$ ) nulle. Les relevés expérimentaux révèlent une très bonne régulation de la tension aux bornes de la capacité, la puissance active ( $P_{g\_mes}$ ) absorbée du réseau

suit à son tour sa consigne ( $P_{g\_ref}$ ) imposée par le régulateur de la tension  $U_{dc}$ . Finalement, les deux composantes des courants traversant les filtres ( $i_{gd\_mes}, i_{gq\_mes}$ ) suivent bien leurs références ( $i_{gd\_ref}, i_{gq\_ref}$ ).

- Les Figures (4.15), (4.16) et (4.17) montrent la variation des mêmes grandeurs lorsque le réseau considéré se trouve soudainement affecté par le défaut décrit précédemment. Nous constatons que la tension continue aux bornes du condensateur suit parfaitement sa référence prescrite lors du passage du réseau de l'état sain à l'état du déséquilibre ou bien le contraire ; la puissance active ( $P_{g\_mes}$ ) ainsi chacune des quatre composantes des courants positives et négatives relatives au défaut suit sa référence.

#### 4.7. Validation expérimentale de la chaîne de conversion globale :

Après avoir étudié séparément les différentes parties constitutives de la chaîne de conversion éolienne envisagée relativement à un réseau qui peut présenter des asymétries de tension (commande des puissances statoriques de la MADA via le convertisseur CCM lors du troisième chapitre, commande de la tension du rail continu via le convertisseur CCR lors du présent chapitre), dans la fin de ce quatrième et dernier chapitre nous allons étudier ces deux parties réunies entre elles afin de parvenir à la commande du prototype global traduisant cette conversion. A cet effet, différents essais expérimentaux ont été effectués à l'aide du banc expérimental décrit précédemment.

Dans le premier cas, le système opère sous les conditions d'un réseau parfaitement équilibré. Dans le second, ce même réseau va subir un déséquilibre de tension intentionnellement provoqué.

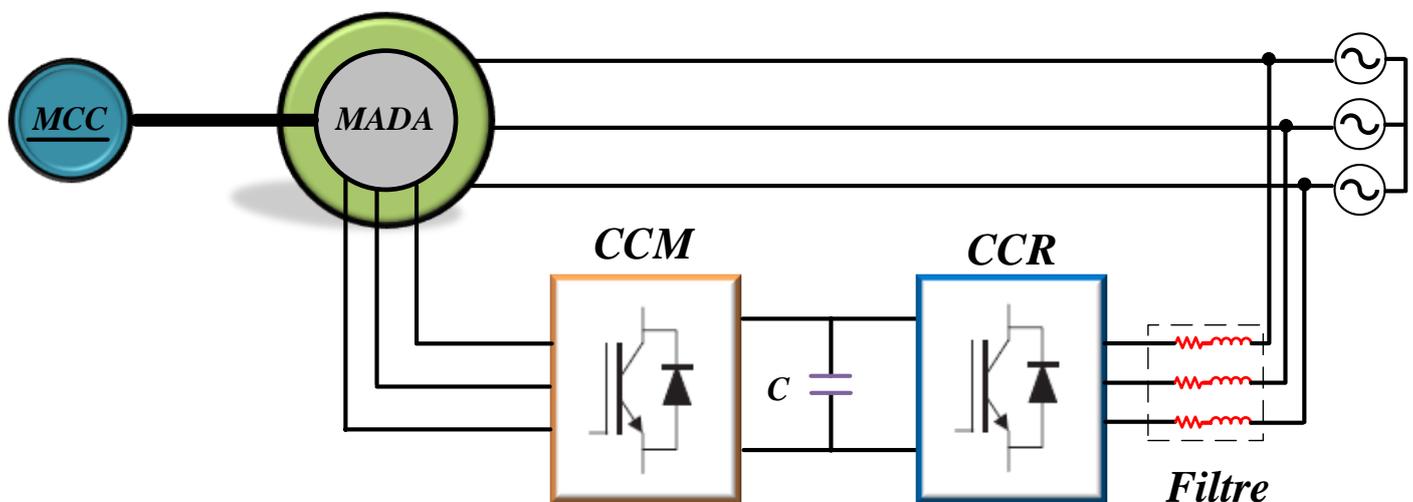
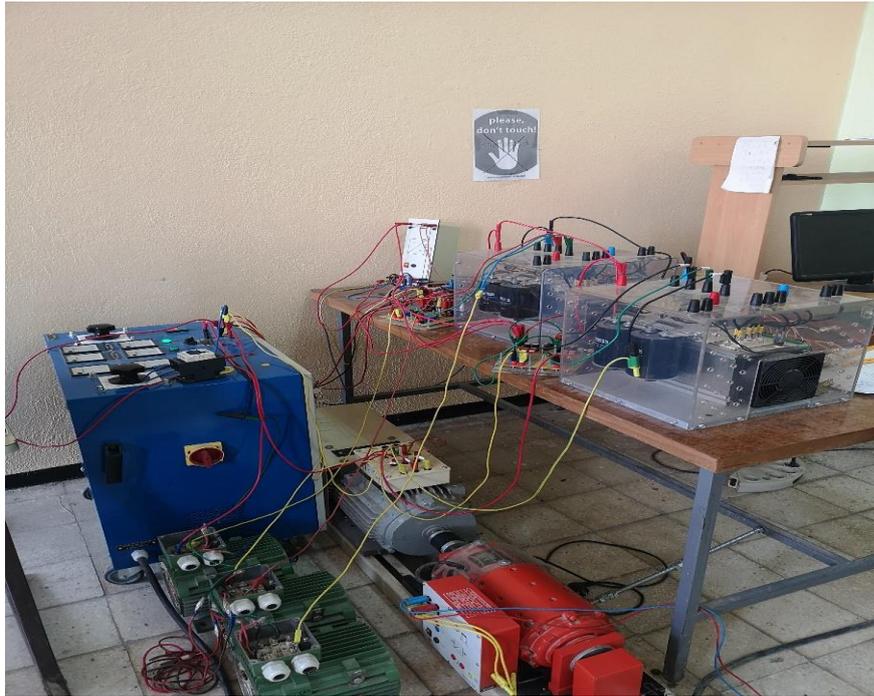


Figure 4.18. Structure du dispositif expérimental.



**Figure 4.19.** Structure du dispositif expérimental.

Nous avons réalisé trois types d'essais selon les différents modes de fonctionnement de la MADA (hypo-synchrone, hyper-synchrone, une transition du régime hypo-synchrone vers celui d'hyper-synchrone).

Les figures (4.20), (4.21) et (4.22) illustrent respectivement les différentes grandeurs électromécaniques caractérisant ce procédé de conversion lors d'un régime hyper-synchrone où le rotor de la MADA est entraîné à une vitesse de 1650tr/min, celui d'un régime hypo-synchrone où la vitesse du rotor de la MADA est de 1330 tr/min et finalement une transition de 1310 à 1670 tr/min (rappelons que la vitesse de synchronisme de cette machine est de 1500tr/min).

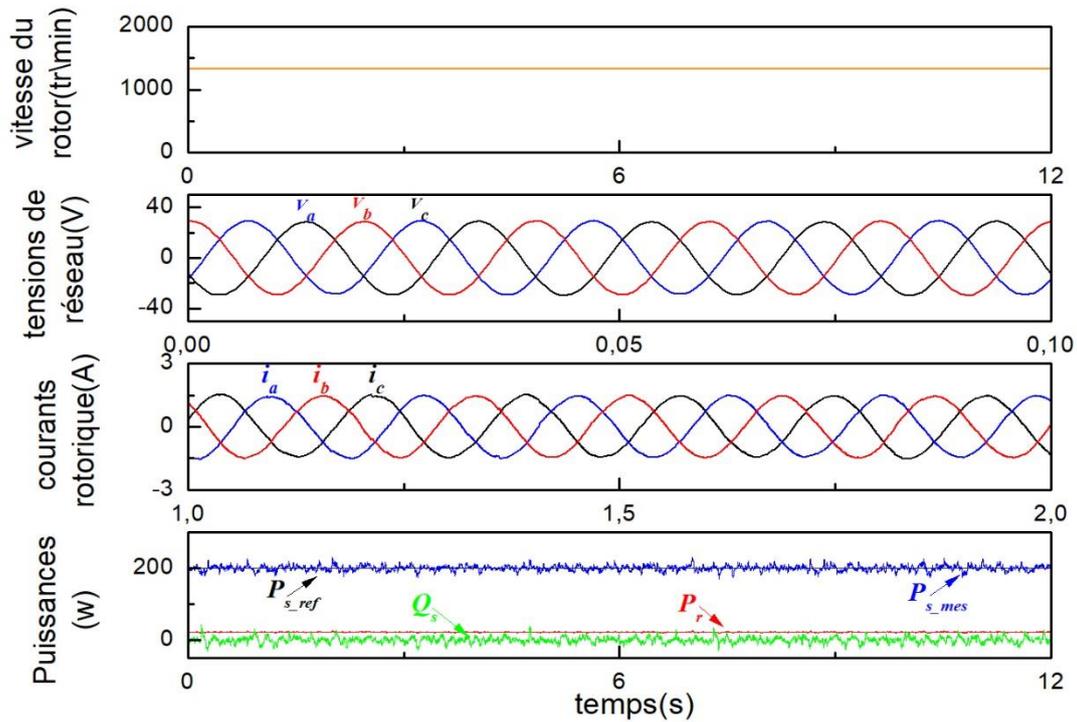


Figure.4.20.a Les grandeurs de la chaine de conversion globale (hypo-synchrone )

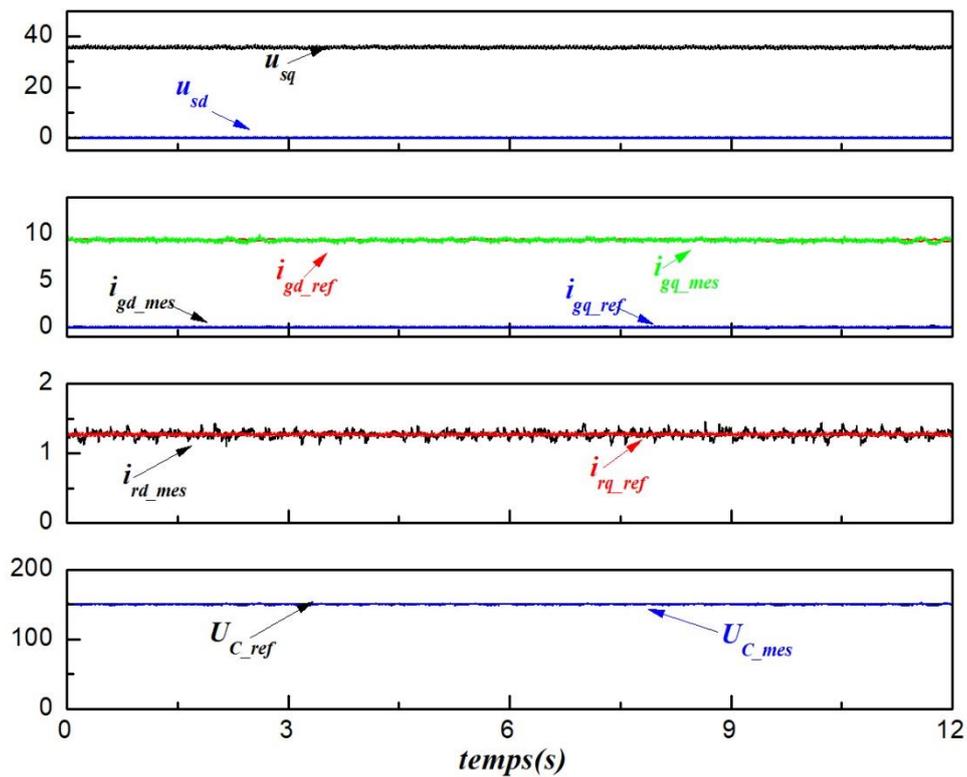


Figure.4.20. b Les grandeurs de contrôle de la chaine de conversion globale (hypo-synchrone )

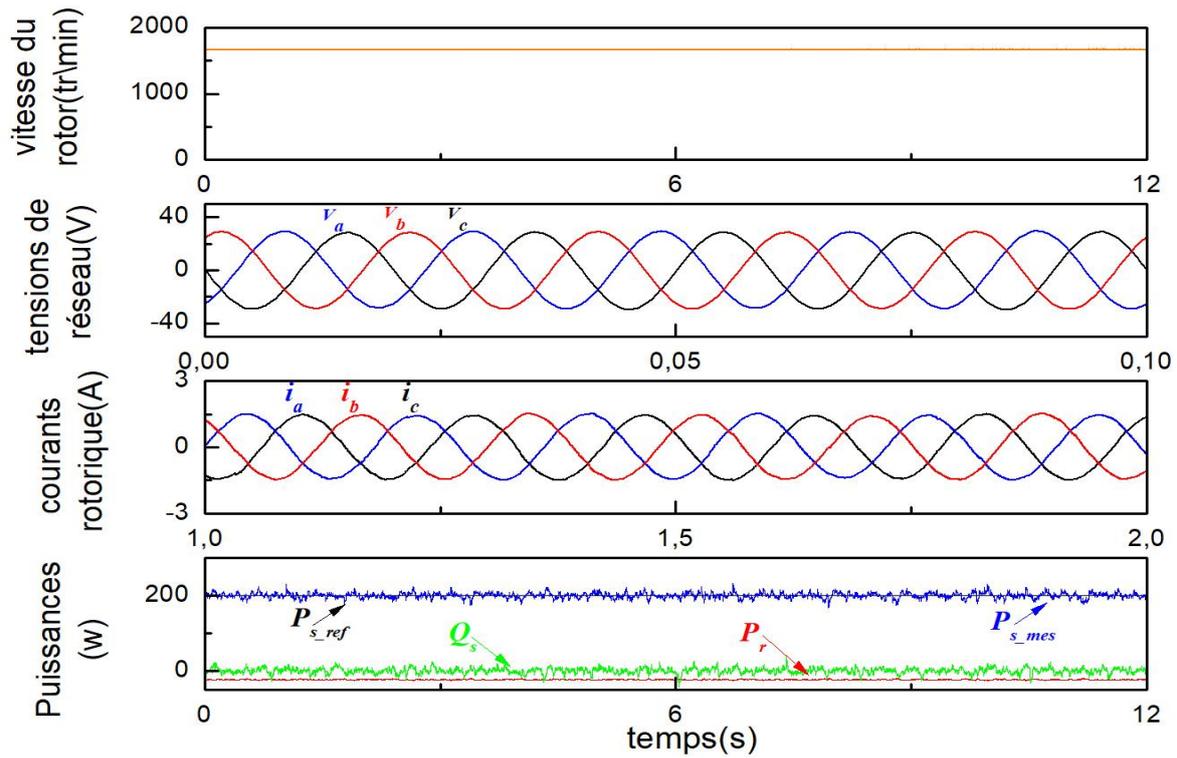


Figure.4.21. a Les grandeurs de la chaine de conversion globale (hyper-synchrone )

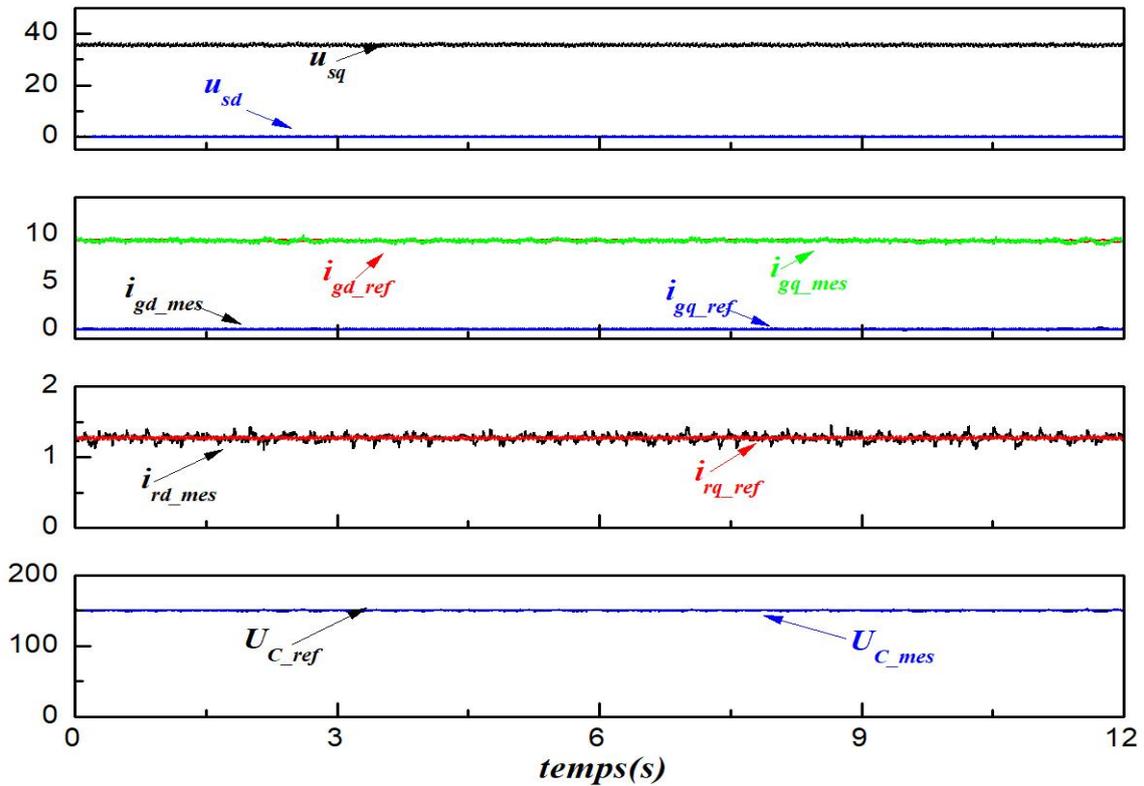


Figure.4.21. b Les grandeurs de contrôle de la chaine de conversion globale (hypo-synchrone )

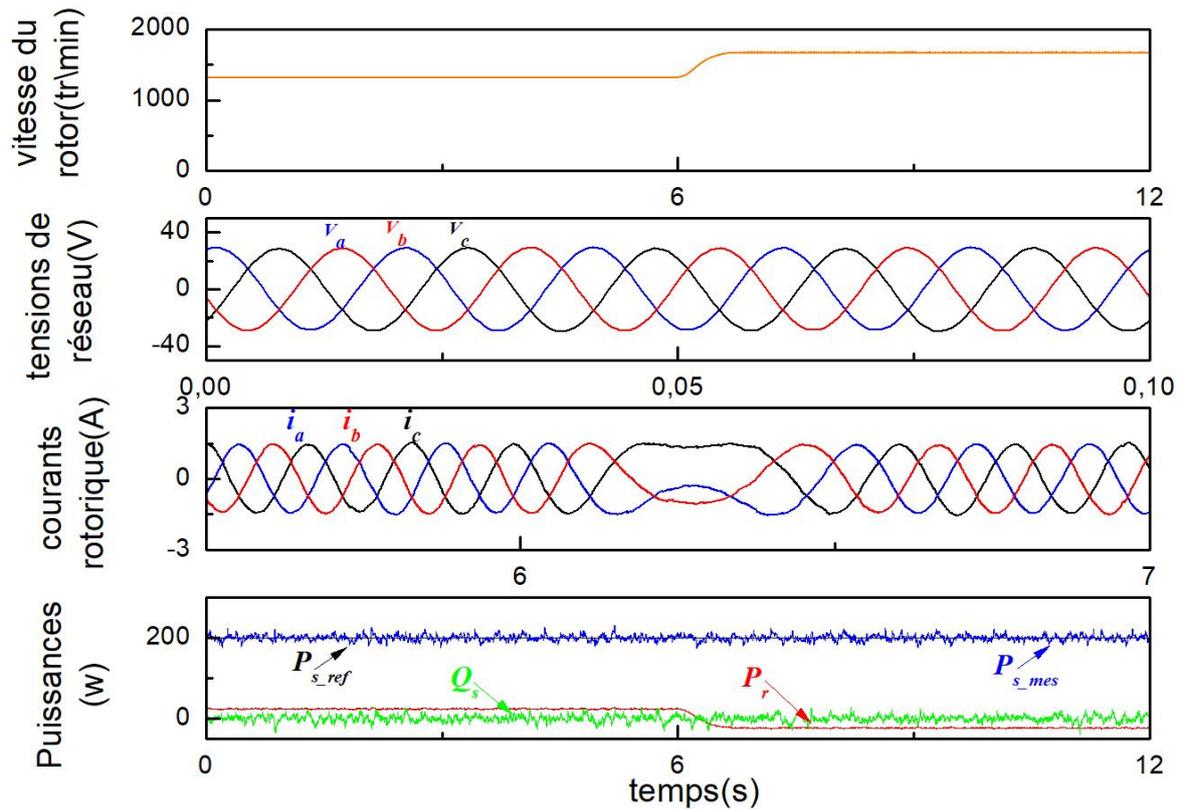


Figure.4.22. a Les grandeurs de la chaîne de conversion globale (hypo-syn ver hyper-syn )

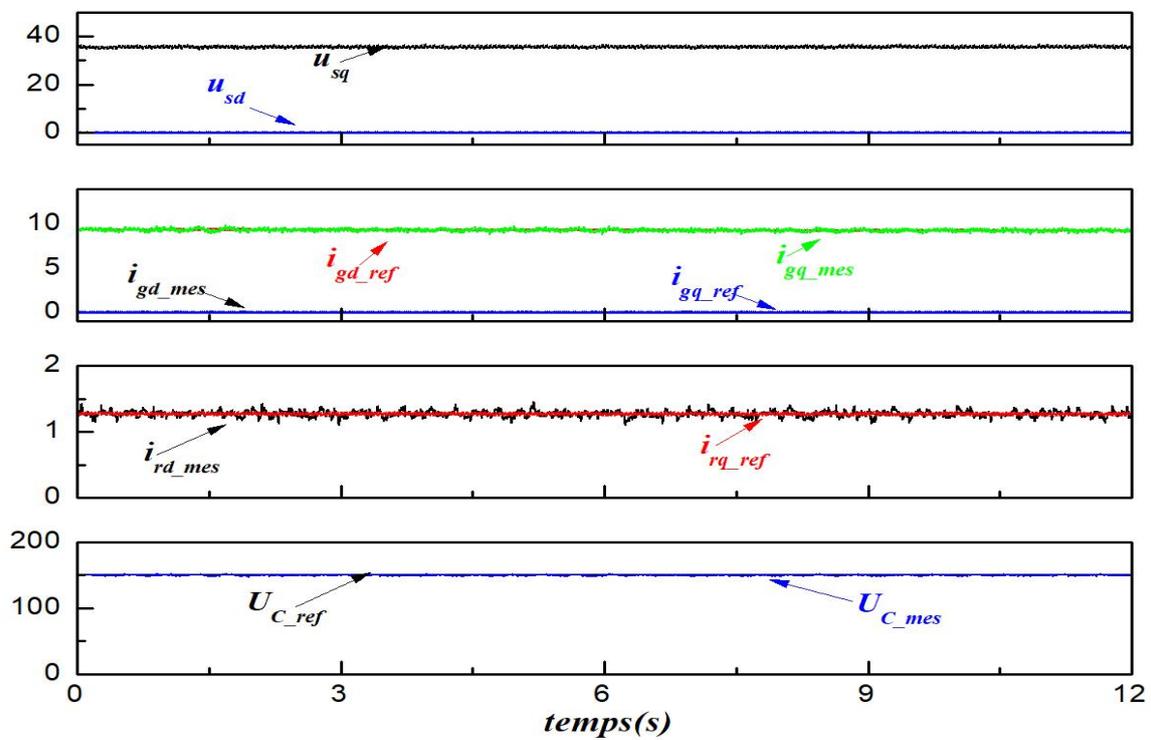


Figure.4.22. b Les grandeurs de contrôle de la chaîne de conversion globale (hypo-syn ver hyper-syn )

Dans le deuxième cas, le même système opère cette fois-ci sous un réseau affecté par un déséquilibre de tension. Ce dernier correspond à créer une chute de tension au niveau de la phase "b" de 15% de durée de 6,5 sec entre les instants  $t=4$  sec et  $t=10,5$  sec.

La figure (4.23) présente les différentes grandeurs électromécaniques relatives à cette conversion lors d'un régime hypo-synchrone où la vitesse du rotor de la MADA est de 1360 tr/min.

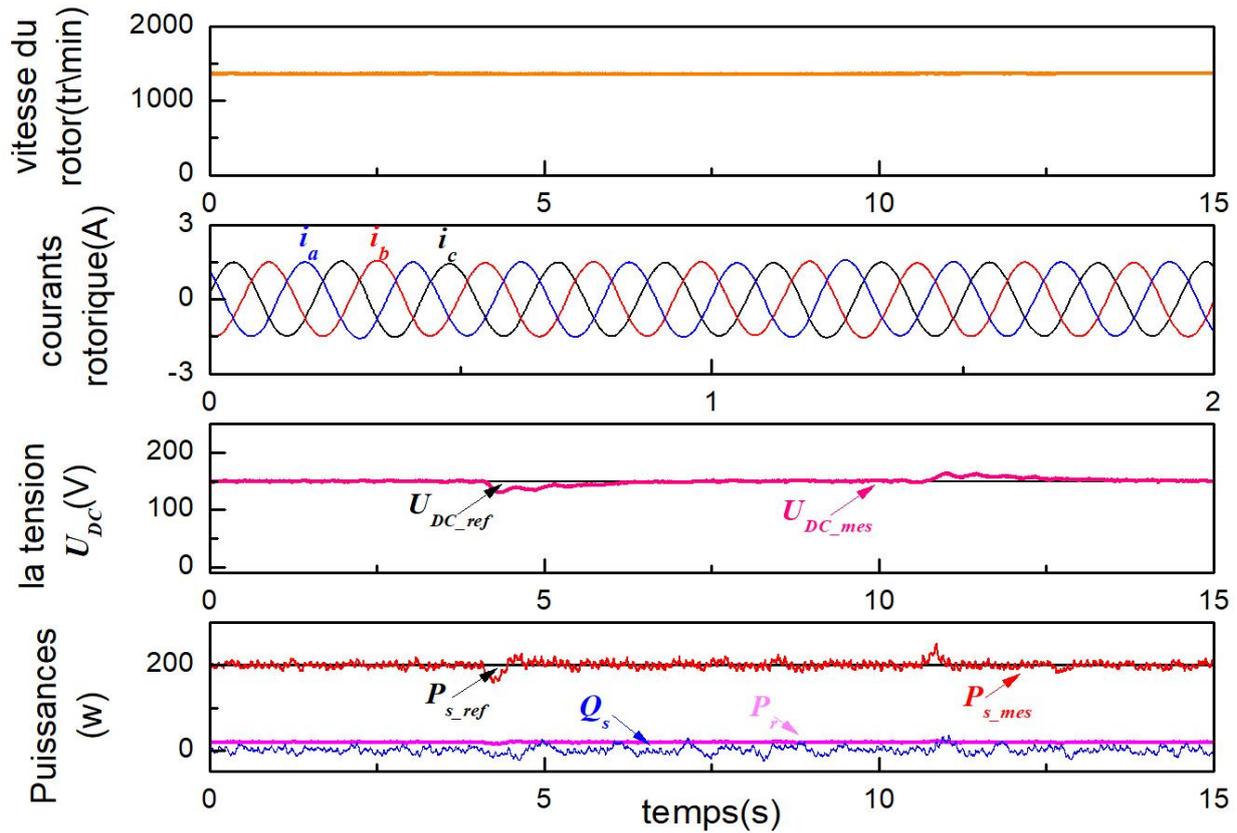


Figure.4.23.a Les grandeurs de la chaîne de conversion globale (2<sup>ème</sup> cas),

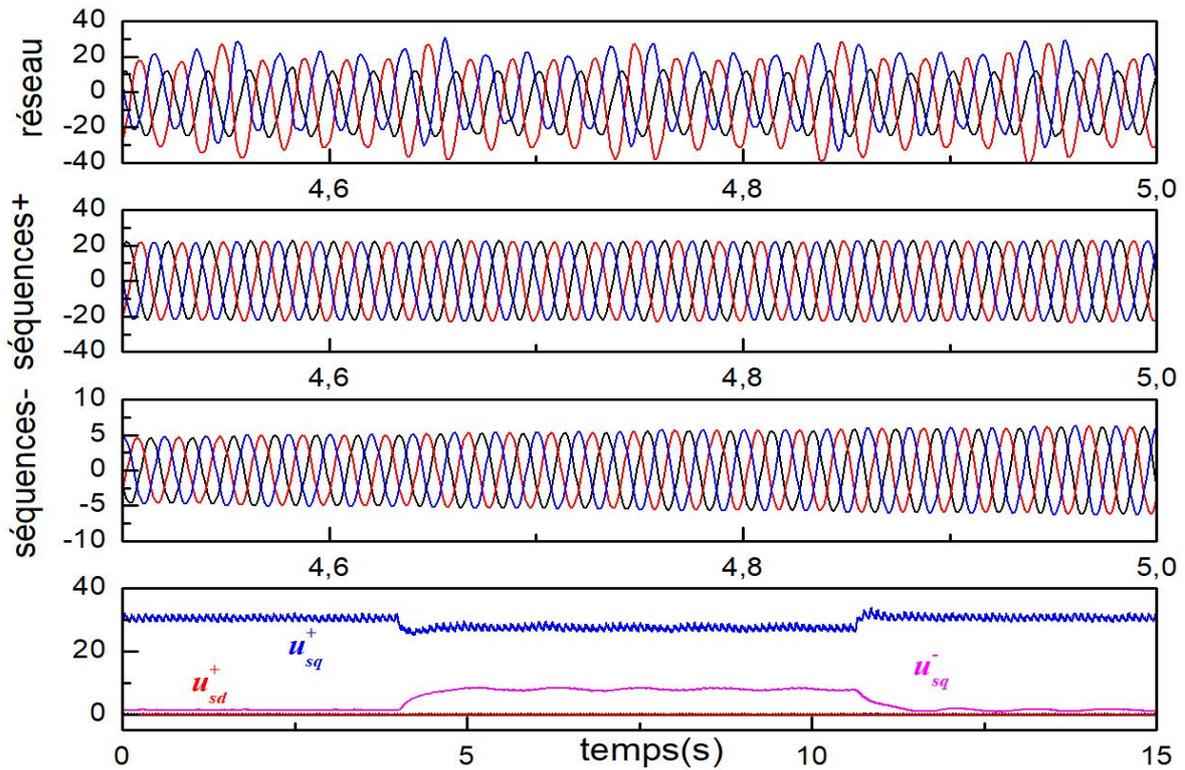


Figure.4.23.b Les grandeurs de contrôle de la chaîne de conversion globale (2<sup>ème</sup> cas),

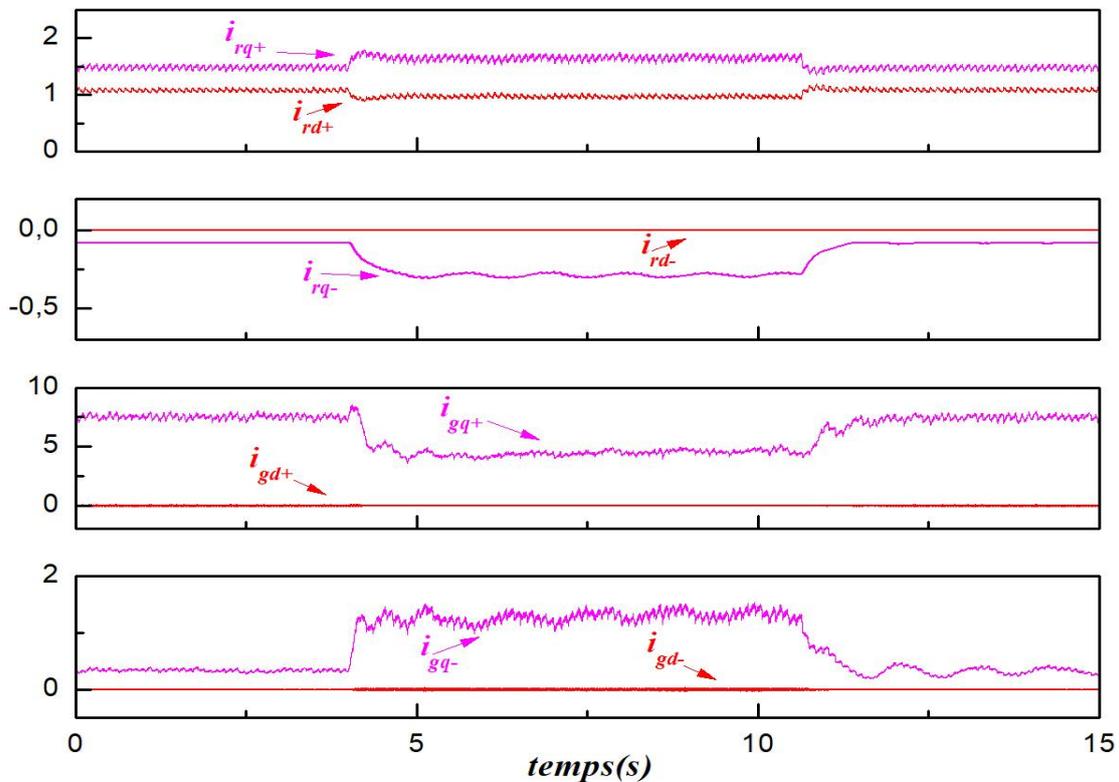


Figure.4.23.c Les courants de la chaîne de conversion globale (2<sup>ème</sup> cas),

Suite à cette validation expérimentale de la chaîne de conversion considérée, la mise en marche simultanée des deux sous-systèmes (CCM/MADA/réseau + réseau/CCR/bus continu) est effectuée avec succès (de la même façon où chaque sous-système est validé séparément).

#### 4.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié et réalisé une stratégie de contrôle basée sur la commande vectorielle du convertisseur côté réseau CCR raccordé à un réseau déséquilibré. L'approche présentée constitue en réalité une extension de celle fréquemment utilisée pour le cas d'un réseau équilibré est basée sur la décomposition du système réel déséquilibré en deux sous-systèmes équilibrés ; un système positif et un système négatif, et d'adapter la technique de la commande vectorielle conventionnelle à chacun de ces deux systèmes. Les oscillations accompagnant l'apparition de la séquence négative se trouvent atténuées grâce à la stratégie de contrôle mise en place. Le succès enregistré est attribué en grande partie à la bonne qualité d'extraction des séquences positive et négative caractérisant le défaut survenu sur le réseau ainsi qu'à la boucle de verrouillage utilisée pour la détermination de l'angle ( $\theta_g$ ) requis pour l'orientation de la tension sur l'axe  $q$ . Les résultats de simulation et d'expérimentation attestent l'efficacité de cette méthode pour la régulation de la tension du bus continu sous les conditions des déséquilibres affectant les réseaux de distribution.

## Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons traité par simulation numérique et par validation expérimentale un prototype de laboratoire d'une chaîne de conversion de l'énergie éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA). L'énergie électrique issue de cette conversion est directement envoyée au réseau de distribution dont les tensions triphasées peuvent être affectées par un déséquilibre donné.

Pour atteindre cet objectif, nous avons développé une méthodologie basée sur l'orientation du vecteur flux magnétisant dans le but de réaliser un contrôle indépendant des puissances active et réactive envoyées au réseau en prenant en compte les différentes irrégularités de tension que peut manifester ce dernier. Dans ce contexte, nous nous sommes intéressés plus particulièrement aux tâches relatives à l'identification paramétrique, aux techniques de décomposition d'un système triphasé déséquilibrés ainsi que celles de boucles de verrouillage utilisées pour l'estimation en temps réel de l'angle des tensions statoriques.

En effet, le processus d'identification de la MADA a été établi en deux phases. Dans la première phase, nous avons décrit en détail la méthodologie d'estimation des paramètres de la machine à induction la plus courante basée sur l'algorithme des moindres carrés récursifs (MCR). La démarche la plus importante de cette méthodologie est donc la transformation du système en un système linéaire permettant l'application de l'algorithme des MCR. Dans la seconde phase, nous avons développé un modèle paramétrique linéaire adapté à une machine à rotor bobiné qui est plus simple et ne requiert pas des calculs compliqués. Les résultats de simulation et expérimentaux sont présentés afin de montrer la précision des paramètres estimés.

Dans le deuxième chapitre, après avoir présenté les principaux types de défauts de déséquilibre de tensions, nous avons commencé par présenter une étude comparative entre les diverses techniques d'extraction des séquences positives et négatives, par la suite, nous avons exposé les techniques de PLL les plus usuelles. Concernant l'extraction des séquences directe et inverse, notre choix a concerné la méthode DSC qui est reconnue par sa rapidité et sa précision. Quant à l'estimation de l'angle de phase, la méthode SRF-PLL est retenue puisque cette dernière ne requiert pas des tâches lourdes de calcul avec une réduction notable des harmoniques résultantes du déséquilibre.

Le chapitre suivant est consacré à l'étude du contrôle du convertisseur cote machine (CCM) du système éolien en présence des asymétries de tension sur le réseau. Dans ces conditions, une modélisation de la MADA a été effectuée dans les référentiels direct et inverse respectivement. Par la suite, nous avons développé une stratégie de commande des puissances active et réactive via le dimensionnement des boucles de régulation relatives aux séquences positives et négatives ; le but étant de réduire les oscillations induites dans les grandeurs électriques et participer à l'amélioration de la qualité de la puissance active injectée sur le réseau. En effet, les résultats de simulation et expérimentaux montrent que le procédé de contrôle séparé proposé assure à la fois un bon découplage de contrôle associé à une minimisation efficace des oscillations.

Le quatrième et dernier chapitre, se compose de trois parties principales, la première présente le modèle dynamique du convertisseur côté réseau (CCR) sous un régime de déséquilibre asymétrique. La seconde partie est consacrée au développement du même procédé de contrôle (contrôle séparé des séquences positives et négatives) que celui utilisé lors de la commande du CCM. La dernière partie présente les résultats de simulation et expérimentaux de la commande proposée visant à réduire les effets de la séquence négative, notamment sur la tension du bus continu. La méthode proposée confirme à chaque fois sa viabilité et sa robustesse face aux changements proposés.

En perspective, ce modeste travail ouvre de nombreuses directions qui peuvent être exploitées dans l'avenir, nous pouvons citer entre autres :

- Refaire le même travail mais sur un prototype plus puissant de la MADA (de quelques dizaines de kilowatts au minimum) afin de mieux voir les contraintes réelles caractérisant ce type de conversion. Ce prototype doit être initialement conçu pour fonctionner en génératrice et pas en moteur, et ceci pour se mettre dans les conditions réelles qu'exige le type de procédés de conversion.
- Exploration d'autres méthodes avancées qui sont destinées à l'identification paramétrique de la MADA pouvant tenir compte d'éventuelles dérives paramétriques et les intégrer dans le processus de la commande.
- Maîtrise approfondie de la carte Dspace 1104 (timers et ressources internes) en vue d'une meilleure implantation des différentes tâches relatives à la commande de la MADA.
- Elaboration de nouveaux modèles de la MADA tenant compte d'autres irrégularités caractérisant d'une part un réseau électrique telles que la présence des harmoniques de différents ordres qui sont dues aux charges à caractère non linéaire, ainsi que celle propres à la machine telles que la non symétrie des enroulements, les courts-circuits entre les spires de ces derniers, les défauts mécaniques des roulements...etc.
- Faire recours à d'autres techniques de commande avancées de l'automatique dans le but d'améliorer les avantages et les performances obtenues avec des régulateurs conventionnels de type PI.

## Annexe

### Annexe A : La méthode des moindres carrés récurrents (MCR)

Le but de la méthode des moindres carrés consiste donc à minimiser l'erreur quadratique moyenne entre la réponse du processus réel et celle d'un modèle paramétrique linéaire judicieusement conçu de ce processus. Cette minimisation est accompagnée par l'estimation des valeurs relatives aux paramètres à identifier caractérisant ce processus. Pour le cas d'une machine à induction triphasée, plusieurs variantes de cette méthode ont été proposées. Le principe de toutes ces variantes consiste à réécrire le modèle d'état de la machine obtenu par la transformation de Park sous forme d'un modèle paramétrique linéaire dans lequel figure les deux composantes directe et en quadrature de la tension statorique ainsi que leurs premières dérivées, les deux composantes directe et en quadrature du courant statorique ainsi que leurs premières et secondes dérivées ainsi que la vitesse du rotor qui est considérée comme une variable dont la dynamique est très lente. En adoptant un vecteur de sortie donné, les facteurs constants apparaissant dans cette forme paramétrique qui représente le vecteur inconnu sont exprimés en fonction des paramètres recherchés de la machine. Le modèle paramétrique linéaire ainsi obtenu sera exécuté en parallèle avec la machine en temps réel et le vecteur inconnu contenant les différents paramètres de la machine est estimé en minimisant l'erreur quadratique moyenne entre le vecteur de sortie de la machine et celui du modèle paramétrique linéaire.

Le critère peut être formulé de la manière suivante [41] :

$$J = \frac{1}{N_k} \sum_{k=1}^{N_k} \varepsilon^T \varepsilon = \frac{1}{N_k} \sum_{k=1}^{N_k} [y(k) - y_{mdl}(k, \theta)]^T [y(k) - y_{mdl}(k, \theta)] \quad (\text{A.1})$$

avec  $N_k$  nombre d'échantillons considérés.

Nous commençons par présenter la méthode moindres carrés classique qui est utilisée en temps off-line, c'est-à-dire lorsque les mesures sont déjà prises. Prenons un système qui est représenté par l'équation suivante :

$$Y(k) = \phi^T(k)\theta + e(k) \quad (\text{A.2})$$

où  $Y$  désigne la sortie du système,  $\phi^T$  dite régresseur qui contient toutes les données enregistrées sur le système,  $\theta$  est le vecteur des paramètres à estimer et  $e(k)$  la partie aléatoire du système. Le but est de déterminer  $\theta$  qui minimise la valeur du critère suivant :

$$J(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{N_k} \varepsilon^2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{N_k} \varepsilon_{N_k}^T \varepsilon_{N_k} = \frac{1}{2} [Y_{N_k} - \Phi_{N_k} \theta]^T [Y_{N_k} - \Phi_{N_k} \theta] \quad (\text{A.3})$$

Pour trouver le minimum de  $\theta$ , on doit dériver et égaler à zéro :

$$\frac{\partial J(\theta)}{\partial \theta} = 0 = \frac{1}{2} \frac{\partial \left[ Y_{N_k}^T Y_{N_k} - 2Y_{N_k}^T \Phi_{N_k} \theta + \theta^T \Phi_{N_k}^T \Phi_{N_k} \theta \right]}{\partial \theta} = \Phi_{N_k}^T \Phi_{N_k} \theta - \Phi_{N_k}^T Y_{N_k} \quad (\text{A.4})$$

A partir de là, il est possible de déduire la formule des estimés optimaux ci-dessous :

$$\hat{\theta} = (\Phi_{N_k}^T \Phi_{N_k})^{-1} \Phi_{N_k}^T Y_{N_k} \quad (\text{A.5})$$

Bien entendu, en dérivant et en égalant à zéro, on ne peut pas être sûr de retrouver un minimum, donc il faut contrôler au moyen de la dérivée seconde qui devra être positive ou nulle :

$$\frac{\partial^2 \left[ \Phi_{N_k}^T \Phi_{N_k} \theta - \Phi_{N_k}^T Y_{N_k} \right]}{\partial \theta^2} = \Phi_{N_k}^T \Phi_{N_k} \quad (\text{A.6})$$

La matrice  $\Phi_{N_k}^T \Phi_{N_k}$  se définit comme étant positive ou nulle par construction. Ce procédé a permis notamment de constater que la recherche de paramètres se fait à l'aide d'une équation algébrique matricielle, sans la résolution numérique d'un modèle.

### A.1- Moindres carrés récursifs

Le principe fondamental consiste à corriger le vecteur des paramètres  $\theta$  à chaque itération :

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + \Delta \theta \quad (\text{A.7})$$

A l'instant  $(k-1)$ , on a une valeur de  $\theta$ , pas encore optimale, ainsi qu'une estimation des mesures  $\hat{Y}[\hat{\theta}(k-1)]$ . La nouvelle valeur de  $\hat{\theta}$  sera déduite de l'ancienne valeur ajoutée par un terme correctif dépendant de la différence entre les mesures prédites et effectuées :

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + f \left[ Y(k) - \hat{Y}(k, \theta(k-1)) \right] \quad (\text{A.8})$$

La sélection de la fonction  $f$  permettra de définir la méthode itérative de correction, la plus utilisée est la méthode des moindres carrés récursifs qui est présentée ci-après.

A l'instant  $k$ , on peut estimer les paramètres du système en appliquant la méthode des moindres carrés simples, soit :

$$\hat{\theta} = (\Phi_{N_k}^T \Phi_{N_k})^{-1} \Phi_{N_k}^T Y_{N_k} \quad (\text{A.9})$$

On peut reformuler cette équation comme suit :

$$\hat{\theta} = \left[ \sum_{i=1}^{N_k} \Phi(i) \Phi^T(i) \right]^{-1} \left[ \sum_{i=1}^{N_k} \Phi(i) Y(i) \right] \quad (\text{A.10})$$

Introduisons la matrice suivante :

$$P(k) = \left[ \sum_{i=1}^{N_k} \Phi(i) \Phi^T(i) \right]^{-1} \quad (\text{A.11})$$

Donc :

$$P(k)^{-1} = \sum_{i=1}^{N_k} \Phi(i)\Phi^T(i) \quad (\text{A.12})$$

On peut exprimer cette matrice sous forme récursive :

$$P^{-1}(k) = P^{-1}(k-1) + \Phi(k)\Phi^T(k) \quad (\text{A.13})$$

Si l'on reprend l'expression des estimates :

$$\begin{aligned} \hat{\theta}(k) &= P(k) \sum_{i=1}^{N_k} \Phi(i)Y(i) = P(k) \left[ \sum_{i=1}^{N_k} \Phi(i)Y(i) + \Phi(k)Y(k) \right] \\ &= P(k) \left[ P^{-1}(k)\hat{\theta}(k-1) + \Phi(k)Y(k) \right] \\ &= P(k) \left\{ \left[ P^{-1}(k) - \Phi(k)\Phi^T(k) \right] \hat{\theta}(k-1) + \Phi(k)Y(k) \right\} \\ &= \hat{\theta}(k-1) + P(k)\Phi(k) \left[ Y(k) - \Phi^T(k)\hat{\theta}(k-1) \right] \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

Avec :

$$K(k) = P(k)\Phi(k) \quad (\text{A.15})$$

L'algorithme récursif peut donc être défini comme suit :

$$P(k) = \left[ P^{-1}(k) - \Phi(k)\Phi^T(k) \right]^{-1} \quad (\text{A.16})$$

$$K(k) = P(k)\Phi(k) \quad (\text{A.17})$$

$$e(k) = Y(k) - \Phi^T(k)\hat{\theta}(k-1) \quad (\text{A.18})$$

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)e(k) \quad (\text{A.19})$$

L'équation de  $P(k)$  comporte une inversion matricielle, qui est un calcul numérique complexe. On peut éviter cette difficulté en utilisant le lemme de l'inversion matricielle. Ce lemme permet de remplacer l'inversion de la matrice par l'inversion d'un scalaire.

$$(A)^{-1} = (B)^{-1} + C.C^T \quad (\text{A.20})$$

Soit :

$$A = B - B.C(1 + C^T.B.C)^{-1}.C^T.B \quad (\text{A.21})$$

En appliquant ce lemme à la matrice  $P(k)$ , nous pouvons établir que :

$$P(k) = P(k-1) - \frac{P(k-1)\Phi(k)\Phi^T(k)P(k-1)}{1 + \Phi^T(k)P(k-1)\Phi(k)} \quad (\text{A.22})$$

Le gain de correction  $K(k)$  peut être exprimé en substituant  $P(k)$  par :

$$\begin{aligned}
K(k) &= P(k)\Phi(k) = \left[ P(k-1) - \frac{P(k-1)\Phi(k)\Phi^T(k)P(k-1)}{1 + \Phi^T(k)P(k-1)\Phi(k)} \right] \Phi(k) \\
&= P(k-1)\Phi(k) \left[ 1 - \frac{\Phi(k)\Phi^T(k)P(k-1)}{1 + \Phi^T(k)P(k-1)\Phi(k)} \right] \\
&= \frac{P(k-1)\Phi(k)}{1 + \Phi^T(k)P(k-1)\Phi(k)}
\end{aligned} \tag{A.23}$$

Par conséquent,  $P(k)$  peut s'exprimer en fonction de  $K(k)$  :

$$P(k) = P(k-1) - K(k)\Phi^T(k)P(k-1) \tag{A.24}$$

Finalement, nous avons la formulation complète de l'algorithme des moindres carrés récursifs

$$\left\{ \begin{aligned}
P(k) &= P(k-1) - \frac{P(k-1)\Phi(k)\Phi^T(k)P(k-1)}{1 + \Phi^T(k)P(k-1)\Phi(k)} \\
K(k) &= \frac{P(k-1)\Phi(k)}{1 + \Phi^T(k)P(k-1)\Phi(k)} \\
\hat{\theta}(k) &= \hat{\theta}(k-1) + K(k)(Y(k) - \Phi^T(k)\hat{\theta}(k-1))
\end{aligned} \right. \tag{A.25}$$

La formulation sous forme récursive ne requiert pas des calculs compliqués (tel que le calcul de l'inverse d'une matrice), ce qui facilitera son implémentation. Toutefois, quand cet algorithme sera convergé, à savoir que  $\hat{\theta}(k) \rightarrow \hat{\theta}(k-1)$ , ce qui signifie que le gain d'adaptation  $K(k) \rightarrow 0$  et que l'erreur  $\varepsilon(k)$  ne fournit plus aucune information additionnelle au procédé d'identification. L'estimation qui a été faite donne donc une valeur fixe.

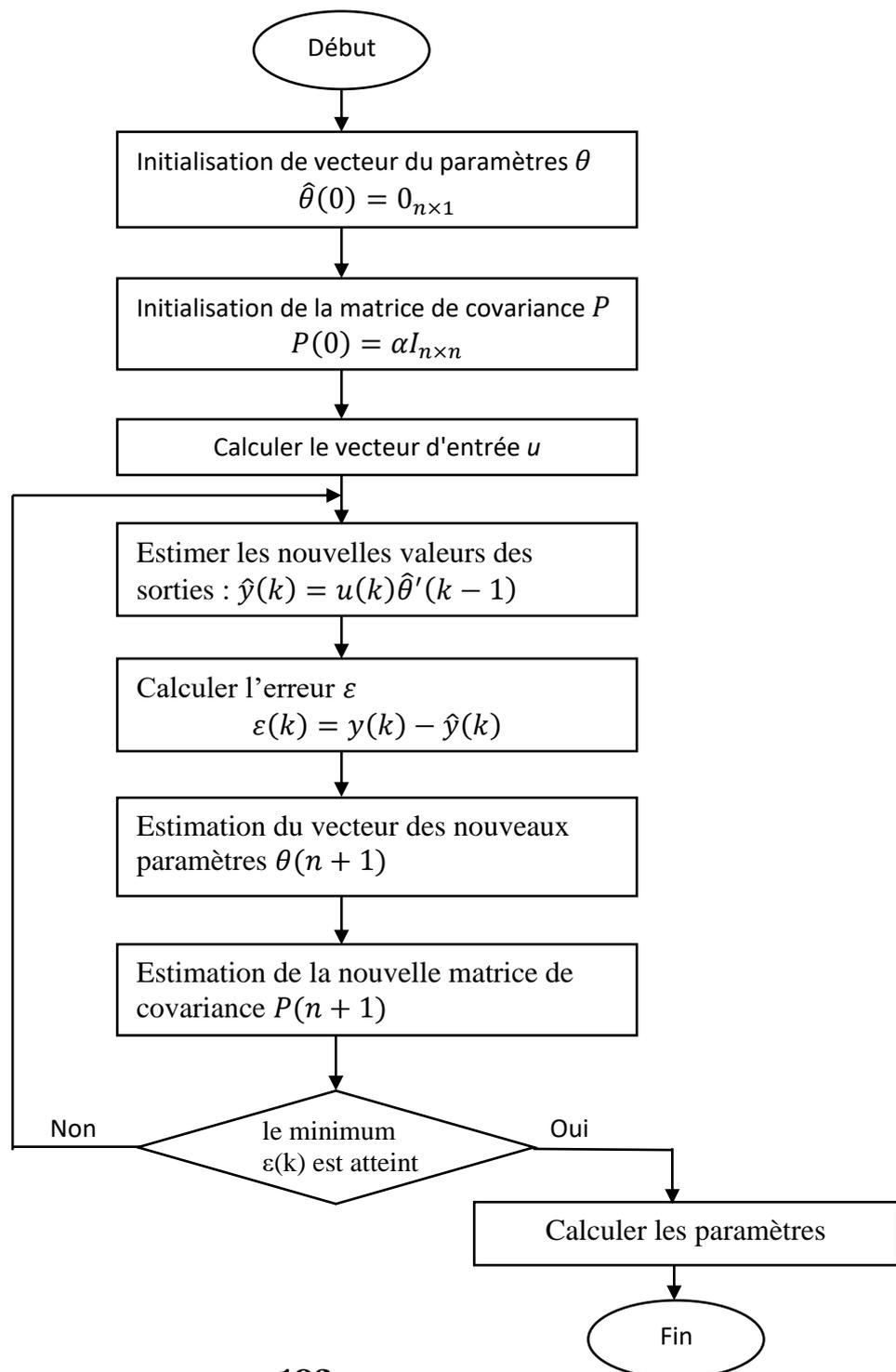
Lorsque les paramètres varient en fonction du temps où dans le cas de changement brusque des paramètres, il faut adapter l'algorithme pour que les nouvelles mesures aient un poids plus élevé que les anciennes. Afin de pallier ce problème, on recherche une méthode permettant à la fois de suivre l'évolution temporelle des paramètres variables et aussi d'améliorer les performances dynamiques de l'algorithme. Une méthode relativement simple et très utilisée est celle du facteur d'oubli.

Le facteur d'oubli est compris entre  $0 < \lambda \leq 1$ . Plus  $\lambda$  est proche de 0, plus rapidement les anciennes valeurs de  $\varepsilon(k)$  sont "oubliées", ce qui permet de donner une importance plus grande aux dernières mesures. Si  $\lambda = 1$  on se trouve en l'absence d'oubli.

Les équations de l'algorithme des moindres carrés récursifs avec facteur d'oubli sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} P(k) = \frac{1}{\lambda} \left[ P(k-1) - \frac{P(k-1)\Phi(k)\Phi^T(k)P(k-1)}{1 + \Phi^T(k)P(k-1)\Phi(k)} \right] \\ K(k) = \frac{P(k-1)\Phi(k)}{\lambda + \Phi^T(k)P(k-1)\Phi(k)} \\ \hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) + K(k)(Y(k) - \Phi^T(k)\hat{\theta}(k-1)) \end{array} \right. \quad (\text{A.26})$$

## A.2- L'organigramme de la méthode MCR :



## Annexe B : le calcul des puissances active et réactive dans le cas de déséquilibre :

Lorsque la tension du réseau est déséquilibrée, la puissance complexe instantanée est :

$$S = v_s \cdot i_s^* \quad (\text{B.1})$$

$$S = (v_{sdq}^+ \cdot e^{j\omega t} + v_{sdq}^- \cdot e^{-j\omega t}) \cdot (i_{sdq}^+ \cdot e^{j\omega t} + i_{sdq}^- \cdot e^{-j\omega t})^* \quad (\text{B.2})$$

Où :

$v_{sdq}^+$  et  $v_{sdq}^-$  sont les vecteurs complexes du tension de la séquence positive et négative ;  $i_{sdq}^+$  et  $i_{sdq}^-$  sont les vecteurs complexes du courant de la séquence positive et négative

$$S = \left[ (v_{sd}^+ + jv_{sq}^+) \cdot e^{j\omega t} + (v_{sd}^- + jv_{sq}^-) \cdot e^{-j\omega t} \right] \cdot \left[ (i_{sd}^+ - ji_{sq}^+) \cdot e^{-j\omega t} + (i_{sd}^- - ji_{sq}^-) \cdot e^{j\omega t} \right] \quad (\text{B.3})$$

Le développement de l'équation (B.3), donne :

$$\begin{aligned} S = & (v_{sd}^+ \cdot i_{sd}^+ + v_{sq}^+ \cdot i_{sq}^+ + v_{sd}^- \cdot i_{sd}^- + v_{sq}^- \cdot i_{sq}^-) + j(-v_{sd}^+ \cdot i_{sq}^+ + v_{sq}^+ \cdot i_{sd}^+ - v_{sd}^- \cdot i_{sq}^- + v_{sq}^- \cdot i_{sd}^-) + \\ & (v_{sd}^+ \cdot i_{sd}^- \cdot e^{j2\omega_s t} + v_{sq}^+ \cdot i_{sq}^- \cdot e^{j2\omega_s t} + v_{sd}^- \cdot i_{sd}^+ \cdot e^{-j2\omega_s t} + v_{sq}^- \cdot i_{sq}^+ \cdot e^{-j2\omega_s t}) + \\ & j(-v_{sd}^+ \cdot i_{sq}^- \cdot e^{j2\omega_s t} + v_{sq}^+ \cdot i_{sd}^- \cdot e^{j2\omega_s t} - v_{sd}^- \cdot i_{sq}^+ \cdot e^{-j2\omega_s t} + v_{sq}^- \cdot i_{sd}^+ \cdot e^{-j2\omega_s t}) \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Le développement des équations écrites en rouge de la formule (B.3) grâce à une application des caractéristiques trigonométriques donne :

$$\begin{aligned} & (v_{sd}^+ \cdot i_{sd}^- \cdot e^{j2\omega_s t} + v_{sq}^+ \cdot i_{sq}^- \cdot e^{j2\omega_s t} + v_{sd}^- \cdot i_{sd}^+ \cdot e^{-j2\omega_s t} + v_{sq}^- \cdot i_{sq}^+ \cdot e^{-j2\omega_s t}) = \\ & \left[ v_{sd}^+ \cdot i_{sd}^- \cdot (\cos(2\omega_s t) + j \sin(2\omega_s t)) + v_{sq}^+ \cdot i_{sq}^- \cdot (\cos(2\omega_s t) + j \sin(2\omega_s t)) + \right. \\ & \left. v_{sd}^- \cdot i_{sd}^+ \cdot (\cos(2\omega_s t) - j \sin(2\omega_s t)) + v_{sq}^- \cdot i_{sq}^+ \cdot (\cos(2\omega_s t) - j \sin(2\omega_s t)) \right] = \\ & \cos(2\omega_s t) \left[ v_{sd}^+ \cdot i_{sd}^- + v_{sq}^+ \cdot i_{sq}^- + v_{sd}^- \cdot i_{sd}^+ + v_{sq}^- \cdot i_{sq}^+ \right] + \\ & j \sin(2\omega_s t) \left[ v_{sd}^+ \cdot i_{sd}^- + v_{sq}^+ \cdot i_{sq}^- + v_{sd}^- \cdot i_{sd}^+ + v_{sq}^- \cdot i_{sq}^+ \right] \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

Le développement des équations écrites en bleu de la formule (B.3) grâce à une application des caractéristiques trigonométriques donne :

$$\begin{aligned} & j(-v_{sd}^+ \cdot i_{sq}^- \cdot e^{j2\omega_s t} + v_{sq}^+ \cdot i_{sd}^- \cdot e^{j2\omega_s t} - v_{sd}^- \cdot i_{sq}^+ \cdot e^{-j2\omega_s t} + v_{sq}^- \cdot i_{sd}^+ \cdot e^{-j2\omega_s t}) = \\ & \left[ -jv_{sd}^+ \cdot i_{sq}^- \cdot \cos(2\omega_s t) - v_{sd}^+ \cdot i_{sq}^- \cdot \sin(2\omega_s t) + jv_{sq}^+ \cdot i_{sd}^- \cdot \cos(2\omega_s t) - v_{sq}^+ \cdot i_{sd}^- \cdot \sin(2\omega_s t) - \right. \\ & \left. jv_{sd}^- \cdot i_{sq}^+ \cdot \cos(2\omega_s t) + v_{sd}^- \cdot i_{sq}^+ \cdot \sin(2\omega_s t) + jv_{sq}^- \cdot i_{sd}^+ \cdot \cos(2\omega_s t) + v_{sq}^- \cdot i_{sd}^+ \cdot \sin(2\omega_s t) \right] = \\ & \sin(2\omega_s t) \left[ -v_{sd}^+ \cdot i_{sq}^- - v_{sq}^+ \cdot i_{sd}^- + v_{sd}^- \cdot i_{sq}^+ + v_{sq}^- \cdot i_{sd}^+ \right] + \\ & j \cos(2\omega_s t) \left[ -v_{sd}^+ \cdot i_{sq}^- + v_{sq}^+ \cdot i_{sd}^- - v_{sd}^- \cdot i_{sq}^+ + v_{sq}^- \cdot i_{sd}^+ \right] \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

Les parties réelles des équations (B.3), (B.5) et (B.6) sont les puissance actives  $P_{s\_moy}$ ,  $P_{s\_cos}$  et  $P_{s\_sin}$  ; les parties imaginaires de ces derniers sont  $Q_{s\_moy}$ ,  $Q_{s\_cos}$  et  $Q_{s\_sin}$  donc :

$$\begin{aligned}
 P_{s\_moy} &= (v_{sd}^+ \cdot i_{sd}^+ + v_{sq}^+ \cdot i_{sq}^+ + v_{sd}^- \cdot i_{sd}^- + v_{sq}^- \cdot i_{sq}^-) \\
 P_{s\_cos} &= (v_{sd}^+ \cdot i_{sd}^- + v_{sq}^+ \cdot i_{sq}^- + v_{sd}^- \cdot i_{sd}^+ + v_{sq}^- \cdot i_{sq}^+) \\
 P_{s\_sin} &= (-v_{sd}^+ \cdot i_{sq}^- - v_{sq}^+ \cdot i_{sd}^- + v_{sd}^- \cdot i_{sq}^+ + v_{sq}^- \cdot i_{sd}^+) \\
 Q_{s\_moy} &= (-v_{sd}^+ \cdot i_{sq}^+ + v_{sq}^+ \cdot i_{sd}^+ - v_{sd}^- \cdot i_{sq}^- + v_{sq}^- \cdot i_{sd}^-) \\
 Q_{s\_cos} &= (-v_{sd}^+ \cdot i_{sq}^- + v_{sq}^+ \cdot i_{sd}^- - v_{sd}^- \cdot i_{sq}^+ + v_{sq}^- \cdot i_{sd}^+) \\
 Q_{s\_sin} &= (v_{sd}^+ \cdot i_{sd}^- + v_{sq}^+ \cdot i_{sq}^- + v_{sd}^- \cdot i_{sd}^+ + v_{sq}^- \cdot i_{sq}^+)
 \end{aligned} \tag{B.7}$$

La puissance active et la puissance réactive instantanées peuvent être représentées comme suit :

$$\begin{bmatrix} P_{s\_moy} \\ P_{s\_cos} \\ P_{s\_sin} \\ Q_{s\_moy} \\ Q_{s\_cos} \\ Q_{s\_sin} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd}^+ & v_{sq}^+ & v_{sd}^- & v_{sq}^- \\ v_{sd}^- & v_{sq}^- & v_{sd}^+ & v_{sq}^+ \\ v_{sq}^- & -v_{sd}^- & -v_{sq}^+ & v_{sd}^+ \\ v_{sq}^+ & -v_{sd}^+ & v_{sq}^- & -v_{sd}^- \\ v_{sq}^- & -v_{sd}^- & v_{sq}^+ & -v_{sd}^+ \\ -v_{sd}^- & -v_{sq}^- & -v_{sd}^+ & v_{sq}^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^+ \\ i_{sq}^+ \\ i_{sd}^- \\ i_{sq}^- \end{bmatrix} \tag{B.8}$$

Où :

$P_{s\_moy}$  et  $Q_{s\_moy}$  sont les composantes moyennes instantanées de la puissance active et de la puissance réactive ;  $P_{s\_sin}$  et  $Q_{s\_sin}$  sont les pics des oscillations de la puissance active et de la puissance réactive selon la répartition sinusoïdale ;  $P_{s\_cos}$  et  $Q_{s\_cos}$  sont les pics des oscillations de la puissance active et de la puissance réactive selon la répartition en cosinus.

## Annexe C : le calcul du régulateur de la méthode SRF :

La technique PLL a été utilisée comme un moyen courant de retrouver les informations de phase et de fréquence dans les systèmes électriques. Dans le domaine de l'électronique de puissance, la technique PLL a été adoptée pour le contrôle de la vitesse des moteurs électriques. Elle est aussi utilisée pour générer les références de courant synchronisées avec les tensions de réseau dans le système de conversion de puissance.

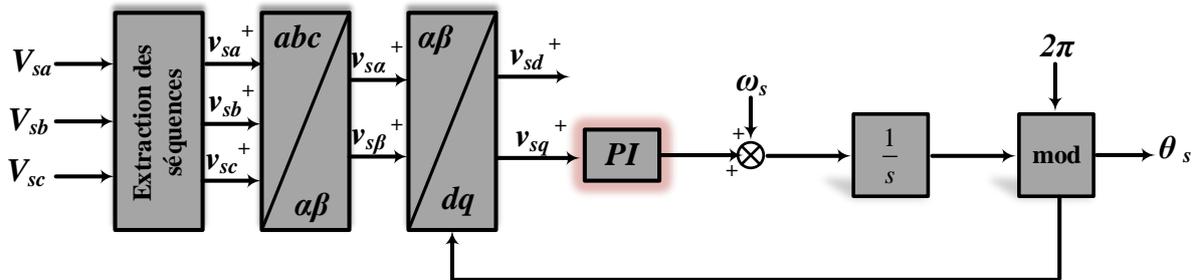


Figure. A.C.1 Structure d'une SRF-PLL.

La Figure (A.C.2) montre le modèle linéaire du système décrit dans la Figure (A.C.1). La fonction de transfert en boucle fermée de ce système peut être représentée comme suit [111, 112] :

$$H(s) = \frac{\theta'(s)}{\theta(s)} = \frac{K(s) \cdot V_q}{s + K(s) \cdot V_q}$$

où  $\theta'(s)$  et  $\theta(s)$  représentent la transformée de Laplace de  $\theta'$  et de  $\theta$ , respectivement.

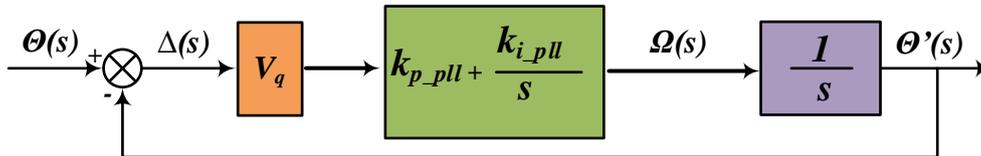


Figure. A.C.1 le modèle linéaire.

La fonction de transfert en boucle fermée est réécrite sous la forme générale de la boucle du second ordre comme :

$$H(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

Tels que  $\omega_n$  et  $\xi$  désignent la pulsation propre et le coefficient d'amortissement respectivement.

Où :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k_{p\_pll} V_q}{\tau}} ; \quad \xi = \frac{k_{p\_pll} V_q}{2\omega_n} ; \quad k_{p\_pll} = \frac{2\xi\omega_n}{V_q} ; \quad k_{i\_pll} = \frac{k_{p\_pll} \omega_n V_q}{2\xi}$$

- [1] WU, Bin, LANG, Yongqiang, ZARGARI, Navid, *et al.* *Power conversion and control of wind energy systems*. John Wiley & Sons, 2011.
- [2] H. Bekhada, "Commande robuste d'un aérogénérateur à base de machine asynchrone à double alimentation pilotée par un convertisseur matriciel". 2018. Thèse de doctorat. Université du Québec à Trois-Rivières.
- [3] K. BELMOKHTAR, "Contribution à l'intégration d'un parc éolien à un réseau électrique autonome, avec stockage d'énergie sous forme d'hydrogène". 2015. Thèse de doctorat. Université du Québec à Trois-Rivières.
- [4] I. YAICHI, "Contribution à l'amélioration de la qualité d'énergie électrique d'un système éolien basé sur la MADA". 2019. Thèse de doctorat. Université de Sidi Bel Abbès-Djillali Liabes.
- [5] M. Mohmoud, "Modeling, Analysis and Enhancement of the performance of a Wind Driven DFIG During steady state and transient conditions". Anchor Academic Publishing (aap\_verlag), 2014.
- [6] A. AL-QUTEIMAT, "Control Layout of Doubly Fed Induction Generator with Respect to Low Voltage Ride Through for Wind Energy Conversion System". Thèse de doctorat. Universitaet Berlin (Germany), 2018.
- [7] T. LEI, "Doubly-fed induction generator wind turbine modelling, control and reliability". Thèse de doctorat. The University of Manchester (United Kingdom), 2014.
- [8] L. Xu, & Wang, Y. (2007). "Dynamic modeling and control of DFIG-based wind turbines under unbalanced network conditions". *IEEE Transactions on power systems*, 22(1), 314-323.
- [9] Y. Zhou, Bauer, P., Ferreira, J. A., & Pierik, J., "Operation of grid-connected DFIG under unbalanced grid voltage condition". *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 24(1), 240-246, 2009.
- [10] E. Javan, Darabi, A., Ghafoori Gharib, H. R., & Emami, A., "Improved control of DFIG using stator-voltage oriented frame under unbalanced grid voltage conditions". *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 23(6), 767-783, 2013.
- [11] A. Abo-Khalil, G., Lee, D. C., & Jang, J. I., "Control of back-to-back PWM converters for DFIG wind turbine systems under unbalanced grid voltage". In *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics* (pp. 2637-2642). IEEE.
- [12] G. Abad, Rodriguez, M. A., Iwanski, G., & Poza, J., "Direct power control of doubly-fed-induction-generator-based wind turbines under unbalanced grid voltage". In *2009 IEEE transactions on power electronics*, 25(2), 442-452.
- [13] D. Santos-Martin, Rodriguez-Amenedo, J. L., & Arnalte, S., "Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions". In *2008 IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(5), 2328-2336.

- [14] Y. Yan, Wang M, Song Z-F, Xia C-L. "Proportional-Resonant Control of Doubly-Fed Induction Generator Wind Turbines for Low-Voltage Ride-Through Enhancement". *Energies*. 2012; 5(11):4758-4778
- [15] C. Wu and H. Nian, "Improved Direct Resonant Control for Suppressing Torque Ripple and Reducing Harmonic Current Losses of DFIG-DC System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 9, pp. 8739-8748, Sept. 2019
- [16] D. Xu, Frede Blaabjerg, Wenjie Chen, Nan Zhu, "Resonant Control of DFIG Under Grid Voltage Harmonics Distortion," in *Advanced Control of Doubly Fed Induction Generator for Wind Power Systems*, IEEE, 2018, pp.195-235
- [17] R. Zhu, et al. "Dual-loop control strategy for DFIG-based wind turbines under grid voltage disturbances." *IEEE Transactions on Power Electronics* 31.3 (2015): 2239-2253.
- [18] Y. Wang, et al. "  $H_{\infty}$  Robust Current Control for DFIG-Based Wind Turbine Subject to Grid Voltage Distortions." *IEEE Transactions on Sustainable Energy* 8.2 (2016): 816-825.
- [19] A. BOUKHRISS "Commande robuste par ADRC de l'éolienne à base de la machine asynchrone double alimentation ", thèse de Doctorat, 2015
- [20] P. Pura, and Grzegorz Iwanski. "Direct torque control of a doubly fed induction generator working with unbalanced power grid." *International Transactions on Electrical Energy Systems* 29.4 (2019): e2815.
- [21] W. Xu, et al. "Negative sequence voltage compensating for unbalanced standalone brushless doubly-fed induction generator." *IEEE Transactions on Power Electronics* 35.1 (2019): 667-680.
- [22] Mohammed, Omer Mohammed Elbabo, et al. "An Improved Control Method for Standalone Brushless Doubly Fed Induction Generator Under Unbalanced and Nonlinear Loads Using Dual-Resonant Controller." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 68.7 (2020): 5594-5605.
- [23] Y. Maouche, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile". 2015. Thèse de doctorat. Université de Constantine 1.
- [24] P. Nyoumea, Guillaume. "Modèles d'identification et de commande d'un aérogénérateur à machine synchrone à aimants permanents". Thèse de doctorat. Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2018.
- [25] J. Schoukens et R. Pintelon : Identification of Linear Systems : A Practical Guideline to Accurate Modeling. Elsevier, 2014.
- [26] A. Baysse, F. J. Carrillo, and Abdallah Habbadi. "Time domain identification of continuous-time systems with time delay using output error method from sampled data." *IFAC Proceedings Volumes* 44.1 (2011): 9041-9046.
- [27] R. Abdessemed, "Modélisation et simulation des machines électriques". Ellipses, 2011

- [28] R. Krishnan, "Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control". Prentice Hall, 2001.
- [29] W. Leonhard, "Control of Electrical Drives. Springer Science Business Media". 2012.
- [30] D. Aguglia ;'Identification des paramètres du moteur à induction triphasée en vue de sa commande vectorielle' mémoire pour l'obtention du grade de Maitre ès Sciences (M.Sc.), université Laval, Canada, 2004.
- [31] R. KHEREDDINE, "*Méthode adaptative de contrôle logique et de test de circuits AMS/RF*". Thèse de doctorat. Université de Grenoble. 2011.
- [32] S-A. Billings, "Identification of nonlinear systems - a survey". In IEE Proceedings D (Control Theory and Applications), volume 127, pages 272–285. IET, 1980.
- [33] Kh-S. hansali, "étude comparative sur l'identification linéaire en boucle fermée : application a un moteur à courant continu". Mémoire de Magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed-Boudiaf, 2013.
- [34] R. DELPOUX, "*Contribution à l'identification, l'estimation et la commande de Moteurs Synchrones à Aimants Permanents (MSAP)*." Thèse de doctorat. Ecole centrale de Lille. 2012.
- [35] X. Zhan, et al. "A review on parameters identification methods for asynchronous motor", International Journal of Advanced Computer Science and Applications 6.1 (2015).
- [36] H-W. Sim, J. S. Lee, and K. Lee, "On-line parameter estimation of interior permanent magnet synchronous motor using an extended Kalman filter", Journal of Electrical Engineering and Technology 9.2 (2014): 600-608.
- [37] T. A. Papadopoulos, G. A. Barzegkar-Ntovom, V. C. Nikolaidis, P. N. Papadopoulos, G. M. Burt, "Online parameter identification and generic modeling derivation of a dynamic load model in distribution grids", in: PowerTech, 2017 IEEE Manchester, IEEE, 2017, pp. 1-6.
- [38] Morfín, Onofre A., et al. "The squirrel-cage induction motor model and its parameter identification via steady and dynamic tests." *Electric Power Components and Systems* 46.3 (2018): 302-315.
- [39] J. Tang, Yang, Y., Blaabjerg, F., Chen, J., Diao, J.L., Liu, Z.G, "Parameter identification of inverter-fed induction motors: A review". *Energies*, 11(9): 2194. 2018.
- [40] D-G Robertson, Lee, J.H., (2002). On the use of constraints in least squares estimation and control. *Automatica*, 38(7): 1113-1123.
- [41] M. KHOV, "*Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents : Détection des courts-circuits par suivi paramétrique*". Thèse de doctorat. 2009.

- [42] L. Ljung, 'System Identification: Theory for the user. Englewood Cliffs', NJ: Prentice-Hall, 2006, p. 361.
- [43] S. E. I. Chelli, , et al. "An effective approach for real-time parameters estimation of doubly-fed induction machine using forgetting factor RLS algorithm." *European Journal of Electrical Engineering* 22.2 (2020): 169-177.
- [44] G. MERCÈRE, " *Contribution à l'identification récursive des systèmes par l'approche des sous-espaces*". Thèse de doctorat. Université des Sciences et Technologie de Lille-Lille I. 2004.
- [45] P.S. Diniz, Adaptive Filtering. Springer. 1997.
- [46] H. DJADI, YAZID, Krim, et MENAA, Mohamed. "Parameters identification of a brushless doubly fed induction machine using pseudo-random binary signal excitation signal for recursive least squares method". *IET Electric Power Applications*, 2017, vol. 11, no 9, p. 1585-1595.
- [47] C. ELISEI-ILIESCU, STANCIU, Cristian, PALEOLOGU, Constantin, *et al.* Robust variable-regularized RLS algorithms. In: *2017 Hands-free Speech Communications and Microphone Arrays (HSCMA)*. IEEE, 2017. p. 171-175.
- [48] J. STEPHAN, BODSON, Marc, et CHIASSON, John. Real-time estimation of the parameters and fluxes of induction motors. *IEEE Transactions on industry applications*, 1994, vol. 30, no 3, p. 746-759.
- [49] Y. KOUBAA, "Asynchronous machine parameters estimation using recursive method". *Simulation Modelling Practice and Theory*, 2006, vol. 14, no 7, p. 1010-1021.
- [50] M. CIRRINCIONE, PUCCI, Marcello, CIRRINCIONE, Giansalvo, *et al.* A new experimental application of least-squares techniques for the estimation of the induction motor parameters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, vol. 39, no 5, p. 1247-1256.
- [51] A. ALKAMACHI, "Permanent magnet DC motor (PMDC) model identification and controller design". *Journal of Electrical Engineering*, 2019, vol. 70, no 4, p. 303-309.
- [52] F. DEBBABI, NEMMOUR, Ahmed-Lokmane, KHEZZAR, Abdelmalek, *et al.* An approved superiority of real-time induction machine parameter estimation operating in self-excited generating mode versus motoring mode using the linear RLS algorithm: Ideas & applications. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2020, vol. 118, p. 105725.
- [53] G. DIDIER, "Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances". *These de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy-I*, 2004.
- [54] A. GHOGGAL, " *Contribution à la modélisation de la machine asynchrone triphasée dédiée au diagnostic*". Thèse de doctorat. Université Mohamed Khider Biskra. 2010.
- [55] M. KOTEICH, " *Modélisation et observabilité des machines électriques en vue de la commande sans capteur mécanique*". Thèse de doctorat. Université Paris-Saclay. 2016.

- [56] ROBERTSON, Douglas G. et LEE, Jay H. "On the use of constraints in least squares estimation and control". *Automatica*, 2002, vol. 38, no 7, p. 1113-1123.
- [57] R.P. Vieira, Azzolin, R.Z., Gastaldini, C.C., Grundling, H.A. (2010). Electrical parameters identification of hermetic refrigeration compressors with single-phase induction machines using RLS algorithm. The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, Rome, pp. 1-6.
- [58] I. DŽAFIĆ, NEISIUS, Hans-Theo, GILLES, Michel, *et al.* Three-phase power flow in distribution networks using Fortescue transformation. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2012, vol. 28, no 2, p. 1027-1034.
- [59] M. ABDUSALAM, POURE, Philippe, KARIMI, Shahram, *et al.* New digital reference current generation for shunt active power filter under distorted voltage conditions. *Electric Power Systems Research*, 2009, vol. 79, no 5, p. 759-765.
- [60] G. TAN, et SUN, Xiaofeng. Analysis of Tan-Sun coordinate transformation system for three-phase unbalanced power system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol. 33, no 6, p. 5386-5400.
- [61] C. M. ROCHA-OSORIO, SOLÍS-CHAVES, J. S., COSTA, Fabiano F., *et al.* Sequence component extraction based on recursive least squares for wind energy applications. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 2018, vol. 29, no 1, p. 110-118.
- [62] L. SILVA, SGUAREZI FILHO, Alfeu J., FERNANDES, Darlan A., *et al.* A robust phase-locked loop against fundamental frequency deviations and harmonic distortions. *Electric Power Systems Research*, 2018, vol. 163, p. 338-347.
- [63] Normes IEEE Std 519-1992; IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems; 12 April 1993, Page(s):15- 99.
- [64] *IEEE Std. 1159 Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*, 1995
- [65] H. SAKKOU, "Conception d'un compensateur actif multifonctions corrigeant toutes les perturbations en tension générées par les charges non linéaires et les fours à arc". Thèse de doctorat. École de technologie supérieure. 2007.
- [66] V. IGNATOVA, "Méthodes d'analyse de la qualité de l'énergie électrique. Application aux creux de tension et à la pollution harmonique". Thèse de doctorat. Université Joseph-Fourier-Grenoble I. 2006.
- [67] D. KAIROUS, "Contribution à la commande robuste d'une GADA utilisée dans un système de conversion d'énergie éolienne". Thèse de doctorat. Université du Québec à Chicoutimi. 2019.
- [68] Y. M. Alsmadi *et al.*, "Detailed Investigation and Performance Improvement of the Dynamic Behavior of Grid-Connected DFIG-Based Wind Turbines under LVRT Conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2018.
- [69] Suppioni, Vinicius P., Ahda P. Grilo, and Julio C. Teixeira. "Improving network voltage unbalance levels by controlling DFIG wind turbine using a dynamic voltage

- restorer." *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 96 (2018): 185-193.
- [70] R. Calvas Cahier technique n° 114 : Les dispositifs différentiels résiduels en BT. *Rapport technique, Schneider Electric*, 1998
- [71] B. METZ-NOBLAT, Cahier technique n° 18: Analyse des réseaux triphasés en régime perturbé à l'aides des composantes symétriques. *Rapport technique, Schneider Electric*, 2005.
- [72] S-E-I. Chelli, ABDELFETTAH, Boussaid, et LOKMANE, Nemmour Ahmed. Extracting Methods of Positive and Negative Voltage Sequences for Unbalanced Three-Phase Systems. In: *International Conference in Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems*. Springer, Cham, 2020. p. 877-884.
- [73] A. Ferrero, S. Leva, A. Morando, *A systematic, mathematically and physically sound approach to the energy balance in three-wire, three-phase systems*, L'Energia Elettrica vol.81, 2004, pp.51-56
- [74] W. V. Lyon, *Applications of the method of symmetrical components*, New-York, McGraw-Hill Book. Company, 1937
- [75] Lindholm, Morten, et al. "Doubly fed drives for variable speed wind turbines." (2004).
- [76] A-M. Muftah, "Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales". Thèse de doctorat. Université Henri Poincaré-Nancy 1. 2008.
- [77] A. BOUSSAID, "Filtrage actif des harmoniques dans les réseaux électriques. Contribution à l'amélioration de l'énergie électrique," Thèse de doctorat, Université des frères Mentouri Constantine 1, Constantine, Algérie, 2016.
- [78] C. BENHABIB, Mohamed et SAADATE, Shahrokh. "A new robust experimentally validated phase locked loop for power electronic control". *EPE journal*, vol. 15, no 3, p. 36-48. 2005.
- [79] S-K. SUBRAMANIAN, "Investigation on grid synchronization methods in PV inverters during unbalanced conditions". Thèse de maîtrise. 2018.
- [80] S. GOLESTAN, FREIJEDO, Francisco D., VIDAL, Ana, et al. An efficient implementation of generalized delayed signal cancellation PLL. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2015, vol. 31, no 2, p. 1085-1094.
- [81] A. TIMBUS, LISERRE, Marco, TEODORESCU, Remus, et al. Synchronization methods for three phase distributed power generation systems-An overview and evaluation. In : *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 2005. p. 2474-2481
- [82] Y. WANG, "Grid phase and harmonic detection using cascaded delayed signal cancellation technique". 2011.

- [83] H. LAIB, "Contribution par une Nouvelle Approche Modulaire au Filtrage Actif des Harmoniques dans les Réseaux Electriques de distribution". Thèse de doctorat. Université de Batna 2. 2017.
- [84] G. EYNARD, "Techniques de synchronisation pour les communications acoustiques sous-marine". Thèse de doctorat. Télécom Bretagne. 2009.
- [85] F. BRÉDARD, "Modélisation et contrôle d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne à vitesse variable connectée au réseau et utilisant une machine asynchrone". Thèse de doctorat. Université du Québec à Rimouski. 2014.
- [86] S. EL AIMANI, "Modélisation des différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension". Thèse de doctorat. Ecole Centrale de Lille. 2004.
- [87] I. ABDERRAHIM, "Amélioration de la qualité d'énergie d'un système de conversion d'énergie éolienne à base de machine asynchrone à double alimentation et connecté au réseau électrique". Thèse de doctorat. École de technologie supérieure. Université du Québec. 2015.
- [88] F. POITIERS, DE GENERATRICES, C. O. M. M. A. N. D. E. "ASYNCHRONES POUR L'UTILISATION DE L'ENERGIE EOLIENNE-Machine asynchrone à cage auto..." (2003).
- [89] Abad, Gonzalo, et al. *Doubly fed induction machine: modeling and control for wind energy generation*. Vol. 85. John Wiley & Sons, 2011.
- [90] Wu, Jian, et al. "Current and power quality multi-objective control of virtual synchronous generators under unbalanced grid conditions." *Journal of Power Electronics* 20.2 (2020): 580-589.
- [91] Moghadam, Farid Khazaeli, et al. "Vector control optimization of DFIGs under unbalanced conditions." *International Transactions on Electrical Energy Systems* 28.8 (2018): e2583.
- [92] J. Kearney, "Grid voltage unbalance and the integration of DFIG's." Thèse de doctorat, Technological University Dublin (2013).
- [93] Y. Wang, Lie Xu, "Control of DFIG-Based Wind Generation Systems under Unbalanced Network Supply", *Electrical Machines & Drives Conference*, 2007, IEMDC, 07, pp. 430-435.
- [94] J. Jeong-Ik, Young-Sin Kim, "Active and Reactive Power Control of DFIG for Wind Energy Conversion under Unbalanced Grid Voltage", *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006*. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International, Vol. 3 pp. 1-5.
- [95] Hu Jia-bing, He Yi-kang, NIAN Heng, "Enhanced control of DFIG-used back-to-back PWM VSC under unbalanced grid voltage conditions", *Journal of Zhejiang University SCIENCE A, China*, 2007, ISSN 1862-1775, pp. 1330-1339.

- [96] A-L. NEMMOUR, "Contribution au controle de la machine asynchrone à double alimentation". Thèse de doctorat. Batna, Université El Hadj Lakhdar. Faculté des sciences. 2009.
- [97] XU, Dehong, BLAABJERG, Frede, CHEN, Wenjie, *et al.* *Advanced control of doubly fed induction generator for wind power systems*. John Wiley & Sons, 2018.
- [98] Y. Zhou, P. Bauer J. A. Ferreira, J. Pierik, "Control of DFIG under Unsymmetrical Voltage Dip", *Power Electronic Specialist Conference*, 2007. PESC 2007. Pp. 933-938
- [99] S. Hong-Seok, Kwanghee Nam, "Dual Current Control for PWM Converter Under Unbalanced Input Voltage Conditions", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46 no. 5, October 1999, pp. 953-959.
- [100] Eltamaly, Ali M., M. S. Al-Saud, and Ahmed G. Abo-Khalil. "Dynamic control of a DFIG wind power generation system to mitigate unbalanced grid voltage." *IEEE Access* 8 (2020): 39091-39103.
- [101] Sun, Dan, et al. "A sliding-mode direct power control strategy for DFIG under both balanced and unbalanced grid conditions using extended active power." *IEEE Transactions on Power Electronics* 33.2 (2017): 1313-1322.
- [102] L. RIACHY, "Contribution à la commande d'un onduleur multiniveaux, destinée aux énergies renouvelables, en vue de réduire le déséquilibre dans les réseaux électriques". Thèse de doctorat. Normandie Université. 2017.
- [103] HAO, Tianqu. *Operation of Grid-Connected Inverter under Unbalanced Grid Conditions Using Indirect Voltage Sensoring*. 2016. Thèse de doctorat. Durham University.
- [104] Javan, Ehsan, et al. "Improved control of DFIG using stator-voltage oriented frame under unbalanced grid voltage conditions." *International Transactions on Electrical Energy Systems* 23.6 (2013): 767-783.
- [105] A. Khan, "Development of a power conditioner for a PMSG-based wind energy system integrated into a weak grid." Thèse de doctorat, University of Cape Town (2020).
- [106] A. CHAOUI, "Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires". Thèse de doctorat, UNIVERSITÉ DE SETIF 2018.
- [107] G. Abad, ed. *Power electronics and electric drives for traction applications*. John Wiley & Sons, 2016.
- [108] W. Tao, et al. "Research on control strategy of grid-connected inverter under unbalanced voltage conditions." *2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*. IEEE, 2016.
- [109] Y. Zhou, et al. "Operation of grid-connected DFIG under unbalanced grid voltage condition." *IEEE Transactions on Energy Conversion* 24.1 (2009): 240-246.

- [110] E. Afshari, et al. "Control strategy for three-phase grid-connected PV inverters enabling current limitation under unbalanced faults." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64.11 (2017): 8908-8918.
- [111] A. L. Nemmour, et al. "Advanced Backstepping controller for induction generator using multi-scalar machine model for wind power purposes." *Renewable Energy* 35.10 (2010): 2375-2380.
- [112] Gardner, Floyd M. *Phaselock techniques*. John Wiley & Sons, 2005..
- [113] Chung, S. K. (1999). Phase-Locked Loop for Grid-Connected Three-Phase Power Generation Systems. *Journal of Electrical Engineering and Information Science*, 4(6), 760-768.

## Résumé

Le développement de nouveaux procédés techniques relatifs à la conversion de l'énergie éolienne en énergie électrique visant à suffire le besoin croissant qui sollicite en permanence un réseau électrique déjà existant devient une solution incontournable parmi celle des autres ressources d'énergies renouvelables. Cette tendance est justifiée par sa capacité de sa mise en œuvre sur une vaste échelle d'une part, et par des exigences d'ordre environnemental d'autre part.

La génératrice asynchrone à double alimentation munie de deux convertisseurs statiques et entraînée par une turbine éolienne constitue le procédé le plus simple et la plus efficace pour convertir l'énergie emmagasinée dans le vent en énergie électrique envoyée directement au réseau de distribution sous forme de puissances active et réactive à la fréquence du réseau d'une manière flexible et contrôlable. Chacune de ces deux puissances peut être asservie à une consigne donnée l'une indépendamment de l'autre grâce à l'application des différentes variantes de la technique d'orientation du flux.

L'établissement des lois de commande régissant le fonctionnement d'un système de conversion de l'énergie éolienne basé sur la MADA est conventionnellement fondé sur l'application de la technique de contrôle vectoriel qui consiste à contrôler le couple électromagnétique et le flux de cette machine d'une façon similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée sous prétexte que le réseau auquel le stator de la MADA est connecté soit équilibré. Néanmoins, et comme un réseau réel présente en permanence des asymétries de tension plus ou moins aiguës, cette supposition ne peut jamais être réalisée. C'est dans ce cadre que peut s'inscrire le présent travail qui consiste à chercher comment rendre la commande vectorielle classique toujours applicable en cas d'un réseau déséquilibré et ceci en adaptant les lois de commande de telle façon que les puissances générées suivent leurs consignes tout en préservant le fonctionnement global de la MADA.

**Mots clés :** turbine éolienne, machine asynchrone à double alimentation MADA, orientation du flux statorique magnétisant, système triphasé déséquilibré, identification paramétrique en ligne, boucle à verrouillage de phase.

## **Abstract**

The development technologies relating to the wind energy conversion into electrical energy in order to satisfy the growing demands on the existing electrical networks represents a very important issue among other the other renewable energy existing resources. This trend is justified by its ability to be implemented on large scales with respect to environmental requirements.

The doubly-fed induction machine (DFIM) equipped with two static converters and driven by a wind turbine is the simplest and most efficient ways for converting the stored energy in the wind into electrical energy sent directly to the distribution network in the form of active and reactive powers. By the use of different field oriented control strategies, each of these two kinds of power could be controlled separately.

The design of control laws that governing the operation of the DFIM based wind energy system conversion is conventionally based on the vector control technique application which consists in controlling the electromagnetic torque and the flux of this machine in a similar way of that of the separated DC machines under the assumption that network to which the stator of the DFIM is connected must be perfectly balanced. Nevertheless, as a real network voltage is usually affected by a given asymmetry, the above assumption can never be realized. The aim of this work is to find a way to make the classical vector control still applicable in the case of an unbalanced utility.

### **Keywords:**

Wind turbine, doubly-fed induction machine (DFIM), magnetizing stator flux oriented control, unbalanced three-phase system, real time induction machine parameters identification, phase locked loop (PLL).

إن تطوير تقنيات جديدة متعلقة بتحويل طاقة الرياح إلى طاقة كهربائية الهادفة إلى تلبية الحاجة المتزايدة باستمرار و إدماجها في الشبكة الكهربائية الموجودة أصبحت حلاً حتمياً من بين تلك الموارد الأخرى للطاقات المتجددة. هذا الاتجاه تبرره قدرة التحويل الهائلة التي يوفره هذا النوع من الطاقة من جهة، و بالمتطلبات البيئية الذي يحققها من جهة أخرى.

تعتبر المولدة الكهربائية اللامتزامنة مزدوجة التغذية MADA والمزودة بمحولين ساكنين والمشغلة بواسطة مروحة الرياح الوسيلة العملية الأبسط و الأكفأ لتحويل الطاقة المخزنة في الرياح إلى طاقة كهربائية قابلة للإدماج مباشرة في شبكة التوزيع على شكل استطاعة فعالة و انعكاسية بتردد الشبكة بطريقة مرنة ويمكن التحكم فيها. كل نوع من الاستطاعتين السابقتين يمكن ضبطه في مستوى معين بشكل مستقل عن الآخر بفضل تطبيق أشكال مختلفة لتقنية توجيه شعاع التدفق.

إن تصميم قوانين التحكم الخاصة بنظام تحويل طاقة الرياح الذي يعتمد على الآلة MADA مبني اصطلاحاً على تطبيق تقنية التحكم الشعاعي المتمثلة في التحكم في عزم الدوران الكهرومغناطيسي وتدفق هذه الآلة بطريقة مماثلة لآلات التيار المسمر ذات التغذية المنفصلة على شرط أن تكون الشبكة المربوط بها الجزء الثابت للآلة MADA متوازنة التوتر. ومع ذلك ، وبما أن الشبكة الحقيقية تعاني دوماً من تناظر حاد في الجهد، فإن هذا الافتراض لا يمكن أبداً تحقيقه تحت الشروط السابقة. في هذا السياق يمكن إدراج العمل الحالي، الذي يتمثل في البحث عن كيفية جعل التحكم الشعاعي الكلاسيكي قابلاً للتطبيق دائماً في حالة وجود شبكة غير متوازنة وهذا بتكييف قوانين التحكم بطريقة تجعل الإستطاعات المولدة تتقيد بمستوياتها المحددة مع الحفاظ على الأداء العام للآلة MADA .

**كلمات مفتاحية:** مروحة رياح، آلة غير متزامنة مزدوجة التغذية، توجيه تدفق العنصر الساكن الممغنط، نظام ثلاثي الطور غير متوازن.