

# UNIVERSITÉ CHEIKH ANTA DIOP DE DAKAR



## École Doctorale : Physique, Chimie, Sciences de la Terre, de l'Univers et de l'Ingénieur (ED-PCSTUI)

École Supérieure Polytechnique (ESP)

Année : 2016-2017

N° d'ordre : 120

## THESE DE DOCTORAT

Spécialité : Systèmes Énergétiques et Environnement (SEE)

Présentée par : Moustapha DIOP

---

## Conception et commande de convertisseurs statiques pour moulins à moteurs asynchrones triphases

---

Soutenue le 24 Janvier 2018 devant le jury composé de :

Président	<b>Roger Marcelin FAYE</b>	Professeur Titulaire, ESP-UCAD
Rapporteurs	<b>Jamel BELHADJ</b>	Professeur, Université de Tunis
	<b>Ibrahima LY</b>	Maître de conférences, EPT, Thiès
Examineur	<b>Gustave SOW</b>	Maître de conférences, ESP-UCAD
Directeur de thèse	<b>Lamine THIAW</b>	Maître de conférences, ESP-UCAD



## *Je dédie ce modeste travail :*

**A Mon cher papa, MATAR DIOP :** *Aucune dédicace ne saurait exprimer l'amour, l'estime, la considération et le respect que j'ai pour vous. De tous les pères, vous êtes le meilleur. Vous avez toujours cru en moi et mis à ma disposition les moyens nécessaires pour mon éducation. Vous étiez un grand soutien tout au long de mes études. Pieux, sage, vertueux, honnête, modèle de persévérance et bonté, vous êtes une référence pour vos qualités humaines et votre générosité. Que Dieu vous préserve des malheurs de la vie et vous laisse avec nous afin qu'on puisse apprendre encore de vous.*

**A ma chère mère, Mbenda DIOP :** *Autant de phrases aussi expressives et éloquentes soient-elles ne sauraient transmettre à sa juste valeur l'amour et l'affection que j'éprouve pour vous. Vous n'avez cessé de me soutenir et laisser tout pour moi durant toutes ces années. Je m'incline devant vous, pour tous les torts que j'ai dus vous causer de mon enfance et tout au long de mes études. Puisse Allah vous donner santé et longue vie afin que je puisse vous rendre le minimum de ce que je vous dois.*

**A ma femme, madame Coura Ngom DIOP :** *Ces mots ne sauraient être assez éloquents pour exprimer ce que tu mérites pour les sacrifices consentis durant toutes ces années. Tu n'as cessé de me soutenir, de m'encourager, de me comprendre et de me réconforter. Je ne saurais comment compenser mes absences pendant les moments difficiles. Permettez-moi de te témoigner ma fierté d'être avec toi. Que le tout puissant te préserve du mal et te procure longue vie plein de bonheurs.*

**A mes frères et sœurs :** *Je vous dédie ce travail en témoignage de la profondeur de l'attachement et de l'amour que je porte pour vous. Puisse le tout puissant nous aider à pérenniser et consolider nos liens fraternels. Je vous souhaite une vie pleine de bonheur et de succès.*

**A Moustapha DIOP, Malick DIOP, Thioro NDIAYE, Mamadou Dia SENE... :** *Aucune dédicace ne peut exprimer la reconnaissance et l'estime que je vous dois. Vous m'avez soutenu et encouragé depuis l'élémentaire et vous continuez à le faire. Je suis très reconnaissant, et je ne vous remercierai jamais à sa juste valeur pour tout ce que vous avez fait pour moi. Que Dieu vous protège*

**A Madame SECK née Débo BA SERT SA :** *Vous êtes une seconde maman pour moi. Vous m'avez toujours conseillé et soutenu moralement et financièrement comme si j'étais votre propre fils. Je vous dédie ce travail en guise de reconnaissance. Je ne trouve pas les mots justes et suffisants pour vous exprimer mon affection et mon estime. Je vous souhaite tout le bonheur du monde.*

**A ma grande famille**

**A mes amis et mes camarades de promotion**

**A toutes les personnes qui m'aime**

## *Avant propos*

Ce travail est réalisé au Laboratoire d'énergies Renouvelables de l'École Supérieure Polytechnique de Dakar et au Laboratoire des Systèmes Électriques (LSE) de l'École Nationale d'Ingénieurs de Tunis dans le cadre du projet de mobilité AFIMEQG.

Tout d'abord, je remercie le Professeur **Roger Marcelin FAYE** pour m'avoir fait l'honneur d'accepter la présidence du jury de soutenance de thèse de doctorat.

J'exprime mes sincères remerciements au Professeur **Ibrahima LY** de l'École Polytechnique de Thiès, pour avoir accepté la tâche de rapporteur de ce travail de thèse, et au Professeur **Gustave SOW** pour sa participation à ce jury en tant qu'examinateur.

Mes vifs remerciements à mon directeur de thèse, Professeur **Lamine THIAW**. C'est un privilège de travailler avec vous. Vos qualités scientifiques, humaines et votre goût de la perfection vous valent une grande admiration et un profond respect. De ce travail, je vous témoigne ma profonde gratitude et ma très haute considération.

Mes remerciements vont aussi au Professeur **Jamel BELHADJ**, Chef de l'équipe COSYS et rapporteur. Vous m'avez toujours réservé le meilleur accueil, malgré vos lourdes charges. Le respect et la sympathie dont je fus témoin méritent toute mon admiration. Par votre présence, je remercie toute l'équipe COSYS, spécialement à **Mehdi, Wahib et Amine**, pour l'accueil chaleureux et m'avoir permis de réaliser la partie expérimentale. Je vous exprime ma gratitude et ma satisfaction de travailler avec vous.

Un grand merci à Monsieur **Mouhamadou THIAM**. Vous avez grandement participé à la réalisation du travail. Vous m'avez toujours encouragé, soutenu, orienté et motivé plus qu'un grand frère. Vous n'avez ménagé aucun effort pour que ce travail aboutisse dans les meilleures conditions. Sachez que je vous en ai très reconnaissant.

Merci à Monsieur **Alphousseyni NDIAYE** pour vos conseils précieux et aide tout au long de ce travail de thèse, malgré ses charges pédagogiques. J'en suis reconnaissant.

Merci à Monsieur **Mouhamadou Falilou NDIAYE** du CIFRES. Je vous affirme que vos qualités humaines, scientifiques et votre générosité m'ont été d'un grand apport.

Merci également aux Messieurs **Salif S. FALL, Samba Guèye, Abodoulaye DI-ENG** et tous les enseignants et techniciens du département Génie Électrique.

Je remercie les doctorants et Masters du LER (**Ndeye S. Gning, Nogoye Diaw, Ndeye A. Diallo, Bamba Mboji, Ibrahima Ngom, Boussef Sy, Amadou FALL...**) ainsi que tous ceux qui nous ont quittés. Vos soutiens ont été considérables durant toutes ces années. Merci pour vos soutiens, les moments d'échanges et de détente.

# Table des matières

<b>Introduction Générale</b>	<b>1</b>
<b>1 États de l'art et étude sur les convertisseurs statiques</b>	<b>5</b>
1.1 Introduction . . . . .	6
1.2 État de l'art sur les convertisseurs . . . . .	7
1.2.1 Systèmes de conversion de l'énergie . . . . .	7
1.2.1.1 Conversion directe . . . . .	8
1.2.1.2 Conversion indirecte . . . . .	8
1.2.2 Dispositifs de conversions AC-DC-AC . . . . .	9
1.2.2.1 Dispositif d'Alimentation Sans Interruption . . . . .	9
1.2.2.2 Convertisseurs indirects de fréquence . . . . .	10
1.3 Étude sur les convertisseurs statiques . . . . .	11
1.3.1 Taux de distorsion harmonique (THD) . . . . .	12
1.3.2 Facteur de puissance . . . . .	12
1.3.3 Conséquences et limites normées du THD . . . . .	14
1.4 Conception de convertisseurs AC-DC-AC . . . . .	15
1.4.1 Conversion AC-DC . . . . .	16
1.4.1.1 Convertisseurs AC-DC classiques . . . . .	16
1.4.1.2 Convertisseurs AC-DC à prélèvement sinusoïdal . . . . .	18
1.4.1.3 Synthèse et choix du convertisseur AC-DC . . . . .	23
1.4.2 Conversion DC-AC . . . . .	24
1.4.2.1 Généralité et choix du convertisseur DC-AC . . . . .	24
1.4.2.2 Techniques de commande du convertisseur DC-AC . . . . .	26
1.4.3 Modèle et commande du convertisseur AC-DC-AC . . . . .	31
1.5 Conclusion . . . . .	32

---

<b>2</b>	<b>Modélisation, commande et simulation du convertisseur statique</b>	<b>33</b>
2.1	Introduction . . . . .	34
2.2	Description et fonctionnement de la topologie . . . . .	34
2.3	Modèle et commande du convertisseur AC-DC-AC . . . . .	36
2.3.1	Modélisation et commande du convertisseur AC-DC . . . . .	36
2.3.1.1	Modèle du convertisseur AC-DC . . . . .	36
2.3.1.1.1	Modèle analytique du convertisseur MLI . . . . .	38
2.3.1.1.2	Dimensionnement de la capacité . . . . .	40
2.3.1.1.3	Dimensionnement de l'inductance . . . . .	41
2.3.1.2	Commande du convertisseur AC-DC . . . . .	42
2.3.1.2.1	Objectifs pour la commande . . . . .	42
2.3.1.2.2	Principe de commande . . . . .	43
2.3.1.2.3	Asservissement de la tension . . . . .	44
2.3.1.2.4	Asservissement du courant . . . . .	46
2.3.1.3	Simulation du convertisseur AC-DC . . . . .	48
2.3.2	Modélisation et commande du convertisseur DC-AC . . . . .	49
2.3.2.1	Modélisation du convertisseur DC-AC . . . . .	49
2.3.2.2	Commande du convertisseur DC-AC . . . . .	50
2.3.2.2.1	Principe de la commande SVM . . . . .	50
2.3.2.2.2	Détermination de la tension de référence . . . . .	51
2.3.2.2.3	Détermination des temps de commutation . . . . .	52
2.3.2.2.4	Détermination des secteurs et fonctions logiques . . . . .	53
2.3.2.2.5	Dimensionnement de la partie puissance . . . . .	54
2.3.2.3	Simulation du convertisseur DC-AC avec la SVM . . . . .	54
2.4	Simulation du convertisseur AC-DC-AC . . . . .	56
2.4.1	Description du modèle de simulation . . . . .	56
2.4.2	Résultats de simulation . . . . .	57
2.4.2.1	Résultats relatifs au courant prélevé . . . . .	57
2.4.2.2	Résultats relatifs à la tension continue . . . . .	58
2.4.2.3	Résultats relatifs aux tensions de sortie . . . . .	58
2.5	Conclusion . . . . .	60

<b>3</b>	<b>Modélisation et caractérisation du système de mouture de céréales</b>	<b>61</b>
3.1	Introduction . . . . .	62
3.2	Description du système . . . . .	62
3.3	Modélisation analytique du moteur asynchrone . . . . .	63
3.3.1	Modèle dynamique du moteur asynchrone . . . . .	63
3.3.1.1	Modèle du moteur dans le repère tournant . . . . .	65
3.3.1.2	Modèle du moteur dans le repère fixe . . . . .	65
3.3.2	Modèle du moteur en régime permanent . . . . .	66
3.3.2.1	Équations en régime permanent . . . . .	66
3.3.2.2	Représentation en régime permanent . . . . .	66
3.3.2.3	Identification des paramètres électriques du moteur . . . . .	69
3.3.3	Simulation du moteur . . . . .	71
3.4	Les systèmes de mouture . . . . .	73
3.4.1	Généralités sur la transformation de céréales . . . . .	73
3.4.2	Les types de moulins . . . . .	74
3.4.2.1	Moulins à meules . . . . .	74
3.4.2.2	Moulins à marteaux . . . . .	74
3.4.2.2.1	Moulins à moteurs thermique . . . . .	75
3.4.2.2.2	Moulins solaires . . . . .	75
3.5	Caractérisation du moulin . . . . .	76
3.5.1	Description et fonctionnement du moulin . . . . .	76
3.5.2	Approche théorique . . . . .	77
3.5.2.1	Caractérisation mécanique . . . . .	78
3.5.2.2	Caractérisation électrique . . . . .	80
3.5.3	Approche expérimentale . . . . .	81
3.5.3.1	Objectifs et méthodologie . . . . .	81
3.5.3.2	Description du banc d'essai . . . . .	82
3.5.3.3	Présentation des résultats . . . . .	83
3.5.4	Principe de détermination du point de fonctionnement . . . . .	86
3.6	Simulation du système de mouture . . . . .	88
3.7	Conclusion . . . . .	89

<b>4</b>	<b>Simulation et validation expérimentale du système</b>	<b>90</b>
4.1	Introduction . . . . .	91
4.2	Commande du système complet . . . . .	91
4.3	Élaboration des stratégies de commandes . . . . .	93
4.3.1	Commande scalaire . . . . .	93
4.3.1.1	Stratégie de commande scalaire en boucle ouverte . . .	93
4.3.1.2	Stratégie de commande scalaire en boucle fermée . . .	95
4.3.2	Commande vectorielle . . . . .	96
4.3.2.1	Estimations et régulations des grandeurs . . . . .	97
4.3.2.2	Commande vectorielle sans capteur . . . . .	100
4.3.2.2.1	Technique du filtre de Kalman . . . . .	100
4.3.2.2.2	Technique du mode glissant . . . . .	100
4.3.2.2.3	Observateur de Luenberger . . . . .	100
4.3.2.2.4	Technique d'estimation MRAS . . . . .	100
4.4	Simulation sous Matlab-Simulink . . . . .	104
4.4.1	Simulation de la commande scalaire . . . . .	104
4.4.2	Simulation de la commande vectorielle . . . . .	106
4.4.3	Simulation de la commande vectorielle sans capteur . . . . .	107
4.4.4	Simulation du système avec les commandes sans capteur . . . . .	108
4.4.4.1	Simulation du système avec le commande FOC-MRAS . . . . .	108
4.4.4.2	Simulation du système avec la commande V/f-MRAS . . . . .	110
4.4.4.3	Analyse énergétique du système de mouture . . . . .	111
4.5	Validation expérimentale . . . . .	113
4.5.1	Principe et description du banc d'essai . . . . .	114
4.5.2	Résultats de la validation de la commande scalaire . . . . .	117
4.6	Conclusion . . . . .	120
	<b>Conclusion Générale et Perspectives</b>	<b>121</b>
	<b>Références Bibliographiques</b>	<b>i</b>
	<b>Annexes</b>	<b>xx</b>

<b>A Transformations de coordonnées</b>	<b>xxi</b>
A.1 Passage du repère (a, b, c) au repère ( $\alpha, \beta$ ) . . . . .	xxii
A.2 Passage du repère ( $\alpha, \beta$ ) au repère (d, q) . . . . .	xxiii
A.3 Passage du repère (a, b, c) au repère (d, q) . . . . .	xxiv
<b>B Détermination des rapports cyclique avec la SVM</b>	<b>xxv</b>
<b>C Structures et données caractéristiques des moulins</b>	<b>xxvii</b>
C.1 Structures des moulins . . . . .	xxvii
C.1.1 Moulins à meules . . . . .	xxvii
C.1.2 Moulins à poulie-courroie . . . . .	xxviii
C.1.3 Moulins à diesel . . . . .	xxviii
C.1.4 Moulins à marteaux locales . . . . .	xxix
C.2 Données de la caractérisation du moulin . . . . .	xxx
<b>D Modèle Simulink</b>	<b>xxxix</b>
<b>E Paramètres des moteurs utilisés</b>	<b>xxxv</b>

# Table des figures

1	Projections pour l'électrification rurale au Sénégal . . . . .	2
1.1	Schéma de principe de la conversion directe . . . . .	8
1.2	Schéma de principe de la conversion indirecte . . . . .	8
1.3	Configuration de principe d'une alimentation ASI . . . . .	9
1.4	Configuration du convertisseur indirect de fréquence . . . . .	10
1.5	Schéma de principe de décomposition du signal déformé . . . . .	11
1.6	Représentation du diagramme de Fresnel des puissances . . . . .	13
1.7	Schéma de principe générale du système . . . . .	15
1.8	Configuration des convertisseurs AC-DC classiques . . . . .	16
1.9	Schéma de principe du filtrage capacitif . . . . .	17
1.10	Résultats de la simulation du convertisseur AC-DC à diodes . . . . .	18
1.11	Configuration des convertisseurs PFC Buck et Boost . . . . .	19
1.12	Configuration des convertisseurs PFC éleveurs-abaisseurs . . . . .	20
1.13	Configuration des convertisseurs PFC Cuk et Sepic . . . . .	20
1.14	Configuration du convertisseur PFC Vienne . . . . .	21
1.15	Configurations des convertisseur PFC à MLI . . . . .	22
1.16	Structure de l'onduleur de tension triphasé . . . . .	25
1.17	Signaux de commande et forme de tension entre phase en pleine onde .	26
1.18	Schéma de principe de la commande par hystérésis . . . . .	27
1.19	Principe de la MLI sinusoïdale . . . . .	29
1.20	Principe de la modulation par injection d'harmoniques . . . . .	30
1.21	Configuration du convertisseur AC-DC-AC . . . . .	32

---

2.1	Topologie du convertisseur avec les commandes . . . . .	34
2.2	Architecture de la chaîne de conversion . . . . .	35
2.3	Structure du modèle convertisseur AC-DC à MLI . . . . .	36
2.4	Diagramme de phase du convertisseur PFC . . . . .	37
2.5	Modes de séquences de commutations du convertisseur à MLI . . . . .	38
2.6	Schéma de principe de la commande . . . . .	43
2.7	Boucles d'asservissements du courant et de la tension . . . . .	43
2.8	Réponse indicielle et diagramme de Bode du système non corrigé . . . . .	45
2.9	Boucle d'asservissement de la tension . . . . .	45
2.10	Boucle d'asservissement du courant . . . . .	46
2.11	Réponses indicielles du courant et de la tension en boucle fermée . . . . .	47
2.12	Modèle de simulation du convertisseur AC-DC avec la commande . . . . .	48
2.13	Tension continue à la sortie du convertisseur AC-DC . . . . .	48
2.14	Courant prélevé sur le micro-réseau . . . . .	48
2.15	Configuration du convertisseur DC-AC avec la charge RL . . . . .	49
2.16	Principe générale de la technique SVM . . . . .	50
2.17	Représentation des vecteurs de tension et des secteurs . . . . .	51
2.18	Principe de calcul des temps de commutation . . . . .	52
2.19	Algorithme de détermination des secteurs . . . . .	53
2.20	Diagramme des zones de fonctionnement de la SVM . . . . .	54
2.21	Modèle de simulation du convertisseur DC-AC avec la SVM . . . . .	54
2.22	Résultats de simulation du convertisseur DC-AC avec la SVM . . . . .	55
2.23	Modèle de simulation du convertisseur AC-DC-AC . . . . .	56
2.24	Résultats de simulation relatifs au courant prélevé . . . . .	57
2.25	Variation de la tension continue régulée . . . . .	58
2.26	Rapports cycliques moyens et fonctions logiques avec la SVM . . . . .	58
2.27	Formes d'ondes instantanées des tensions du convertisseur DC-AC . . . . .	59
2.28	Variation des courants de la charge triphasée . . . . .	59
3.1	Schéma de principe du système de mouture . . . . .	62
3.2	Schéma du moteur ramené au stator à fuites totalisées dans le stator . . . . .	67
3.3	Schéma équivalent du moteur à vide . . . . .	69
3.4	Schéma équivalent du moteur à rotor bloqué . . . . .	70

---

3.5	Modèle de simulation du moteur sous Simulink . . . . .	71
3.6	Résultats de simulation du modèle dans le repère fixe . . . . .	72
3.7	Résultats de simulation du modèle dans le repère tournant . . . . .	72
3.8	Structure du moulin et ses composantes . . . . .	76
3.9	Schéma de puissance du système de mouture . . . . .	77
3.10	Caractéristiques mécaniques du système de mouture . . . . .	78
3.11	Chaîne de puissance du système de mouture . . . . .	80
3.12	Schéma de principe de l'expérimentation du système . . . . .	81
3.13	Banc expérimental du système . . . . .	82
3.14	Évolution du courant par rapport au débit . . . . .	83
3.15	Évolutions du couple et de la puissance par rapport au courant . . . . .	83
3.16	Évolution du couple par rapport à la vitesse . . . . .	84
3.17	Évolution de la vitesse par rapport au débit . . . . .	84
3.18	Schéma de détermination du point de fonctionnement . . . . .	86
3.19	Couples et débit . . . . .	88
3.20	Variation de vitesse . . . . .	88
3.21	Variation du courant . . . . .	88
3.22	Variation des puissances . . . . .	88
4.1	Synoptique générale du système commandé . . . . .	92
4.2	Profil de la relation tension-fréquence . . . . .	93
4.3	Schéma de principe de la commande scalaire en boucle ouverte . . . . .	94
4.4	Schéma de principe de la commande scalaire en boucle fermée . . . . .	95
4.5	Schéma de la boucle de régulation de la vitesse . . . . .	95
4.6	Schéma de principe de la commande vectorielle . . . . .	96
4.7	Boucle de régulation des courants . . . . .	98
4.8	Boucle de régulation du flux . . . . .	98
4.9	Boucle de régulation de la vitesse avec le FOC . . . . .	99
4.10	Schéma de la commande FOC avec la technique MRAS . . . . .	101
4.11	Schéma de principe de l'estimateur MRAS . . . . .	101
4.12	Boucle de régulation de la vitesse estimée . . . . .	102
4.13	Modèle Simulink de la MRAS . . . . .	103
4.14	Profil de charge . . . . .	104

---

4.15	Couples moteur . . . . .	104
4.16	Évolutions de la vitesse de rotation avec la commande scalaire . . . . .	104
4.17	Évolutions du courant statorique avec et sans commande . . . . .	105
4.18	Évolutions des flux, courants et couples avec la FOC . . . . .	106
4.19	Vitesses de rotation . . . . .	106
4.20	Comportements des flux . . . . .	106
4.21	Vitesse estimée . . . . .	107
4.22	Inversion du sens de la vitesse . . . . .	107
4.23	Couples moteur . . . . .	107
4.24	Flux magnétique . . . . .	107
4.25	Synoptique du système avec la commande FOC-MRAS . . . . .	108
4.26	Évolution des couples . . . . .	108
4.27	Évolution du flux magnétique . . . . .	108
4.28	Vitesses . . . . .	109
4.29	Vitesses mesurée et estimée . . . . .	109
4.30	Tension continue . . . . .	109
4.31	Courant du micro-réseau . . . . .	109
4.32	Synoptique du système avec la commande scalaire-MRAS . . . . .	110
4.33	Vitesses avec V/f-MRAS . . . . .	110
4.34	Courant au stator . . . . .	110
4.35	Tension continu . . . . .	110
4.36	Courant du micro-réseau . . . . .	110
4.37	Charge appliquée . . . . .	111
4.38	Évolutions des puissances . . . . .	111
4.39	Variation des rendements avec et sans commande . . . . .	111
4.40	Variation du profil de charge appliquée . . . . .	112
4.41	Variation de la vitesse de fonctionnement . . . . .	112
4.42	Évolutions des puissances . . . . .	112
4.43	Évolutions du rendement du système . . . . .	112
4.44	Plateforme expérimentale pour la validation . . . . .	113
4.45	Structure et configuration physique du convertisseur SEMIKRON . . . . .	114
4.46	Configuration de la carte dSPACE DS1104 . . . . .	115
4.47	Diagramme de traitement de la carte DS1104 . . . . .	116

4.48	Rapport cyclique . . . . .	117
4.49	Tension composée . . . . .	117
4.50	Courant dans une phase . . . . .	117
4.51	Forme du courant . . . . .	117
4.52	Profil Vs-f . . . . .	118
4.53	Profil de la tension . . . . .	118
4.54	Signal SVM . . . . .	118
4.55	Amplitude du signal SVM . . . . .	118
4.56	Tension composée . . . . .	119
4.57	Évolution du courant . . . . .	119
4.58	Variations des grandeurs avec la commande scalaire . . . . .	119
A.1	Représentation des repères . . . . .	xxi
A.2	Représentation des repères $(\alpha, \beta)$ et $(d, q)$ . . . . .	xxiii
B.1	Principe de calcul des temps de commutation avec la SVM . . . . .	xxv
C.1	Structure du moulin à meule métallique . . . . .	xxvii
C.2	Structure du moulin à poulie-courroie . . . . .	xxviii
C.3	Structure du moulin à diesel . . . . .	xxviii
C.4	Structure du moulin locale à marteaux et le tamis . . . . .	xxix
D.1	Modèle Simulink-dSPACE de la commande scalaire . . . . .	xxxii
D.2	Modèle Simulink des transformations de repères . . . . .	xxxii

# Liste des Tableaux

1.1	Limites du THD de courant selon la norme IEEE Std 519 . . . . .	14
1.2	Tableau comparatif des convertisseurs AC-DC avec correction PF . . . .	23
2.1	Fonctions logiques et séquences de commutation . . . . .	53
3.1	Tailles moyennes des produits . . . . .	73
3.2	Tableau des paramètres caractéristiques du système . . . . .	85
E.1	Paramètres du moteur MAS 1 . . . . .	xxxv
E.2	Paramètres du moteur MAS 2 . . . . .	xxxv

## SYMBOLES

---

$V_{\beta s}$	: Composante de la tension statorique sur l'axe $\beta$
$V_{\alpha s}$	: Composante de la tension statorique sur l'axe $\alpha$
$V_{ds}$	: Composante de la tension statorique sur l'axe d
$V_{qs}$	: Composante de la tension statorique sur l'axe q
$I_{dr}$	: Composante du courant rotorique sur l'axe d
$I_{qr}$	: Composante du courant rotorique sur l'axe q
$I_{\beta s}$	: Composante du flux statorique sur l'axe $\beta$
$I_{\alpha s}$	: Composante du flux statorique sur l'axe $\alpha$
$\Phi_r$	: Flux de phase rotorique
$\Phi_s$	: Flux de phase statorique
$\Phi_{qs}$	: Composante du flux statorique sur l'axe q
$\Phi_{ds}$	: Composante du flux statorique sur l'axe d
$\Phi_{dr}$	: Composante du flux rotorique sur l'axe d
$\Phi_{qr}$	: Composante du flux rotorique sur l'axe q
$\Phi_{\alpha r}$	: Composante du flux rotorique sur l'axe $\alpha$
$\Phi_{\beta r}$	: Composante du flux rotorique sur l'axe $\beta$
$R_s$	: Résistance statorique
$R_r$	: Résistance rotorique
$L_s$	: Inductance statoriques
$L_r$	: Inductance rotoriques
$L_m$	: Inductance mutuelle
$p$	: Nombre de paires de pôles
$f_r$	: Coefficient de frottements visqueux
$J$	: Moment d'inertie
$C_e$	: Couple électromagnétique
$C_r$	: Couple de charge
$\sigma$	: Coefficient de dispersion de Blondel
$\omega_s$	: Pulsation électrique statorique
$\omega_r$	: Pulsation électrique rotorique
$\Omega$	: Vitesse rotorique mécanique
$T_s$	: Période d'échantillonnage
$P_a$	: Puissance électrique absorbée
$P_u$	: Puissance utile
$s$	: Opérateur de Laplace

ABRÉVIATIONS

---

SVM	: Space Vector Modulation
SPWM	: Sinusoidal Pulse Width Modulation
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
DTC	: Direct Torque Control
IFOC	: Indirect Field Oriented Control
DFOC	: Direct Field Oriented Control
MRAS	: Model Reference Adaptative System
FOC	: Field Oriented Control
VOC	: Voltage Oriented Control
DAC	: Digital Analog Converter
ADC	: Analog Digital Converter
UART	: Universal Asynchronous Receiver and Transmitter
DSP	: Digital Signal Processor
SPI	: Serial Peripheral Interface (Interface Périphérique Série)
RTI	: Real Time Interface (Interface en Temps Réel)
PI	: Proportionnel Intégral
ASI	: Alimentation Sans Interruption
THD	: Taux de Distorsion Harmonique
kW	: kilowatt
kVA	: kilovoltampère
PV	: Photovoltaïque
DC	: Direct Current
AC	: Alternating-Current
CEI	: Commission Électrotechnique Internationale
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers
FP	: Facteur de Puissance
PFC	: Power Factor corrector (Correction du Facteur de Puissance)
ISRA	: Institut Sénégalais de Recherches Agricoles
GRET	: Groupe de Recherche et d'Échanges Technologiques
PERACOD	: Promotion de l'Électrification Rurale et de l'Approvisionnement : Durable en Combustibles Domestiques
CIGREE	: Conférence Internationale des Grands Réseaux Électriques et Électroniques
SISMAR	: Société Industrielle Sahélienne de Mécanique, de Matériel Agricole : et de Représentation

# Introduction Générale

Depuis la révolution industrielle, on assiste à une demande croissante d'énergie électrique dans le monde. Cette importante demande est satisfaite quasiment dans les pays développés. Cependant, elle reste une question incontournable dans les pays en voie de développement plus particulièrement dans les zones rurales. Dans le monde, environ 1,3 milliards de personnes n'ont pas accès à l'énergie. Environ 85% de ces personnes vivent dans des zones rurales [1, 2]. Le faible taux d'électrification dans ces zones freine le développement socio-économique par l'absence d'activités génératrices de revenus. Cela explique en grande partie la pauvreté dans ces zones rurales notamment en Afrique subsaharien [3].

Le Sénégal est l'un des pays d'Afrique de l'Ouest où la majorité des zones rurales n'ont pas accès à l'électricité. Malgré sa position géographique, qui lui confère un fort potentiel solaire, l'accès à l'énergie électrique reste problématique en zone rurale. La hausse du taux d'électrification est d'autant plus souhaitable que la pauvreté est fortement corrélée au déficit énergétique [4]. Cependant, une progression du taux d'électrification rural est notée dans ces dix dernières années. De 6 % en 2000 et 12,5 % en 2004, le taux d'électrification rural est passé à 24 % en 2012 selon l'ASER. Cependant, la croissance de la demande et le taux d'électrification faible exigent une planification à long terme.

Pour faire face à ce problème d'accès à l'énergie, des politiques structurantes fondées sur le mix énergétique avec le développement des énergies renouvelables notamment le solaire PV sont mises en place. C'est dans ce cadre que deux centrales solaires de 20 MW sont mises en service en 2016 et en 2017 pour accroître le taux d'électrification. La mise en place de ces centrales entre dans le cadre de la nouvelle politique de mix énergétique qui vise à introduire 20 % d'énergies renouvelables dans le réseau national durant l'année 2017 et un taux d'électrification rural de 62 % en 2022. Les projections des gouvernants pour l'électrification rurale sont présentées dans la figure 1 [5].

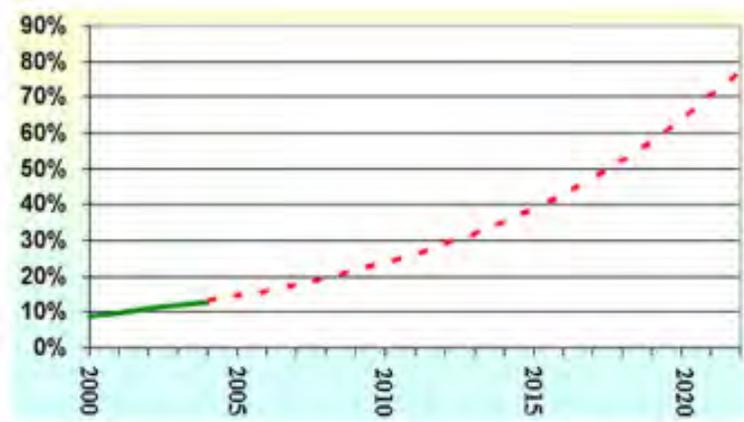


FIGURE 1 – Projections pour l'électrification rurale au Sénégal

Les zones rurales sont caractérisées par des systèmes d'habitations regroupées en petits villages où l'approvisionnement en eau et la mouture des céréales s'exécutent encore à l'aide de la force physique. Ces exercices constituent des contraintes physiques et pertes de temps qui maintiennent les populations rurales dans la pauvreté. L'accès à l'énergie pourrait considérablement améliorer les conditions de vie dans ces zones.

Aujourd'hui, le solaire PV est une solution efficace pour doter les zones rurales de l'énergie avec moins de contraintes de transport et de distribution. Toutefois, la production dépend des conditions climatiques d'où la nécessité d'un système de stockage.

Pour assurer une distribution électrique continue, des micro-réseaux alimentés par des centrales solaires sont mis en place dans ces zones. À cet égard, les micro-réseaux PV représentent une bonne solution et constituent un intérêt particulier pour les zones rurales. Ils sont principalement destinés aux charges domestiques et celles qui sont à utilisation collective comme les systèmes de mouture des céréales et de pompage d'eau.

Ces dernières années, d'importantes avancées sont notées sur la mise en place des unités de pompage et de mouture de céréales avec les sources d'énergies renouvelables. Ces avancées sont plus notées sur le développement des systèmes de mouture dont la mécanisation constitue un progrès important pour l'amélioration des conditions de vie des populations rurales. La mécanisation des systèmes est basée sur l'utilisation de moulins à actionneurs électriques alimentés par les micro-réseaux PV. Pour la mouture des céréales, les systèmes avec les moulins à poulie-courroie étaient couramment utilisés. Ces systèmes augmentent la productivité, offrent une plus grande diversité de produits avec une qualité améliorée, mais présentent aussi des inconvénients. Ils consomment beaucoup d'énergie avec un rendement moyen et sans possibilités de contrôle des grandeurs mécaniques (vitesse, débit...). Outre ces problèmes de manutention, ces systèmes de mouture à poulie-courroie sont souvent importés avec des configurations complexes.

Pour résoudre les problèmes des systèmes classiques, de nouveaux systèmes de mouture de céréales sont conçus. La conception de ces systèmes doit prendre en compte plusieurs paramètres dont les plus importants sont le moulin utilisé et l'actionneur.

Pour pallier les problèmes de maintenance et de disponibilité de matériel de rechange, les moulins de fabrication artisanale sont introduits dans les systèmes de mouture.

Concernant l'entraînement de ces moulins, les moteurs à induction permettent de concevoir des systèmes robustes, moins coûteux et offrant des possibilités de contrôle.

Ainsi, les systèmes de mouture des céréales, conçus et étudiés, sont constitués de moulins de fabrication artisanale actionnés par moteurs asynchrones triphasés. Ces systèmes permettent de résoudre les problèmes de coût, de disponibilité et de contrôle.

Malgré les avantages de ces systèmes, leurs mises en œuvre avec les micro-réseaux sont problématiques à deux niveaux. D'une part, les micro-réseaux sont de puissance finies donc perturbables par l'application de charges non-linéaires. D'autre part, les moulins artisanaux ne sont pas dotés de fiches techniques. Les fiches donnent les caractéristiques et les profils de charge nécessaires pour la commande et l'amélioration du rendement.

Les caractéristiques et le profil de charge sont nécessaires pour la maîtrise du fonctionnement et l'adaptation du système avec le micro-réseau PV monophasé. Le choix des convertisseurs et les commandes qui sont associées au système doivent prendre en considération la puissance et les charges raccordées au micro-réseau. C'est dans ce cadre que ce projet de thèse intitulé, *Conception et commande de convertisseurs statiques pour moulins à moteurs asynchrones triphasés*, est proposé. Pour développer cette thématique, le travail dans cette thèse est focalisé sur deux objectifs majeurs :

- la conception d'un convertisseur statique AC-DC-AC. Ce convertisseur statique joue le rôle d'interface pour adapter le système de mouture et le micro-réseau PV ;
- l'élaboration de lois de commandes. Ces lois de commandes permettent de contrôler les perturbations du côté du micro-réseau PV monophasé, en contrôlant les grandeurs électriques, et améliorer le fonctionnement et le rendement du système de mouture.

Pour atteindre les principaux objectifs fixés, le travail réalisé dans ce rapport de thèse est structuré en chapitres. Ces chapitres sont au nombre de quatre et repartis comme suit ;

**Chapitre 1** : Il est consacré à la conception d'un convertisseur statique AC-DC-AC. L'état de l'art et l'étude des différentes composantes du convertisseur sont faits dans un premier temps. Puis, un modèle de convertisseur statique AC-DC-AC est proposé.

**Chapitre 2** : Dans ce chapitre, la modélisation et la simulation du convertisseur AC-DC-AC, proposé dans le premier chapitre, sont faites. D'abord, il est procédé à la modélisation, à la commande et à la simulation de chaque composante du dispositif. Par la suite, la validation du convertisseur avec les commandes proposées est faite.

**Chapitre 3** : La modélisation et la caractérisation du système de mouture sont abordées dans ce chapitre. En premier lieu, les modèles du moteur sont établis pour l'adapter au moulin. La seconde partie est consacrée à la modélisation et à la caractérisation du moulin. Des approches théoriques et expérimentales sont proposées pour établir le modèle analytique du système afin de procéder à des simulations.

**Chapitre 4** : Le chapitre traite l'élaboration et la validation des lois de commandes. L'élaboration des commandes est faite dans la première partie. La seconde partie est consacrée à la validation. Les résultats de simulations et expérimentales sont présentés.

Chapitre **1**

**États de l'art et étude sur les  
convertisseurs statiques**

## 1.1 Introduction

L'accès à l'électricité dans les pays en voie de développement est un véritable enjeu de développement. En Afrique, la population rurale représente environ 60 % de la population avec un taux d'électrification inférieure à 50 %. En plus de l'insuffisance de la production, le problème d'accès est souvent noté. Il peut s'expliquer par les configurations des systèmes de production d'énergie classiques. Ces systèmes de production étaient centralisés et assurés par des centrales de grande capacité éloignées des lieux de consommation. Cependant, cette situation s'est améliorée avec l'introduction massive des sources d'énergies renouvelables souvent décentralisées. Le développement des énergies renouvelables, notamment le solaire PV, est caractérisé par la disponibilité des micro-réseaux PV dans les sites isolés. Ces énergies permettent d'alimenter la quasi-totalité des charges électriques dans ces sites. Ces charges sont composées principalement de l'éclairage public, d'appareils audiovisuels domestiques et d'applications à utilisations collectives comme le pompage d'eau et la mouture des céréales. Cependant, l'utilisation des micro-réseaux avec les charges électriques nécessite des solutions nouvelles pour maintenir les niveaux de service, de qualité de la tension et de conversion de l'énergie. Vu l'importance de la transformation de céréales, il est traité dans ce travail.

Le moulins à moteurs asynchrones utilisés sont triphasés alors que les micro-réseaux sont monophasés. Ainsi, pour adapter ces micro-réseaux aux moulins, il est nécessaire d'utiliser des convertisseurs statiques. Les convertisseurs servent d'interfaces entre la source et la charge. Ils permettent de convertir l'énergie pour l'adapter à la charge avec moins de contraintes mais aussi d'agir sur le fonctionnement du système de mouture.

Même si les convertisseurs statiques s'avèrent nécessaires pour ces applications, ils sont considérés comme des charges non-linéaires. L'utilisation de ces charges de types non-linéaires avec ces micro-réseaux à puissances finies peuvent provoquer des distorsions harmoniques dans le courant et la tension. Cela peut entraîner un mauvais fonctionnement des autres dispositifs raccordés aux micro-réseaux. Pour pallier à ce problème, il est nécessaire de proposer un interface statique pour assurer l'interconnexion entre la source monophasée et la charge triphasée avec moins de perturbations.

Pour ce chapitre, il s'agira de faire l'état de l'art et l'étude sur les convertisseurs statiques. Dans un premier temps, après une brève généralité sur les convertisseurs statiques, l'état de l'art sur ces derniers sera fait. L'état de l'art se base sur une étude comparative des différents types de convertisseurs AC-DC et DC-AC avec leurs commandes. La configuration du convertisseur statique AC-DC-AC, adoptée dans ce travail est présentée dans la seconde partie du chapitre. Une conclusion termine le chapitre.

## 1.2 État de l'art sur les convertisseurs

Les nouvelles applications de l'électronique de puissance recherchent désormais la polyvalence, mais aussi l'extensibilité. Les avancées obtenues, en matière de composants électroniques, permettent de combiner les convertisseurs de façon plus modulaire. La coordination des actions dans l'ensemble du système est un élément vital, afin que chaque dispositif réagisse pour contribuer à l'équilibre global. Il est ainsi nécessaire de régler chacun des dispositifs pour qu'ils réagissent de la manière la plus appropriée.

L'électronique de puissance est aujourd'hui parvenue à un tournant avec des approches inédites. Elle joue un rôle majeur avec l'apparition d'applications nouvelles qui se combinent aux solutions techniques pour la mise en place de nouveaux dispositifs, en offrant une flexibilité accrue en termes de gestion des sources d'énergie décentralisées.

### 1.2.1 Systèmes de conversion de l'énergie

Les grandeurs électriques, courant et tension, peuvent être continues ou alternatives. Chacune de ces grandeurs peut avoir des caractéristiques variables en valeurs efficaces et en fréquence. Les sources de tension ou de courant continus sont caractérisées par leurs valeurs moyennes. Par contre, les sources alternatives de tension ou de courant sont caractérisées par leurs valeurs efficaces et leurs fréquences.

Du point de vue de l'utilisateur, l'énergie est souvent utilisée en continue ou en alternative à des fréquences différentes de celle du réseau. Aujourd'hui, l'électronique de puissance est un moyen efficace pour la conversion de l'énergie entre ces deux familles ou à l'intérieur d'une même famille. Les composants de l'électronique de puissance permettent de réaliser de telles conversions par l'intermédiaire de dispositifs appelés convertisseurs statiques. Ils peuvent être définis comme étant des dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et/ou la fréquence de l'onde électrique. Les convertisseurs statiques offrent de nombreux avantages [6]. Ils permettent :

- de contrôler et réguler le transfert de puissance avec un bon rendement ;
- d'avoir un système moins lourd et moins encombrant avec des protections efficaces ;
- de faciliter la mise en œuvre grâce à l'automatisation et un coût relatif en baisse.

Suivant le type de charge et la nature de la source, on distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques. Ces derniers peuvent être classés en deux catégories :

- les systèmes de conversions directs ;
- les systèmes de conversions indirects.

### 1.2.1.1 Conversion directe

La conversion directe permet le passage d'une grandeur d'entrée électrique en une sortie de nature identique ou différente. Elle se fait suivant les quatre convertisseurs :

- le convertisseur AC-DC ;
- le convertisseur DC-DC ;
- le convertisseur DC-AC ;
- le convertisseur AC-AC

Le principe général de conversion directe est schématisé sur la figure 1.1.

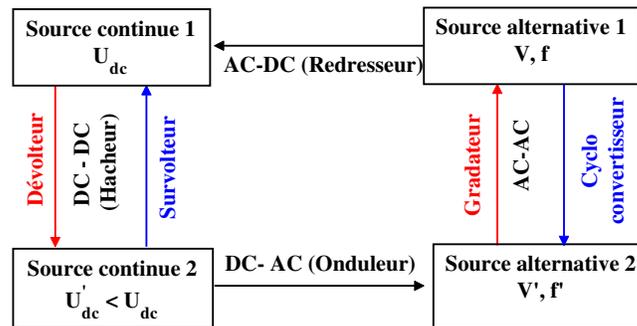


FIGURE 1.1 – Schéma de principe de la conversion directe

### 1.2.1.2 Conversion indirecte

Les convertisseurs indirects permettent de transformer une source électrique en une autre source de même nature. Cela se fait de manière indirecte en passant par une étape de conversion intermédiaire directe. Le schéma de principe est donné par la figure 1.2.

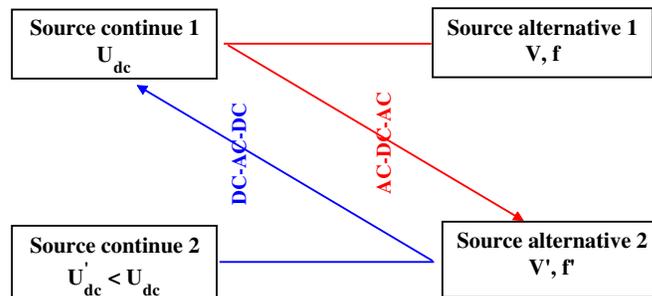


FIGURE 1.2 – Schéma de principe de la conversion indirecte

Ces convertisseurs donnent la possibilité de contrôler les différentes grandeurs sur chaque convertisseur direct et servent de dispositifs de conversion, mais aussi d'alimentation de certaines charges comme celles motorisées.

## 1.2.2 Dispositifs de conversions AC-DC-AC

Les dispositifs statiques de conversions sont essentiels pour la mise en place d'interfaces d'alimentation des charges électriques. Ces dispositifs statiques sont largement utilisés dans les entraînements motorisés. Parmi ces dispositifs, on peut citer ceux dite alimentation sans interruption (ASI) et les convertisseurs indirects de fréquence AC-DC-AC.

### 1.2.2.1 Dispositif d'Alimentation Sans Interruption

Les Alimentation Sans Interruption (ASI) sont apparus vers 1960. Ces dispositifs permettent d'alimenter de façon continue les charges [7]. Ils sont constitués principalement d'un convertisseur AC-DC à diodes et d'un convertisseur DC-AC. Le convertisseur AC-DC est connecté au réseau alternatif. Il est utilisé pour alimenter le bus continu du convertisseur DC-AC et pour charger les batteries d'accumulateurs. Le schéma d'une ASI est représenté sur la figure 1.3.

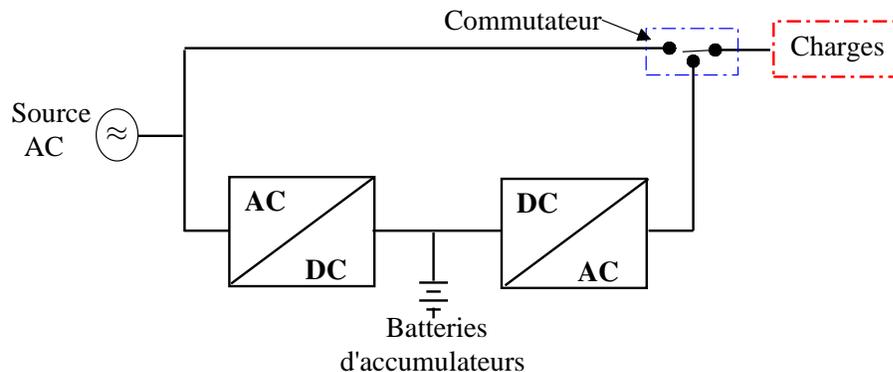


FIGURE 1.3 – Configuration de principe d'une alimentation ASI

Avec la configuration, les technologies off-line et on-line sont les plus utilisées. La première est employée pour des applications de quelques kVA, avec l'alimentation de la charge par le réseau en fonctionnement normal. Quand à la deuxième, l'alimentation est délivrée par le convertisseur DC-AC sans solliciter la batterie en fonctionnement normal. Le fonctionnement des ASI se fait en mode normale et en mode autonome.

- En mode normal, le convertisseur DC-AC est en série entre le réseau et la charge. La puissance fournie à la charge transite en permanence par la cascade de conversion (AC-DC et DC-AC), qui réalise une double conversion à partir de la source alternative.
- En mode autonome, le convertisseur DC-AC et les batteries d'accumulateurs, précédemment chargées, assurent l'alimentation convenable de la charge.

La typologie des ASI est complexe et plus coûteux avec le dispositif de stockage [8].

### 1.2.2.2 Convertisseurs indirects de fréquence

Les convertisseurs indirects de fréquence AC-DC-AC sont généralement utilisés pour les charges motorisées alimentées à partir d'une source électrique alternative. Ces types de convertisseurs statiques permettent de contrôler parfaitement les phases de mise en rotation et d'arrêt de l'application motorisée. Ils permettent aussi de contrôler certaines grandeurs de la machine à travers des stratégies de commandes adaptées aux besoins de l'application. La configuration du convertisseur indirect de fréquence est représentée sur la figure 1.4.

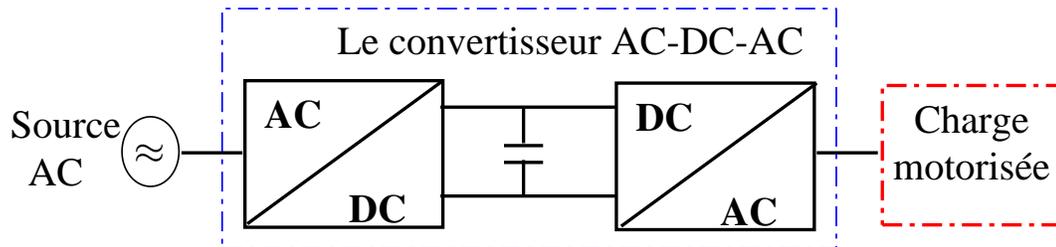


FIGURE 1.4 – Configuration du convertisseur indirect de fréquence

Le convertisseur indirect est constitué principalement de deux parties :

❶ **La partie conversion alternative-continue (convertisseur AC-DC) :**

Cette partie permet de générer des grandeurs continues à partir de la source alternative par le convertisseur AC-DC. Le circuit intermédiaire placé à la sortie du convertisseur AC-DC sert de filtre. Le rôle principal de ce circuit intermédiaire ou filtre est de réduire les ondulations des grandeurs de sortie.

❷ **La partie conversion continue-alternative (convertisseur DC-AC) :**

Cette partie assure l'alimentation de la charge motorisée alternative à partir de la source continue, obtenue par le convertisseur AC-DC et le circuit de filtre intermédiaire.

Les technologies des convertisseurs généralement proposés présentent des avantages, mais aussi des inconvénients. Outre les critères de choix et de compatibilité entre les caractéristiques électriques, ils sont générateurs d'harmoniques [9, 10, 11]. À partir des configurations d'autres voies avec moins de contraintes peuvent être proposées.

La proposition d'un convertisseur AC-DC-AC, pouvant servir d'interface entre la source et la charge, nécessite l'étude de ses différentes parties avec les influences des harmoniques. Ces derniers peuvent créer des dysfonctionnements dans le système, mais aussi pour les autres appareils connectés au réseau électrique de distribution.

### 1.3 Étude sur les convertisseurs statiques

La pollution des réseaux électriques de distribution est une conséquence inévitable de la prolifération des charges non linéaires. Ces charges engendrent des harmoniques et des distorsions harmoniques dans les courants. La présence des harmoniques ont des effets négatifs sur la quasi-totalité des composantes du système électrique et peuvent créer de nouvelles contraintes électriques. Parmi les charges non linéaires, on trouve les convertisseurs statiques. Ces types de charges électriques, qui sont de différentes natures, appellent du réseau des ondes de courants déformés constitués de plusieurs composantes harmoniques [12, 13].

Le signal déformé est la somme de signaux sinusoïdaux d'amplitudes et de fréquences multiples de la valeur du fondamental. La figure 1.5 illustre le principe de la composition d'une onde de courant ou de tension déformée. Elle est constituée d'une onde sinusoïdale fondamentale avec le troisième et le cinquième harmonique dans ce cas d'exemple.

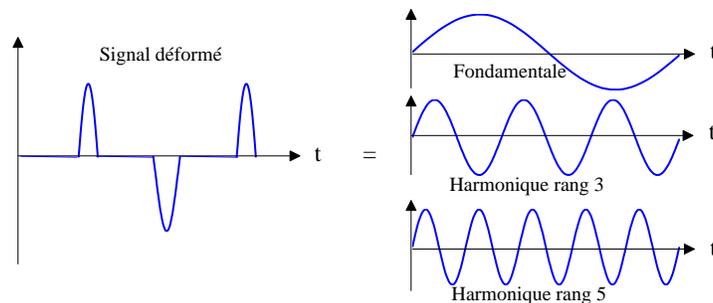


FIGURE 1.5 – Schéma de principe de décomposition du signal déformé

En supposant que même si le courant absorbé n'est pas sinusoïdal, il est considéré comme périodique avec une valeur moyenne nulle. La représentation spectrale des harmoniques de courant est possible grâce à la décomposition en série de Fourier.

Dans ce cas de figure, sachant que le premier rang ( $h=1$ ) correspond au fondamental, la relation (1.1) donne l'expression développée du courant [14, 15, 16].

$$i(t) = I_1 \times \sin(\omega t + \phi_1) + \sum_{h=2}^n I_h \times \sin(h \omega t + \phi_h) \quad (1.1)$$

$I_h$  et  $\phi_h$  sont la valeur efficace et le déphasage du courant harmonique de rang  $h$ .

La décomposition du courant non-sinusoïdal met en évidence un terme sinusoïdal à la fréquence du réseau (le fondamental) et des termes sinusoïdaux. Ces termes sinusoïdaux ont des fréquences multiples de celle du signal fondamental (harmoniques) [17]. A partir de la décomposition de Fourier, le taux de distorsion harmonique peut être exprimer.

### 1.3.1 Taux de distorsion harmonique (THD)

Le taux de distorsion harmonique est un indicateur de la qualité du signal. Il existe 2 méthodes de mesure. Selon la CEI, le taux de distorsion est défini comme étant le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle du courant. Par contre, selon la définition de la CIGREE, le taux de distorsion est le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle du fondamental [18]. Ces définitions sont semblables pour les faibles valeur du taux de distorsion harmonique. Pour prendre une majoration de la valeur, la définition du CIGREE est retenue pour ce travail. Ainsi, le taux individuel d'harmonique, représentant la valeur efficace d'une harmonique de rang (h) à celle du fondamental, est donné par la relation (1.2).

$$\text{THD}_h = \frac{I_h}{I_1} \quad (1.2)$$

La généralisation de l'expression des harmoniques individuelles permet d'établir l'expression mathématique du taux de distorsion harmonique globale ou totale. Elle est donnée par la relation (1.3) [19, 20]. Le taux de distorsion est ainsi défini comme étant le rapport de la somme quadratique des harmoniques à la valeur efficace du fondamental.

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_{h=2}^n \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{h=2}^n I_h^2} \quad (1.3)$$

### 1.3.2 Facteur de puissance

Le terme  $\cos(\phi)$  et le facteur de puissance sont deux termes généralement confondus. Cette égalité est vraie pour les charges linéaires avec une source de tension sinusoïdale.

En régime alternatif sinusoïdal avec les charges linéaires, les définitions des puissances sont uniques et claires. Le  $\cos(\phi)$  dépend de l'angle de phase entre la tension de la source (U) et le composant fondamental du courant (I). Les expressions des puissances active ( $P_r$ ), réactive ( $Q_r$ ) et apparente ( $S_r$ ) sont données par la relation (1.4).

$$P_r = UI \times \cos(\phi) \quad Q_r = UI \times \sin(\phi) \quad S_r = UI \quad (1.4)$$

Le facteur de puissance (FP) est donnée par la relation (1.5) [21].

$$\text{FP} = \frac{P_r}{S_r} = \cos(\phi) \quad (1.5)$$

Cette relation montre la similarité entre le facteur de puissance et  $\cos(\phi)$ . Cependant, elle n'est valable que pour les charges linéaires sans harmoniques de courant.

En régime non sinusoïdal avec les charges non linéaires, les calculs sont plus complexes. Ainsi apparaît, mis à part les puissances active, réactive et apparente, une puissance déformante (D). Elle est due à la présence des harmoniques de courant.

Les différentes puissances électriques peuvent être représentées graphiquement par le digramme de Fresnel. La présentation générale de ces puissances, en régime sinusoïdal ou non sinusoïdal, est donnée par la figure 1.6.

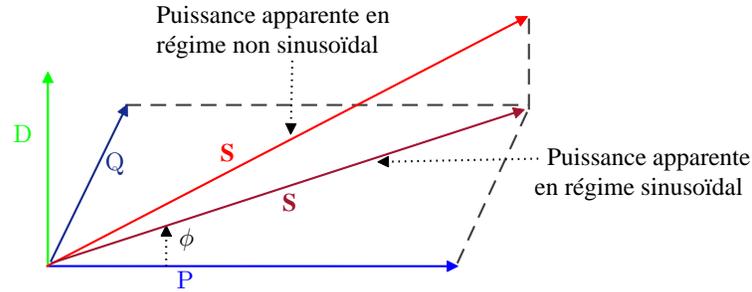


FIGURE 1.6 – Représentation du diagramme de Fresnel des puissances

En présence des harmoniques de courants, qui créent la puissance déformante, l'expression du courant est composée du signal fondamental et des composantes harmoniques. L'expression analytique du courant est donnée par la relation (1.6).

$$I = \sqrt{\sum_{h=1}^n I_h^2} \quad (1.6)$$

De cette expression du courant, est déduite celle de la puissance apparente (S).

$$S_r^2 = U^2 I^2 = U^2 \sum_{h=1}^n (I_h)^2 = (U I_1)^2 + U^2 \sum_{h=2}^n (I_h)^2 \quad (1.7)$$

Sachant que le terme  $U \times I_1$  représente la puissance apparente en régime alternatif sinusoïdal, la relation (1.8) donne la puissance apparente en régime non-sinusoïdal.

$$S_r = \sqrt{P_r^2 + Q_r^2 + U^2 \sum_{h=2}^n (I_h)^2} \quad (1.8)$$

L'expression de la puissance apparente montre bien l'apparition d'un terme supplémentaire, comparée à celle obtenu en régime alternatif sinusoïdal. Ce terme représente la puissance déformante (D). La relation (1.9) donne son expression.

$$D = \sqrt{U^2 \sum_{h=2}^n (I_h)^2} \quad (1.9)$$

De l'expression (1.10), la puissance déformante est exprimée en fonction du THD.

$$D = \sqrt{(U I_1)^2 \sum_{h=2}^n \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} = U I_1 \times \text{THD} \quad (1.10)$$

Globalement, la relation (1.11) donne l'expression du facteur de puissance.

$$\text{FP} = \frac{P_r}{\sqrt{P_r^2 + Q_r^2 + D^2}} = \frac{\cos\phi_1}{\sqrt{1 + \text{THD}^2}} \quad (1.11)$$

Le facteur de puissance dépend du déphasage et du THD. L'augmentation du THD entraîne celle de la puissance déformante et une diminution du facteur de puissance.

### 1.3.3 Conséquences et limites normées du THD

Les harmoniques occasionnent la déformation des ondes de courant de la source. Ils se propagent dans les réseaux électriques et peuvent provoquer :

- le dysfonctionnement des appareils de faibles puissances raccordées au réseau ;
- la génération de vibrations et de bruits dans les appareils électromagnétiques ;
- l'échauffement des câbles et le vieillissement prématuré des équipements.

Les harmoniques ont des conséquences, d'où la nécessité de les limiter. La norme IEEE des valeurs limites des harmoniques est donnée dans le tableau 1.1 [22].

TABLE 1.1 – Limites du THD de courant selon la norme IEEE Std 519

Current Distortion Limits for General Distribution Systems (120 V - 69 kV)						
Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of IL						
Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
$I_{SC}/I_L$	< 11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

$I_{SC}$  = maximum short-circuit current at PCC (Point of Common Coupling).

$I_L$  = maximum demand load current (fundamental frequency component) at PCC

$TDD$  : Total Demand Distorsion

La minimisation des harmoniques et du déphasage, entre le courant et la tension, permettent de corriger le facteur de puissance. La conception du convertisseur doit tenir compte de ces aspects, notamment la possibilité de corriger le facteur de puissance.

## 1.4 Conception de convertisseurs AC-DC-AC

Le convertisseur AC-DC-AC est couramment utilisé pour les charges motorisées alimentées par les réseaux électriques. Pour concevoir le dispositif de conversion, il faut faire la présentation et la description du système avec ses composantes. Cela permettra de mettre en place le convertisseur de puissance le plus approprié pour l'application.

Pour la présente application, le système complet comporte un micro réseau PV monophasé, une partie puissance et un moteur asynchrone triphasé avec le moulin. La chaîne de conversion AC-DC-AC est la partie puissance et le moulin la charge entraînée. La configuration du système complet avec ses composantes est décrite sur la figure 1.7.

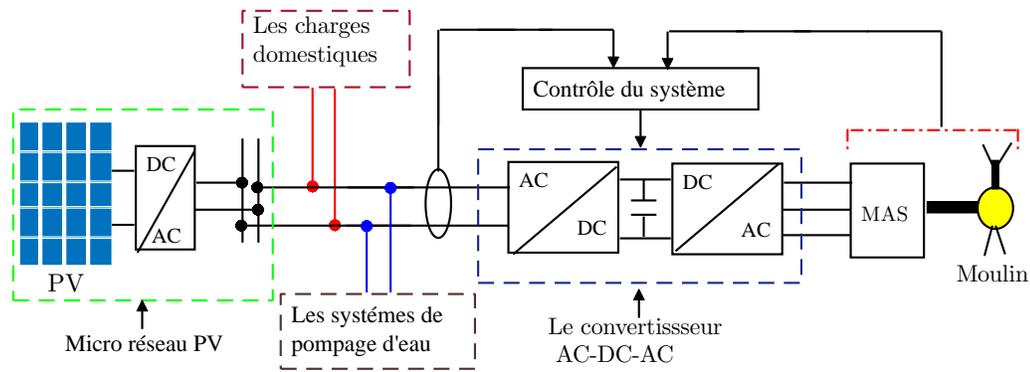


FIGURE 1.7 – Schéma de principe générale du système

Le système est constitué de plusieurs parties. Toutes ses parties nécessitent une étude approfondie pour améliorer la fonctionnalité du système. Dans cette partie, la conception du convertisseur statique est faite. La partie mécanique (moteur et moulin) et les stratégies de commande sont traitées dans les chapitres suivants.

La partie puissance représente le dispositif statique pour l'interfaçage entre la source PV monophasée et la partie triphasée mécanique. Le dispositif doit assurer l'alimentation électrique du moulin à partir de la source monophasée via le moteur asynchrone. D'où la nécessité de procéder à une conversion alternative-continue-alternative.

La partie puissance est composée des convertisseurs statiques : AC-DC et DC-AC. Même si la nature et la structure du convertisseur DC-AC posent moins de problèmes, pour la conception de l'interface, le choix du convertisseur AC-DC est complexe. Son choix est essentiel pour la fiabilité du dispositif et la stabilité du micro réseau PV.

Pour trouver la bonne solution, une étude approfondie et large des convertisseurs doit être faite. Cela permet de concevoir un convertisseur AC-DC-AC fiable et performant vis à vis de toutes les composantes du système notamment le micro réseau PV.

### 1.4.1 Conversion AC-DC

La conversion AC-DC est la première étape du processus de conversion AC-DC-AC. Cette étape consiste à convertir la source alternative du micro-réseau en source continue à l'entrée du convertisseur DC-AC. Ce dernier alimente le moulin via le moteur. L'étape de conversion AC-DC est obligatoire pour adapter la source et la charge.

Avec le développement de semi-conducteurs de l'électronique de puissance, plusieurs technologies de conversion sont développées et mises en œuvre. Parmi ces technologies, on distingue les convertisseurs AC-DC classiques ou à commutations naturelles et les convertisseurs AC-DC à prélèvement sinusoïdales de courant [23].

#### 1.4.1.1 Convertisseurs AC-DC classiques

Les convertisseurs AC-DC classiques ou convertisseurs à commutations naturelles sont constitués des semi-conducteurs de base que sont la diode et le thyristor. Les convertisseurs à commutations naturelles étaient largement utilisés dans certaines applications [24]. La figure 1.8 montre la structure des convertisseurs AC-DC à diodes et à thyristors.

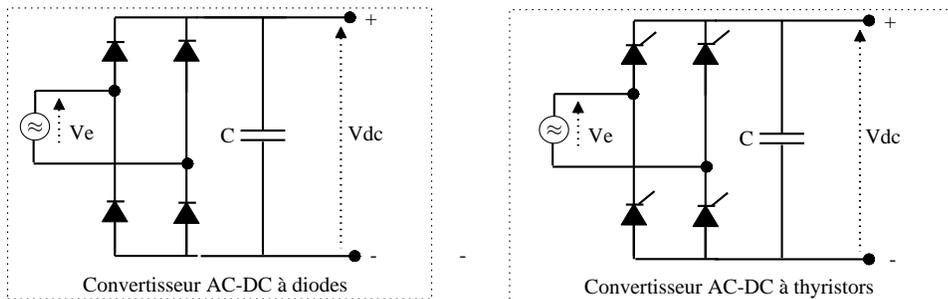


FIGURE 1.8 – Configuration des convertisseurs AC-DC classiques

#### □ Convertisseurs AC-DC à thyristors

Le fonctionnement du convertisseur à thyristors est basé sur l'angle d'amorçage ( $\alpha$ ) généré par les signaux de commandes. Les signaux permettent de varier les grandeurs de sortie. En appliquant une charge résistive ( $R$ ), pour dimensionner la sortie, les valeurs moyennes de la tension et du courant sont données par la relation (1.12).

$$\langle V_{dc} \rangle = \frac{2V_e}{\pi} \cos(\alpha) \quad \langle I_{dc} \rangle = \frac{2V_e}{\pi R} \cos(\alpha) \quad (1.12)$$

La relation montre que la tension à la sortie est inférieure à la valeur de la source d'entrée. Ils sont plus utilisés pour les applications à grande puissance. Cependant, ils présentent un mauvais facteur de puissance et injectent des harmoniques dans le réseau.

### □ Convertisseurs AC-DC à diodes

Le convertisseur AC-DC à diodes est simple et moins coûteux. Sa sortie constitue l'entrée du convertisseur DC-AC. Cela nécessite un filtre placé à la sortie [23]. Le filtrage capacitif utilisé permet de respecter la concordance des sources, mais aussi d'améliorer la forme de tension [8]. La figure 1.9 résume le principe de filtrage.

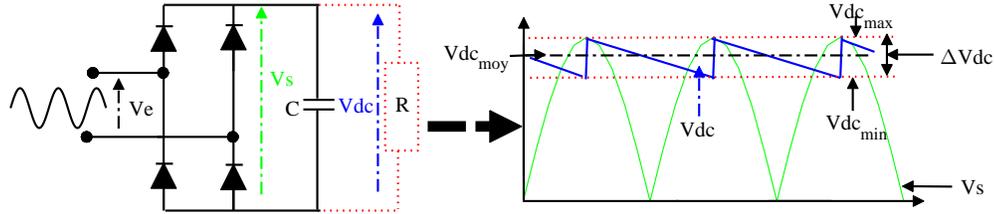


FIGURE 1.9 – Schéma de principe du filtrage capacitif

La capacité stocke l'énergie lorsque la tension est à son maximum et la restitue lorsqu'elle est faible avec un temps de  $T/2$  [25]. Durant la décharge, le circuit RC n'est plus lié à la source. L'équation (1.13) donne la tension aux bornes de la capacité.

$$V_{dc}(t) = V_{emax} \times e^{-\frac{t}{RC}} \quad (1.13)$$

De cette relation est déduite l'ondulation ( $\Delta V_{dc}$ ), donnée par l'équation (1.14).

$$\Delta V_{dc} = V_{dc_{max}} - V_{dc_{min}} = V_{emax} - V_{emax} \times e^{-\frac{T}{2RC}} = V_{emax}(1 - e^{-\frac{T}{2RC}}) \quad (1.14)$$

Si l'on suppose que la constante de temps ( $\tau = RC$ ) est grande devant la période du signal, le développement limité d'ordre 1 simplifie l'expression de l'ondulation. Ainsi, la relation (1.15) donne la formule permettant de calculer la valeur de la capacité.

$$\Delta V_{dc} = V_{emax} \frac{T}{2RC} \quad \Rightarrow \quad C \approx \frac{V_{emax}}{2\Delta V R f} \quad (1.15)$$

La tension de sortie est continue à l'ondulation près qui dépend de la capacité, de la charge et de la fréquence. Pour savoir l'ordre de grandeur de la sortie, la valeur moyenne est utilisée. Analytiquement, la moyenne peut être calculée par l'équation (1.16).

$$\langle V_{moy} \rangle = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} V_{emax} \times e^{-\frac{t}{RC}} = -V_{emax} \frac{2RC}{T} (1 - e^{-\frac{T}{2RC}}) \quad (1.16)$$

Avec le développement limité d'ordre 2, l'équation (1.17) donne la valeur moyenne.

$$\langle V_{moy} \rangle = -V_{emax}(-1 + \frac{T}{4RC}) = V_{emax}(1 - \frac{1}{4fRC}) \quad (1.17)$$

L'expression de la valeur moyenne montre que la tension de sortie est inférieure à celle maximale délivrée par le micro réseau. La valeur n'est pas toujours suffisante, mais peut être utilisée pour certaines applications. Ainsi, le comportement du convertisseur en terme harmonique sur le micro réseau est étudié en simulation (figure 1.10).

Le convertisseur AC-DC à diodes est simulé avec le micro-réseau et une charge passive sous Simulink avec les paramètres,  $V_{\text{emax}}=230\sqrt{2}$  V,  $f = 50$  Hz et  $R = 60 \Omega$ . Les résultats pour les évolutions du courant et la tension sont présentés sur la figure 1.10.

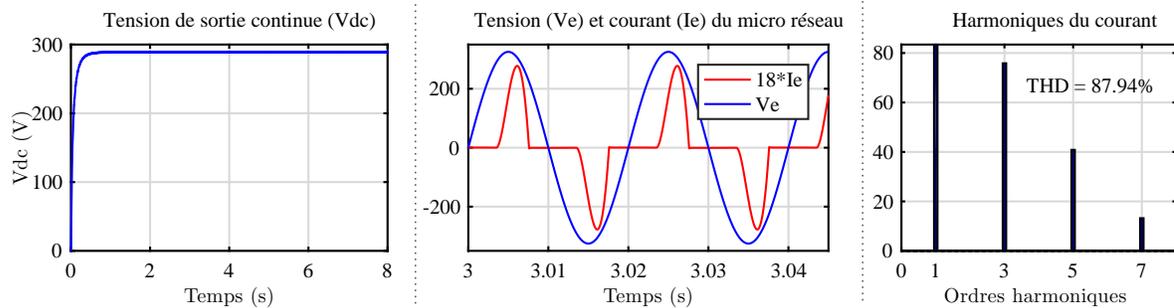


FIGURE 1.10 – Résultats de la simulation du convertisseur AC-DC à diodes

Les résultats montrent que la tension est bien redressée avec une valeur constante d'environ 290 V. On remarque aussi que le courant prélevé sur le micro réseau en présence du convertisseur n'est pas sinusoïdal. Cela s'est traduit par un fort taux d'harmoniques (87,94 %) et donc un mauvais facteur de puissance. Les résultats confirment la documentation, qui stipule que ces convertisseurs classiques sont générateurs d'harmoniques [26, 27, 28]. Pour limiter les harmoniques et corriger le facteur de puissance, les convertisseurs AC-DC à prélèvement sinusoïdal de courants sont utilisés.

#### 1.4.1.2 Convertisseurs AC-DC à prélèvement sinusoïdal

Pour limiter les harmoniques, les filtres passifs étaient souvent utilisées. Cette technique de filtrage souvent utilisée en forte puissance et sous haute tension nécessite l'emploi de composants réactifs très volumineux. À cela s'ajoute le phénomène de résonance, qui peut amplifier les harmonique à des fréquences voisines de celles de la résonance, et la dépendance des performances du filtre aux caractéristiques du réseau [29, 30, 31].

Pour répondre aux normes limite du THD dans les réseaux, les convertisseurs avec correction du facteur de puissance ont été proposés ces dernières années. Il sont plus connues aujourd'hui sous le nom de convertisseurs à prélèvement sinusoïdal de courant ou à PFC (Power Factor corrector). La technique de prélèvement sinusoïdal permet de prélever un courant sinusoïdal en phase avec la tension du micro-réseau [32, 33, 34].

Aujourd'hui, plusieurs topologies de convertisseurs à prélèvement sinusoïdal de courant sont proposées. Ils peuvent être classer principalement en deux familles :

- les convertisseurs PFC à deux étages ;
- les convertisseurs PFC à MLI.

## □ Convertisseurs PFC à deux étages

Les convertisseurs PFC à deux étages sont basés sur la structure composite d'un pont à diodes monophasé et d'un convertisseur direct DC-DC. Aujourd'hui, plusieurs topologies de convertisseurs ont vu le jour, avec le développement des semi-conducteurs de puissance [11, 35]. Malgré, leurs variétés et les éléments de puissances qui les composent, ces convertisseurs peuvent être catégorisés. En se basant sur le comportement de leurs sorties notamment la tension, on a les catégories suivantes :

- les convertisseurs PFC avec un seul mode de fonctionnement. Ce sont ceux qui sont soit abaisseurs ou soit éleveurs de tensions : PFC Boost et PFC Buck ;
- les convertisseurs PFC avec deux modes de fonctionnement. Ils peuvent être utilisés comme abaisseurs ou éleveurs de tensions : ce sont les topologies PFC Buck-Boost.

### ● Les convertisseurs PFC Buck et PFC Boost

Les structures de principe des convertisseurs à prélèvement sinusoïdal de courant, PFC Buck et PFC Boost, sont représentés sur la figure 1.11.

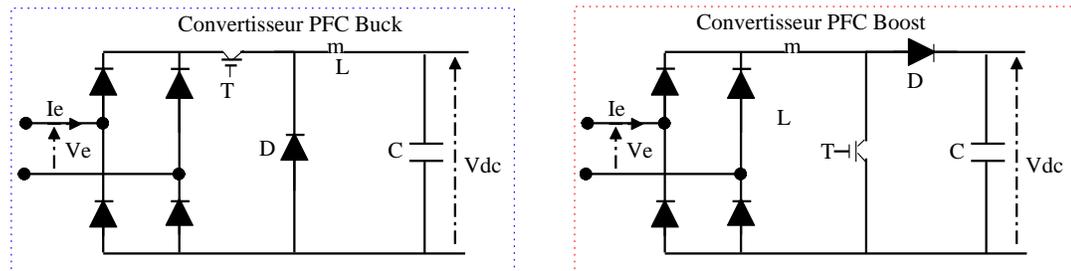


FIGURE 1.11 – Configuration des convertisseurs PFC Buck et Boost

Le convertisseur PFC Buck est une association d'un pont à diodes suivie d'un convertisseur direct DC-DC abaisseur. Il est caractérisé par une tension à la sortie inférieure à celle d'entrée. Malgré sa structure de correction du facteur de puissance, le courant est discontinu et peut présenter des distorsions [36, 37]. De par sa structure abaisseur, le convertisseur PFC Buck n'est pas souvent utilisé dans les convertisseurs indirects de fréquence pour les applications motorisées avec les réseaux de distribution monophasés de basse tension.

Le convertisseur PFC Boost est composé essentiellement d'un pont à diodes et d'un convertisseur DC-DC éleveur. Ce convertisseur est le plus utilisé pour la correction du facteur de puissance. Sa configuration éleveur lui permet de fournir une tension de sortie supérieure à celle d'entrée. Il est simple, robuste et offre plusieurs possibilités, notamment sur la réduction des harmoniques de courant [38, 39, 40, 41].

## ● Convertisseurs PFC Buck-Boost

Les convertisseurs PFC de type Buck-Boost sont représentés sur la figure 1.12.

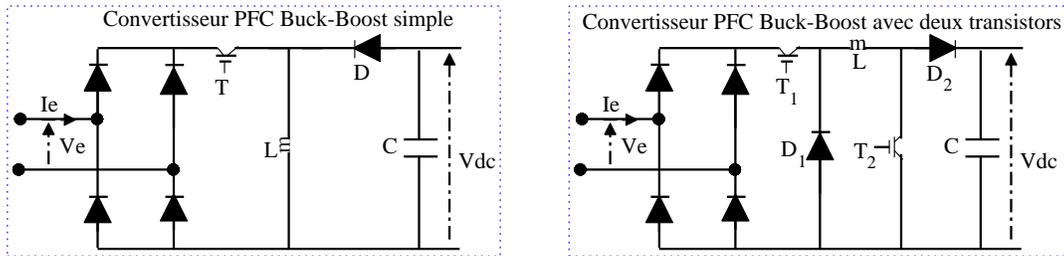


FIGURE 1.12 – Configuration des convertisseurs PFC élévateurs-abaisseurs

Les convertisseurs Buck-Boost peuvent fonctionner comme abaisseur ou élévateur de tension. Ils sont généralement utilisés dans les applications de puissance  $< 2$  kW. Le fonctionnement de la configuration simple, caractérisé par un mode de commande, est semblable à celui du convertisseur Buck. Le courant d'entrée a un contenu d'harmoniques significatif à haute fréquence qui nécessite un filtrage. La configuration à deux interrupteurs est dotée de deux étapes de commande. Ces deux modes de fonctionnement permettent de réduire les pertes avec un rendement plus élevé. Cette configuration convient le plus pour les applications avec une large plage de tension d'entrée [42, 43].

Outre ces configurations, nous avons les configurations conventionnelles des convertisseurs PFC Cuk et Sepic (représentées sur la figure 1.13) et la topologie Vienne.

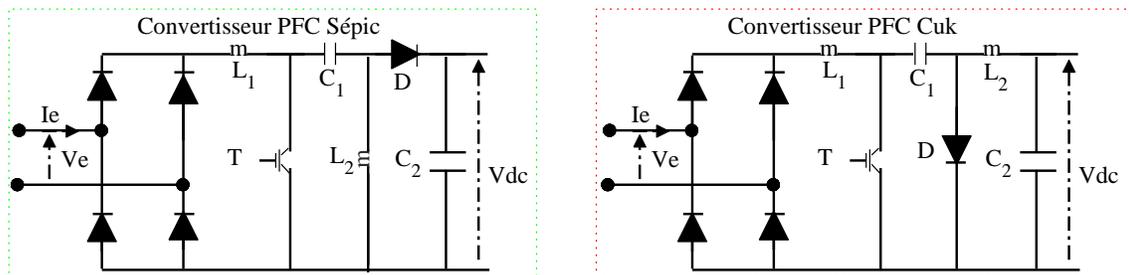


FIGURE 1.13 – Configuration des convertisseurs PFC Cuk et Sepic

Le convertisseur PFC Cuk est facile à mettre en œuvre avec une protection contre l'appel de courant ou des surcharges. Comme le convertisseur Buck-Boost, il peut fournir une tension continue de plus grande valeur que l'entrée, mais avec une polarité inversée. Ce convertisseur peut être utilisé pour certaines applications de puissances inférieures à 300 W et permettant de légères ondulations de courant. Cependant, on note une augmentation des pertes en raison de la présence du pont à diodes [44, 45, 46].

La topologie du convertisseur PFC de type Sepic est semblable au convertisseur Buck-Boost. Il peut fournir une tension supérieure ou inférieure à celle d'entrée selon la stratégie de commande. Cependant, il présente l'inconvénient de discontinuité du courant avec des ondulations relativement élevées. Il est souvent utilisé dans les applications comme les chargeurs de batteries et les appareils électroménagers. Sa structure nécessite au moins deux inductances et est difficile à comprendre [47, 48, 49].

Le convertisseur de puissance AC-DC monophasé Vienne, dont la structure est illustrée sur la figure 1.14, est l'une des structures PFC basées sur la configuration d'un pont à diodes et un semi-conducteur de puissance.

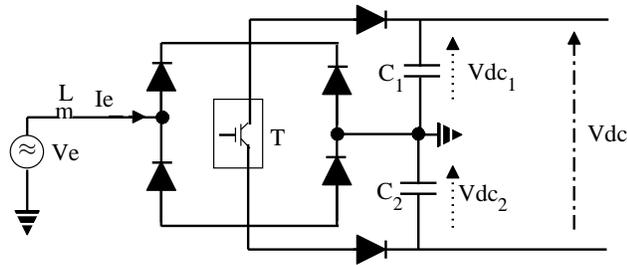


FIGURE 1.14 – Configuration du convertisseur PFC Vienne

Le convertisseur PFC AC-DC Vienne présente beaucoup d'avantages dont le faible THD, le bon rendement, la réduction des pertes par conduction et le facteur de puissance presque unitaire. Cependant, ces convertisseurs ont un coût plus élevé et sont souvent utilisés en télécommunication et dans les systèmes aéronautiques ou encore dans les éoliennes en structures triphasées. En plus des difficultés structurelles, l'équilibre entre les deux sources de tension continues aux bornes des deux condensateurs doit être maintenu pour l'asservissement. La possibilité de contrôler le déphasage entre le courant et la tension du réseau à  $30^\circ$  peut être aussi un facteur limitant pour une application nécessitant la bidirectionnalité de la puissance [50, 51, 52].

Les convertisseurs basés sur la structure à deux étages ont globalement le même comportement de correcteur du facteur de puissance. Cependant, même si ces convertisseurs assurent un facteur de puissance unitaire, le convertisseur indirect de fréquence à concevoir alimente une charge via une machine asynchrone triphasée (400 V, 2,2 kW).

En se fondant sur le niveau de tension nécessaire à la sortie et la puissance, le PFC Boost semble être le plus indiqué parmi ces convertisseurs. Un choix dicté par sa simplicité et la possibilité de fournir la puissance nécessaire, même si le Buck-Boost a des avantages qui permettent de l'utiliser pour une puissance plus faible [53]. Cependant, le PFC Boost n'est forcément pas meilleur que les convertisseurs PFC à un étage.

## □ Convertisseurs PFC à MLI

Contrairement aux convertisseurs PFC à deux étages, ceux à MLI sont à un étage. Ils sont devenus l'une des solutions de référence dans les dispositifs avec correction du facteur de puissance. Les convertisseurs à MLI sont essentiellement constitués de composants actifs bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension [54, 55].

La possibilité de commande permet un contrôle total du convertisseur selon les besoins. Avec les avancées technologiques, notamment les semi-conducteurs de puissance et les lois de commande, plusieurs topologies sont mises en place [56, 57, 58, 59, 60, 61, 62]. Pour ces convertisseurs, on distingue les structures à pont complet (4 composants actifs) et à demi-pont (2 composants actifs). Elles sont représentées sur la figure 1.15.

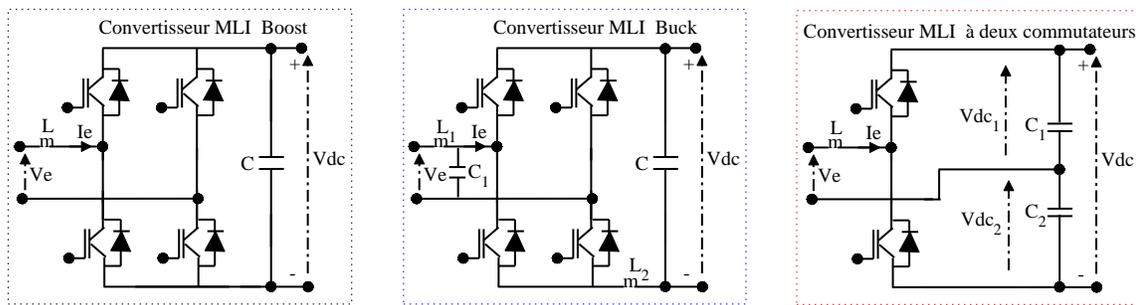


FIGURE 1.15 – Configurations des convertisseur PFC à MLI

Les convertisseurs MLI à prélèvement sinusoïdal de courant ont des avantages leur permettant d'être exploités dans les applications. Ils permettent [63, 64, 65, 66, 67].

- de réduire le taux d'harmoniques dans le courant d'entrée par rapport aux techniques de filtrages passives et les convertisseurs AC-DC classiques ;
- de réguler le niveau de tension continue à la sortie ;
- de rendre le facteur de puissance quasiment unitaire ;
- de réduire la taille, le poids et le coût par rapport aux techniques passives.

En plus de ces avantages, ces configurations permettent le contrôle de l'écoulement de la puissance dans les deux sens. Le convertisseur à un bras, bien qu'utilisé dans certaines applications, présente un THD de courant élevé. Il nécessite aussi un dimensionnement plus complexe des capacités pour assurer l'asservissement correcte de la tension. Les convertisseurs de types Buck et Boost présentent les mêmes avantages. Cependant, le Buck est limité pour l'application du fait de sa structure abaisseur.

Ainsi, pour la conception du convertisseur indirect de fréquence, le convertisseur AC-DC à MLI Boost peut être utilisé. Cependant, le nombre de semi-conducteurs de puissance et la complexité de la commande sont des contraintes.

### 1.4.1.3 Synthèse et choix du convertisseur AC-DC

Le convertisseur AC-DC est un composant essentiel pour l'interfaçage entre la source monophasée et la charge triphasée. Pour faire le choix du convertisseur, la synthèse des typologies PFC à deux étages et PFC à MLI Boost faite dans la section précédente est nécessaire. Cela permet de dégager le profil qui répond au mieux à l'application.

La synthèse de l'étude, présentée dans la section précédente, a permis de montrer les typologies Boost comme étant les plus indiquées pour l'application. Ces convertisseurs sont utilisés dans diverses applications du fait des avantages qu'ils offrent. Ces topologies s'avèrent être une solution idéale pour l'étage en amont d'un convertisseur indirect de fréquence, destiné à alimenter le moulin à partir d'un micro-réseau de faible puissance. Cependant, ils ont chacun des propriétés propres qui permettent de faire le choix. Une étude comparative du convertisseur Boost AC-DC à MLI et du convertisseur PFC Boost à deux étages, est résumée dans le tableau 1.2 [68, 69, 70, 71, 72].

TABLE 1.2 – Tableau comparatif des convertisseurs AC-DC avec correction PF

<b>Convertisseur AC-DC PFC</b>	<b>Convertisseur AC-DC à MLI</b>
<i>Avantages</i>	<i>Avantages</i>
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Structure simple</li> <li>• Régulation du Facteur de Puissance</li> <li>• Ajustement de la tension continue</li> <li>• Absorption d'un courant sinusoïdal</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Flux de puissance bidirectionnel,</li> <li>• Régulation du Facteur de Puissance</li> <li>• Ajustement de la tension continue</li> <li>• Absorption d'un courant sinusoïdal</li> <li>• Faible THD (&lt; 5%) du courant</li> </ul>
<i>Inconvénients</i>	<i>Inconvénients</i>
<ul style="list-style-type: none"> <li>• Existence d'harmoniques de courant en basse fréquence</li> <li>• Irréversibilité</li> <li>• Commande très complexe et moins performante pour les systèmes triphasé</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Nombre d'interrupteurs utilisés</li> <li>• Stratégie de commande complexe</li> </ul>

L'exploitation du tableau montre les avantages du convertisseur à MLI par rapport à celui du PFC à deux étages. Le convertisseur à MLI est réversible et présente un faible taux de distorsion d'harmoniques. La réversibilité lui offre la possibilité d'être utilisé en onduleur lors des phases de renvoi d'énergie sur le réseau. Fort de ces avantages, le convertisseur à MLI est choisi pour la conception du convertisseur AC-DC-AC, dont la partie DC-AC est abordée dans la section suivante.

## 1.4.2 Conversion DC-AC

L'ondulation est la dernière partie d'un processus de conversion pour l'alimentation du moulin asynchrone triphasé. Cette étape est assurée par un convertisseur de type DC-AC plus connue sous le nom de l'onduleur. Son rôle est de convertir la source continue en une source alternative d'amplitude et de fréquence désirée pour la charge.

### 1.4.2.1 Généralité et choix du convertisseur DC-AC

Selon le mode de commutation des interrupteurs qui les compose, on distingue [23] :

- les convertisseurs DC-AC non autonomes ou assistés ;
- les convertisseurs DC-AC autonomes.

#### □ Convertisseurs DC-AC non autonomes ou assistés

Pour un convertisseur DC-AC non autonome ou assisté, la fréquence de fonctionnement est imposée par le réseau auquel il est accordé. Ils sont constitués d'interrupteurs commandés uniquement à la fermeture. L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent utilisés.

#### □ Convertisseurs DC-AC autonomes

Le convertisseur statique autonome DC-AC impose la fréquence de fonctionnement à la charge. Il nécessite des composants commandés à l'ouverture et à la fermeture. La nature du convertisseur dépend des sources reliées entre elles et du mode de commande des interrupteurs. Avec le convertisseur statique autonome DC-AC, on distingue :

- le convertisseur DC-AC de tension ; il est alimenté par une source de tension continue et fournit une tension alternative de valeur efficace et fréquence variables ;
- le convertisseur DC-AC de courant ; il est alimenté par une source de courant continue et fournit un courant de valeur efficace variable.

Les convertisseurs DC-AC autonomes sont généralement utilisés pour la variation de la vitesse des moteurs électriques et les alimentations de secours.

Dans le cas des ASI, les convertisseurs à fréquence fixe à commutation forcée sont utilisés. Ils sont alimentés par les batteries d'accumulateurs. Dans le cas des fonctionnements avec les moteurs électriques, le convertisseur à fréquence variable à commutation forcée est utilisé. Il délivre une tension alternative avec une fréquence et une valeur efficace capable de mettre en mouvement le moteur électrique.

Le deuxième cas cité correspond à l'application traitée dans cette partie. Le choix du convertisseur DC-AC dépend du type de moteur utilisé pour actionner le moulin.

Le convertisseur DC-AC de tension est le plus utilisé dans les entraînements des moteurs électriques. Cela se justifie principalement par les avantages offerts par sa configuration. Ces avantages lui permet d'alimenter quasiment tous les types de charges alternatives. Selon la nature de la charge (moulin asynchrone triphasé) et les performances souhaitées à travers la stratégie de commande, le convertisseur DC-AC de tension triphasé est choisi pour ce travail.

### □ Configuration du convertisseur DC-AC

Le convertisseur DC-AC de tension triphasé est constitué de six interrupteurs de puissance bidirectionnels en courant. Les interrupteurs permettent d'imposer au système de mouture une source de tension triphasée ( $V_a, V_b, V_c$ ) à fréquence et amplitude variables. Cette tâche est assurée par les trois fonctions logiques ( $S_a, S_b, S_c$ ) générées à partir d'un circuit de commande externe. Ce circuit de commande contrôle les séquences des interrupteurs du convertisseur. La structure du convertisseur DC-AC de tension triphasé avec le circuit de commande sont représentés sur la figure 1.16.

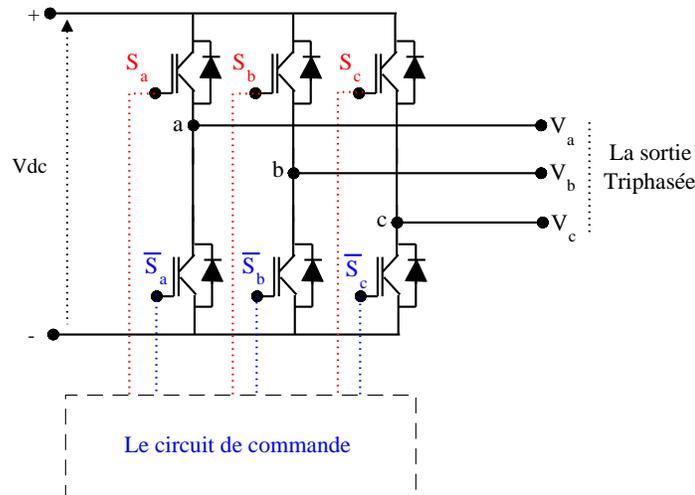


FIGURE 1.16 – Structure de l'onduleur de tension triphasé

Pour les applications de faibles et moyennes puissances, les tensions de forme d'onde carrée ou quasi-carrée pourront être acceptables; alors que pour les applications de fortes puissances, une forme d'onde sinusoïdale avec un faible taux de distorsion harmoniques est exigée. Avec la disponibilité des semi-conducteurs de puissance, la forme d'onde de la tension et les harmoniques sont gérés par des techniques de commande.

### 1.4.2.2 Techniques de commande du convertisseur DC-AC

Grâce au développement des semi-conducteurs de puissance, les dispositifs de conversion ont connu des avancées importantes ces dernières décennies. Les convertisseurs DC-AC de tension donnent aujourd'hui des résultats satisfaisants dans les entraînements des machines à courant alternatif grâce aux stratégies de commande développées. Dans la littérature, différentes techniques de commandes sont développées.

Les techniques les plus utilisées, qui sont détaillées dans cette partie, sont [73] :

- la technique de commande en pleine onde ;
- la technique de commande par hystérésis ;
- la technique de commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI).

#### □ Commande en pleine onde

La technique en pleine onde ou encore la commande à six étapes est une stratégie de commande du convertisseur DC-AC simple à mettre en œuvre. L'appellation à six étapes est dérivée de l'existence de six modes de fonctionnement de durée  $60^\circ$  dans chaque cycle. Pour ce type de commande, la durée de conduction d'un interrupteur est d'une demi-période. Le principe de génération des fonctions logiques de cette commande et la tension de sortie du convertisseur sont illustrés sur la figure 1.17.

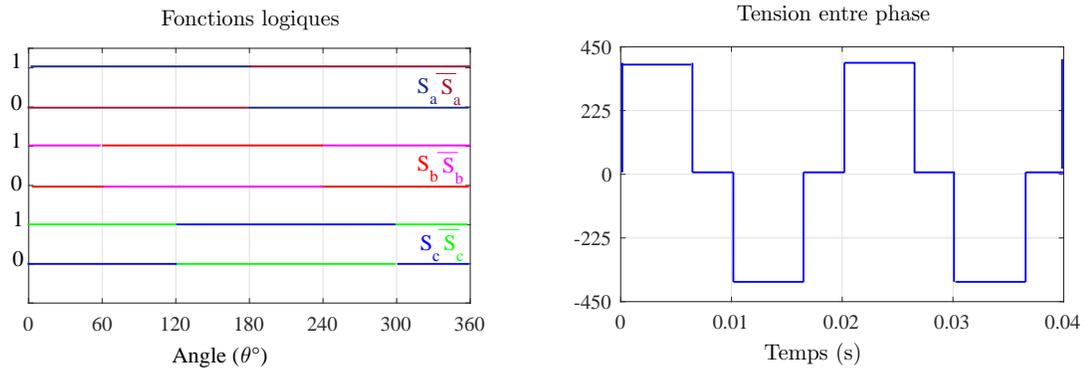


FIGURE 1.17 – Signaux de commande et forme de tension entre phase en pleine onde

Les signaux générés par la commande pleine onde sont rectangulaires. Le développement de Fourier permet d'exprimer l'expression de la tension de sortie entre les phases a et b ( $V_{ab}$ ) du convertisseur. L'expression analytique est donnée par la relation (1.18).

$$V_{ab} = \sum_{h=1,3,5,7}^n \frac{4V_s}{h\pi} \times \cos\left(h\frac{\pi}{6}\right) \sin\left(h\omega t - h\frac{2\pi}{6}\right) \quad (1.18)$$

L'expression montre la présence d'harmoniques sur la tension de sortie. Ces harmoniques, difficiles à filtrées, peuvent causer des effets néfastes sur l'application.

## □ Commande par hystérésis

La technique par hystérésis appelée aussi commande par fourchette utilise l'erreur entre la référence et la mesure. Le principe consiste à maintenir la grandeur à l'intérieur de la bande centrée autour de la référence. Il est illustré par la figure 1.18. L'erreur appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis donne l'ordre de commande [74].

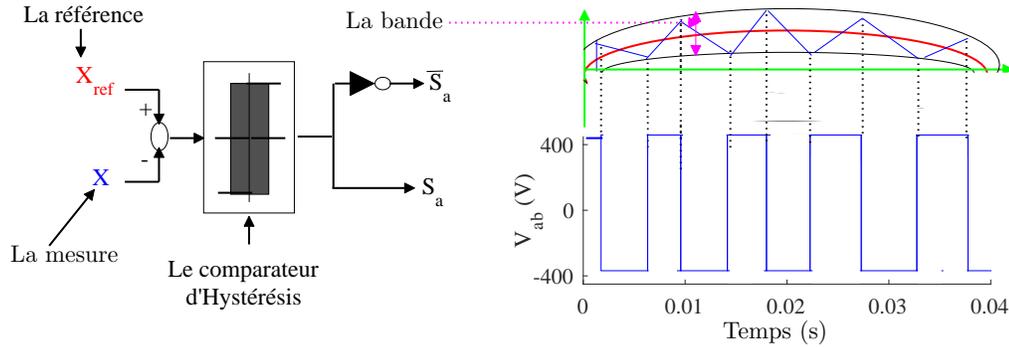


FIGURE 1.18 – Schéma de principe de la commande par hystérésis

La loi de commutation des interrupteurs d'un bras du convertisseur avec la bande d'hystérésis ( $\Delta X$ ), la mesure ( $X$ ) et la référence ( $X_{ref}$ ), est donnée par l'équation (1.19).

$$\begin{cases} S = 1 \Rightarrow X \geq (X_{ref} + \frac{\Delta X}{2}) \\ S = 0 \Rightarrow X \leq (X_{ref} - \frac{\Delta X}{2}) \end{cases} \quad (1.19)$$

Le choix de la bande doit tenir compte de certaines conditions liées au fonctionnement du dispositif. Parmi les conditions, la fréquence de commutation admissible pour les composants et le dimensionnement des éléments passifs du filtre. On peut utiliser :

- La commande par hystérésis à bande fixe : la grandeur de sortie, seule variable de commande, oscille autour de la référence entre deux limites. Le choix de la bande permet de rendre la fréquence de commutation plus ou moins constante.
- La commande à bande d'hystérésis adaptative ou variable : cette méthode est de plus en plus utilisée. Elle a pour but de rendre la fréquence de commutation constante et est caractérisée par la variation de la bande en fonction de l'amplitude de la référence.

La technique par hystérésis présente d'excellentes qualités ; comme sa simplicité, sa facilité de mise en œuvre, sa bonne stabilité et sa robustesse [75, 76, 77]. Elle n'exige pas aussi une parfaite connaissance du modèle ou des paramètres. Cependant, son inconvénient majeur est l'instabilité de la fréquence de fonctionnement. Ce point peut être pénalisant dans le cas de certaines applications où la fréquence de commutation est limitée par les caractéristiques des composants. Elle peut être aussi l'origine de la présence d'un nombre important d'harmoniques dans les courants générés [78].

## □ Commande par modulation de largeur d'impulsions (MLI)

La technique de modulation est l'une des stratégies de commandes les plus utilisées pour les convertisseurs DC-AC. C'est une stratégie appropriée pour l'amélioration des formes d'ondes des tensions à la sortie du convertisseur. Ces formes d'ondes sont souvent très riches en harmoniques pour certaines stratégies comme celle en pleine onde.

La technique de modulation est basée sur la comparaison d'une onde de référence souvent appelée modulante avec une onde porteuse. Ces ondes ou signaux sont caractérisés par leurs amplitudes ( $A_{\text{ref}}, A_p$ ) et leurs fréquences ( $f_{\text{ref}}, f_p$ ). Le basculement d'un état à un autre des interrupteurs correspond aux intersections de la porteuse et la modulante.

La technique est caractérisée par le taux ( $r$ ) et l'indice ( $m$ ) de modulation.

### Indice de modulation ( $m$ )

Il définit le rapport entre la fréquence de la porteuse et celle de la référence.

$$m = \frac{f_p}{f_{\text{ref}}} \quad (1.20)$$

L'augmentation de l'indice de modulation permet de réduire efficacement la teneur en harmoniques de l'onde de sortie. Cependant, les pertes augmentent avec l'indice.

### Taux de modulation ( $r$ )

Le taux de modulation ou coefficient de réglage en tension donne le rapport entre les amplitudes maximales de la modulante ( $V_{\text{ref}}$ ) et de la porteuse ( $A_p$ ).

$$r = \frac{V_{\text{ref}}}{V_p} \quad (1.21)$$

Pour éviter un chevauchement des intervalles de conductions, ou de blocages des interrupteurs d'un même bras, le taux est toujours inférieur à l'unité. Cela implique que l'amplitude du signal de référence est inférieure à celle de la porteuse.

Pour la mise en œuvre de la technique de commande par modulation plusieurs stratégies sont utilisées. Chacune de ces stratégies obéies à un principe de génération des rapports cycliques, dont la finalité est d'assurer un séquençement parfait des interrupteurs. Aujourd'hui, plusieurs stratégies de commande des convertisseurs existent avec des applicabilités parfois différentes. Ces stratégies présentent des avantages, mais aussi des limites selon l'application. Parmi ces stratégies, on peut citer [79, 80, 81] :

- la modulation sinusoidale (SPWM) ;
- la modulation par injection d'harmoniques ;
- la modulation vectorielle (SVM).

## □ Modulation sinusoïdale

Avec la modulation sinusoïdale, le nombre d'impulsions dépend de la fréquence de la modulante. Cela montre l'importance des choix de la porteuse et de la référence. Le choix du nombre de signaux de référence dépend de la nature du convertisseur.

En triphasé, les signaux références sont au nombre de trois de mêmes amplitudes et fréquences, mais déphasés de  $2\pi/3$ . Les relations (1.23) - (1.24) donnent les expressions de ces signaux.

$$V_{a\text{-ref}} = V_{\text{ref}} \sin(2\pi f_{\text{ref}} t) \quad (1.22)$$

$$V_{b\text{-ref}} = V_{\text{ref}} \sin\left(2\pi f_{\text{ref}} t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (1.23)$$

$$V_{c\text{-ref}} = V_{\text{ref}} \sin\left(2\pi f_{\text{ref}} t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (1.24)$$

Le principe de la modulation sinusoïdale dans un bras est représenté sur la figure 1.19. Il est basé sur la comparaison d'un signal référence avec une porteuse en dent de scie. Les intersections entre la porteuse et la référence permettent de générer le signal logique  $S_a$  et la forme de la tension à la sortie de l'onduleur.

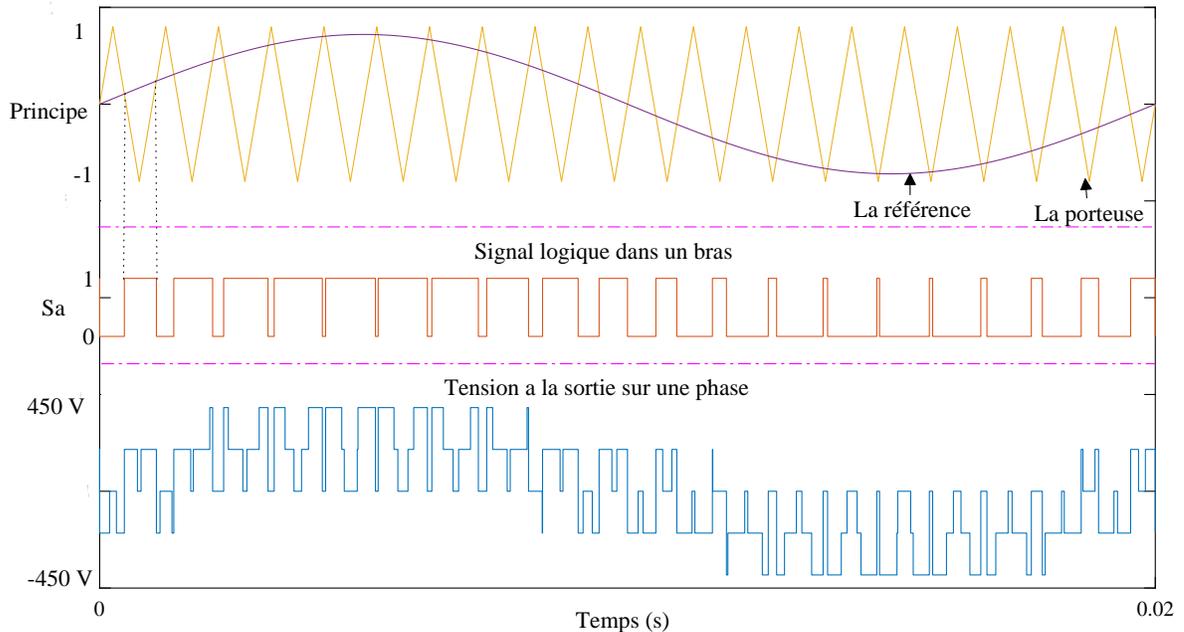


FIGURE 1.19 – Principe de la MLI sinusoïdale

La MLI sinusoïdale permet de régler la valeur efficace de l'onde de tension, appliquée à la machine, et réduit significativement le facteur de distorsion et certains harmoniques de l'onde de tension. Toutefois, la tension de sortie contient des harmoniques souvent repoussés en hautes fréquences voisines à celle de commutation et ses multiples.

### □ Modulation par injection d'harmoniques

Le principe consiste à moduler le signal par injection d'harmoniques, sélectionnés de mêmes fréquences, au signal sinusoïdal de référence [82, 83, 84]. La modulation de la largeur d'impulsion par injection de troisième harmonique est implémentée de la même manière que la modulation sinusoïdale. La différence entre ces deux techniques se trouve sur la forme d'onde de la référence. Avec la technique d'injection harmonique, le signal de référence n'est pas sinusoïdal. Le signal de référence est constitué d'une composante fondamentale sinusoïdale et d'une composante de troisième harmonique d'amplitude  $1/6$  du fondamental. Les amplitudes des signaux de référence sont supérieures aux composantes fondamentales des tensions à la sortie du convertisseur, mais toujours de valeurs inférieures à la tension continue. En triphasée, les signaux de référence modulés sont donnés par les équations (1.26), (1.27) et (1.27) [85].

$$V_{a\text{-ref}} = V_{\text{ref}}[1.15 \sin(2\pi f_{\text{ref}} t) + 0.19 \sin(3 \times 2\pi f_{\text{ref}} t)] \quad (1.25)$$

$$V_{b\text{-ref}} = V_{\text{ref}}[1.15 \sin(2\pi f_{\text{ref}} t + \frac{2\pi}{3}) + 0.19 \sin(3 \times 2\pi f_{\text{ref}} t)] \quad (1.26)$$

$$V_{c\text{-ref}} = V_{\text{ref}}[1.15 \sin(2\pi f_{\text{ref}} t - \frac{2\pi}{3}) + 0.19 \sin(3 \times 2\pi f_{\text{ref}} t)] \quad (1.27)$$

Le principe générale de la modulation par injection d'harmoniques, la fonction logique et la forme de tension obtenus sont illustrés sur la figure 1.20.

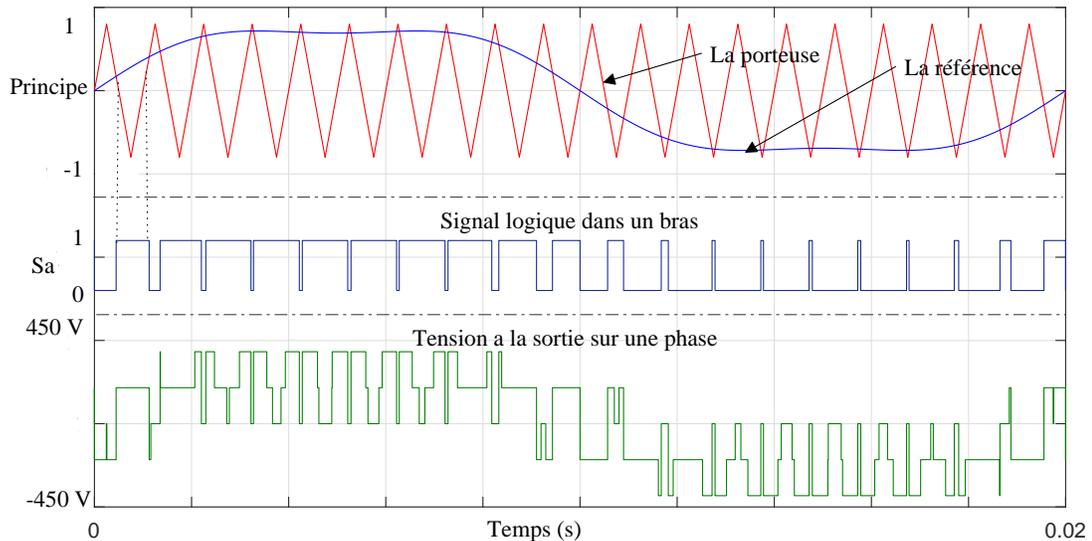


FIGURE 1.20 – Principe de la modulation par injection d'harmoniques

La modulation par injection d'harmoniques a été adoptée afin d'améliorer la qualité de la tension à la sortie du convertisseur. En triphasé, la technique permet d'augmenter les amplitudes des composantes fondamentales des tensions avec un faible taux de distorsions.

## □ Modulation vectorielle ou SVM

La modulation vectorielle ou SVM (Space Vector Modulation, en anglais) est une technique de commande des convertisseurs. Comme la technique MLI sinusoïdale ou celle avec injection d'harmoniques, elle est basée sur la modulation des largeurs des impulsions, avec des signaux logiques envoyés aux interrupteurs de puissance.

Contrairement à ces méthodes développées, qui s'appuient sur des calculs séparés pour la modulation de chacun des bras de l'onduleur, la SVM s'appuie sur la détermination d'un vecteur global de référence. Le vecteur de référence est directement déterminée dans le plan diphasé et approximé sur une période de modulation. Les trois tensions désirées à la sortie de l'onduleur sont approximées pendant chaque intervalle de modulation. Cela se fait à travers la commande des trois interrupteurs et leurs complémentaires.

La SVM est efficace avec de bonnes propriétés spectrales. Elle réduit le taux de distorsion harmonique et les pertes avec une amélioration de 15 % de la tension au bus continu de l'onduleur [86]. Ces avantages ouvrent la voie vers une utilisation plus large de la SVM avec les onduleurs et les commandes des machines à courant alternatif.

Les travaux [87, 88, 89, 90], réalisés dans ce domaine, avec des études comparatives entre la technique de modulation sinusoïdale, la modulation avec injection d'harmoniques et la modulation SVM, montrent que la SVM offre plus d'avantages. Elle est aussi la méthode la mieux adaptée aux applications avec commande des moteurs asynchrones. Ces conclusions, avec les hypothèses et les problématiques de l'application, ont permis de choisir la stratégie SVM pour la commande de l'onduleur dans ce travail. Cette commande sera largement abordée dans le chapitre 2.

### 1.4.3 Modèle et commande du convertisseur AC-DC-AC

La conception d'un dispositif de conversion statique, composée d'une association de convertisseurs directs, passe inéluctablement par une étude approfondie des différentes parties. Le choix du dispositif doit tenir compte aussi des caractères de la charge et du micro réseau. L'étude permet de mieux évaluer les performances théoriques de chaque partie du convertisseur par rapport à un autre pour enfin concevoir le modèle.

La conception du convertisseur indirect de fréquence AC-DC-AC nécessite le choix :

- d'un convertisseur AC-DC monophasé ;
- d'un convertisseur DC-AC triphasé ;
- d'une stratégie de commande.

Pour matérialiser ces points, des choix sont faits en se basant sur les études et les comparaisons. Dans la partie conversion AC-DC, le convertisseur AC-DC à prélèvement sinusoïdal de courant à MLI est choisi. Le choix de ce convertisseur se justifie par ses performances sur la réduction des harmoniques, la possibilité de correction du facteur de puissance, mais aussi sa capacité à fournir la tension souhaitée à la sortie. Concernant la partie conversion DC-AC, le convertisseur DC-AC de tension triphasé est choisi. Ce convertisseur est commandé par la technique de commande SVM. Cette technique SVM est choisie de par ses performances, comparée aux autres techniques.

Les différentes parties énumérées ont permis de choisir le dispositif de conversion AC-DC-AC. Il est représenté sur la figure 1.21 avec le circuit de commande.

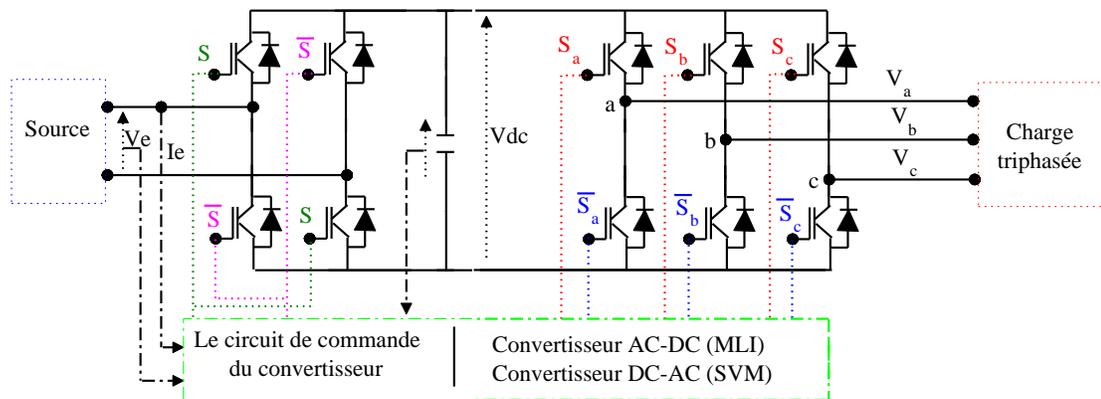


FIGURE 1.21 – Configuration du convertisseur AC-DC-AC

## 1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, l'état de l'art et le choix de la topologie du convertisseur AC-DC-AC sont faits. Après une brève description du système, les différents convertisseurs pouvant servir d'interface entre le micro-réseau PV et le moulin sont passés en revue.

La deuxième partie du chapitre est consacrée au choix de la topologie du convertisseur. Une revue bibliographique avec le cahier des charges a permis de choisir les différentes parties du convertisseur avec les stratégies de commandes. Le convertisseur à prélèvement sinusoïdal, retenu, est constitué de convertisseur PFC à MLI et d'un onduleur triphasé. Il est capable d'interfacer la source et la charge avec moins de contraintes électriques tout en limitant le THD et corriger le facteur de puissance.

L'association du convertisseur AC-DC-AC et la charge nécessitent le dimensionnement, la modélisation, la mise en œuvre des commandes et la simulation du convertisseur pour valider l'étude théorique. Ainsi, le chapitre suivant sera consacré à ces points.

# Chapitre 2

## Modélisation, commande et simulation du convertisseur statique

## 2.1 Introduction

Les convertisseurs AC-DC-AC sont largement utilisés dans les applications avec des moteurs électriques. La nature du convertisseur dépend des spécificités de l'application. La topologie du convertisseur conçu, présentée dans le chapitre 1, s'inscrit dans un processus d'alimentation d'un moulin triphasé à partir du micro-réseau monophasé.

L'objectif consiste à modéliser et valider le concept d'une architecture pour la réalisation des fonctions d'interface et de pilotage de la chaîne d'alimentation complète. Pour cela, l'utilisation d'une chaîne de conversion est nécessaire. Il doit permettre :

- d'adapter le micro-réseau monophasé et le moulin triphasé ;
- de pouvoir contrôler les perturbations du côté du micro-réseau PV et assurer sa qualité d'énergie.

Le pilotage de la chaîne de conversion AC-DC-AC nécessite une bonne maîtrise de son fonctionnement ainsi que les interactions existantes entre ses composantes. Cela passe par la modélisation et la mise en place des lois de commandes qui régissent son fonctionnement. Dans ce présent chapitre la modélisation, la commande et la validation par simulation du convertisseur et ses composantes avec le micro-réseau sont traitées.

## 2.2 Description et fonctionnement de la topologie

Le synoptique de la chaîne de conversion AC-DC-AC en schéma unifilaire avec le circuit de commande est représenté à la figure 2.1. La partie puissance est constituée de deux convertisseurs comportant chacun des interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture. L'utilisation de ce type de convertisseur permet d'une part de moduler les signaux de sortie et d'autre part de limiter les perturbations du côté micro-réseau en prélevant un courant sinusoïdal en phase avec la tension.

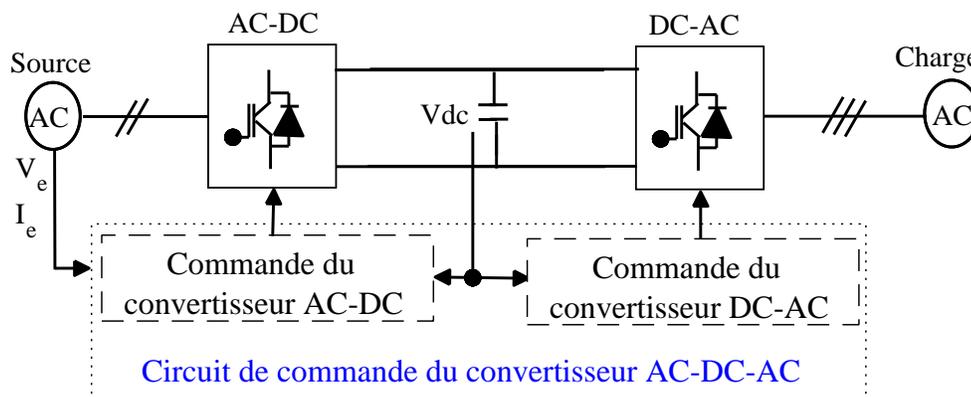


FIGURE 2.1 – Topologie du convertisseur avec les commandes

La topologie s'avère être une solution idéale pour les applications avec les micro-réseaux fragiles alimentant des charges motorisées. Sa structure de prélèvement sinusoïdal de courant lui offre une place importante dans la mise en place des dispositifs capables de réduire la pollution harmonique provoquée par le convertisseur statique.

Le fonctionnement du convertisseur AC-DC-AC est basé sur une double conversion :

- la conversion AC-DC est assurée par un convertisseur statique AC-DC de structure monophasée. Le convertisseur est doté d'une stratégie de commande basée sur la MLI qui assure l'asservissement de la tension à la sortie et le courant prélevé sur le micro-réseau.

- le convertisseur DC-AC assure l'alimentation du moulin triphasé à partir de la source de tension continue générée par la convertisseur AC-DC. L'alimentation se fait avec la stratégie de commande SVM qui pilote les six interrupteurs du convertisseur.

Le micro-réseau est supposé fonctionner avec une tension efficace stable de 230 V. Les conversions réalisées par les dispositifs permettent d'élever ou de réduire le niveau de tension pour l'adapter aux différentes parties du système via les lois de commandes.

Ainsi, le dimensionnement de la partie puissance permet d'une part de lier les amplitudes de la tension du micro-réseau, de la tension continue et celle du moulin. Cela permet d'établir les valeurs de références pour les lois de commandes. D'autre part, il permet d'avoir un aperçu sur la puissance de la source nécessaire à partir de la charge qui impose la puissance. La chaîne de conversion est représentée sur la figure 2.2.

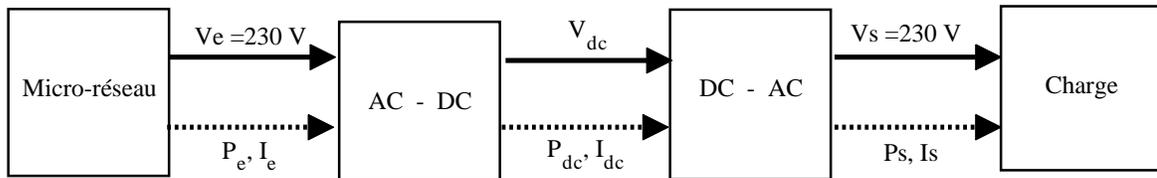


FIGURE 2.2 – Architecture de la chaîne de conversion

Pour cette application, des tensions de valeurs efficaces  $V_s = 230 \text{ V}$  sont souhaitées à la sortie pour alimenter la charge. Ainsi, la valeur de référence de la tension continue pour la boucle d'asservissement du convertisseur AC-DC peut être déterminée à partir de la relation (2.1). Cette valeur dépend en grande partie du taux de modulation ( $r$ ).

$$V_{dc} = \frac{2\sqrt{2} \times V_s}{r} \quad (2.1)$$

Pour assurer un fonctionnement optimal du dispositif, il faut établir un modèle et des lois de commandes adaptées.

## 2.3 Modèle et commande du convertisseur AC-DC-AC

Le convertisseur AC-DC-AC est constitué de deux parties de configurations et commandes différentes. Ces deux parties sont liés par les grandeurs continues à la sortie du convertisseur AC-DC qui constitue l'entrée de la partie DC-AC. Le modèle du convertisseur général est l'association des deux modèles avec leurs commandes. Ainsi, dans cette partie la modélisation et la commande des deux convertisseurs seront abordées.

### 2.3.1 Modélisation et commande du convertisseur AC-DC

La configuration du convertisseur AC-DC à MLI est représentée sur la figure 2.3. Le convertisseur est composé de quatre interrupteurs muni chacun d'une diode en antiparallèle. La tension fournie par la source ( $V_e$ ) et celle à l'entrée de convertisseur ( $V_r$ ) sont supposées sinusoïdales. Une inductance de couplage est utilisée pour la concordance des sources mais aussi pour assurer le contrôle du courant prélevé par le convertisseur. La capacité placée à la sortie permet de lisser la tension de bus continu [91, 92].

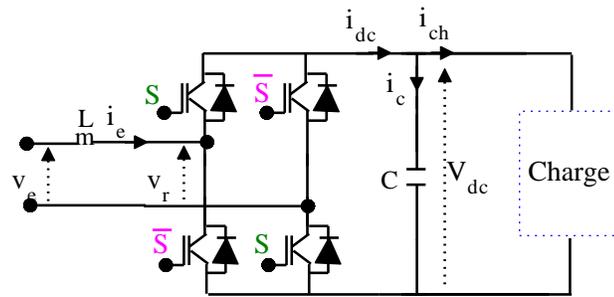


FIGURE 2.3 – Structure du modèle convertisseur AC-DC à MLI

#### 2.3.1.1 Modèle du convertisseur AC-DC

Le convertisseur est composé d'interrupteurs dont les instants de commutations sont assurés par des fonctions logiques  $S$  et  $\bar{S}$  imposées par un circuit de commande. Ce circuit assure le contrôle des grandeurs à l'entrée et à la sortie du convertisseur.

À l'entrée, le micro-réseau délivre une tension sinusoïdale et absorbe un courant supposé déphasé d'un angle  $\phi$  avec la tension. Les expressions analytiques de la tension et du courant prélevé sur le micro-réseau sont données par les relations (2.2) et (2.3).

$$V_e(t) = V_e \sin(2\pi f t) \quad (2.2)$$

$$I_e(t) = I_e \sin(2\pi f t - \phi) \quad (2.3)$$

La tension à l'entrée du convertisseur est supposée décaler d'un angle ( $\delta$ ) par rapport à celle du micro-réseau, appelé angle de déphasage entre les sources de tension. Ainsi, le flux de puissance dépend de l'angle  $\delta$ . Les diagramme de Fresnel pour un cas quelconque et pour le cas ou le facteur de puissance unitaire sont représentés sur la figure 2.4 [93, 94].

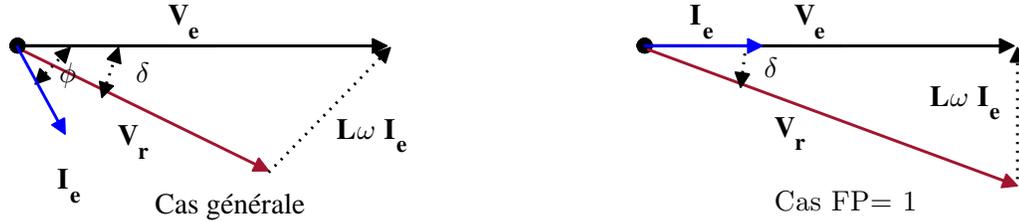


FIGURE 2.4 – Diagramme de phase du convertisseur PFC

Le convertisseur étant bidirectionnel, le sens d'écoulement de la puissance dépend du sens du déphasage. Le convertisseur fonctionne comme redresseur si le déphasage est en arrière. Alors la source fournit de la puissance à la charge à travers le convertisseur. Dans le sens contraire, la charge renvoie de la puissance à la source. D'après le diagramme de phase on a les relations analytiques (2.4) et (2.5).

$$L \omega I_e \cos(\phi) = V_r \sin(\delta) \quad (2.4)$$

$$V_e - L \omega I_e \sin(\phi) = V_r \cos(\delta) \quad (2.5)$$

Les relations (2.6) et (2.7) donnent la puissance active ( $P_r$ ) transférée par la source d'alimentation et la puissance réactive ( $Q_r$ ) consommée aux bornes d'entrée du convertisseur.

$$P_r = V_e I_e \cos(\phi) = \frac{V_e V_r}{L \omega} \sin(\delta) \quad (2.6)$$

$$Q_r = V_e I_e \sin(\phi) = \frac{V_r}{L \omega} (V_e - V_r \cos(\delta)) \quad (2.7)$$

D'après les expressions, les valeurs souhaitées des puissances active et réactive peuvent être obtenues en contrôlant l'amplitude et la phase de la tension  $V_r$  pour une tension donnée de la source. Le choix d'une petite valeur de l'inductance permet de négliger la chute de tension à ses bornes. Ainsi, la tension de la source est proche de celle qui est à l'entrée du convertisseur. On peut considérer alors :  $V_e = V_r$ .

D'autres part, la puissance réactive du système est la somme de la puissance absorbée par le convertisseur est celle consommée par l'inductance. Le dimensionnement de l'inductance permet ainsi de négliger la puissance réactive de l'inductance à des fréquences de commutation très élevées.

### 2.3.1.1.1 Modèle analytique du convertisseur MLI

Le fonctionnement du convertisseur est basé sur la commutation des interrupteurs de puissance  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$  et  $K_4$ . Du fait de sa structure monophasée, quatre séquences de commutations sont possibles. Cette assertion se base sur l'hypothèse selon laquelle deux commutateurs d'un même bras ne peuvent pas conduire simultanément et leurs états de commutations sont complémentaires. Ces séquences, assurées par la fonction logique ( $s$ ) et son complémentaire ( $\bar{s}$ ), donnent les configurations suivantes [95, 96] :

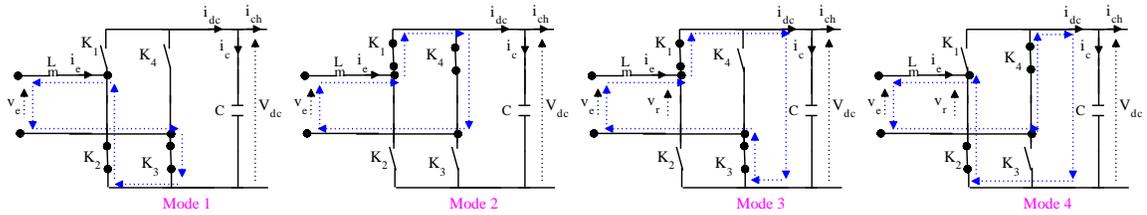


FIGURE 2.5 – Modes de séquences de commutations du convertisseur à MLI

- Les modes de fonctionnement 1 et 2 traduisent les séquences de conduction ( $K_1$ ,  $K_4$ ) et ( $K_2$ ,  $K_3$ ). Ces séquences ont lieu respectivement pour le demi-cycle positif et négatif de la tension d'alimentation sinusoïdale. Pendant ces séquences, il n'y a pas de connexion avec la charge, l'inductance se charge. Ainsi, la relation est la suivante.

$$V_e = L \frac{di_e}{dt} \quad (2.8)$$

La variation du courant de l'inductance pendant la période de conduction ( $T_{on}$ ), où l'interrupteur  $K_2$  est fermé, est donnée par la relation (2.9).

$$V_e = L \frac{i_f - i_i}{T_{on}} \quad (2.9)$$

Où  $i_i$  et  $i_f$  représentent les valeurs des courants aux instants initial et final.

- Pour le mode de fonctionnement 3, les interrupteurs de puissance  $K_1$  et  $K_3$  conduisent. L'inductance est en mode de décharge. La tension aux bornes du convertisseur est la somme de la tension aux bornes de la source d'alimentation et celle aux bornes de l'inductance. La relation (2.10) donne l'équation de la séquence 3.

$$V_e = L \frac{di_e}{dt} + V_{dc} \quad (2.10)$$

Pendant cette période l'interrupteur  $K_2$  est ouverte ( $T_{off}$ ), on a :

$$V_e = L \frac{i_i - i_f}{T_{off}} + V_{dc} \quad (2.11)$$

La combinaison des équations (2.9) et (2.11) permet d'établir la relation (2.12). Elle donne la liaison entre les tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur AC-DC.

$$\frac{V_e}{V_{dc}} = 1 - \frac{T_{on}}{T_{off} + T_{on}} \quad (2.12)$$

L'expression est fonction du rapport cyclique  $T_{on}/(T_{off} + T_{on})$ . Ce rapport cyclique permet d'affirmer le caractère élévateur du convertisseur. Ainsi, la tension au bus continu peut être maintenue en ajustant le rapport cyclique à la valeur appropriée.

- Pour le mode de fonctionnement 4,  $K_2$  et  $K_4$  conduisent. La tension aux bornes du convertisseur est la somme de la tension aux bornes de la source d'alimentation et celle aux bornes de l'inductance. La relation (2.13) donne l'équation de la séquence.

$$V_e = L \frac{di_e}{dt} - V_{dc} \quad (2.13)$$

La généralisation des relations des séquences peut être faite avec la fonction logique (S). En faisant intervenir dans la bobine de couplage une résistance interne ( $r_L$ ), la relation (2.14) donne l'expression générale des séquences de fonctionnement.

$$L \frac{di_e}{dt} + r_L i_e = V_e - S V_{dc} \quad (2.14)$$

$S = 1$  si  $K_1$  et  $K_3$  conduisent ;

$S = -1$  si  $K_2$  et  $K_4$  conduisent ;

$S = 0$  si  $K_1$  et  $K_4$  (ou  $K_2$  et  $K_3$ ) conduisent.

L'application de la loi de Kirchhoff pour les tensions à l'entrée du convertisseur et les courants à la sortie permet d'écrire les relations analytique (2.15) et (2.16).

$$L \frac{di_e}{dt} + r_L i_e = V_e - V_r \quad (2.15)$$

$$i_{dc} = i_c + i_{ch} = C \frac{dV_{dc}}{dt} + i_{ch} \quad (2.16)$$

Sachant que  $i_{dc} = S i_e$ , la substitution de  $i_{dc}$  dans l'équation (2.16) permet d'écrire les équations (2.17) et (2.18). Ces deux équations représentent le modèle global du convertisseur où la grandeur de commande permet de réguler les variables  $V_{dc}$  et  $i_e$ .

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{i_e}{C} S - \frac{i_{ch}}{C} \quad (2.17)$$

$$\frac{di_e}{dt} = \frac{V_e}{L} - \frac{r_L}{L} i_e - S \frac{V_{dc}}{L} \quad (2.18)$$

Le modèle dépend des éléments passifs  $L$  et  $C$ , essentielles pour l'efficacité et les performances du convertisseur. Leurs dimensionnements sont soumis aux contraintes de fonctionnement dont la fréquence de découpage, les tensions et la puissance transitée.

### 2.3.1.1.2 Dimensionnement de la capacité

La capacité joue un rôle crucial pour le bus continu du convertisseur. Elle permet d'obtenir une tension continue avec des ondulations résiduelles limitées. Pour déterminer son expression théorique le bilan d'énergie peut être utilisé. En supposant que les pertes dans le convertisseur et les échanges d'énergie avec l'inductance de couplage sont négligeables, la relation (2.20) donne l'expression générale du bilan d'énergie.

$$E_e = E_c + E_{ch} \quad (2.19)$$

Où  $E_e$ ,  $E_c$  et  $E_{ch}$  représentent respectivement l'énergie fournie par la source, celle emmagasinée dans le condensateur et l'énergie reçue par la charge.

L'expression détaillée de la relation (2.20) pour le convertisseur est la suivante.

$$V_e \sin(2\pi f t) \times I_e \sin(2\pi f t - \phi) dt = V_{dc} i_{ch} dt + V_{dc} i_c dt \quad (2.20)$$

Le développement de l'équation 2.20 donne :

$$i_c + i_{ch} = \frac{V_e I_e}{2V_{dc}} \cos(\phi) - \frac{V_e I_e}{2V_{dc}} \cos(4\pi f t - \phi) \quad (2.21)$$

Si l'on suppose que le courant traversant la charge est constant et celui traversant le condensateur est variable en fonction du temps, on peut déduire leurs expressions approximatives à partir de la relation (2.21). Par identification, le courant de la charge et celui du condensateur sont donnés respectivement par les relations (2.22) et (2.23).

$$i_{ch} = \frac{V_e I_e}{2V_{dc}} \cos(\phi) \quad (2.22)$$

$$i_c = -\frac{V_e I_e}{2V_{dc}} \cos(4\pi f t - \phi) \quad (2.23)$$

De l'expression scalaire du courant est déduite celle l'ondulation de la tension au bornes de la capacité.

$$i_c = C \frac{dV_{ond}}{dt} \quad \Rightarrow \quad V_{ond} = \frac{V_e I_e}{8\pi f V_{dc} C} \sin(4\pi f t - \phi) \quad (2.24)$$

L'ondulation crête à crête de la tension  $\Delta V_{dc}$  est la différence entre la valeur maximale et celle minimale. Son expression est donnée par la relation (2.25).

$$\Delta V_{dc} = |V_{ond_{max}} - V_{ond_{min}}| = \frac{V_e I_e}{4\pi f V_{dc} C} \quad (2.25)$$

La relation (2.26) donne l'expression analytique de la capacité.

$$C = \frac{V_e I_e}{4\pi f V_{dc} \Delta V_{dc}} \quad (2.26)$$

### 2.3.1.1.3 Dimensionnement de l'inductance

L'inductance de couplage est intercalé entre la source de tension générée par le micro-réseau et le convertisseur de puissance. La détermination de sa valeur est essentielle pour le contrôle des grandeurs. Elle peut jouer aussi le rôle de filtre et limiteur de l'ondulation du courant. Cependant, le dimensionnement de l'inductance doit prendre en compte la chute de tension à la fréquence du réseau mais aussi de l'ondulation du courant absorbé par le convertisseur qui est à la fréquence de commutation.

Pour déterminer la valeur de l'inductance, on fixe la valeur de l'ondulation du courant  $\Delta i$  ( $\Delta i = i_f - i_i$ ). Les relations (2.9) et (2.11) permettent d'établir les liaisons entre les temps de commutations et l'ondulation. Les relations (2.27) et (2.28) donnent les temps d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur sur la période de modulation.

$$T_{\text{on}} = L \frac{i_f - i_i}{V_e} \quad (2.27)$$

$$T_{\text{off}} = L \frac{i_i - i_f}{V_e - V_{\text{dc}}} \quad (2.28)$$

A partir des expressions (2.27) et (2.28), il est possible d'établir la relation entre la fréquence de commutation ( $F_c$ ), l'ondulation du courant et l'inductance de couplage.

$$T_{\text{on}} + T_{\text{off}} = \frac{1}{F_c} = L \frac{\Delta i}{V_e} - L \frac{\Delta i}{V_e - V_{\text{dc}}} \quad (2.29)$$

Alors :

$$\Delta i = \frac{1}{L F_c} \times \frac{V_e(V_{\text{dc}} - V_e)}{V_{\text{dc}}} \quad (2.30)$$

Avec la présence de la capacité du côté continu, la tension continue  $V_{\text{dc}}$  est supposée constante. Cependant, la tension du micro-réseau est variable. Ainsi, l'ondulation du courant est maximale lorsque sa dérivée par rapport à la variable  $V_e$  est nulle. Cette assertion est traduite analytiquement par la relation (2.31).

$$\frac{d \Delta i}{d V_e} = \frac{V_{\text{dc}} - 2.V_e}{L F_c V_{\text{dc}}} \quad (2.31)$$

L'ondulation du courant est maximale lorsque  $V_e = V_{\text{dc}}/2$ . Donc  $\Delta i_{\text{max}}$  est :

$$\Delta i_{\text{max}} = \frac{V_{\text{dc}}}{4 F_c L} \quad (2.32)$$

L'expression de l'inductance de couplage est donnée par la relation (2.33).

$$L = \frac{V_{\text{dc}}}{4 F_c \Delta i_{\text{max}}} \quad (2.33)$$

### 2.3.1.2 Commande du convertisseur AC-DC

#### 2.3.1.2.1 Objectifs pour la commande

La fiabilité et les performances du convertisseur dépendent de la commande appliquée. Différentes commandes des convertisseurs à MLI sont proposées dans la littérature selon les exigences de performance et la nature de la source. Ces stratégies ont les mêmes finalités qui sont d'atteindre les objectifs fixés. Ils sont principalement deux :

- pour le courant de la source ; réduire le THD et améliorer le facteur de puissance en prélevant sur le micro-réseau un courant sinusoïdal en phase avec la tension ;
- pour la tension du bus continu ; réguler sa forme à partir d'une référence fixe à une valeur continue suffisante pour la charge avec moins d'ondulation.

Les techniques Direct Power Control (DPC) et Voltage Oriented Control (VOC) sont les plus utilisées. Bien que ces techniques de commande ont les mêmes finalités, elles ont des principes de mise en œuvre différents [97, 98].

#### ❶ La technique de commande DPC

La technique DPC est basée sur le contrôle des puissances [99, 100, 101]. Elle ne possède pas une boucle interne de courant et de bloc de modulation MLI. Les états de commutation sélectionnent le vecteur de tension souhaité à partir d'une table de commutation prédéfinie. La DPC a une réponse dynamique rapide avec une structure simple qui lui permet d'être utilisée largement pour les sources de tension idéales. Cependant, avec la DPC des ondulations de la puissance sont notées et les harmoniques de courant sont répartis sur une large gamme de fréquences. En plus, les sources avec les énergies renouvelables sont souvent déséquilibrées. Cela détériore ses performances avec un courant déformé affectant la qualité du réseau même si des améliorations de la technique en situation de source déséquilibrée sont de plus en plus notées.

#### ❷ La technique de commande VOC

Contrairement à la technique DPC, la VOC utilise une boucle interne de courant [102, 103, 104]. Le principe consiste à orienter le courant dans la direction de la tension. Les courants sont décomposés dans le plan diphasé pour réguler séparément les puissances par les correcteurs. La stabilité du transfert de puissance permet d'assurer une bonne régulation de la tension. La VOC a une dynamique élevée et est performante en régime permanent. Cependant, elle a un algorithme complexe et un facteur de puissance inférieur à celui du DPC. De plus, la VOC repose largement sur les paramètres du système et nécessite un réglage fin des correcteurs de la boucle de courant.

Les techniques VOC et DPC sont développées par analogie avec la commande à flux orienté et la commande directe de couple des moteurs triphasés. Elles sont souvent utilisées avec les convertisseurs triphasés, où les sources sont considérées comme les phases du moteur [105, 106]. Cependant, les mêmes principes de régulation peuvent être utilisés pour la commande du convertisseur monophasé qui fait l'objet de l'étude.

### 2.3.1.2.2 Principe de commande

Le commande du convertisseur se fait par l'utilisation de boucles fermées pour l'asservissement du courant prélevé et de la tension continue [107, 108]. La figure 2.6 présente le schéma de principe du convertisseur à MLI avec le circuit de commande.

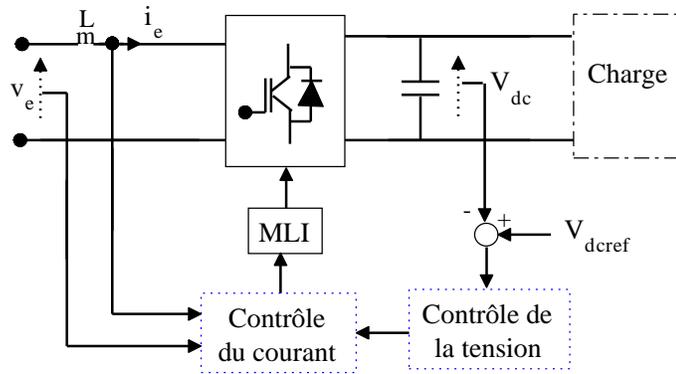


FIGURE 2.6 – Schéma de principe de la commande

Pour l'asservissement de la tension, la valeur continue obtenue à la sortie du convertisseur est comparée à une valeur de référence. L'erreur est corrigée par un correcteur PI [109, 110, 111]. Ce dernier permet de maintenir la tension à la valeur de référence et générer l'amplitude de la référence du courant. L'amplitude est multipliée par l'image de la tension du micro-réseau pour assurer la synchronisation en fréquence et en phase.

Pour l'asservissement du courant, la référence est comparée avec le courant prélevé. Le correcteur PI corrige le facteur de puissance en maintenant la fréquence et la phase. La sortie de la boucle de courant est la référence pour le bloc de comparateur MLI. Ce dernier génère les signaux logiques. La figure 2.7 présente les boucles d'asservissements.

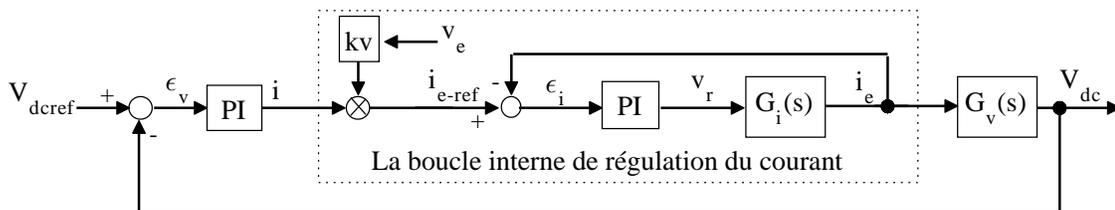


FIGURE 2.7 – Boucles d'asservissements du courant et de la tension

### 2.3.1.2.3 Asservissement de la tension

L'asservissement de la tension permet de maintenir la tension à la sortie à une valeur de référence fixe [112]. Le système étant non linéaire, l'approche de linéarisation du comportement du système autour d'un point de fonctionnement ou l'approche d'une compensation non linéaire peuvent être utilisées. La deuxième approche, utilisée pour ce travail, est basée sur le principe de compensation des perturbations par un correcteur. La boucle de courant interne doit être plus rapide que celle de la tension pour un suivi rapide à l'entrée du convertisseur. Ainsi, elle est considérée comme unitaire pour le contrôle de la tension, puisqu'elle devrait être stable pour avoir une dynamique rapide.

Le correcteur peut être synthétisé par l'utilisation de la tension continue simple ou son carré. Même si la synthèse est simple avec le carré, des instabilités peuvent être notées dans la boucle et le bruit sera amplifié en expérimentation [113]. Ainsi, la régulation de la tension se fonde sur le contrôle de la puissance. En appliquant le système à une charge résistive ( $R_{ch}$ ), tout en supposant que les pertes dans le dispositif et les éléments passifs sont négligeables, la relation (2.34) donne le bilan de puissance.

$$P_e(t) = P_{ch}(t) \quad \Rightarrow \quad \frac{V_e i_e(t)}{2} = V_{dc}(t) \left( C \frac{dV_{dc}(t)}{dt} + \frac{V_{dc}(t)}{R_{ch}} \right) \quad (2.34)$$

La tension et le courant à contrôler peuvent être définis comme étant des grandeurs avec des composantes continues ( $V_{dc}$  et  $I_e$ ) et des composantes variables qui s'identifient aux ondulations ( $\tilde{v}_{dc}$ ,  $\tilde{i}_e$ ). Ainsi, le bilan de puissance peut se réécrire :

$$\frac{V_e(\tilde{i}_e + I_e)}{2} = (V_{dc} + \tilde{v}_{dc}) \left( C \frac{d(V_{dc} + \tilde{v}_{dc})}{dt} \right) + \frac{(V_{dc} + \tilde{v}_{dc})^2}{R_{ch}} \quad (2.35)$$

Alors :

$$\frac{V_e I_e}{2} + \frac{V_e \tilde{i}_e}{2} = \frac{C d(V_{dc} + \tilde{v}_{dc})^2}{2 dt} + \frac{(V_{dc} + \tilde{v}_{dc})^2}{R_{ch}} \quad (2.36)$$

Le terme variable  $\tilde{v}_{dc}$  est très petit par rapport à  $V_{dc}$ . Ainsi, on peut d'écrire :

$$(V_{dc} + \tilde{v}_{dc})^2 = V_{dc}^2 \left( 1 + \frac{\tilde{v}_{dc}}{V_{dc}} \right)^2 = V_{dc}^2 \left( 1 + 2 \frac{\tilde{v}_{dc}}{V_{dc}} \right) \quad (2.37)$$

La substitution de l'équation (2.37) sur l'équation (2.36) donne :

$$\frac{V_e I_e}{2} + \frac{V_e \tilde{i}_e}{2} = C V_{dc} \frac{d\tilde{v}_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}^2}{R_{ch}} + 2 \frac{V_{dc}}{R_{ch}} \tilde{v}_{dc} \quad (2.38)$$

Avec l'hypothèse de transfert effective de la puissance entre la source et la charge les composantes continue sont égales. La relation simplifiée de l'équation (2.38) s'écrit :

$$\frac{V_e \tilde{i}_e}{2} = C V_{dc} \frac{d\tilde{v}_{dc}}{dt} + 2 \frac{V_{dc}}{R_{ch}} \tilde{v}_{dc} \quad (2.39)$$

Avec la transformée de Laplace, la fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$G_v(s) = \frac{\tilde{v}_{dc}(s)}{\tilde{i}_e(s)} = \frac{V_e R_{ch}}{4 V_{dc}} \times \frac{1}{\left(\frac{R_{ch} C}{2} s + 1\right)} \quad (2.40)$$

En application numérique, la fonction de transfert est donnée par l'équation (2.41)

$$G_v(s) = \frac{16.2635}{1 + 0,9549s} \quad (2.41)$$

Pour étudier le système en boucle ouverte et voir ses performances, la réponse indicielle et le diagramme de Bode sont tracés. les réponses sont données par la figure 2.8.

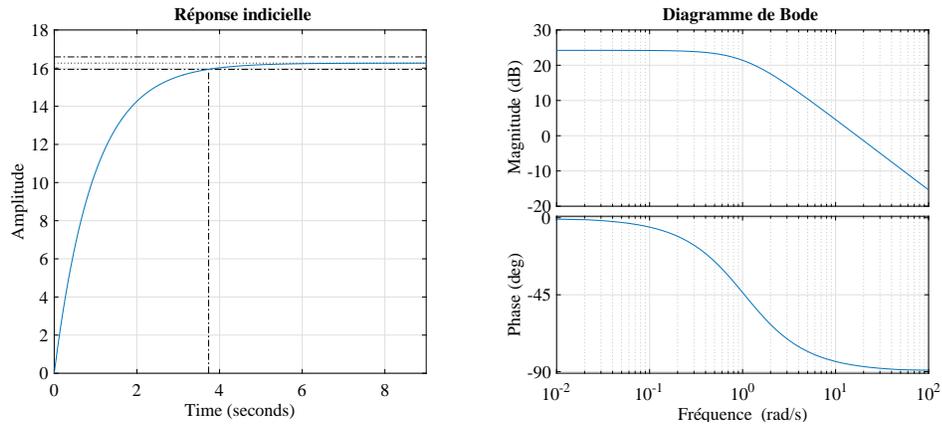


FIGURE 2.8 – Réponse indicielle et diagramme de Bode du système non corrigé

A travers les réponses, on constate que le système est lent avec une erreur statique d'environ 83.7 %. Ainsi, un correcteur PI est utilisé pour corriger l'erreur statique et améliorer la rapidité. La figure 2.9 donne le schéma l'asservissement de la tension.

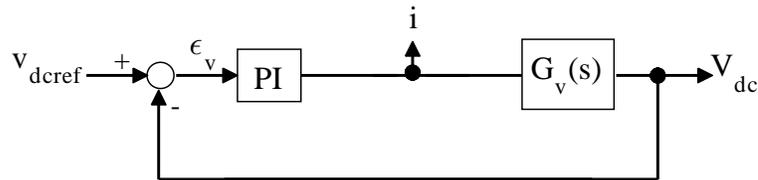


FIGURE 2.9 – Boucle d'asservissement de la tension

La fonction de transfert du système en boucle fermée avec le correcteur PI, dont la fonction est donnée par la relation (2.42), est donnée par la relation (2.43).

$$C_v(s) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \quad (2.42)$$

$$G_{vf}(s) = \frac{C_v(s) G_v(s)}{1 + C_v(s) G_v(s)} = \frac{\left(\frac{K_{pv}}{K_{iv}} s + 1\right)}{\left(\frac{2 C V_{dc}}{V_e K_{iv}}\right) s^2 + \left(\frac{4 V_{dc}}{V_e R_{ch} K_{iv}} + \frac{K_{pv}}{K_{iv}}\right) s + 1} \quad (2.43)$$

La fonction de transfert est du second ordre. En utilisant la méthode d'identification au dénominateur de l'équation (2.43), on a les égalités suivantes :

$$\frac{4V_{dc}}{V_e R_{ch} K_{iv}} + \frac{K_{pv}}{K_{iv}} = \frac{2\xi}{\omega_v} \qquad \frac{2C V_{dc}}{V_e K_{iv}} = \frac{1}{\omega_v^2} \quad (2.44)$$

Ainsi, les expressions des paramètres du correcteur PI sont données par :

$$K_{iv} = 2C \frac{V_{dc}}{V_e} \omega_v^2 \quad (2.45)$$

$$K_{pv} = 4 \frac{V_{dc}}{V_e} \left( C \xi \omega_v - \frac{1}{R_{ch}} \right) \quad (2.46)$$

Où  $\xi$  est le coefficient d'amortissement et  $\omega_v$  la pulsation propre de boucle de tension.

#### 2.3.1.2.4 Asservissement du courant

À l'entrée du convertisseur, la relation (2.47) donne l'équation électrique instantanée.

$$L \frac{di_e(t)}{dt} + r_L i_e(t) = V_e(t) - V_r(t) \quad (2.47)$$

L'application de la transformée de Laplace à l'équation électrique (2.47) donne :

$$i_e(s) = \frac{V_e(s)}{r_L + L.s} - \frac{V_r(s)}{r_L + L.s} \quad (2.48)$$

Le convertisseur peut être modélisé par un gain statique  $G_r$ . Ce gain représente le rapport entre la tension à la sortie et celle de la modulation [107]. Le terme  $V_e(s)$  se présente comme une perturbation. Son annulation permet d'établir la relation (2.49).

$$G_i(s) = \frac{i_e(s)}{V_r(s)} = -\frac{G_r}{r_L + L.s} \quad (2.49)$$

La boucle de courant est interne, sa réponse doit être plus rapide que celle de tension. Ainsi, un correcteur PI est utilisé pour assurer la rapidité du système. Avec le correcteur la boucle d'asservissement du courant prélevé est donnée par la figure 2.10.

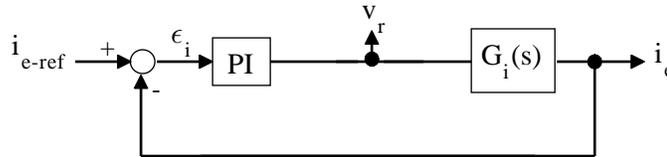


FIGURE 2.10 – Boucle d'asservissement du courant

Pour synthétiser le correcteur, la méthode de placements des pôles est utilisée. Cette méthode est efficace puisqu'il permet d'avoir directement les paramètres du correcteur.

La méthode de placements des pôles consiste à fixer la bande passante et le coefficient d'amortissement du système en boucle fermée. Le placement des pôles permet d'imposer la dynamique du système bouclé tout en restant dans les limites de stabilités permises. La relation (2.50) donne la fonction de transfert en boucle fermée avec le correcteur PI.

$$F_{if}(s) = \frac{G_i(s) (K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s})}{1 + G_i(s) (K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s})} = \frac{\frac{K_{pi}}{K_{ii}} s + 1}{1 + (\frac{r_L}{-G_r \cdot K_{ii}} + \frac{K_{pi}}{K_{ii}})s + \frac{L}{-G_r \cdot K_{ii}}s^2} \quad (2.50)$$

De manière similaire avec la méthode utilisée pour l'asservissement de la tension, les paramètres du correcteur sont données par les relations (2.51) et (2.52).

$$K_{ii} = \frac{L \omega_i^2}{-G_r} \quad (2.51)$$

$$K_{pi} = \frac{2 \xi L \omega_i - r_L}{-G_r} \quad (2.52)$$

Où  $\xi$  et  $\omega_i$  représentent le coefficient d'amortissement et la pulsation propre.

Suivant l'hypothèse que la boucle externe doit être plus lente, les pulsations sont fixées à 15 rad/s et 2000 rad/s respectivement pour la tension et le courant avec un amortissement de 0.707. De ces valeurs sont calculés les paramètres des correcteurs.

La figure 2.11 représente les réponses indicielles en simulation des boucles d'asservissement de la tension et du courant du système avec le correcteur PI. Malgré la présence du zéro à la fonction de transfert en boucle fermée, qui peut décroître le temps de montée et augmenter le dépassement, on constate que l'erreur statique est nulle et que le dépassement est acceptable avec des réponses rapides lorsque le système est perturbé.

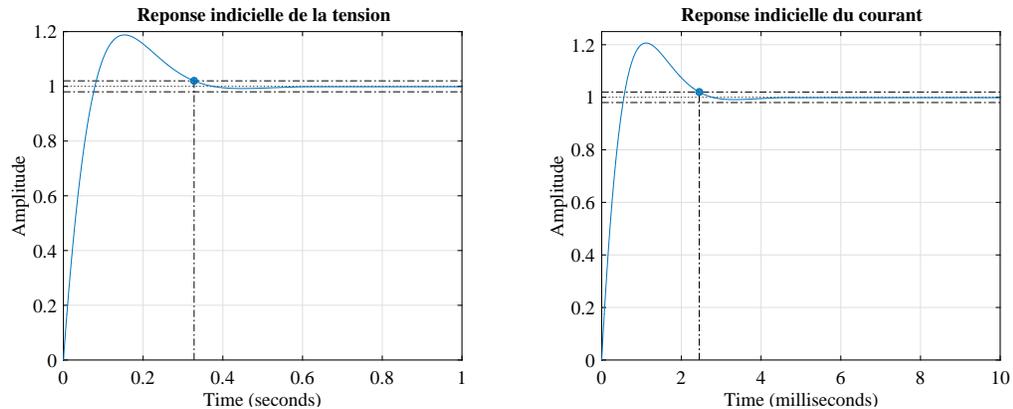


FIGURE 2.11 – Réponses indicielles du courant et de la tension en boucle fermée

### 2.3.1.3 Simulation du convertisseur AC-DC

La simulation est réalisée sous Simulink avec une charge passive variable. La figure 2.12 représente le modèle de simulation du convertisseur avec la commande et la charge.

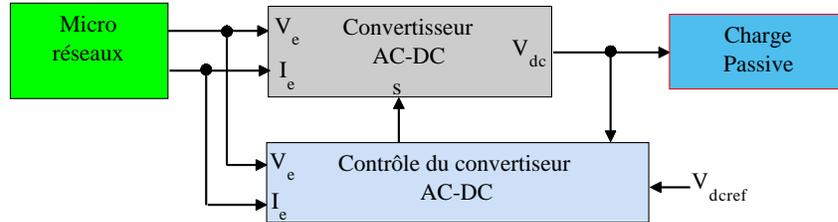


FIGURE 2.12 – Modèle de simulation du convertisseur AC-DC avec la commande

Pour la simulation, l'intérêt est porté sur la tension à la sortie et le courant prélevé sur le micro-réseau. Les résultats sont présentés sur les figures 2.13 et 2.14.

FIGURE 2.13 – Tension continue à la sortie du convertisseur AC-DC

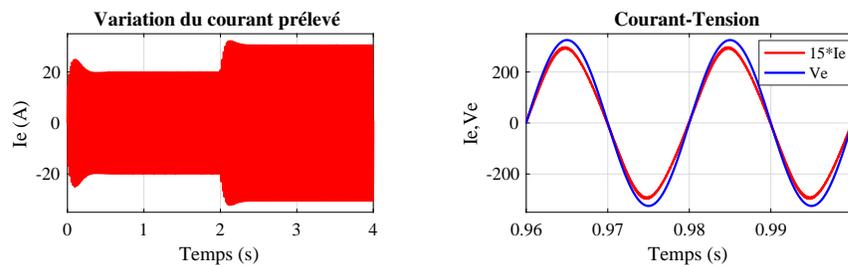


FIGURE 2.14 – Courant prélevé sur le micro-réseau

- La tension continue (figure 2.13) suit parfaitement la consigne de 600 V après le régime transitoire avec un bon filtrage ( $\Delta V = 0,3 \%$ ). La régulation est bonne avec un bon rejet de la perturbation suite à la variation de la charge de  $120 \Omega$  à  $360 \Omega$  à  $t = 2$  s.

- Le courant prélevé est représenté sur la figure 2.14. La commande a permis d'avoir un courant sinusoïdal de fréquence 50 Hz et d'amplitude variable suivant la charge. Le résultat montre que le courant prélevé est en phase avec la tension du micro-réseau.

En résumé les résultats sont satisfaisants. La commande a permis de prélever un courant sinusoïdal en phase avec la tension mais aussi de réguler la tension continue.

## 2.3.2 Modélisation et commande du convertisseur DC-AC

### 2.3.2.1 Modélisation du convertisseur DC-AC

Le convertisseur DC-AC transforme la source continue en alternative triphasée de fréquence et d'amplitudes variables. Le circuit de puissance du convertisseur est une association de trois bras avec deux interrupteurs de puissance chacun.

La figure 2.15 représente la structure du convertisseur avec une charge passive RL.

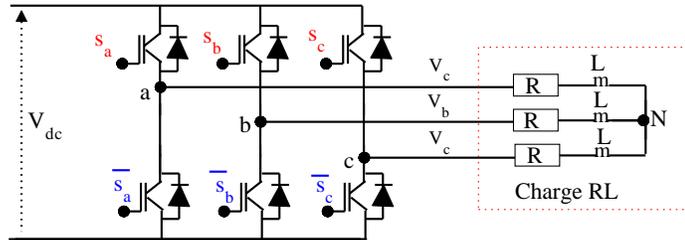


FIGURE 2.15 – Configuration du convertisseur DC-AC avec la charge RL

Le convertisseur se comporte comme un commutateur de tension. Il applique alternativement sur chaque phase les polarités positives et négatives de la source grâce aux trois fonctions logiques  $s_a$ ,  $s_b$  et  $s_c$  et leurs complémentaires. Les équations du modèle du convertisseur sont regroupées dans la relation (2.53) où sont représentées les tensions dans les trois phases à la sortie appliquées à la charge [114, 115].

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

De l'expression des tensions peuvent être déterminées celles des courants traversant la charge. Dans la phase "a" l'équation électrique est donnée par la relation (2.54).

$$V_a(t) = L \frac{dI_a(t)}{dt} + R I_a(t) \quad (2.54)$$

La transformée de Laplace permet d'avoir la fonction de transfert du système. Alors :

$$I_a(s) = \frac{V_a(s)}{Ls + R} \quad (2.55)$$

Les équations dans les phases "b" et "c" peuvent être déterminés de manière similaire. Ainsi, la relation (2.56) donne les expressions des courants dans les trois phases.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3(Ls + R)} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

### 2.3.2.2 Commande du convertisseur DC-AC

La SVM utilisé pour la commande du convertisseur est une technique de modulation basée sur des états de commutation directement calculés. La technique SVM obéit à un principe plus complexe que la SPWM mais offre beaucoup d'avantages [116, 117].

#### 2.3.2.2.1 Principe de la commande SVM

Le convertisseur DC-AC triphasé à deux niveaux est caractérisé par  $2^3$  états de commutations possibles. Ces états donnés par les trois fonctions logiques sont représentés par les triplets  $(0\ 0\ 0)$ ,  $(1\ 0\ 0)$ ,  $(1\ 1\ 0)$ ,  $(0\ 1\ 0)$ ,  $(0\ 1\ 1)$ ,  $(0\ 0\ 1)$ ,  $(1\ 0\ 1)$  et  $(1\ 1\ 1)$ . Ces derniers donnent les différentes configurations des interrupteurs de puissance [118].

Les huit états caractérisant le fonctionnement du convertisseur se transforment alors en vecteurs de tension. Chaque vecteur de tension correspond à une séquence bien définie composée de trois variables logiques qui pilotent instantanément le convertisseur. Les vecteurs correspondant aux états  $(0\ 0\ 0)$  et  $(1\ 1\ 1)$  sont nuls [119, 120]. Ainsi, les six vecteurs de tensions actifs déphasés de  $\pi/3$  définissent les six secteurs de fonctionnement [121]. Le principe général de la SVM est représenté sur la figure 2.16.

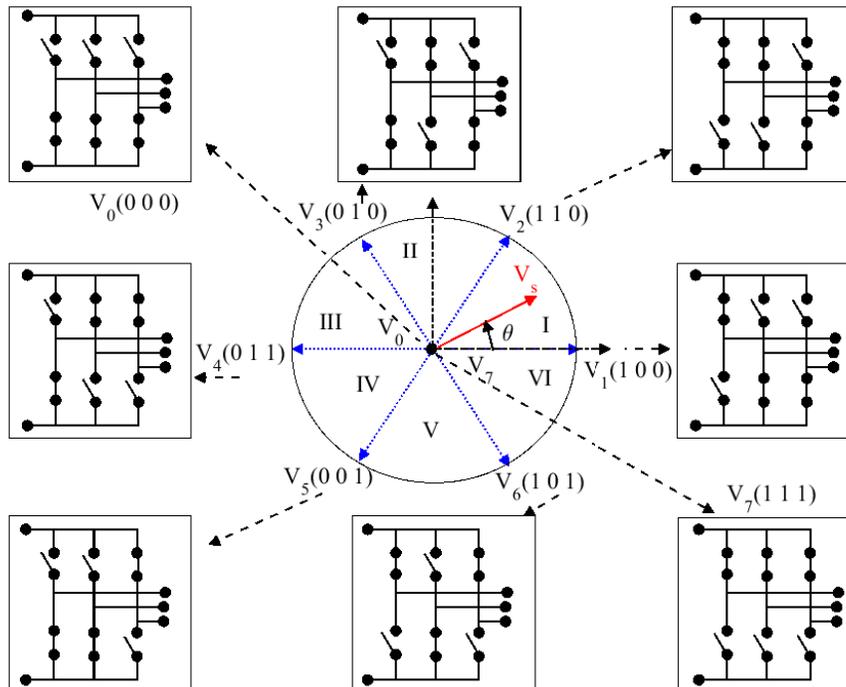


FIGURE 2.16 – Principe générale de la technique SVM

Ainsi, le principe de base de la technique SVM est de déterminer instantanément le vecteur de référence, les secteurs, les temps de commutations et les fonctions logiques.

### 2.3.2.2 Détermination de la tension de référence

Le vecteur de référence permet de déterminer les tensions souhaitées à la sortie du convertisseur. Ainsi, les composantes du vecteur de référence sont calculées à partir d'une transformation d'axe triphasée-diphasée. En considérant que le vecteur à obtenir tourne dans le repère  $\alpha\beta$ , les composantes peuvent être déterminées à partir de la figure 2.17. Elle représente les six vecteurs de tension, la référence et les six secteurs [122].

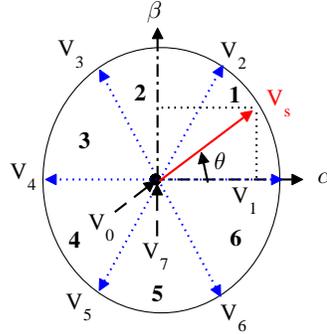


FIGURE 2.17 – Représentation des vecteurs de tension et des secteurs

L'application de la transformation d'axes de Concordia sur la sortie triphasée a permis de déterminer les composantes  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  du vecteur de référence données par :

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(2\pi f t) \quad V_\beta = -\sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(2\pi f t) \quad (2.57)$$

La relation (2.58) donne les expressions permettant de déterminer instantanément l'amplitude, la position et le secteur où se trouve le vecteur de tension de référence.

$$V_s = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad \theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_\beta}{V_\alpha}\right) \quad (2.58)$$

Suivant le principe de la SVM, le vecteur de référence dans chaque secteur peut être déterminé par les deux vecteurs délimitant le secteur et les vecteurs nuls  $V_0$  et  $V_7$  [86]. Ainsi, le vecteur de référence de la tension pour le secteur 1 peut s'écrire :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = \alpha_0 \vec{V}_0 + \alpha_1 \vec{V}_1 + \alpha_2 \vec{V}_2 + \alpha_7 \vec{V}_7 \\ \alpha_0 + \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_7 = 1 \end{cases} \quad (2.59)$$

En supposant que dans chaque secteur les deux vecteurs actifs sont appliqués respectivement pendant  $T_1$  et  $T_2$  et ceux qui sont inactifs pendant la période  $T_0$  et  $T_7$ , Les  $\alpha_i$  représentent les rapports cycliques ou fractions de temps où les vecteurs sont appliqués dans une période d'échantillonnage ( $T_s$ ). Les rapports cycliques sont donnés par :

$$\alpha_0 = \frac{T_0}{T_s} \quad \alpha_1 = \frac{T_1}{T_s} \quad \alpha_2 = \frac{T_2}{T_s} \quad \alpha_7 = \frac{T_7}{T_s} \quad (2.60)$$

### 2.3.2.2.3 Détermination des temps de commutation

La période de modulation est la somme des temps de commutations  $T_1$  et  $T_2$  appliqués aux vecteurs actifs et des temps de commutations  $T_0$  et  $T_7$  appliqués aux vecteurs nuls. Pour la technique de modulation symétrique, les temps appliqués aux vecteurs nuls sont égaux et peuvent être déduites à partir des temps  $T_1$  et  $T_2$  [123, 124, 125].

Pour déterminer les temps de commutation, le secteur 1 est utilisé. Le principe de détermination des composantes dans le repère  $(\alpha, \beta)$  est représenté sur la figure 2.18.

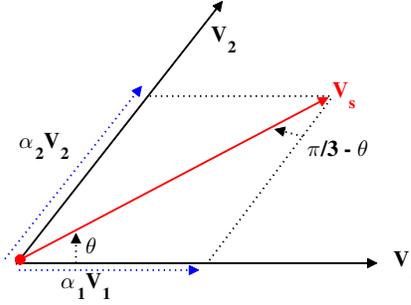


FIGURE 2.18 – Principe de calcul des temps de commutation

Les projections du vecteur de référence sur les vecteurs  $V_1$  et  $V_2$  ont permis d'établir les expressions de la relation (2.61) dont les calculs sont détaillées dans l'annexe B.

$$\alpha_1 = \frac{T_1}{T_s} = \frac{\sin(\pi/3 - \theta) |V_s|}{\sin(\pi/3) |V_1|} \quad \alpha_2 = \frac{T_2}{T_s} = \frac{\sin(\theta) |V_s|}{\sin(\pi/3) |V_2|} \quad (2.61)$$

- Les vecteurs  $\vec{V}_1$  et  $\vec{V}_2$  sont de mêmes amplitudes ;  $|V_1| = |V_2| = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$ .
- La tension  $\vec{V}_s$  a pour amplitude  $|\vec{V}_s| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_s$  [126]. Ainsi on a :

$$\frac{|V_s|}{|V_2|} = \frac{|V_s|}{|V_1|} = \frac{3}{2} \frac{V_s}{V_{dc}} \quad (2.62)$$

Les équations (2.61) et (2.62) ont permis d'établir les expressions de  $T_1$  et  $T_2$ .

$$T_1 = \alpha_1 T_s = \sqrt{3} T_s \frac{V_s}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (2.63)$$

$$T_2 = \alpha_2 T_s = \sqrt{3} T_s \frac{V_s}{V_{dc}} \sin(\theta) \quad (2.64)$$

De la même manière, sont déterminés les temps de commutations dans les autres secteurs. Les relations (2.65) et (2.66) donnent les expressions générales des temps de commutations dans les différents secteurs ( $n=1$  à 6) [127, 128].

$$T_n = \sqrt{3} T_s \frac{V_s}{V_{dc}} \sin\left(n \frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (2.65)$$

$$T_{n+1} = \sqrt{3} T_s \frac{V_s}{V_{dc}} \sin\left(\theta - (n - 1) \frac{\pi}{3}\right) \quad (2.66)$$

2.3.2.2.4 Détermination des secteurs et fonctions logiques

Le vecteur de référence décrit un cercle en passant d'un secteur à un autre. Pour déterminer le secteur dans lequel il se trouve, la valeur de l'angle  $\theta$  est utilisée. L'algorithme, représenté sur la figure 2.19, permet de déterminer instantanément le secteur.

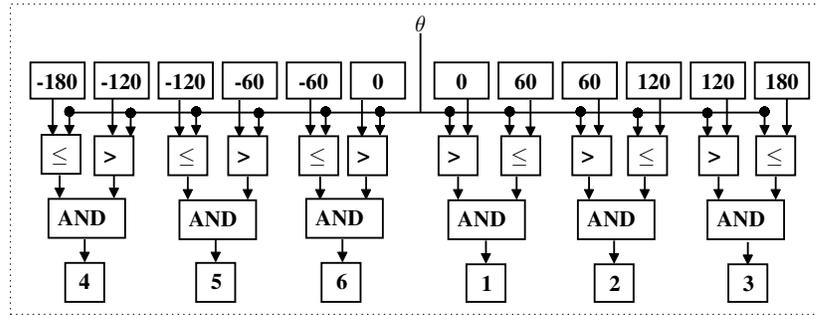


FIGURE 2.19 – Algorithme de détermination des secteurs

Les temps de commutations et les secteurs ont permis de générer les séquences des fonctions logiques dans les six secteurs sont données par le tableau 2.1 [129, 130, 131].

TABLE 2.1 – Fonctions logiques et séquences de commutation

Secteur 1									Secteur 2								
	V <sub>0</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>0</sub>		V <sub>0</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>0</sub>
	T <sub>0</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>2</sub>	T <sub>0</sub>	T <sub>0</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>0</sub>		T <sub>0</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>2</sub>	T <sub>0</sub>	T <sub>0</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>0</sub>
S <sub>a</sub>	0	1	1	1	1	1	1	0	S <sub>a</sub>	0	0	1	1	1	1	0	0
S <sub>b</sub>	0	0	1	1	1	1	0	0	S <sub>b</sub>	0	1	1	1	1	1	1	0
S <sub>b</sub>	0	0	0	1	1	0	0	0	S <sub>b</sub>	0	0	0	1	1	0	0	0
Secteur 3									Secteur 4								
	V <sub>0</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>0</sub>		V <sub>0</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>0</sub>
	T <sub>0</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>2</sub>	T <sub>0</sub>	T <sub>0</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>0</sub>		T <sub>0</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>2</sub>	T <sub>0</sub>	T <sub>0</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>0</sub>
S <sub>a</sub>	0	0	0	1	1	0	0	0	S <sub>a</sub>	0	0	0	1	1	0	0	0
S <sub>b</sub>	0	1	1	1	1	1	1	0	S <sub>b</sub>	0	0	1	1	1	1	0	0
S <sub>b</sub>	0	0	1	1	1	1	0	0	S <sub>b</sub>	0	1	1	1	1	1	1	0
Secteur 5									Secteur 6								
	V <sub>0</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>0</sub>		V <sub>0</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>0</sub>
	T <sub>0</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>2</sub>	T <sub>0</sub>	T <sub>0</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>0</sub>		T <sub>0</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>2</sub>	T <sub>0</sub>	T <sub>0</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>1</sub>	T <sub>0</sub>
S <sub>a</sub>	0	0	1	1	1	1	0	0	S <sub>a</sub>	0	1	1	1	1	1	1	0
S <sub>b</sub>	0	0	0	1	1	0	0	0	S <sub>b</sub>	0	0	0	1	1	0	0	0
S <sub>b</sub>	0	1	1	1	1	1	1	0	S <sub>b</sub>	0	0	1	1	1	1	0	0

### 2.3.2.2.5 Dimensionnement de la partie puissance

Le dimensionnement permet d'exprimer la tension du bus continu du convertisseur DC-AC en fonction de l'amplitude du fondamental de l'onde souhaitée à la sortie.

La géométrie de la SVM est stipulée sur l'hypothèse que le vecteur de référence peut être réalisé dans tout l'espace vectoriel limité par le cercle extérieur. Cependant, en pratique la zone hexagonale n'est pas utilisée complètement. Ainsi, la zone entre l'hexagone et le cercle intérieur reste inutilisée. Seule la zone de l'intérieur touchée par l'hexagone est utilisée. Le schéma est représenté sur la figure 2.20 [132, 133, 134, 135].

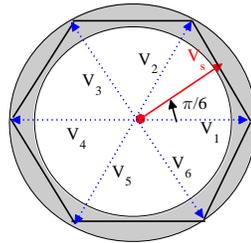


FIGURE 2.20 – Diagramme des zones de fonctionnement de la SVM

La projection orthogonale du vecteur de tension  $V_1$  sur  $V_s$  donne la relation (2.67).

$$|V_s| = \cos(\pi/6) \times |V_1| \quad (2.67)$$

Des relations (2.62) et (2.67) est déduite la relation (2.68) liant les tensions.

$$V_{dc} = \sqrt{3} \times V_s \quad (2.68)$$

La relation (2.69) donne la valeur numérique de la tension continue pour l'application.

$$V_{dc} = \sqrt{3} \times \sqrt{2} \times 230V = 563,4V \quad (2.69)$$

### 2.3.2.3 Simulation du convertisseur DC-AC avec la SVM

La simulation du convertisseur avec le commande SVM est faite sous l'environnement Simulink de Matlab avec le modèle présenté sur la figure 2.21

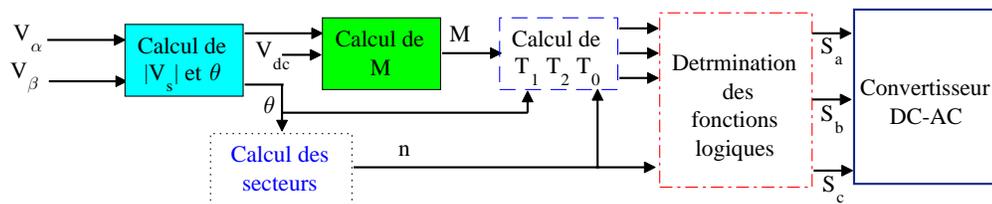


FIGURE 2.21 – Modèle de simulation du convertisseur DC-AC avec la SVM

La simulation est faite avec une charge passive RL et les paramètres suivantes :  $V_{dc} = 564 \text{ V}$  ;  $F_c = 10 \text{ kHz}$  ;  $f = 50 \text{ Hz}$  ;  $V_s = 230\sqrt{2}$  ;  $R_{ch} = 40 \text{ } \Omega$  ;  $L_{ch} = 0.01 \text{ H}$ . Les figures ci-dessous représentent les résultats de simulation.

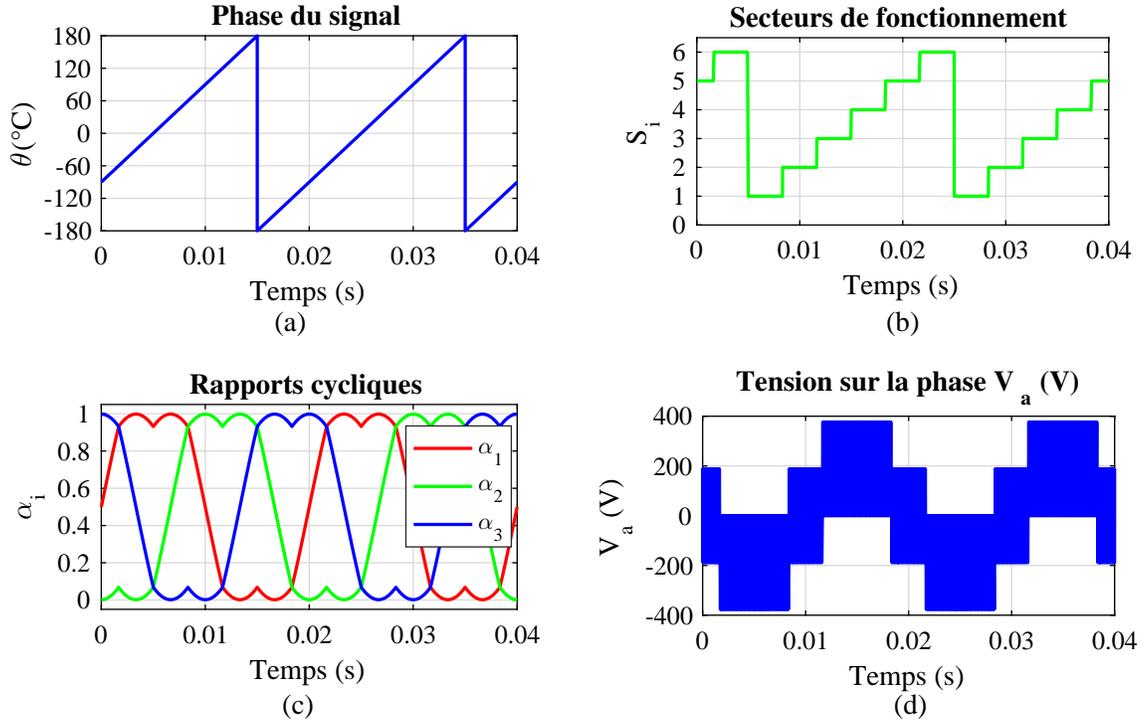


FIGURE 2.22 – Résultats de simulation du convertisseur DC-AC avec la SVM

Les figures 2.22(a) et 2.22(b) montrent respectivement les variations de la phase du signal de référence et les secteurs de fonctionnement. L'angle de phase est généré à partir des composantes dans le repère  $\alpha\beta$  du vecteur de référence. Sur la base de cette dernière, les six secteurs de fonctionnement sont bien identifiés avec des intervalles de  $60^\circ$  correspondant à un sixième de la période du fondamental.

Les signaux de commandes ou rapports cycliques des interrupteurs supérieurs du convertisseur sont représentés sur la figure 2.22(c). Ils sont décalés d'un tiers de la période du signal. Les signaux de commandes sont bien modulés et varient de 0 à 1. Ils ont permis de délivrer les tensions dans les trois phases du convertisseur dont la forme instantanée sur la phase 'a' est représentée sur la figure 2.22(d).

La tension prend des valeurs variables suivant les plages  $(2/3)V_{dc}$ ,  $(1/3)V_{dc}$ ,  $(-1/3)V_{dc}$  et  $(-2/3)V_{dc}$ . On observe bien que le signal a une forme sinusoïdale quoiqu'il soit bruité à cause de la commande par modulation des largeurs d'impulsions utilisée. La variation de la tension est conforme aux équations du modèle du convertisseur.

Les résultats montrent la validité de la commande établie avec convertisseur.

## 2.4 Simulation du convertisseur AC-DC-AC

La simulation sous Simulink réalisée dans cette section a pour objet de valider le modèle du convertisseur AC-DC-AC et les stratégies de commandes proposées. Cette validation passe par l'atteinte des objectifs fixés. Ainsi, le convertisseur doit :

- ❶ prélever sur le micro-réseau PV un courant ayant les propriétés suivantes :
  - sinusoïdal de fréquence 50 Hz ;
  - en phase avec la tension délivrée par le micro-réseau ;
  - avoir un taux de distorsions harmoniques faible inférieur à 5 % ;
- ❷ délivrer une tension continue régulée à l'entrée du convertisseur DC-AC ;
- ❸ délivrer des tensions triphasées équilibrées de fréquence 50 Hz pour les composantes fondamentales des tensions à la sortie du convertisseur AC-DC-AC.

### 2.4.1 Description du modèle de simulation

Pour tester les performances du convertisseur avec la commande des simulations sont effectuées sous Simulink. La figure 2.23 présente le modèle.

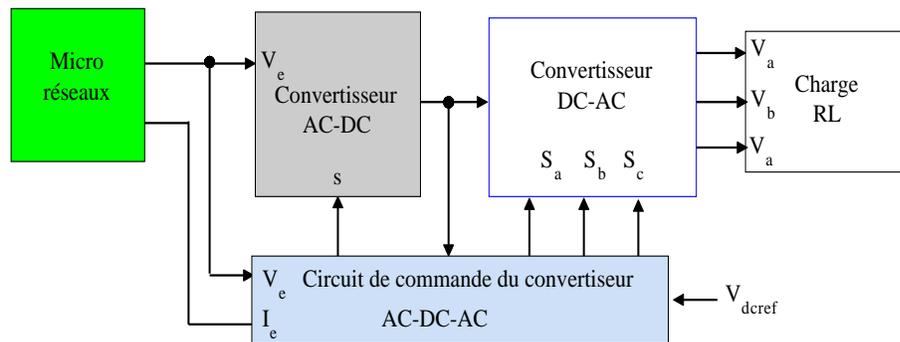


FIGURE 2.23 – Modèle de simulation du convertisseur AC-DC-AC

Le modèle est constitué d'une partie puissance et d'un circuit de commande.

La partie puissance est composée des convertisseurs statiques AC-DC et DC-AC, du micro-réseau et de la charge RL. Le micro-réseau fournit au convertisseur statique AC-DC un signal monophasé. Ce dernier le transforme en continu pour l'adapter au convertisseur statique DC-AC. Du fait de sa configuration triphasée, le convertisseur statique DC-AC transforme la source continue en source de tension triphasée équilibrée.

Le circuit de commande renferme les algorithmes qui assurent le fonctionnement des différentes parties du convertisseur. Il permet d'atteindre les objectifs, en assurant une liaison permanente des parties AC-DC-AC avec la charge et la source à partir des lois de commandes établies. Le circuit de commande est détaillé dans l'annexe D.

## 2.4.2 Résultats de simulation

Les simulations sont réalisées avec l'application d'une charge passive RL (100 Ω, 0.1 H) suivit d'une perturbation consistant à doubler la charge (200 Ω, 0.2 H) à t=2 s. Les résultats de simulation relatifs au courant prélevé sur le micro-réseau, à la tension dans l'étage DC intermédiaire et aux tensions à la sortie du convertisseur sont présentés.

### 2.4.2.1 Résultats relatifs au courant prélevé

La figure 2.24 présente les résultats de simulation relatifs au courant prélevé du micro-réseau monophasé par le convertisseur de puissance AC-DC-AC. Elle présente la forme du courant, son comportement courant-tension de la source et le taux de distorsion harmonique du courant. A travers la figure, nous observons qu'avec la boucle de régulation interne le courant est sinusoïdal avec une fréquence 50 Hz. De même, la variation de la charge à t= 2 s n'affecte pas la forme d'onde du courant et naturellement la demande en courant augmente avec la charge.

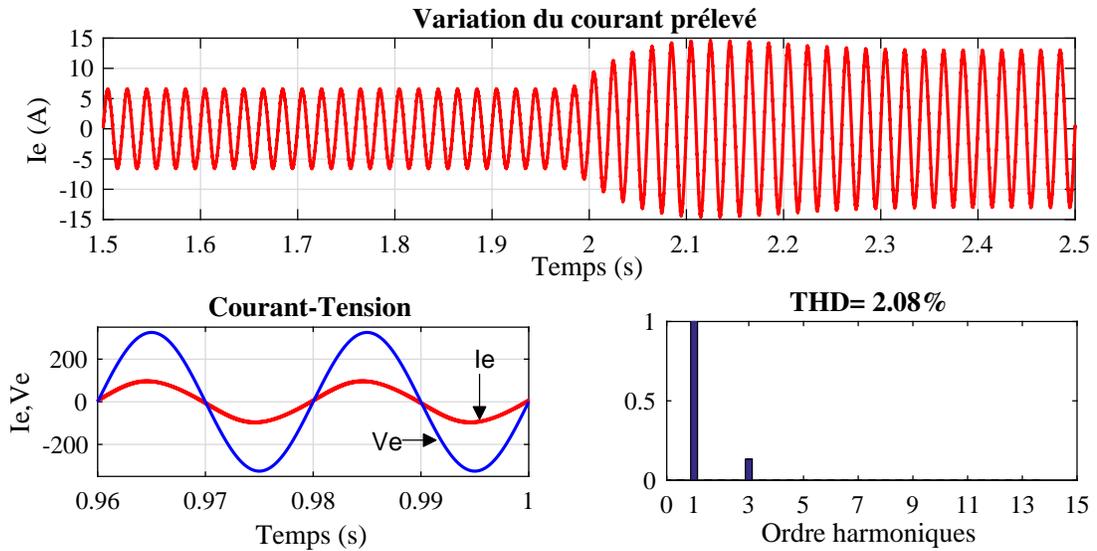


FIGURE 2.24 – Résultats de simulation relatifs au courant prélevé

Les résultats présentés sur la figure 2.24 montrent que le courant est en phase avec la tension avec un faible déphasage d'environ 0,0445 rad et un THD de 2,08 %. Ces résultats sont satisfaisants et donnent un facteur de puissance (FP) quasiment unitaire.

$$FP = \frac{\cos(0,0445)}{\sqrt{1 + 0,0208^2}} = 0,999 \quad (2.70)$$

Les différents résultats présentés montrent l'atteinte des objectifs fixés. La commande assure la stabilité du micro-réseau avec un courant sinusoïdal en phase avec la tension et une faible consommation de puissance réactive traduite par un FP unitaire.

### 2.4.2.2 Résultats relatifs à la tension continue

La figure 2.25 représente la variation de la tension dans l'étage intermédiaire DC.

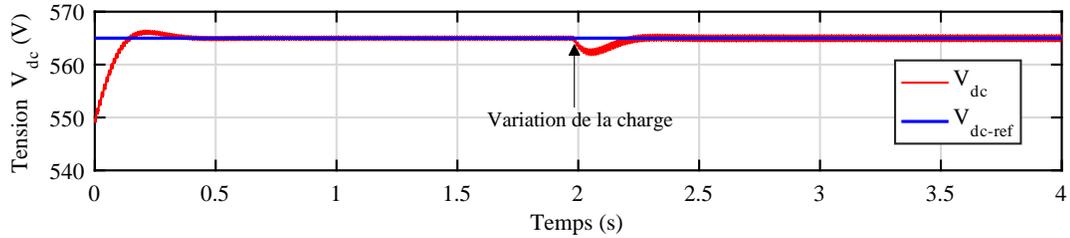


FIGURE 2.25 – Variation de la tension continue régulée

La tension suit parfaitement la référence et est quasiment continue avec de légères ondulations. La variation de la charge de  $(100 \Omega, 0.1 \text{ H})$  à  $(200 \Omega, 0.2 \text{ H})$  est vite corrigée. A travers ce résultat, nous remarquons une assez bonne concordance entre la mesure et le référence. Le résultat montre l'efficacité et la robustesse de la boucle de régulation de la tension, nécessaire pour assurer une alimentation continue et stable de la charge.

### 2.4.2.3 Résultats relatifs aux tensions de sortie

Les tensions à la sortie sont obtenues par l'application des trois fonctions logiques et leurs complémentaires sur les interrupteurs de puissance du convertisseur AC-DC-AC. Ces trois fonctions logiques sont obtenus à partir des rapports cycliques, générés par l'implémentation de la commande SVM, comparés à une porteuse triangulaire de fréquence 10 kHz. Les signaux logiques et les rapports cycliques sont présentés sur la figure 2.26. Ces signaux permettent d'obtenir les tensions souhaitées à la sortie.

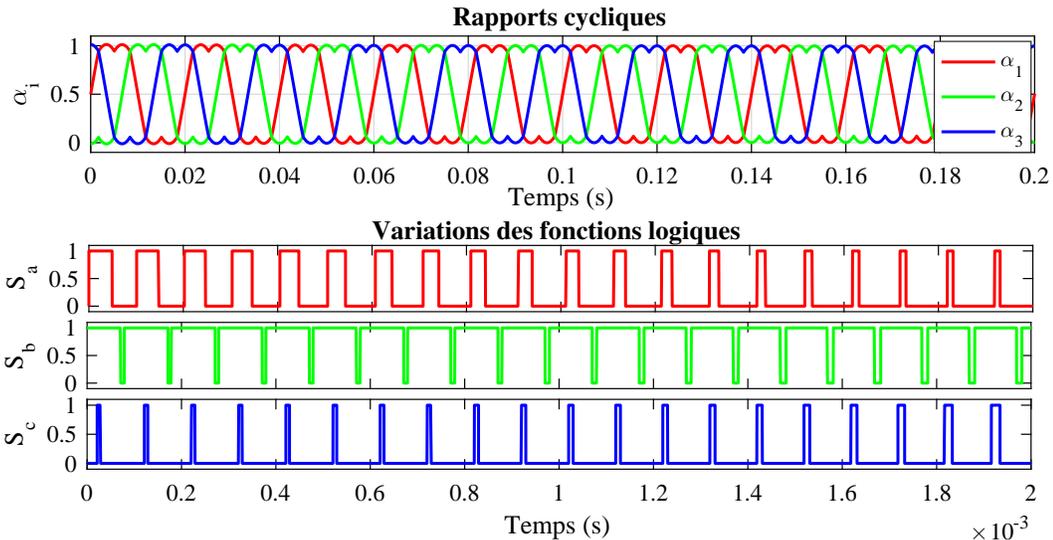


FIGURE 2.26 – Rapports cycliques moyens et fonctions logiques avec la SVM

La figure 2.27 donne les résultats de simulations des tensions dans les trois phases du convertisseur DC-AC avec le modèle instantané. Les tensions ont les formes naturelles des signaux obtenus avec la commande par modulation d'impulsions. Ces signaux de tensions sont quasi-sinusoidales mais hachés du fait des impulsions

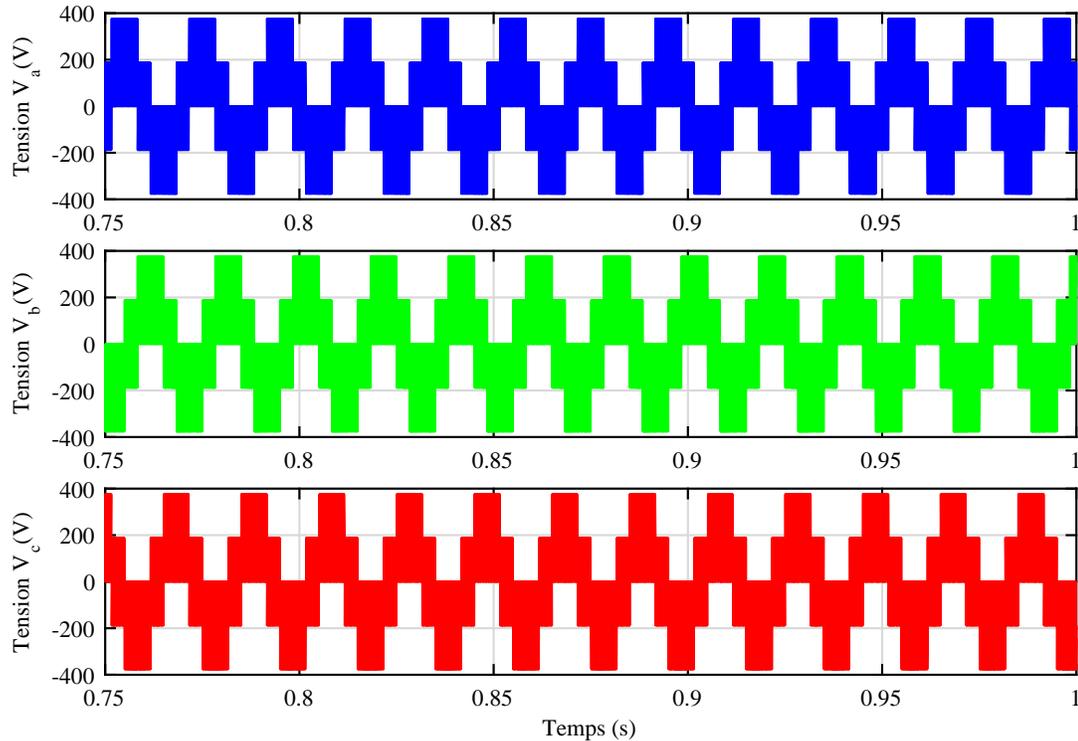


FIGURE 2.27 – Formes d'ondes instantanées des tensions du convertisseur DC-AC

La charge RL peut être considéré comme le modèle du moteur. Pour étudier le comportement des courants, les inductances sont considérées comme des filtres pour les courants. Les tensions bruitées sont ainsi filtrées et les courants de phases obtenus sont sinusoidaux et équilibrés de fréquences 50 Hz comme le montre la figure 2.28. L'introduction d'une charge supplémentaire à  $t=2$  s s'est traduite par l'augmentation de la demande en courant. Le résultat traduit le fonctionnement normal du système.

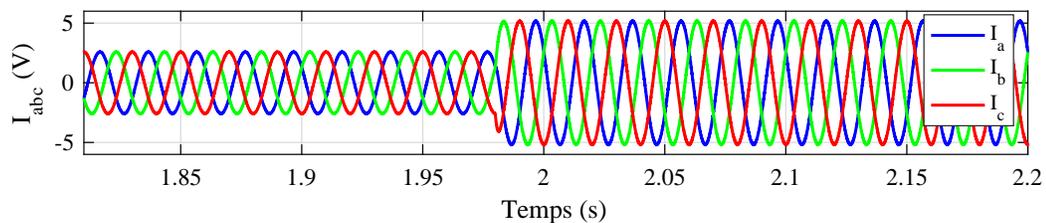


FIGURE 2.28 – Variation des courants de la charge triphasée

## 2.5 Conclusion

La modélisation, la commande et la validation par simulation du convertisseur AC-DC-AC qui constitue la partie de puissance du système est faite dans ce chapitre.

Après une brève description du dispositif, les modèles des convertisseurs AC-DC et DC-AC qui le composent sont établis avec leurs stratégies de commandes. Les simulations effectuées ont donné des résultats satisfaisants. Les stratégies de commandes ont permis de prélever un courant sinusoïdal en phase avec la tension du micro-réseau avec un THD est inférieur à la valeur-limite de 5 % et un facteur de puissance unitaire. La tension au bus continu du convertisseur est aussi bien régulé. La technique SVM a permis de générer à la sortie du convertisseur un système de tensions.

Les résultats de simulation du convertisseur AC-DC-AC avec la stratégie de commande ont confirmés l'étude théorique et validés les modèles élaborés. En effet, ce dispositif permet d'interfacer le moulin et la source monophasée avec moins de contraintes pouvant occasionner des perturbations sur le micro-réseau PV. Ainsi, la modélisation et la caractérisation du système de mouture est abordée dans le chapitre suivant.

Chapitre **3**

**Modélisation et caractérisation du  
système de mouture de céréales**

### 3.1 Introduction

Les céréales assurent la quasi-totalité des besoins alimentaire au Sénégal, avec une consommation annuelle de 150 à 200 kg par personne [136, 137, 138]. Ainsi, les besoins d'améliorer les unités de transformation des céréales constituent un objectif légitime.

Ces dernières années, des avancées sont notées dans la mise en place et la mécanisation des unités de mouture de céréales, mil et maïs, avec des sources d'énergies renouvelables. La mécanisation constitue un progrès important dans l'amélioration des conditions de vie des populations, notamment en zones rurales. Elle est basée sur l'utilisation de moulins à actionneurs électriques. Ces systèmes augmentent la productivité et offrent une plus grande diversité de produits avec une qualité améliorée. Cependant, dans la plupart de ces unités de transformation, les moulins à courroie-poulie étaient utilisés. Ils sont énergivores, avec rendement moyen et sans possibilités de contrôle de la vitesse et du débit de céréales. Outre ces problèmes ces moulins sont souvent importés et coûteux.

Pour résoudre les problèmes des systèmes à poulie-courroies, des systèmes avec des moulins de fabrication artisanale à moteurs asynchrones sont développés. Ces types de moteurs ont un faible coût, sont fiables et robustes [139, 140, 141, 142]. Ils permettent de concevoir des systèmes moins coûteux et offrant beaucoup de possibilités. Cependant, les moulins de fabrication artisanale ne sont pas dotés de fiches techniques. Ces fiches sont nécessaires pour la commande et l'amélioration du rendement.

Ainsi, le travail réalisé dans cette partie est focalisé sur la modélisation et la caractérisation d'un moulin artisanal système. Des approches théoriques et expérimentales sont proposées pour établir et valider le modèle analytique du système.

### 3.2 Description du système

Le système de mouture est composé essentiellement d'un moulin et d'un moteur asynchrone triphasé. La figure 3.1 présente le système avec la chaîne d'alimentation.

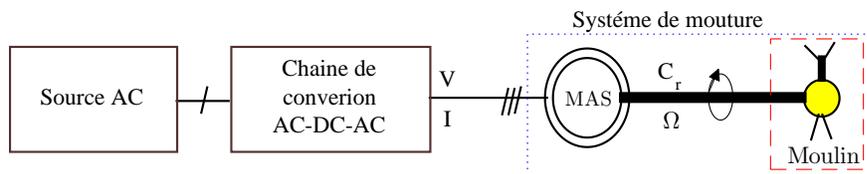


FIGURE 3.1 – Schéma de principe du système de mouture

Le moulin est actionnée par le moteur. Ainsi, en considérant la chaîne d'alimentation comme une source, le moulin peut être modélisé comme une charge pour le moteur.

### 3.3 Modélisation analytique du moteur asynchrone

Le modèle permet d'analyser le comportement réel et de prévenir les résultats de son fonctionnement. Pour modéliser le moteur, on suppose que [143, 144, 145] :

- la cage est assimilée à un bobinage en court-circuit avec trois phases ;
- l'effet de peau et la saturation magnétique sont négligées ;
- l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés ;
- les inductances et les résistances sont constantes.

#### 3.3.1 Modèle dynamique du moteur asynchrone

Le modèle du moteur en régime dynamique permet de prendre en compte les phases transitoires. Il est établi dans le repère biphasé (d, q) pour réduire la complexité, en procédant par une transformée de coordonnées pour les courants, tensions et flux [146].

Pour la transformée des coordonnées, largement abordée en annexe A, le système triphasé est supposé sinusoïdal de composantes  $X_a$ ,  $X_b$  et  $X_c$  d'amplitude  $X_m$ , d'angle  $\theta$  et déphasé de  $2\pi/3$ . La relation 3.1 donne les expressions dans le plan complexe.

$$\begin{cases} X_a = X_m \cos(\theta) = \frac{X_m}{2}(e^{j\theta} - e^{-j\theta}) \\ X_b = X_m \cos(\theta - 2\pi/3) = \frac{X_m}{2}(e^{j(\theta-2\pi/3)} - e^{-j(\theta-2\pi/3)}) \\ X_c = X_m \cos(\theta - 4\pi/3) = \frac{X_m}{2}(e^{j(\theta-4\pi/3)} - e^{-j(\theta-4\pi/3)}) \end{cases} \quad (3.1)$$

• Pour le passage du repère (a, b, c) au repère ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), l'opérateur complexe  $e^{j2\pi/3}$  peut être utilisé pour exprimer les composantes  $X_\alpha$  et  $X_\beta$  dans le repère biphasé ( $\alpha$ ,  $\beta$ ). L'équation 3.2 donne la relation entre les composantes dans le plan complexes.

$$X_a + (e^{j2\pi/3})X_b + (e^{j2\pi/3})^2X_c = \frac{3}{2}(X_\alpha + jX_\beta) \quad (3.2)$$

Le regroupement des parties imaginaires et réelles permet d'établir la relation (3.3). Elle donne les composantes  $X_\alpha$  et  $X_\beta$  en fonction des composantes du repère triphasé.

$$\begin{cases} X_\alpha = \frac{2}{3}X_a - \frac{1}{3}X_b - \frac{1}{3}X_c \\ X_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(X_b - X_c) \end{cases} \quad (3.3)$$

• Passage du repère ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) au repère (d, q) : Le repère (d, q) tourne par rapport au repère ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) d'un angle  $\theta$ . Pour établir les relations entre ces repères, la technique de projection est utilisée. Les projections des composantes  $X_d$  et  $X_q$  des axes d et q respectivement sur ceux du repère ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) donnent les relations de passage 3.4.

$$\begin{cases} X_d = X_\alpha \cos(\theta) + X_\beta \sin(\theta) \\ X_q = -X_\alpha \sin(\theta) + X_\beta \cos(\theta) \end{cases} \quad (3.4)$$

• Le passage du repère (a, b, c) à (d, q) est constituée d'une transformation triphasée-diphasée suivie d'une rotation d'angle. Le passage peut se faire par la matrice  $M_{abc \rightarrow dq}$ .

$$\left[ M_{abc \rightarrow dq} \right] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

La relation 3.6 donne l'équation de passage du repère (a, b, c) au repère (d, q).

$$\left[ X_{dq} \right] = \left[ M_{abc \rightarrow dq} \right] \left[ X_{abc} \right] \quad (3.6)$$

L'application de la transformée permet d'établir les équations électriques, magnétiques et mécaniques du moteur dans le repère (d, q).

Les équations électriques du moteur sont données par les relations suivantes :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \quad (3.7)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \quad (3.8)$$

$$V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \Phi_{qr} = 0 \quad (3.9)$$

$$V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \Phi_{dr} = 0 \quad (3.10)$$

Les équations magnétiques du moteur sont composées des expressions analytiques des flux au rotor et au stator. Leurs relations sont les suivantes :

$$\Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \quad (3.11)$$

$$\Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \quad (3.12)$$

$$\Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \quad (3.13)$$

$$\Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \quad (3.14)$$

Les équations mécaniques regroupe l'équation du mouvement et l'expression du couple électromagnétique. L'équation du mouvement, liant le moteur et la charge, permet de faire l'étude du comportement de l'ensemble, moteur-charge, en régime permanent comme en régime transitoire. La relation 3.15 donne l'équation du mouvement

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r \Omega \quad (3.15)$$

Dans le repère diphasé, le couple électromagnétique développé par le moteur est obtenu à partir des composantes des courants et des flux au stator. Son expression est :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - I_{ds} \Phi_{qr}) \quad (3.16)$$

Les équations électriques et magnétiques sont générales. Elles peuvent être simplifiées suivant les hypothèses de travail. Cependant l'équation du mouvement reste invariante quel que soit le repère. Avec l'opérateur de Laplace, la relation (3.17) donne l'expression de la vitesse.

$$\Omega = \frac{1}{J_S + f_r} (C_e - C_r) \quad (3.17)$$

### 3.3.1.1 Modèle du moteur dans le repère tournant

Le référentiel lié au champ tournant est très intéressant pour l'étude des moteurs asynchrones alimentés par des convertisseurs statiques de fréquence. Les équations du modèle, avec la transformée de Laplace, sont données par les relations (3.18) - (3.22).

$$I_{ds} = \frac{1}{R_s + L_{ss} s} (V_{ds} - L_{mr} \Phi_{dr} s + L_{ss} \omega_s I_{qs} + \omega_s L_{mr} \Phi_{qr}) \quad (3.18)$$

$$I_{qs} = \frac{1}{R_s + L_{ss} s} (V_{qs} - L_{mr} \Phi_{qr} s - L_{ss} \omega_s I_{ds} - \omega_s L_{mr} \Phi_{dr}) \quad (3.19)$$

$$\Phi_{dr} = \frac{1}{1 + T_r s} (L_m I_{ds} + T_r \omega_r \Phi_{qr}) \quad (3.20)$$

$$\Phi_{qr} = \frac{1}{1 + T_r s} (L_m I_{qs} - T_r \omega_r \Phi_{dr}) \quad (3.21)$$

$$C_e = p L_{mr} (\Phi_{dr} I_{qs} - I_{ds} \Phi_{qr}) \quad (3.22)$$

$$\text{Avec : } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}; \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}; \quad L_{ss} = L_s \sigma; \quad L_{mr} = \frac{L_m}{L_r}$$

### 3.3.1.2 Modèle du moteur dans le repère fixe

Dans le référentiel fixe  $(\alpha, \beta)$ , la vitesse de rotation,  $\omega_s$ , est nulle. Ce référentiel est très utilisé pour les commandes sans capteur de vitesse. Avec la transformée de Laplace, les relations (3.23) - (3.27) donnent les équations du modèle dans ce repère.

$$I_{\alpha s} = \frac{1}{R_s + L_{ss} s} (V_{\alpha s} - L_{mr} \Phi_{\alpha r} s) \quad (3.23)$$

$$I_{\beta s} = \frac{1}{R_s + L_{ss} s} (V_{\beta s} - L_{mr} \Phi_{\beta r} s) \quad (3.24)$$

$$\Phi_{\alpha r} = \frac{1}{1 + T_r s} (L_m I_{\alpha s} + T_r \omega_r \Phi_{\beta r}) \quad (3.25)$$

$$\Phi_{\beta r} = \frac{1}{1 + T_r s} (L_m I_{\beta s} - T_r \omega_r \Phi_{\alpha r}) \quad (3.26)$$

$$C_e = p L_{mr} (\Phi_{\alpha r} I_{\beta s} - I_{\alpha s} \Phi_{\beta r}) \quad (3.27)$$

### 3.3.2 Modèle du moteur en régime permanent

Le régime permanent correspond à la période de fonctionnement pendant laquelle les grandeurs comme la vitesse et le couple sont indépendants du temps. Dans ce régime, les grandeurs électriques et magnétiques du moteur peuvent s'écrire en notation complexe. La notation donne une représentation indépendante du temps [147]. Ainsi, dans le repère (d, q), les formules générale des grandeurs au stator ( $\bar{X}_s$ ) et au rotor ( $\bar{X}_r$ ) s'écrivent :

$$\bar{X}_s = X_{ds} + jX_{qs} \quad (3.28)$$

$$\bar{X}_r = X_{dr} + jX_{qr} \quad (3.29)$$

#### 3.3.2.1 Équations en régime permanent

A partir des équations électriques du moteur, sont déduites les expressions des tensions  $\bar{V}_s$  et  $\bar{V}_r$  dans le plan complexe. Elles sont données par les relations ci-dessous.

$$\bar{V}_s = R_s(I_{ds} + jI_{qs}) + \frac{d}{dt}(\Phi_{ds} + j\Phi_{qs}) - \omega_s(\Phi_{qs} - j\Phi_{ds}) \quad (3.30)$$

$$\bar{V}_r = R_r(I_{dr} + jI_{qr}) + \frac{d}{dt}(\Phi_{dr} + j\Phi_{qr}) - (\omega_s - \omega)(\Phi_{qr} - j\Phi_{dr}) \quad (3.31)$$

En régime permanent, les grandeurs sont constantes. Ainsi, les termes des dérivées deviennent nuls. Les relations (3.32) et (3.33) donnent les expressions des tensions.

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \quad (3.32)$$

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + j(\omega_s - \omega) \bar{\Phi}_r = 0 \quad (3.33)$$

De manières analogues, sont déterminées les équations magnétiques au stator et au rotor. Elles sont données par les relations (3.34) et (3.35).

$$\bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_r \quad (3.34)$$

$$\bar{\Phi}_r = L_m \bar{I}_s + L_r \bar{I}_r \quad (3.35)$$

#### 3.3.2.2 Représentation en régime permanent

En régime permanent, le moteur asynchrone peut être représenté de manière simple avec les grandeurs électriques. Des relations analytiques (3.32) - (3.35), on a abouti aux relations (3.36) et (3.37).

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s(L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}_r) = (R_s + j\omega_s L_s) \bar{I}_s + jL_m \omega_s \bar{I}_r \quad (3.36)$$

$$\bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + j(\omega_s - \omega)(L_m \bar{I}_s + L_r \bar{I}_r) = \left(\frac{R_r}{g} + j\omega_s L_r\right) \bar{I}_r + jL_m \omega_s \bar{I}_s \quad (3.37)$$

Les équations permettent de faire la représentation d'une phase du moteur avec couplage des inductances statoriques et rotoriques par l'inductance mutuelle. Cependant, elle ne permet pas de déterminer tous les paramètres du moteur de manière simple.

Pour représenter et déterminer les paramètres facilement, le modèle équivalent du moteur ramené au stator à fuites totalisées dans le stator est utilisé. En faisant un changement de variable pour ramener le rotor au repère statorique, le courant rotorique réel est remplacé par un courant fictif de pulsation  $\omega$ . La relation (3.38) donne le courant fictif ( $\bar{I}'_r$ ), le courant magnétisant ( $\bar{I}'_m$ ) et la résistance rotorique ramenée au stator ( $R'_r$ ).

$$\bar{I}'_r = \frac{L_r}{L_m} \bar{I}_r \quad \bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}'_r \quad R'_r = R_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 \quad (3.38)$$

La substitution de la relation (3.38), sur les relations (3.36) et (3.37) donne :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \left( 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \right) \bar{I}_s + j\omega_s \frac{L_m^2}{L_r} \bar{I}_m \quad (3.39)$$

Pour l'équation dans la partie rotorique, elle peut s'écrire :

$$0 = \frac{R_r}{g} \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 \bar{I}'_r + j\omega_s \frac{L_m^2}{L_r} \bar{I}_m \quad (3.40)$$

En introduisant  $\sigma$ , les relations (3.41) et (3.42) donnent les équations du modèle.

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s L_s \sigma \bar{I}_s + j\omega_s (1 - \sigma) L_m \bar{I}_m \quad (3.41)$$

$$0 = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r + j\omega_s (1 - \sigma) L_m \bar{I}_m \quad (3.42)$$

La figure 3.2 représente le schéma équivalent, du modèle du moteur, avec l'inductance des fuites totalisées dans le stator et l'inductance magnétisante ramenée au stator.

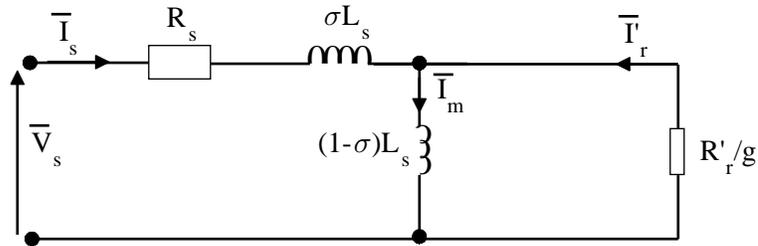


FIGURE 3.2 – Schéma du moteur ramené au stator à fuites totalisées dans le stator

Le modèle permet de simplifier les expressions analytiques du moteur avec une réduction du nombre de paramètres. Ainsi, avec cette configuration le modèle de la MAS triphasée est caractérisée par quatre paramètres. Ces dernières peuvent être déterminées expérimentalement par des essais à vide et à rotor bloqué.

□ **Expressions du flux et du couple :**

En régime permanent, le flux magnétique du moteur peut être exprimé en fonction de la tension. L'expression du flux magnétique est donnée par l'équation 3.43.

$$\bar{\Phi}_s = \frac{\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s}{j\omega_s} \quad (3.43)$$

La puissance électrique transmise au rotor est consommée dans les résistances  $\frac{R'_r}{g}$ . Ainsi, on a :

$$P_e = C_e \frac{\omega_s}{p} = \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r{}^2 \quad (3.44)$$

Pour le moteur triphasé, le couple est donné par la relation (3.45).

$$C_e = 3 \frac{p}{\omega_s} \frac{R'_r}{g} \bar{I}'_r{}^2 \quad (3.45)$$

Avec le schéma équivalent du moteur ramené au stator avec fuites localisées au rotor, l'expression du courant est donnée par la relation (3.46), en posant  $N_r = L_s(\frac{\sigma}{1-\sigma})$  :

$$\bar{I}'_r = \frac{\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s}{\frac{R'_r}{g} + j\omega_s N_r} \quad (3.46)$$

Des expressions (3.45) et (3.46) est déduite l'équation du couple moteur.

$$C_e = 3 \frac{p}{\omega_s} \frac{R'_r}{g} \frac{(\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s)^2}{(\frac{R'_r}{g})^2 + (\omega_s N_r)^2} \quad (3.47)$$

Certaines lois de commandes, comme celle scalaire du moteur, fonctionnent à couple maximale. Ce couple est maximal lorsque sa dérivée par rapport à la variable  $\frac{R'_r}{g}$  est nulle. Cela donne l'égalité  $\frac{R'_r}{g} = \omega_s N_r$ . L'expression du couple maximal est donnée par la relation 3.48.

$$C_{e\max} = \frac{3p}{2N_r} \times \left( \frac{|V_s - R_s I_s|}{\omega_s} \right)^2 \quad (3.48)$$

Les expressions du couple et du flux, précédemment établies, sont générales. Autrement dit, ils sont établis en tenant compte la chute de tension  $R_s \cdot I_s$ . Cependant, pour certaines applications l'hypothèse de négliger la chute de tension s'avère indispensable pour expliquer le principe. Dans le cas où la chute de tension est négligée, le flux et le couple maximal sont donnés respectivement par les équations (3.49) et (3.50).

$$\Phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (3.49)$$

$$C_{e\max} = \frac{3p}{2N_r} \times \left( \frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (3.50)$$

### 3.3.2.3 Identification des paramètres électriques du moteur

À partir du schéma équivalent, les paramètres du moteur peuvent être identifiés, soit, en utilisant la méthode de la plaque signalétique ou la méthode classique. La première méthode, citée, calcule directement les paramètres à partir des données nominales de la plaque signalétique. Elle est rapide et simple, mais très approximative [148, 149, 150].

La méthode classique, utilisée pour ce travail, permet de déterminer les paramètres électriques du moteur à partir d'essais pratiques, réalisés, à vide et à rotor bloqué [151].

Le principe de détermination consiste, pour chaque essai, à mesurer les grandeurs électriques, notamment les puissances, les courants et les tensions en régime permanent. De ces grandeurs électriques, sont déduits les paramètres  $L_s$ ,  $L_m$ ,  $R_r'$ ,  $\sigma$  du modèle.

#### □ Résistances statoriques

Pour les résistances statoriques ( $R_s$ ), la mesure peut se faire en connectant un ohmmètre aux bornes d'un enroulement ou en utilisant la méthode volt-ampèremétrique. Cette méthode utilise une alimentation continue pour déterminer la valeur de  $R_s$ .

#### □ Essai à vide

A vide, le glissement est pratiquement nul ( $g \approx 0$ ). Dans ce cas, la résistance  $R_r'/g$  est infinie. Cela entraîne un courant presque nul ( $\bar{I}_r' \approx 0$ ). Dans les essais à vide, le moteur est alimenté par une tension  $\bar{V}_{s0}$ , égale à celle nominale. Ainsi, la branche statorique est parcourue par un courant  $\bar{I}_{s0}$ . La figure 3.3 donne le schéma équivalent a ce test.

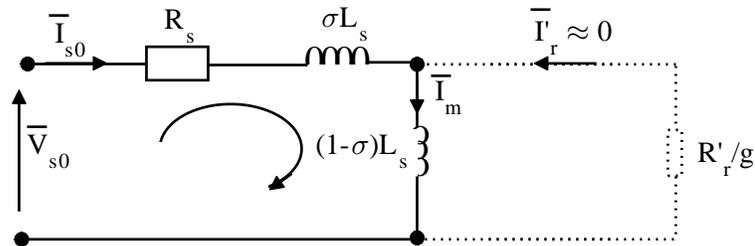


FIGURE 3.3 – Schéma équivalent du moteur à vide

À partir de cette figure, l'impédance du circuit est donnée par :

$$Z_0 = \sqrt{R_s^2 + (\omega_s L_s)^2} = \frac{\bar{V}_{s0}}{\bar{I}_{s0}} \quad (3.51)$$

Connaissant la valeur de la résistance, l'inductance est calculée par la relation 3.52.

$$L_s = \frac{1}{\omega_s} \sqrt{\left(\frac{\bar{V}_{s0}}{\bar{I}_{s0}}\right)^2 - R_s^2} \quad (3.52)$$

Le modèle peut être amélioré en ajoutant les pertes ferromagnétiques, causées par la variation du flux. Le nouveau schéma équivalent est composé, en plus de résistance statorique, de la réactance de magnétisation ( $X_{mg}$ ) en parallèle avec la résistance dans le fer ( $R_f$ ). Ces deux paramètres sont déterminés à partir des grandeurs électriques à vide ( $\bar{V}_{s0}$ ,  $\bar{I}_{s0}$ ), la puissance active ( $P_{s0}$ ) et la puissance réactive ( $Q_{s0}$ ). La puissance active est consommée par les résistances  $R_s$  et  $R_f$ , alors que celle réactive est consommée par la réactance magnétisante. A vide, la puissance active absorbée est la somme des pertes par effet joule statoriques ( $3R_{s0}I_{s0}^2$ ), les pertes ferromagnétiques ( $P_{fer}$ ) et les pertes mécaniques dues aux frottements et à la ventilation, négligées pour ce travail.

Sur la base de ces hypothèses, les relations (3.53) et (3.54) donnent les expressions analytiques qui lient les pertes de puissances, la puissance réactive et les paramètres.

$$P_{fer} = P_{s0} - 3 R_{s0} I_{s0}^2 = 3 \frac{\bar{V}_{s0}^2}{R_f} \quad (3.53)$$

$$Q_{s0} = 3 \frac{\bar{V}_{s0}^2}{X_{mg}} = 3 \frac{\bar{V}_{s0}^2}{\omega_s L_m} \quad (3.54)$$

Ces expressions sont fonction des paramètres. Alors :

$$R_f = \frac{P_{s0} - 3 R_{s0} I_{s0}^2}{3 \bar{V}_{s0}^2} \quad (3.55)$$

$$L_m = \frac{1}{\omega_s} \times \frac{Q_{s0}}{3 \bar{V}_{s0}^2} \quad (3.56)$$

#### □ Essai à rotor bloqué

Le principe du test à rotor bloqué repose sur une alimentation ( $V_{scc}$ ), progressive du moteur, jusqu'à obtenir un courant égale à la valeur nominale. À rotor bloqué, le glissement est égal à 1, les courants rotoriques sont importants et celui magnétisant est négligeable. Le courant ( $I_{scc}$ ) et la puissance ( $P_{cc}$ ) mesurés permettent de déterminer les paramètres électriques. La figure 3.4 donne le schéma équivalent à rotor bloqué.

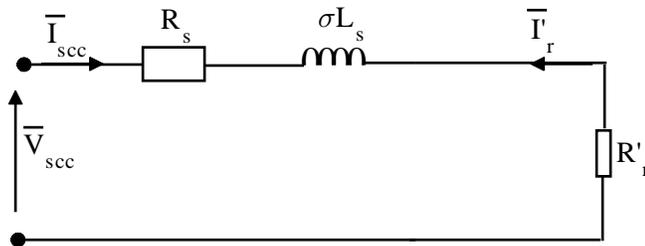


FIGURE 3.4 – Schéma équivalent du moteur à rotor bloqué

A partir de ce schéma simplifié, les puissances dans la réactance magnétisante et celle de la résistance  $R_f$  sont négligées. La puissance active est dissipée dans les résistances. Ainsi, la résistance rotorique ramenée ( $R'_r$ ) et l'inductance des fuites globales ( $\sigma L_s$ ) peuvent être déterminés à partir de la puissance et l'impédance globale du circuit équivalent. La relation (3.57) donne l'expression de la puissance de court-circuit.

$$P_{cc} = 3(R_s + R'_r) \bar{I}_{scc}^2 \quad (3.57)$$

Alors l'expression de la résistance rotorique ramenée est :

$$R'_r = \frac{P_{cc}}{3 \bar{I}_{scc}^2} - R_s \quad (3.58)$$

La relation (3.59) donne l'impédance totale du schéma équivalent.

$$Z_{cc} = \frac{\bar{V}_{scc}}{\bar{I}_{scc}} = \sqrt{(R_s + R'_r)^2 + (\sigma L_s)^2} \quad (3.59)$$

La substitution de la relation (3.58) sur (3.59) donne l'expression de  $\sigma L_s$ .

$$\sigma L_s = \sqrt{\left(\frac{\bar{V}_{scc}}{\bar{I}_{scc}}\right)^2 - \left(\frac{P_{cc}}{3 \bar{I}_{scc}^2}\right)^2} \quad (3.60)$$

Avec les résultats et ceux obtenus à vide, les paramètres  $\sigma$ ,  $R_r$  et  $L_r$  sont déduites.

### 3.3.3 Simulation du moteur

L'objectif de la simulation est de valider les modèles du moteur dans les référentiels fixe et tournant. Elle est réalisée sous l'environnement Simulink de Matlab avec une charge arbitraire. Cette charge est prise pour modéliser le moulin afin de tester le fonctionnement du moteur à travers les modèles établis et les paramètres. La figure 3.5 présente le modèle de simulation du moteur et les paramètres sont donnés dans l'annexe E.

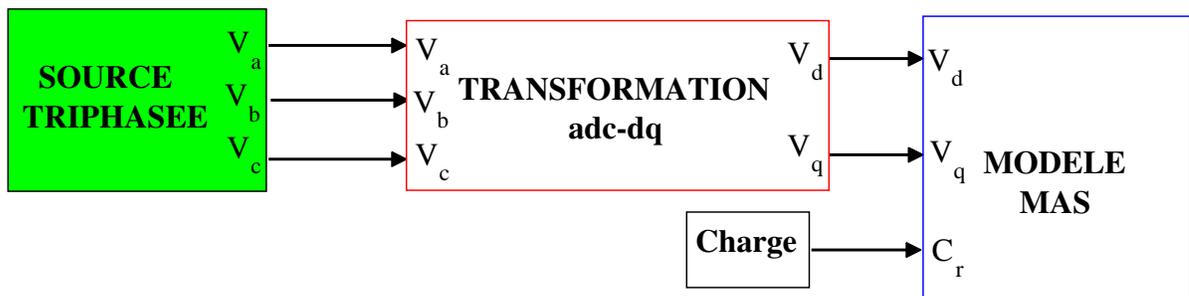


FIGURE 3.5 – Modèle de simulation du moteur sous Simulink

### • Simulation du moteur dans le repère fixe

La figure 3.6 ci-dessous présente les résultats du modèle dans le repère fixe.

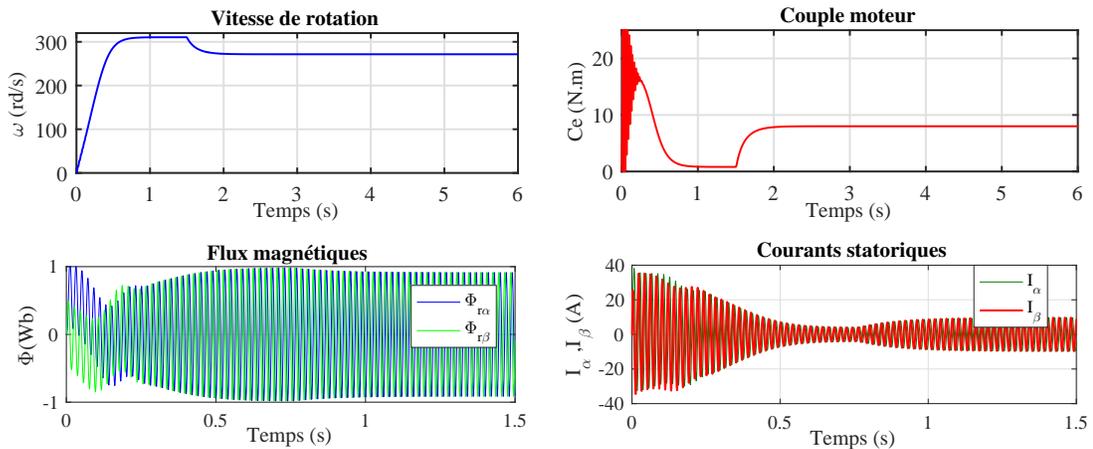


FIGURE 3.6 – Résultats de simulation du modèle dans le repère fixe

Dans le repère fixe, toutes les grandeurs ont pris leurs formes naturelles, avec des flux et courants sinusoïdaux. Avec la charge, le courant et le couple augmentent, la vitesse et le flux diminuent. Ainsi, les variations notées sont normales et confirment l'intérêt de ce repère pour les commandes nécessitant des grandeurs sinusoïdaux.

### • Simulation du moteur dans le repère tournant

Les variations du couple et de la vitesse sont indépendantes du repère. Dans la figure 3.7 ci-dessous sont représentés les résultats de simulations dans le repère tournant.

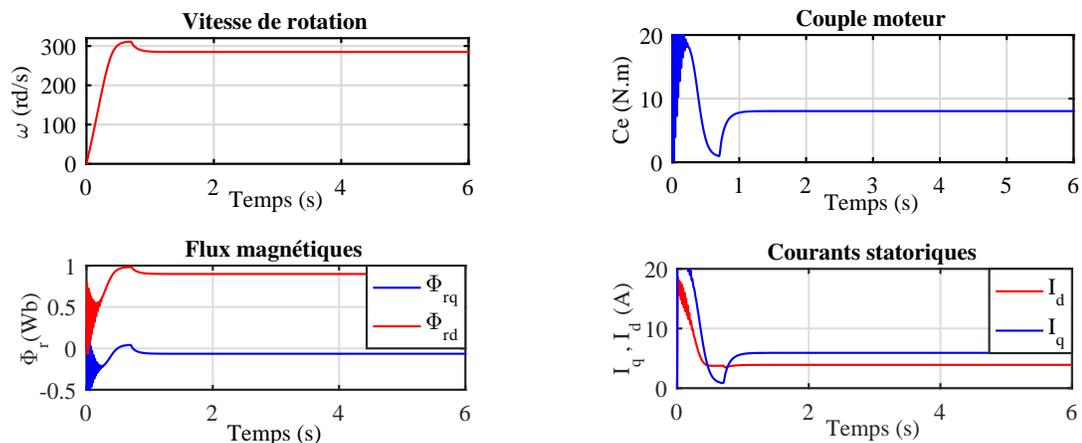


FIGURE 3.7 – Résultats de simulation du modèle dans le repère tournant

Dans le repère tournant, les composantes du flux et du courant sont continus avec des amplitudes variables suivant la charge. Ainsi, les résultats obtenus valident le modèle et confirment son intérêt pour les commandes avec contrôle du courant et du flux.

En résumé, les résultats présentés valident les deux modèles dynamiques du moteur.

## 3.4 Les systèmes de mouture

### 3.4.1 Généralités sur la transformation de céréales

La transformation ou mouture de céréales consiste à réduire les grains bruts en produit semis fini de tailles inférieures. Elle peut se faire par la méthode traditionnelle ou celle motorisée. Le produit obtenu, selon sa granulométrie, peut-être de la farine, de la semoule ou encore de la brisure. L'exploitation des documents de travail de certains instituts ou groupes de recherches (ISRA, PERACOD, GRET...) a permis de définir la taille moyenne des particules des produits, résumées dans le tableau 3.1.

TABLE 3.1 – Tailles moyennes des produits

Produits	Farine	Semoule	Brisure fine	Brisure moyenne	Brisure grosse
Tailles	<0,7 mm	0,7-1 mm	1-1,5 mm	1,5-2,5 mm	>2,5 mm

#### □ La transformation traditionnelle

La méthode de transformation traditionnelle ou manuelle consiste à piler les grains avec un mortier et un pilon. En monde rural, cette méthode est la plus répandue. Le savoir-faire traditionnel a toujours permis avec un équipement traditionnel sommaire de produire d'aliments pour la consommation familiale mais aussi proposer sur le marché des produits de bonne qualité avec un coût de production faible. Cependant, cette technique de transformation est fastidieuse, pénible, contraignante avec un rendement horaire très faible [136].

#### □ La transformation moderne ou motorisée

La transformation de céréales motorisée ou mécanisée est basée sur la mise en place de systèmes de mouture avec des moulins et des moteurs, qui constituent les actionneurs. La conception de ces systèmes de mouture est un réel défi technique permettant de se libérer des contraintes de la méthode traditionnelle d'une part. D'autre part, la mécanisation de la transformation permet de réduire l'écart entre la demande et l'offre, en généralisant progressivement ces systèmes dans les villages. Cependant, la mécanisation provoque des pertes de nutriments et l'équipement est coûteux [152]. Cela explique l'existence toujours de la méthode traditionnelle dans certaines zones [153].

La configuration et la nature du système de transformation des céréales dépendent de l'actionneur, de la source d'énergie utilisée mais aussi de la technique de broyage.

### 3.4.2 Les types de moulins

Le moulin est l'élément central des systèmes de transformation mécanisés. Au Sénégal, ces moulins étaient majoritairement importés. Ces derniers ne sont pas souvent adaptés à l'environnement de travail. Des recherches menées par ISRA, en collaboration avec SISMAR, ont permis de mettre en place de systèmes adaptés à l'environnement [154].

Actuellement, même si le SISMAR est le premier constructeur de moulins, d'autres petites unités de fabrication se sont lancées sur la construction avec des coûts moindres. Selon le principe de mouture, on distingue les moulins à meules et ceux à marteaux.

#### 3.4.2.1 Moulins à meules

Les moulins à meules, jadis les plus utilisées du fait de leurs longévités, sont aujourd'hui moins utilisés. Ils permettent de broyer les grains entre les deux meules, qui les composent. Selon la configuration, on distingue les moulins à meules métalliques, dont l'une des meules est fixe et l'autre tournante, et les moulins à meule de pierre naturelle où les meules peuvent être tournante ou dormante [152]. La fabrication de ces moulins dépend du milieu et la finesse de la farine est fonction du réglage des meules [155].

Les moulins à meules permettent de moudre tous les types de graines, mais leurs principaux inconvénients est l'impossibilité d'une fabrication locale et leurs coûts élevés.

#### 3.4.2.2 Moulins à marteaux

À la différence des moulins à meules, ces moulins utilisent des marteaux à la place des meules. Aujourd'hui, ils sont les plus utilisés dans les petites unités de transformation. Ces moulins permettent de moudre les céréales avec la technique de percussion. L'avantage de ce type de moulin est la possibilité de fabrication locale et le faible coût.

Le choix du type de moulin, le mieux adapté au milieu, doit se faire en fonction :

- des moyens financiers disponibles et les types de céréales à traiter ;
- du rapport qualité-prix du moulin ;
- de la simplicité, la disponibilité et les possibilités de maintenance.

Au Sénégal, le mil et le maïs sont les céréales les plus transformées et les moyens des usagers sont faibles. Cela démontrent que les moulins à marteaux de fabrication artisanale sont les plus adaptés. Les autres critères qui expliquent le choix sont le coût et la disponibilité du matériel de rechange. Ainsi, ce moulin est devenu celui le plus utilisé dans les zones rurales. Cependant, différents types de moulins à marteaux existent. La distinction est faite suivant les moteurs utilisés et/ou les sources d'énergies disponibles.

### 3.4.2.2.1 Moulins à moteurs thermique

L'entraînement des moulins à moteur thermique se fait par l'utilisation d'actionneurs fonctionnant avec le diesel ou l'essence. Les puissances des moteurs varient selon la taille du moulin. Ces systèmes de transformations de céréales thermiques étaient les plus implantés dans les villages isolés des réseaux électriques. Bien que des efforts aient été faits durant ces dernières années par les autorités en charge et les ONG en vue de développer les techniques de transformation des céréales, ces systèmes éprouvent d'énormes difficultés pour satisfaire les besoins de mouture. Les principaux inconvénients de ces systèmes sont le coût et les problèmes d'approvisionnement correct en carburant.

### 3.4.2.2.2 Moulins solaires

Les moulins solaires sont de plus en plus retrouvés dans les unités de transformation de céréales au Sénégal. Ces dispositifs sont aujourd'hui majoritairement implantés dans les zones rurales. Ce fait s'explique par le développement des sources d'énergie renouvelables notamment le solaire PV dans ces zones pour booster l'accès à l'énergie.

En principe, les moulins solaires fonctionnent avec des panneaux PV. Ces panneaux PV les alimentent avec ou sans convertisseurs statiques. Pour des considérations techniques, les panneaux PV sont implantés à côté du moulin pour limiter les pertes et le coût de l'installation. Ces moulins solaires s'avèrent être aujourd'hui une solution idéale pour la transformation des céréales dans les zones rurales. Cependant, ces dispositifs de transformation nécessite la mise en place de dispositifs d'alimentation composés de :

- générateurs PV ;
- batteries pour le stockage ;
- régulateur de charge.

Les moulins solaires utilisent souvent des moteurs à courant à continu (MCC). Avec l'avènement de micro-réseaux PV en zone rurale, les MCC, antérieurement utilisés dans la plupart des unités de transformation, sont remplacés par des actionneurs asynchrones. Ces systèmes de transformation à moteur asynchrone sont de plus en plus développés ces dernières années en zones rurales comme en zones urbaines.

Ainsi, le système de mouture est composé d'un moulin de fabrication artisanale et d'un moteur asynchrone triphasé : d'où le nom de moulin asynchrone.

Pour ce travail, ce moulin est étudié pour améliorer sa fonctionnalité et ses performances. Cela passe par sa caractérisation, qui permet de déterminer ces paramètres.

## 3.5 Caractérisation du moulin

### 3.5.1 Description et fonctionnement du moulin

Les configurations des moulins artisanaux peuvent être différentes, mais ils ont souvent les mêmes composantes. Ces dernières ont des rôles différents, mais complémentaires.

La figure 3.8 donne une représentation détaillée du moulin et ses composantes.

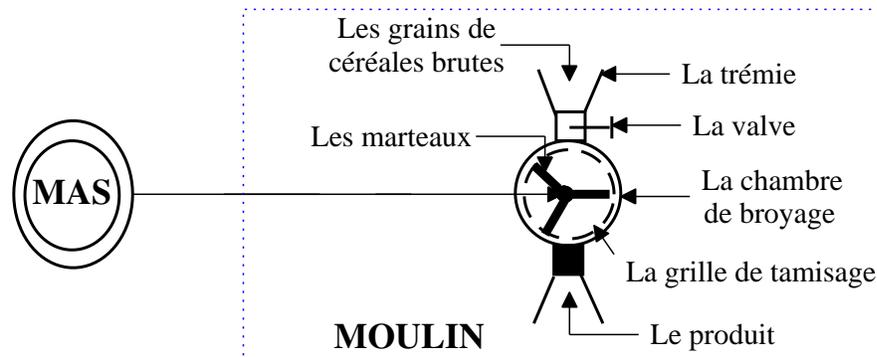


FIGURE 3.8 – Structure du moulin et ses composantes

- **Les marteaux** : Ils sont fixés sur l'arbre tournant du moteur asynchrone, qui est le prolongement du rotor. Les marteaux assurent la pulvérisation des grains contre les parois du moulin, avec des vitesses de rotation quasiment égales à celui du rotor.
- **La trémie** : La trémie est le réservoir des grains à moudre. Elle assure l'alimentation continue de la chambre de broyage. Sa forme et sa taille dépendent du constructeur.
- **La valve à grains** : Elle régule la quantité de céréales à l'intérieur de la chambre de broyage, à travers un dispositif qui peut augmenter ou rétrécir l'entrée de la chambre..
- **La chambre de broyage** : C'est la partie fonctionnelle du moulin. Elle enveloppe la quasi-totalité des éléments du système qui assurent la mouture des céréales. Sa forme est importante pour le débit et peut faciliter la pulvérisation des grains.
- **Le tamis** : Le tamis assure la continuité de l'écrasage des grains jusqu'à ce que les tailles des particules soient inférieures aux diamètres des perforations qui déterminent la finesse du produit [156]. Plus le diamètre est petit, plus le débit diminue et le temps plus long.

Le principe de fonctionnement est basé sur la percussion des grains. Ainsi, les grains projetés dans la chambre de broyage, par la valve, sont percutés à tour de rôle, par les forces centrifuges des marteaux tournants fixés sur l'arbre du moteur. La ventilation créée par les marteaux évacue les produits transformés à travers les mailles du tamis.

### 3.5.2 Approche théorique

Il existe encore de nombreux obstacles pour la mise en œuvre idéale des systèmes de mouture. Parmi ces problèmes, il y'a le manque de données technique précises pour la prédiction des performances du système. Pour améliorer le fonctionnement du système, il est nécessaire de caractériser et modéliser le sous-système de mouture moulin-moteur.

La caractérisation permettra de définir la phase opératoire optimale nécessaire pour améliorer les performances du système. D'autre part, la caractérisation permet d'assurer l'adaptabilité avec la chaîne d'alimentation électrique, mais aussi de définir sa plage de fonctionnement optimal. Les principales caractéristiques du système sont d'ordre mécanique et électrique. Elles peuvent être exprimées à partir du bilan de puissance, représentés sur la figure 3.9.

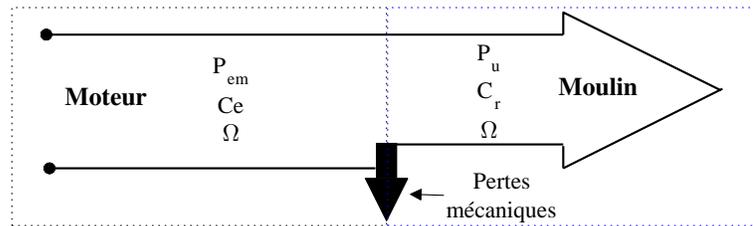


FIGURE 3.9 – Schéma de puissance du système de mouture

La relation (3.61) donne l'équation mécanique du sous-système moteur-moulin.

$$C_e = C_r + f_r \Omega \quad (3.61)$$

En principe, le système présente des pertes. Ces pertes sont dues aux frottements mécaniques au sein de l'arbre de couplage dans les deux parties. De ce fait, le bilan de puissance du sous-système en régime de fonctionnement permanent s'écrit :

$$P_{em} = P_u + \text{Pertes} = C_e \Omega = C_r \Omega + f_r \Omega^2 \quad (3.62)$$

Le fonctionnement du système dépend en grande du débit de céréales. Ce débit ( $Q$ ) représente la quantité de céréales ( $M_c$ ) libérée par la valse dans la chambre de broyage par unité de temps ( $\Delta t$ ). La relation (3.63) donne l'expression analytique du débit.

$$Q = \frac{M_c}{\Delta t} \quad (3.63)$$

Les caractéristiques mécaniques et électriques du système sont fonction du débit de céréales. Ainsi, pour déterminer leurs lois de variations, une approche théorique et une approche expérimentale pour la validation sont proposées.

### 3.5.2.1 Caractérisation mécanique

Les grandeurs mécaniques du système sont principalement la vitesse de rotation de l'arbre du moteur et le profil de charge ou le couple résistant. Ces deux grandeurs sont directement proportionnelles au débit de céréales. Ce débit de céréales dépend de l'ouverture de la valve à grains et se fait en régime de fonctionnement permanent.

- Lorsque la valve à grains est ouverte, la quantité de céréales se libère dans la chambre de broyage. Ainsi, le couple de charge augmente proportionnellement au débit avant d'atteindre sa valeur maximale. Le système fonctionne à sa plus basse vitesse.

- Lorsque la valve à grains est fermée, le moulin se vide des céréales. Cela entraîne du coup une augmentation de la vitesse et une diminution du couple de charge.

Ces assertions permettent de proposer les variations des caractéristiques  $(\omega, Q)$  et  $(C_r, Q)$ .

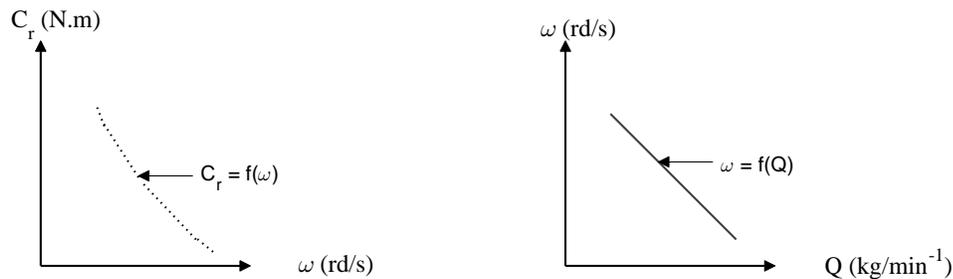


FIGURE 3.10 – Caractéristiques mécaniques du système de mouture

Les lois de variation des caractéristiques sont nécessaires pour la commande du système. Pour déterminer ces lois, l'analyse du fonctionnement du système et les courbes caractéristiques sont utilisées.

#### □ Caractéristique $(\omega, Q)$

Selon le produit attendu, les vitesses de rotation sont définies dans des plages de fonctionnement précises. Le moteur est couplé directement au moulin. Ainsi, la vitesse du moulin est égale à celle du moteur. Durant la phase de chargement la vitesse diminue au fur et à mesure que le débit augmente. Cela montre une relation directe de la vitesse et du débit. L'analyse du fonctionnement et la courbe caractéristique montrent que le débit varie inversement de manière linéaire avec la vitesse. L'expression caractéristique  $(\omega, Q)$  peut être modélisée analytiquement par la relation (3.64).

$$\omega(Q) = \omega_0 - k_0 \times Q \quad (3.64)$$

Où  $k_0$  est un paramètre caractéristique dépendant du système de mouture.  $\omega_0$  est la vitesse de rotation à vide et  $Q$  le débit de céréales.

### □ Caractéristique ( $C_r, Q$ )

Le profil de charge ( $C_r, Q$ ) est indispensable pour assurer l'adéquation entre le moteur et le moulin. Elle est d'autant plus importante qu'elle définit les plages de fonctionnement, le choix du moteur et la puissance de la source pour l'application.

Le modèle analytique du profil de charge du système décrit la relation composite entre les paramètres du moulin et du moteur. Il est traduit par l'équation mécanique :

$$C_e = C_r(\omega, Q) + f_r \cdot \omega(Q) + J \frac{d\omega(Q)}{dt} \quad (3.65)$$

Le broyage est une opération complexe dont la détermination directe du modèle du profil de charge n'est pas simple. Cela s'explique par le nombre de paramètres qui dépendent de la structure et de la phase opératoire. Cependant, le moulin fonctionne sous les effets des forces centrifuges des marteaux, actionnés par l'arbre du moteur tournant à la vitesse de  $\omega$ . Ainsi, la rotation des marteaux dépend du couple de charge appliqué. Pour construire le modèle analytique du profil de charge, l'approche de la caractéristique ( $C_r, \omega$ ) peut être utilisée avec la loi de variation de la vitesse de rotation ( $\omega, Q$ ).

Les caractéristiques mécaniques ( $C_r, \omega$ ) des applications motorisées sont de quatre types d'expressions analytiques. Ces expressions sont utilisées dans la plupart des applications par une méthode d'identification directe. Cependant, comme les systèmes de pompage, le système de broyage est complexe. Ainsi, l'identification de ce type de charge par l'une de ces expressions est simple et ne permet pas de prendre en considération tous les paramètres du système. Pour prendre en compte tous les paramètres, l'expression générale regroupant tous les types de charges est proposée (relation 3.66). Cette expression est construite avec les paramètres ( $k_1, k_2, k_3, k_4$ ) caractéristiques du moulin.

$$C_r = k_1 + k_2 \times \omega + k_3 \times \omega^2 + k_4 \times \omega^{-1} \quad (3.66)$$

Les relations (3.64) et (3.66) montrent que l'expression analytique du profil de charge est fonction du débit :

$$C_r = f(\omega, Q) = f(f(Q), Q) = f(Q) \quad (3.67)$$

Cette relation montre que le profil de charge dépend explicitement du débit de céréales, car la vitesse de rotation du système est fonction elle aussi au débit. De ces relations, donnant la vitesse de rotation et celle donnant la caractéristique mécanique, est déduite l'expression théorique du profil de charge du système. Elle est donnée par la relation (3.68)

$$C_r = k_1 + k_2 \times (\omega_0 - k_0 \times Q) + k_3 \times (\omega_0 - k_0 \times Q)^2 + k_4(\omega_0 - k_0 \times Q)^{-1} \quad (3.68)$$

### 3.5.2.2 Caractérisation électrique

Des enquêtes réalisées par l'ISRA ont montré que la plupart des moteurs utilisés pour ces moulins sont sur-dimensionnés. En effet, les puissances moyennes de ces moteurs se situent entre 7,5-12 CV alors que 4 ou 5 CV est bien suffisant pour actionner les moulins. La caractérisation permet de régler ce problème afin d'améliorer le rendement.

Pour cette application, la chaîne de puissance du sous-système est représentée sur la figure 3.11. Elle est composée de différentes parties qui peuvent occasionner des pertes.

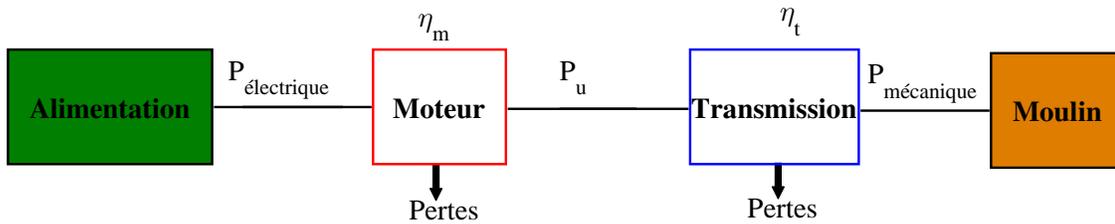


FIGURE 3.11 – Chaîne de puissance du système de mouture

La transmission de l'énergie du moteur au moulin se fait avec des pertes qui dépendent du mode de transmission. Dans ce cas les marteaux sont fixés sur l'arbre du moteur, la transmission est direct. Dans ce mode d'entraînement les pertes sont d'environ 2 à 5 % [157]. L'expression du rendement de la transmission ( $\eta_t$ ) est donnée par :

$$\eta_t = \frac{P_{\text{mécanique}}}{P_u} \quad (3.69)$$

Où  $P_{\text{mécanique}}$  et  $P_u$  représentent les puissances mécanique et utile.

La puissance électrique absorbée par le moteur se déduit à partir de celle de l'arbre, qui le lie avec le moulin. Les pertes dans cette partie sont les pertes du moteur. On a :

$$\eta_m = \frac{P_u}{P_{\text{électrique}}} \quad (3.70)$$

Où  $\eta_m$  est le rendement du moteur.

De ces expressions est déduite le rendement du système  $\eta_s$  :

$$\eta_s = \eta_m \cdot \eta_t = \frac{P_{\text{mécanique}}}{P_u} \times \frac{P_u}{P_{\text{électrique}}} = \frac{P_{\text{mécanique}}}{P_{\text{électrique}}} \quad (3.71)$$

La puissance mécanique dépend directement de la vitesse et de la charge, alors que celle électrique en dépend indirectement via la demande en courant. Ainsi, l'amélioration du rendement peut se faire via les caractéristiques, débit et vitesse, du système.

L'approche théorique a permis de définir les expressions analytiques des caractéristiques ( $\omega$ ,  $Q$ ) et ( $C_r$ ,  $Q$ ). Ces caractéristiques dépendent des paramètres du système. Les paramètres propres à cette application seront déterminés par une approche expérimentale.

### 3.5.3 Approche expérimentale

#### 3.5.3.1 Objectifs et méthodologie

Les paramètres des relations caractéristiques  $(\omega, Q)$  et  $(C_r, Q)$  du système sont, d'une part, nécessaires pour établir le modèle propre du moulin utilisé. D'autre part, les paramètres sont essentielles pour l'amélioration du rendement et le contrôle du fonctionnement. Ainsi, l'approche expérimentale proposée a pour objet, la détermination de ces paramètres inconnues dans les relations établies dans l'approche théorique.

Pour atteindre les objectifs fixés avec les dispositifs disponibles, un modèle pour l'expérimentation est proposé. Le schéma de principe est représenté sur la figure 3.12.

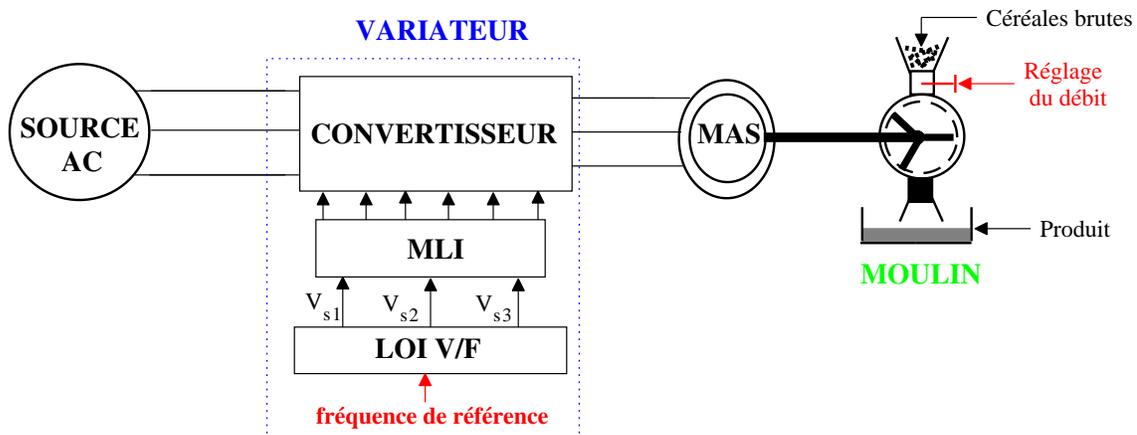


FIGURE 3.12 – Schéma de principe de l'expérimentation du système

Le schéma est constitué de la chaîne d'alimentation avec le variateur de vitesse, du moteur asynchrone triphasé et du moulin. La méthodologie proposée consiste à déterminer expérimentalement les courbes de variation de la vitesse en fonction du débit et du couple en fonction de la vitesse. L'application des méthodes de courbe de tendance et d'identification avec les relations théoriques donne les valeurs des paramètres.

Le schéma de principe du banc expérimental offre deux degrés d'action. Ces deux degrés permettent de déterminer les courbes caractéristiques des lois de variation :

- la fréquence de référence du variateur ; elle permet de varier la vitesse de rotation du système. Ainsi, la loi de variation de la caractéristique  $(C_r, \omega)$  peut être tracée.
- la valve du moulin ; la valve permet de varier le débit. En agissant sur ce degré d'action, la caractéristique mécanique  $(C_r, Q)$  peut être déterminée.

Pour aboutir à la caractérisation, une plate-forme pratique avec tous les éléments nécessaires est réalisée. Ce banc expérimental est présenté dans la section suivante.

### 3.5.3.2 Description du banc d'essai

Les essais expérimentaux sont réalisés avec le banc présenté sur la figure 3.13.



FIGURE 3.13 – Banc expérimental du système

Le banc expérimental est composé essentiellement des éléments suivants :

- une source de tension triphasée (230 V, 50 Hz) ;
- un variateur de vitesse industriel de type Altivar (2,2 kW, 50 Hz) ;
- un analyseur de réseau CA.8335, doté d'un enregistreur des grandeurs électriques ;
- un moteur asynchrone triphasé dont les caractéristiques sont ;
  - ☞ puissance nominale = 2,2 kW ;
  - ☞ vitesse nominale = 2900 tr.min<sup>-1</sup> ;
  - ☞ courant nominal = 5,4 A.
- un moulin de fabrication artisanale dont la description est :
  - ☞ prototype de modèle moyen avec une trémie de capacité 10 kg ;
  - ☞ trois marteaux de longueurs environ 10 cm ;
  - ☞ un tamis à farine avec des diamètres de perforations de 0,7 mm.
- un tachymètre Testo. Il permet de déterminer la vitesse de rotation du moulin.

La partie mécanique et celle de mesure sont placées dans des endroits séparés d'une distance d'environ 5 m. Cela permet d'avoir des mesures fiables et d'éviter les dysfonctionnements qu'occasionneraient les vibrations de la partie mécanique moteur-moulin.

### 3.5.3.3 Présentation des résultats

Les résultats expérimentaux, avec le banc d'essai et comme céréales le mil sont présentés dans cette section. Les données ont été collectées à partir du variateur de vitesse, de l'analyseur de réseau et du tachymètre pour plusieurs tests. Le principe utilisé pour l'expérimentation consiste à :

- évaluer les performances opératoires du système de mouture, en déterminant les plages de fonctionnement limites dans les premiers essais. Cette approche permet de limiter les dysfonctionnements, car le système moteur-moulin a une manière de fonctionner spéciale. La mouture est faite généralement en régime permanent et une surcharge arrête directement le processus de mouture et peut causer la perte de l'actionneur.
- déterminer les lois de variation des grandeurs mécaniques dans un second temps.

#### ■ Détermination des plages de fonctionnement

Les figures 3.14 et 3.15 représentent respectivement les évolutions de la demande en courant du système en fonction du débit et de la puissance en fonction du courant.

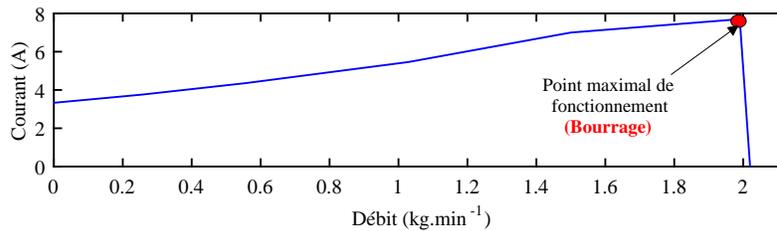


FIGURE 3.14 – Évolution du courant par rapport au débit

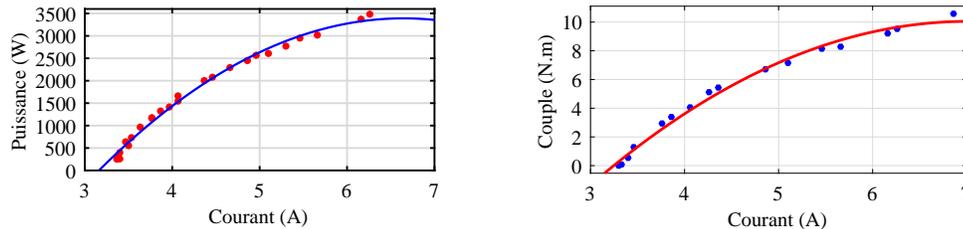


FIGURE 3.15 – Évolutions du couple et de la puissance par rapport au courant

La figure 3.14 illustre que l'augmentation du débit de céréales entraîne une demande, proportionnelle en courant. Avec ce système en place un débit d'environ 2 kg provoque le bourrage. Il correspond au point de fonctionnement maximal où le processus s'arrête. Une surcharge importante entraîne une forte diminution de la vitesse, et, par conséquent, un faible taux d'écoulement. Ce faible taux d'écoulement occasionne un stockage de céréales important dans la chambre de broyage qui bloque les marteaux.

L'augmentation du débit provoque une surcharge mécanique du moteur et, par conséquent, une demande croissante de puissance comme la montre la figure 3.15. Ainsi, le réglage du débit doit prendre en compte les valeurs nominales des caractéristiques du moteur. Pour éviter le bourrage, il faut faire fonctionner le système de mouture pour une plage inférieur à  $(7,7 \text{ A} ; 2 \text{ kg}\cdot\text{min}^{-1})$ . Cependant, un réglage trop inférieur est mauvais, car il ne permet pas la pleine utilisation du système. Ainsi, suivant le courant nominal ou la puissance nominale, on pourra déterminer le débit de fonctionnement nominal sans excéder le point de décrochage.

Dans une autre analyse, d'après la courbe de la figure 3.15, on remarque que la puissance électrique, consommée par le moulin, est de plus en plus importante pour une augmentation du débit. Ainsi, comme pour la maîtrise du fonctionnement du moulin, le réglage du débit est essentiel pour faire l'optimisation énergétique du moulin.

**□ Détermination des paramètres**

La position de la valve donnant le débit et la fréquence de référence à travers le variateur sont variées pour différents points de fonctionnement en régime établi. Cela permet de déterminer les caractéristiques mécaniques du système. Les résultats de mesures donnent directement les figures 3.16 et 3.17. Elles représentent les caractéristiques  $(C_r, \omega)$  et  $(\omega, Q)$  avec leurs équations caractéristiques.

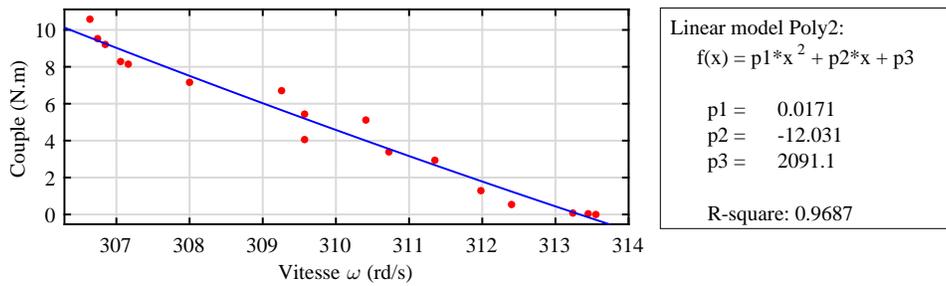


FIGURE 3.16 – Évolution du couple par rapport à la vitesse

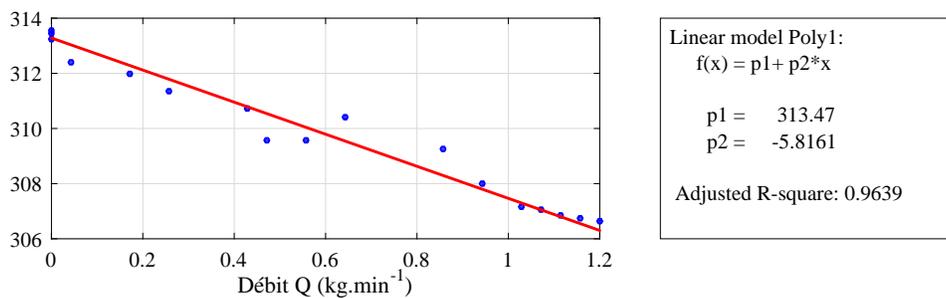


FIGURE 3.17 – Évolution de la vitesse par rapport au débit

L'analyse des résultats expérimentaux montre que les hypothèses de bases, énoncées pour la caractérisation du système dans l'approche théorique, sont confirmées.

- Le débit de céréales est inversement proportionnel à la vitesse.
- La variation du couple de charge ne correspond pas aux expressions classiques.

Pour avoir les lois de variation des caractéristiques mécaniques, il faut déterminer les paramètres ( $k_0$ ,  $\omega_0$ ,  $k_1$ ,  $k_2$ ,  $k_3$  et  $k_4$ ) de la relation analytique (3.68). Sur la base de ces résultats expérimentaux et les expressions analytiques, les paramètres du système sont déterminés en utilisant les méthodes des moindres carrés et d'identification par régression linéaire. Le tableau 3.2 donne les valeurs numériques des paramètres.

TABLE 3.2 – Tableau des paramètres caractéristiques du système

Paramètres	$\omega_0$	$k_0$	$k_1$	$k_2$	$k_3$	$k_4$
Valeurs numériques	313,47	5,8161	2091,1	-12,031	0,0171	0

De ces résultats, on remarque que le paramètre  $k_4$  est nul. Ainsi, l'expression analytique du profil de charge, ou caractéristique ( $C_r$ ,  $Q$ ) du système, peut s'écrire :

$$C_r = k_1 + k_2 \times (\omega_0 - k_0 \times Q) + k_3 \times (\omega_0 - k_0 \times Q)^2 \quad (3.72)$$

Le développement de l'expression (3.72) permet de réécrire la relation analytique du profil de charge du moulin. Elle est donnée par la relation :

$$C_r = a \times Q^2 + b \times Q + c \quad (3.73)$$

Avec :

$$a = k_3 k_0^2 = 0,578$$

$$b = -k_0(k_2 + \omega_0 k_3) = 7,621$$

$$c = k_1 + \omega_0 k_2 + k_3 \omega_0^2 = 0,047$$

Avec les valeurs de ces paramètres, les expressions analytiques des caractéristiques ( $C_r$ ,  $Q$ ) et ( $\omega$ ,  $Q$ ) sont déterminées. Elles représentent respectivement la variation du couple de charge en fonction du débit (relation 3.74) et la variation de la vitesse en fonction du débit (relation 3.75).

$$\omega = 313,47 - 5.8161 \times Q \quad (3.74)$$

$$C_r = 0,578 \times Q^2 + 7,621 \times Q + 0,047 \quad (3.75)$$

Dans la pratique le terme 0.047 est nul. Il englobe les erreurs de mesures, de calculs et les déchets restants après chaque phase de mouture ou encore le couple de pertes.

Les points de fonctionnements optimaux du système se déterminent par ces relations.

### 3.5.4 Principe de détermination du point de fonctionnement

Le système de transformation de céréales pour cette application est en réalité un moulin à marteaux de fabrication artisanale qui transforme le mil brut en farine fine avec une quantité d'énergie fournie par le moteur. Les caractéristiques vitesse-débit et de couple de charge déterminent la courbe de fonctionnement du système. Cette courbe et celle de l'actionneur permettent de trouver l'ensemble des points de fonctionnement.

En principe le point de fonctionnement est l'intersection de la caractéristique mécanique du moteur et celle de la charge entraînée. Pour ce système, le point de fonctionnement indique le débit et les valeurs de la vitesse et du couple de charge correspondantes.

Le principe de détermination des caractéristiques électromécaniques du système, en représentation trois dimensions (couple, vitesse et débit), est donné par la figure 3.18. La figure illustre la représentation graphique de deux points de fonctionnement,  $P_1$  et  $P_2$ , avec respectivement leurs coordonnées  $(C_{m1}, Q_1, \omega_1)$  et  $(C_{m2}, Q_2, \omega_2)$ .

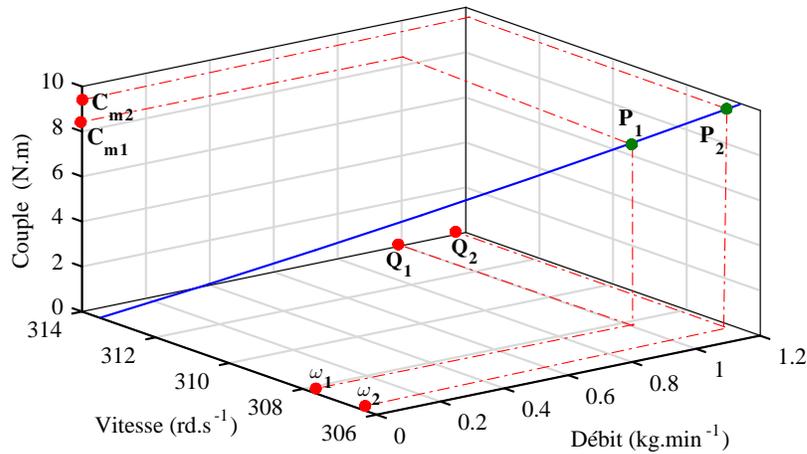


FIGURE 3.18 – Schéma de détermination du point de fonctionnement

Le processus de mouture se fait en régime établi. Le couple moteur et celui de charge sont considérés égaux aux points de fonctionnement ( $C_m = C_r$ ).

Le couple moteur ( $C_m$ ) dans le domaine d'utilisation correspond à une relation de proportionnalité avec la vitesse. Si l'on suppose que les pertes sont négligeables, en régime établi, l'expression du couple moteur peut s'écrire :

$$C_m = a_m \times (\omega - \omega_0) \quad (3.76)$$

La constante  $a_m$  est déterminée à partir des valeurs nominales du moteur fournies par le fabricant. Ainsi, la valeur de  $a_m$  est donnée par la relation (3.77).

$$a_m = \frac{C_{mnom}}{\omega_{nom} - \omega_0} \quad (3.77)$$

Les expressions du profil de charge et du couple moteur permettent de déterminer les valeurs du débit et de la vitesse au point de fonctionnement du système. Pour déterminer leurs valeurs selon le couple moteur, deux méthodes analytiques s'offrent à nous.

• **Méthode 1**

La première méthode consiste à déterminer en premier le débit puis la vitesse en imposant la valeur du couple de fonctionnement du moteur. Ainsi, on a la relation :

$$0,578 \times Q^2 + 7,621 \times Q + 0,047 = C_m \quad (3.78)$$

La résolution de l'équation avec l'hypothèse selon laquelle le terme 0,047 est négligé devant  $C_m$  donne deux solutions mathématiques permettant de déterminer le débit. Le débit étant positive, la relation (3.79) donne la solution physiquement valide.

$$Q = 6,59 \times (\sqrt{1 + 0,04 \times C_m} - 1) \quad (3.79)$$

Ainsi la valeur de la vitesse est :

$$\omega = \omega_0 - 38,33 \times (\sqrt{1 + 0,04 \times C_m} - 1) \quad (3.80)$$

• **Méthode 2**

La méthode 2 consiste à déterminer la vitesse puis le débit à partir de la caractéristique  $(\omega, Q)$ . En utilisant les paramètres du tableau 3.2, on a l'égalité suivante :

$$0,0171 \times \omega^2 - 12,031 \times \omega + 2091,1 = C_m \quad (3.81)$$

Des relations (3.76) et (3.81) est déduite la relation (3.82), dont la variable est la vitesse.

$$0.0171 \times \omega^2 - (12.031 + a_m) \times \omega + a_m \cdot \omega_0 + 2091,1 = 0 \quad (3.82)$$

On suppose que la vitesse est positive et est comprise entre la vitesse minimale et la vitesse de synchronisme. Ainsi, sa formule est :

$$\omega = (339,755 + 28,24 \times a_m) \left(1 - \sqrt{1 - \frac{0,0684(a_m \cdot \omega_0 + 2091,1)}{(12,031 + a_m)^2}}\right) \quad (3.83)$$

De cette valeur de la vitesse est déduite celle du débit.

$$Q = (58,416 + 4,855 \times a_m) \left(\sqrt{1 - \frac{0,0684(a_m \cdot \omega_0 + 2091,1)}{(12,031 + a)^2}} - 1\right) - 0,172 \times \omega_0 \quad (3.84)$$

Les approches théoriques et expérimentales ont permis de mettre en place les relations caractéristiques du système. Ces caractéristiques permettent de procéder à sa simulation pour étudier son comportement afin de pouvoir améliorer son fonctionnement.

### 3.6 Simulation du système de mouture

Pour vérifier la performance du modèle du moulin, nous avons réalisé des simulations sous Simulink. La simulation du système est faite avec deux points de fonctionnement, en variant le débit. Les résultats sont présentés sur les figures 3.19 - 3.22.

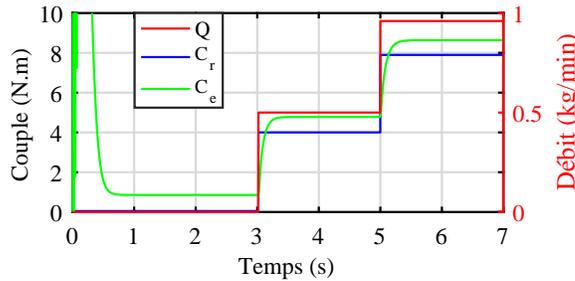


FIGURE 3.19 – Couples et débit

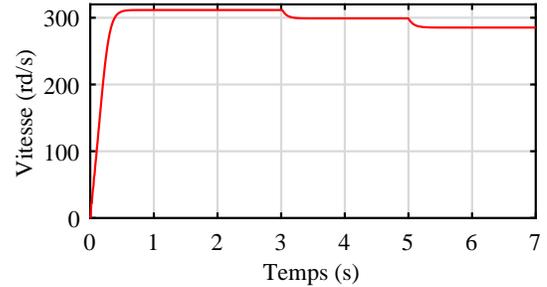


FIGURE 3.20 – Variation de vitesse

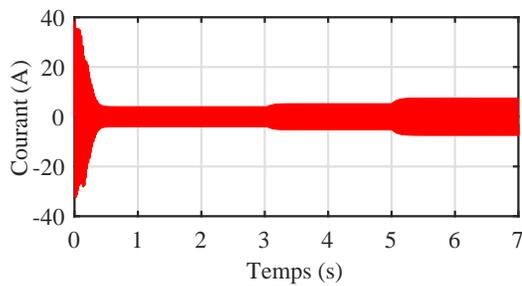


FIGURE 3.21 – Variation du courant

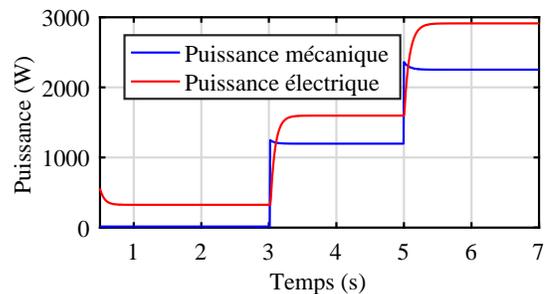


FIGURE 3.22 – Variation des puissances

La figure 3.19 représente les évolutions du couple de charge et celui du moteur suivant la valeur du débit. Les résultats illustrent que l'augmentation du débit entraîne une variation de la charge. Par conséquent, le moteur développe un couple proportionnel à celui de la charge pour maintenir l'équilibre mécanique. Ainsi, les couples et le débit ont les mêmes sens de variations comme le montrent les relations analytiques du modèle.

Comme le couple moteur, l'application de charges provoque des demandes croissantes de courants (figure 3.20) et des variations de la vitesse de fonctionnement du système. La demande en courant traduit l'augmentation de la puissance électrique proportionnellement à la charge appliquée, car le courant définit la puissance électrique (figure 3.22).

Les résultats présentés valident le modèle du système de mouture proposé. Cependant, on note une demande importante de courant et une chute de la vitesse lorsqu'une charge est appliquée. Cette diminution est liée à l'absence de commande du système.

### 3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation et la caractérisation du système de mouture sont faites. Après une brève description, le système est modélisé. Dans un premier temps, les modèles du moteur asynchrone en régime dynamique et en régime permanent sont établis et validés par simulation. La caractérisation du système de mouture est traitée dans la seconde partie du chapitre. Les différentes techniques de transformation de céréales et l'état de l'art des moulins sont passés en revue. L'étude a montré les avantages de la mécanisation de la mouture de céréales avec notamment l'utilisation de moulins à marteaux de fabrication artisanale. Pour caractériser le moulin, des approches théoriques et expérimentales sont proposées. L'approche théorique a permis d'établir les lois de variation des grandeurs mécaniques du moulin. Ces lois sont validées par des tests réalisés sur un prototype de moulin. Ces deux approches ont permis de mettre en place le modèle du système. La simulation du modèle sous Simulink donne des résultats satisfaisants avec une variation normale des grandeurs électriques et mécaniques.

En résumé, la caractérisation a permis de doter à ce moulin de fabrication artisanale de fiche technique. Cette fiche technique indique les plages de vitesse et de débit pour un fonctionnement normal. Il permet aussi d'améliorer la production, de parer aux dysfonctionnements notés dans leur mise en œuvre et de valoriser ce type de moulin.

Cependant, pour le système, l'appel de courant au démarrage et les chutes de la vitesse en phase de chargement sont importants. Cela est lié par l'absence de commande. Ainsi, il devient nécessaire de résoudre ces problèmes pour contrôler les perturbations du côté du micro-réseau et améliorer les performances du système de mouture. Pour atteindre ses objectifs, le système doit être doté de stratégies de commandes. L'élaboration des commandes et leurs validations sont faites dans le prochain chapitre.

Chapitre **4**

**Simulation et validation  
expérimentale du système**

## 4.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à l'élaboration et à la validation de lois de commandes pour le système de mouture, alimenté par le micro-réseau via un convertisseur AC-DC-AC. Les lois de commande sont nécessaires pour assurer la stabilité de fonctionnement du système de mouture et du micro-réseau électrique. Par conséquent, les lois de commandes sont établies en fonction des besoins de mouture et la configuration du système.

Les lois de commandes permettent d'agir sur les variables du système en temps réel. L'accès à ces variables permet, d'une part, de maximiser la production et le rendement du système mais aussi de réduire les dysfonctionnements. D'autre part, les commandes peuvent gérer les interactions entre les différentes parties et le démarrage du système.

L'élaboration des lois ou stratégies de commandes est faite à partir du modèle du système de mouture et la configuration du convertisseur de puissance AC-DC-AC abordées dans les chapitres 1, 2 et 3. La première partie du chapitre y est consacrée.

Les commandes établies sont validées dans la seconde partie du chapitre. Des simulations sont faites avant de procéder à la validation expérimentale.

Dans la partie simulation, les différentes stratégies de commandes sont validées avec le modèle du système de mouture et celui du convertisseur de puissance DC-AC. Ces simulations permettent de tirer les conclusions sur les performances de chacune des stratégies de commandes, élaborées avec le système. Ces différentes conclusions permettent aussi de choisir et de simuler les stratégies de commandes avec le système complet, composé du micro-réseau électrique photovoltaïque et du système de mouture (moteur-moulin). La validation expérimentale est faite sur un système de puissance avec une carte de contrôle dSPACE DS1104.

## 4.2 Commande du système complet

Le système de puissance complet est composé essentiellement de trois parties :

- le micro-réseau PV monophasé, servant de source d'alimentation électrique ;
- le convertisseur AC-DC-AC pour interfacer le micro-réseau PV et le moulin ;
- le système de mouture composé du moulin et du moteur asynchrone.

Pour faire fonctionner le système complet de manière optimale, la mise en place des lois de commandes est nécessaire. Ces lois de commandes permettent d'assurer une parfaite coordination du fonctionnement du système à travers d'algorithmes. Ces derniers agissent sur chaque composante du système selon le fonctionnement souhaité.

La commande du système se fait via le convertisseur indirect de fréquence AC-DC-AC. La figure 4.1 présente le schéma du système complet avec la commande.

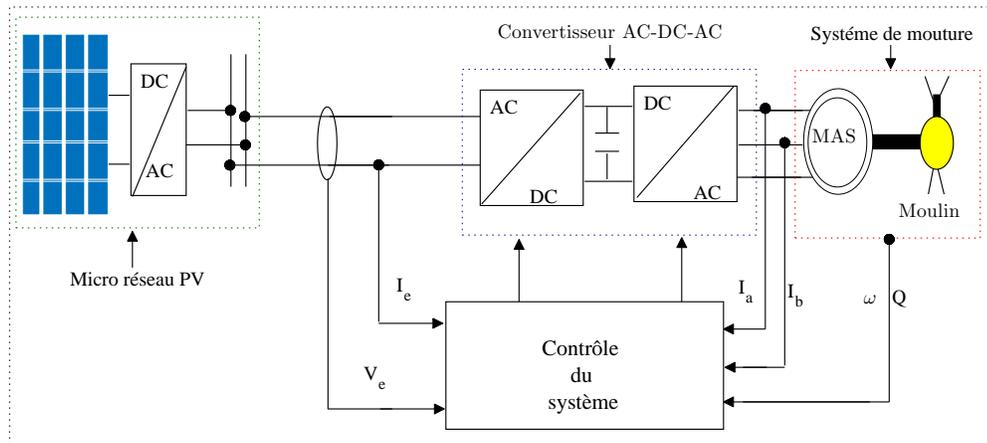


FIGURE 4.1 – Synoptique générale du système commandé

La commande du système est la résultante des stratégies élaborées pour les différents sous-systèmes. Elle sera élaborée avec la prise en compte des spécificités des commandes de la partie puissance, composée du convertisseur statique et du micro-réseau PV.

Le moulin représente une charge mécanique pour le moteur. Ainsi, la commande du système de mouture se résume à celle du moteur. Avec les convertisseurs, les lois de commandes proposées pour les systèmes motorisés les plus connues sont la commande vectorielle (FOC), la commande scalaire et le contrôle direct du couple (DTC).

La technique DTC se caractérise par sa bonne réponse dynamique du couple, sa robustesse face aux variations des paramètres rotoriques et sa mise en œuvre facile. Cependant, avec la DTC, le couple et le flux présentent des ondulations [158, 159, 160].

La commande FOC impose au moteur asynchrone un fonctionnement analogue à celui à courant continu [161, 162]. La variation des paramètres est un inconvénient, mais le FOC contrôle les grandeurs avec de bonnes réponses dynamiques [163, 164, 165].

La commande scalaire, plus utilisée pour les moteurs, utilise le principe de fonctionnement à couple constant [166, 167]. Elle est facile à réaliser, moins coûteuse, permet une variation lente de la vitesse, mais présente des performances dynamiques moyennes. Elle a aussi l'avantage de pouvoir être utilisée pour limiter l'appel de courant [168, 169].

Les différentes commandes passées en revue présentent des avantages selon les spécificités de l'application. Sachant que les possibilités de fonctionner à vitesse variable selon le produit de mouture et de résoudre le problème de l'appel de courant sont des objectifs fixés dans ce travail, les commandes vectorielles et scalaires sont utilisées.

## 4.3 Élaboration des stratégies de commandes

### 4.3.1 Commande scalaire

Le principe de commande scalaire en tension ou V/f, consiste à maintenir le rapport entre la tension et la fréquence constant [170, 171]. Le principe est régi par les équations du couple et du flux. Ces équations, établies dans le chapitre III, sont données par les relations (4.1) et (4.2).

$$C_{e_{\max}} = \frac{3p}{2N_r} \left( \frac{|V_s - R_s I_s|}{\omega_s} \right)^2 \quad (4.1)$$

$$\Phi_s = \frac{|V_s - R_s I_s|}{\omega_s} \quad (4.2)$$

Avec la commande scalaire, deux stratégies peuvent être utilisées pour générer les grandeurs de commande pour le moteur asynchrone. Avec la commande, il est possible :

- de procéder par une commande directe, qui consiste à générer directement la fréquence (vitesse) et la tension d'alimentation : la commande est en boucle ouverte ;
- d'établir une stratégie de commande avec auto-pilotage qui asservit la fréquence (vitesse) et la tension d'alimentation. On parle de commande en boucle fermée.

#### 4.3.1.1 Stratégie de commande scalaire en boucle ouverte

Avec cette stratégie, l'amplitude de la tension d'alimentation du système de mouture est générée à partir d'une fréquence de référence en boucle ouverte. La relation générale liant l'amplitude de la tension et la fréquence est donnée par l'équation (4.3) [172, 173].

$$V_s = K \times f \quad (4.3)$$

La relation doit prendre en considération la chute de tension et le fonctionnement à basse vitesse. Ainsi, on impose une fréquence minimale ( $f_0$ ) et une tension seuil ( $V_0$ ) pour compenser la chute de tension [174, 175]. Ces hypothèses permettent de tracer le profil de l'amplitude de la tension en fonction de la fréquence, donné par la figure 4.2.

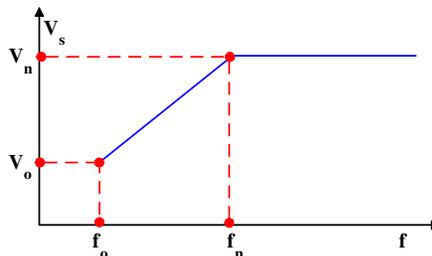


FIGURE 4.2 – Profil de la relation tension-fréquence

La figure 4.2 permet d'établir l'expression analytique de l'amplitude de la tension en fonction de la fréquence, en tenant compte de la chute de tension et la fréquence minimale. La liaison entre la fréquence et la tension est modélisée par la relation (4.4).

$$V_s = \frac{V_n - V_0}{f_n - f_0} \times (f - f_0) + V_0 \quad (4.4)$$

La fréquence, variant entre la valeur nominale et la valeur minimale, est générée en boucle ouverte lors de la mise en œuvre de la commande du convertisseur DC-AC.

Les relations analytiques permettent de schématiser la stratégie de commande en boucle ouverte. Ce type de commande est sans régulation, au sens où la fréquence est librement générée. Le schéma 4.3 propose une structure de principe de la commande scalaire en boucle ouverte avec le convertisseur DC-AC et le système de mouture.

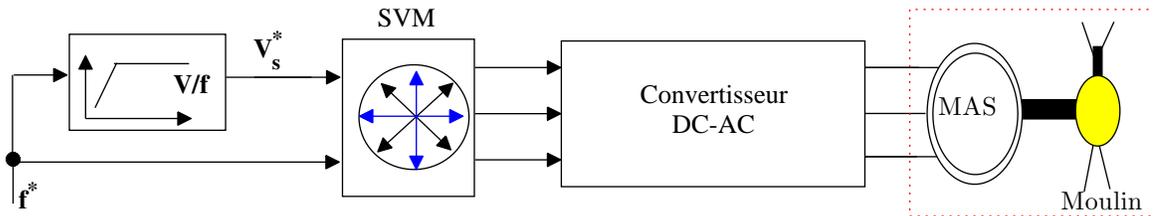


FIGURE 4.3 – Schéma de principe de la commande scalaire en boucle ouverte

La stratégie de commande SVM appliquée au convertisseur DC-AC a besoin de la génération de deux signaux de références sinusoïdales dans le repère  $\alpha\beta$ . L'amplitude de ces signaux sont définies à partir de la relation (4.4) et de la fréquence de référence. La transformation de repère, pour le passage du repère triphasé à celui diphasé, donne les expressions analytiques des signaux de références dans le repère  $\alpha\beta$ .

$$V_{s\alpha} = \left[ \frac{V_n - V_0}{f_n - f_0} \times (f - f_0) + V_0 \right] \sin(2\pi f \times t) \quad (4.5)$$

$$V_{s\beta} = - \left[ \frac{V_n - V_0}{f_n - f_0} \times (f - f_0) + V_0 \right] \cos(2\pi f \times t) \quad (4.6)$$

Les signaux  $V_{s\alpha}$ ,  $V_{s\beta}$  et l'angle sont les entrées de la commande SVM.

La stratégie de commande en boucle ouverte est simple et est la plus utilisée dans les applications où la précision de la vitesse n'est pas exigée comme le chauffage, la ventilation et la climatisation. L'avantage de cette commande est qu'il n'est pas nécessaire de mesurer la position du rotor [176]. Cependant, la stratégie en boucle ouverte ne tient pas en compte la compensation de glissement. Cela permet de mieux maintenir la vitesse du moteur constante entre les fonctionnements à vide et en charge. Pour améliorer ces imperfections, la stratégie de commande en boucle fermée est utilisée.

### 4.3.1.2 Stratégie de commande scalaire en boucle fermée

Contrairement à la stratégie en boucle ouverte, en boucle fermée une boucle externe d'asservissement de la vitesse est ajoutée [177, 178]. La boucle assure la compensation du glissement [179, 180]. La figure 4.4 donne le schéma de principe de la commande.

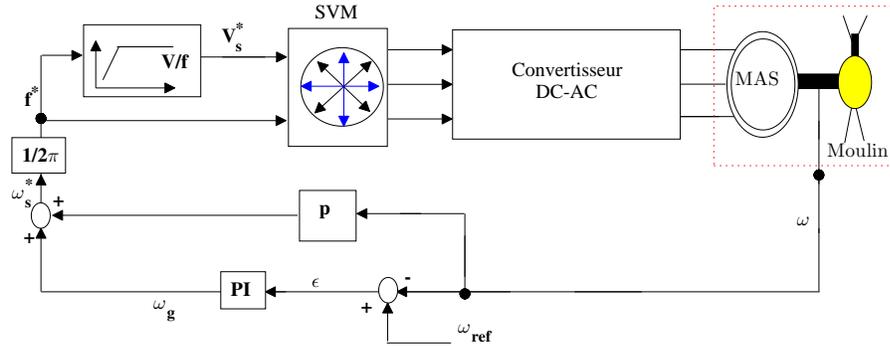


FIGURE 4.4 – Schéma de principe de la commande scalaire en boucle fermée

L'erreur de la vitesse due au glissement est corrigée par le correcteur PI. La synthèse du correcteur est faite à partir de l'expression du couple maximale (relation 4.7). Ainsi, la pulsation de référence  $\omega_s^*$  est reconstruite à partir de la pulsation de glissement ( $\omega_g$ ) et la vitesse de mesuré ( $\omega$ ). La figure 4.5 donne la boucle d'asservissement de la vitesse.

$$C_{e_{\max}} = C \times g\omega_s \quad (4.7)$$

Avec  $C = \frac{3p}{2R_r} \left( \frac{L_m}{L_s} \right)^2 \frac{V_n^2}{\omega_n^2}$  où  $V_n$  et  $\omega_n$  sont la tension nominale et la vitesse nominale.

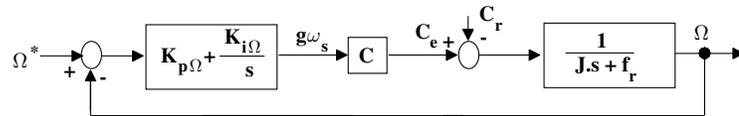


FIGURE 4.5 – Schéma de la boucle de régulation de la vitesse

A partir du schéma de la boucle de régulation de la vitesse est déduite la fonction de transfert du système bouclé. La relation 4.8 donne l'expression de la fonction.

$$H_f(s) = \frac{C \times \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left( \frac{1}{Js + f_r} \right)}{1 + C \times \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left( \frac{1}{Js + f_r} \right)} = \frac{1 + T_i s}{1 + \left( \frac{f_r}{K_i \times C} + \frac{K_p}{K_i} \right) s + \frac{J}{K_i \times C} s^2} \quad (4.8)$$

Par la méthode de placement des pôles, les expressions des paramètres  $K_p$  et  $K_i$  du correcteur PI sont déduites.

$$K_p = \frac{2J\xi\omega_c - f_r}{C} \quad (4.9)$$

$$K_i = \frac{J\omega_c^2}{C} \quad (4.10)$$

### 4.3.2 Commande vectorielle

La mise en œuvre de la commande nécessite le choix du repère et de l'orientation du flux rotorique. Pour ce travail, l'orientation suivant l'axe d est utilisée. Elle permet de découpler le flux et le couple, ce que l'orientation du flux au stator ou de l'entrefer n'assure pas totalement [181, 182]. Dans ce cas, l'axe d est confondu avec la direction du flux ( $\Phi_{dr} = \Phi_r$ ). Cela annule la composante du flux suivant l'axe q ( $\Phi_{qr} = 0$ ) [183, 184].

En appliquant la transformée de Laplace avec l'hypothèse que le module du flux varie lentement, les relations ci-dessous donnent les équations de la commande vectorielle.

$$V_{de} = (R_s + L_{ss}s)I_{ds} - \omega_s L_{ss}I_{qs} \quad (4.11)$$

$$V_{de} = (R_s + L_{ss}s)I_{qs} + \frac{L_m}{L_r}\omega_s\Phi_r + \omega_s L_{ss}I_{ds} \quad (4.12)$$

$$\Phi_r = \frac{L_m}{1 + sT_r}I_{ds} \quad (4.13)$$

$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\Phi_r} \quad (4.14)$$

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r \cdot I_{qs} \quad (4.15)$$

La commande vectorielle utilise les techniques directe (DFOC) et indirecte (IFOC). Elles se différencient par la méthode de détermination du module du flux et la position du rotor [185, 186, 187, 188]. Avec la IFOC, le flux n'est ni mesuré ni estimé. Il est fixé en boucle ouverte à partir du défluxage. Avec la commande DFOC, le flux est mesuré ou estimé pour effectuer sa régulation par une boucle de contre-réaction. Cette technique avec estimation du flux et le calcul de la pulsation de glissement est utilisée. Avec cette stratégie, la vitesse et le flux sont contrôlés en boucles externes et les courants par des boucles internes avec des correcteurs PI. La figure 4.6 illustre le schéma de principe de la commande vectorielle FOC avec le convertisseur DC-AC et le système de mouture.

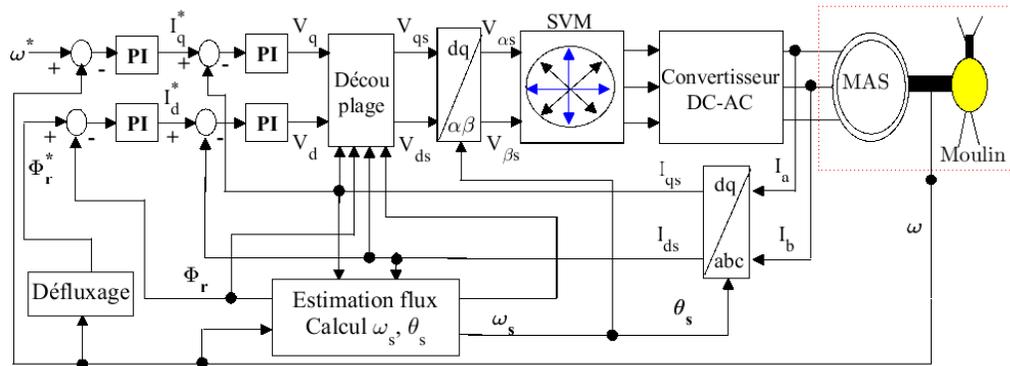


FIGURE 4.6 – Schéma de principe de la commande vectorielle

### 4.3.2.1 Estimations et régulations des grandeurs

Le schéma de principe général de la commande est principalement constitué de :

- boucles de régulation de la vitesse, du flux et les composantes  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  du courant ;
- blocs de découplage, d'estimation du flux et de détermination de l'angle.

#### □ Découplage

Dans les expressions des tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ , il existe une relation entre les courants. Le découplage élimine cette liaison et rend indépendant les axes d et q [189]. La méthode par compensation consiste à enlever les termes de découplage ( $E_d, E_q$ ), qui sont rajoutés après régulations. En se basant sur les relations (4.12) et (4.13), les termes de régulations ( $V_d, V_q$ ) et ceux de découplage sont données par les relations suivantes.

$$V_d = (R_s + L_{ss}s)I_{ds} \quad V_q = (R_s + L_{ss}s)I_{qs} \quad (4.16)$$

$$E_q = -\omega_s L_{ss} I_{qs} \quad E_q = \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r + \omega_s L_{ss} I_{ds} \quad (4.17)$$

#### □ Estimation du flux

La commande FOC nécessite une bonne connaissance du module du flux. Le flux est ainsi mesuré ou estimé pour effectuer sa régulation par une boucle de contre-réaction. L'estimation du flux est faite à partir du courant  $I_{ds}$  mesuré par la relation (4.18).

$$\Phi_{\text{est}} = \frac{L_m}{1 + sT_r} I_{ds} \quad (4.18)$$

#### □ Défluxage

Le but du défluxage est de faire fonctionner à flux constant ou à couple constant la machine. Il permet de générer la valeur du flux de référence suivant la valeur de la vitesse. La relation (4.19) donne l'expression du flux en fonction de la vitesse.

$$\Phi_n^* = \begin{cases} \Phi_n & \text{si } |\Omega| \leq |\Omega_n| \\ \Phi_n \times \left| \frac{\Omega_n}{\Omega} \right| & \text{si } |\Omega| > |\Omega_n| \end{cases} \quad (4.19)$$

#### □ Détermination $\omega_s, \theta_s$

Avec la commande vectorielle, l'angle est obtenu à partir de la pulsation statorique. Elle est calculée à partir du courant mesuré ( $I_{ds}$ ) et du flux estimé [190, 191, 192]. Les relations (4.20) et (4.21) donnent les expressions de la pulsation et de l'angle de Park.

$$\omega_s = \omega + \frac{L_m I_{qs}}{T_r \Phi_r} \quad (4.20)$$

$$\theta_s = \int (\omega + \frac{L_m I_{qs}}{T_r \Phi_r}) dt \quad (4.21)$$

### □ Régulation des courants

Les boucles de courants sont celles qui sont internes pour la régulation de la vitesse et du flux. Les termes  $V_d$  et  $V_q$  permettent de les réguler suivant le même schéma. La figure 4.7 donne le schéma de régulation avec le correcteur caractérisé par  $k_{pI}$  et  $k_{iI}$ .

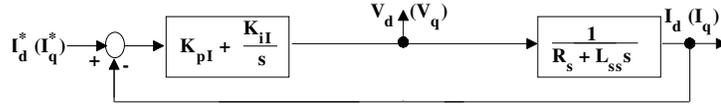


FIGURE 4.7 – Boucle de régulation des courants

La relation (4.22) donne la fonction de transfert du système en boucle ouverte.

$$FT_{BO} = \left( \frac{k_{pI}s + k_{iI}}{s} \right) \left( \frac{1}{(R_s + L_{ss}s)} \right) = \frac{k_{iI}}{s} \left( \frac{k_{pI}}{k_{iI}}s + 1 \right) \frac{1}{R_s} \left( \frac{1}{1 + \frac{L_{ss}}{R_s}s} \right) \quad (4.22)$$

La méthode de compensation du pôle dominant permet d'avoir une fonction de transfert en boucle fermée de premier ordre. La méthode a permis d'aboutir à la fonction et à l'égalité données par la relation (4.23).

$$FT_{BO} = \frac{k_{iI}}{R_s s} \qquad \frac{k_{pI}}{k_{iI}} = \frac{L_{ss}}{R_s} \quad (4.23)$$

Ainsi, la fonction de transfert du système en boucle fermée est :

$$FT_{BF} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{k_{iI}}s} \quad (4.24)$$

En définissant par  $\tau_c$ , la constante de temps de la boucle de courant, les relations (4.25) et (4.26) donnent les coefficients du correcteur.

$$k_{iI} = \frac{R_s}{\tau_c} \quad (4.25)$$

$$k_{pI} = \frac{L_{ss}}{\tau_c} \quad (4.26)$$

### □ Régulation du flux

Le schéma de la boucle de régulation du flux est donné par la figure 4.8.

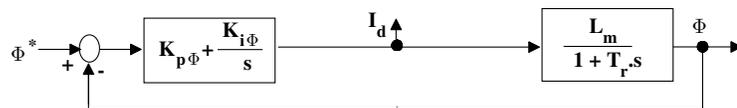


FIGURE 4.8 – Boucle de régulation du flux

La relation (4.27) donne la fonction de transfert du système en boucle ouverte.

$$FT_{BO} = \left( \frac{k_{p\Phi}s + k_{i\Phi}}{s} \right) \left( \frac{L_m}{1 + T_r s} \right) = \frac{k_{i\Phi}}{s} \left( \frac{k_{p\Phi}}{k_{i\Phi}}s + 1 \right) \left( \frac{L_m}{1 + T_r s} \right) \quad (4.27)$$

En appliquant la méthode de compensation du pôle dominant sur la fonction en boucle ouverte, on aboutit à celle en boucle fermée donnée par la relation (4.28).

$$FT_{BF} = \frac{1}{1 + \frac{s}{k_{i\Phi}L_m}} \quad \frac{k_{p\Phi}}{k_{i\Phi}} = T_r \quad (4.28)$$

Les coefficients du correcteur sont donnés par les relations (4.29) et (4.30), avec  $\tau_\Phi = \frac{1}{k_{i\Phi}L_m}$

$$k_{i\Phi} = \frac{1}{\tau_\Phi L_m} \quad (4.29)$$

$$k_{p\Phi} = \frac{T_r}{\tau_\Phi L_m} \quad (4.30)$$

### □ Régulation de la vitesse

La régulation de la vitesse permet de générer le couple de référence pour la maintenir à sa valeur de référence. Le schéma de régulation représenté sur la figure 4.9.

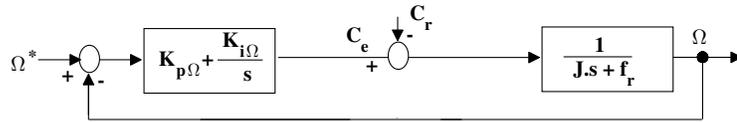


FIGURE 4.9 – Boucle de régulation de la vitesse avec le FOC

A partir de la boucle d'asservissement, on a la relation (4.31).

$$C_e = \left( k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) \quad \Rightarrow \quad \Omega = \frac{(k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{s})(\Omega^* - \Omega) - C_r}{Js + f_r} \quad (4.31)$$

Le développement de l'expression (4.31) donne la fonction de transfert du système.

$$FT_\Omega = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{1 + \frac{k_{p\Omega}}{k_{i\Omega}}s}{\frac{J}{k_{i\Omega}}s^2 + \frac{k_{p\Omega} + f_r}{k_{i\Omega}}s + 1} \quad (4.32)$$

Avec la méthode de placement des pôles, les paramètres sont :

$$k_{i\Omega} = J\omega_c^2 \quad (4.33)$$

$$k_{p\Omega} = 2J\zeta\omega_c - f_r \quad (4.34)$$

La régulation de la vitesse avec le FOC nécessite un capteur de vitesse. Pour adapter la commande à la pratique avec les dispositifs expérimentaux existants et le système étudié, le capteur peut être remplacé en développant une commande sans capteur.

#### **4.3.2.2 Commande vectorielle sans capteur**

La connaissance de la vitesse pour la régulation est souvent faite à l'aide de capteur. La présence de capteur augmente le volume et le coût du dispositif. Ainsi, la stratégie sans capteur permet de reconstituer la vitesse à partir du modèle du moteur [193]. Pour ce travail, le choix de cette stratégie se justifie par des problèmes techniques et de coût car pour cette application l'arbre du moteur est inaccessible, par conséquent la mesure de la vitesse devient impossible. Différentes techniques sont proposées [194, 195, 196].

##### **4.3.2.2.1 Technique du filtre de Kalman**

Cette technique est largement utilisée pour l'estimation du flux et de la vitesse [197]. Le principe est basé sur la prédiction des nouvelles valeurs des variables d'état à chaque pas de calcul. Même si les variables estimées sont bien filtrées, la technique n'est pas souvent applicable à basses vitesses et est sensible aux variations des paramètres. Elle a aussi un long temps de calcul rendant difficile l'implantation de son algorithme.

##### **4.3.2.2.2 Technique du mode glissant**

La technique par mode glissant est dans le lot des observateurs non linéaires. La technique est robuste, rejette les perturbations et simple à implémenter. Cependant, son utilisation est limitée par les oscillations qui peuvent conduire à l'instabilité [198].

##### **4.3.2.2.3 Observateur de Luenberger**

La technique de Luenberger est basée sur le modèle du système et d'un estimateur fonctionnant par prédiction de même dynamique que le système [199]. Elle permet d'avoir de bons résultats, mais sensible aux perturbations et variations des paramètres. Cette méthode est aussi difficile à synthétiser pour les systèmes non linéaires [200].

##### **4.3.2.2.4 Technique d'estimation MRAS**

La technique MRAS (Model Reference Adaptive System) est l'une des techniques les plus utilisées pour estimer la vitesse ou la résistance de la machine. Le principe de la MRAS repose sur la comparaison des grandeurs obtenues à partir d'un modèle de référence, ne dépendant pas de la vitesse, et d'un modèle adaptatif ajustable dépendant de la vitesse [201, 202, 203]. L'erreur entre les deux modèles est corrigée par un mécanisme d'adaptation qui détermine la valeur de la vitesse estimée [204, 205, 206]. La MRAS donne de bons résultats et est simple à implémenter [207, 208, 209, 210].

Pour ce travail, la technique MRAS basée sur le flux est adoptée pour l'estimation de la vitesse. Elle peut être appliquée pour les commandes FOC et scalaire.

La figure 4.10 représente le schéma général de la technique MRAS avec la FOC.

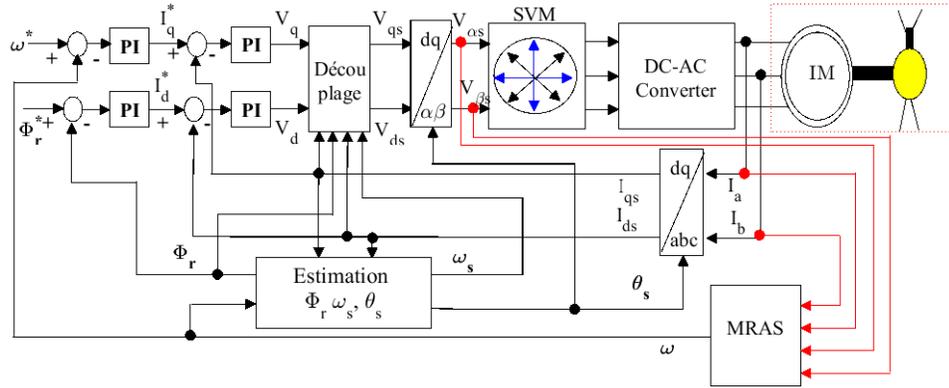


FIGURE 4.10 – Schéma de la commande FOC avec la technique MRAS

La figure 4.11 représente le principe de la technique MRAS [211, 212, 213].

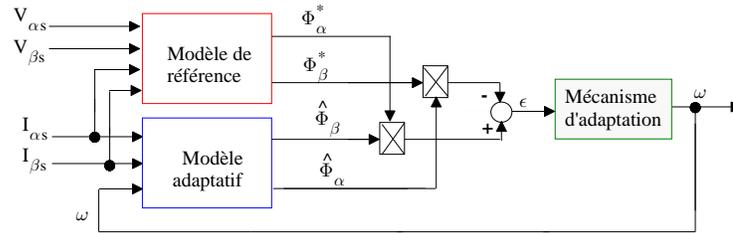


FIGURE 4.11 – Schéma de principe de l'estimateur MRAS

La MRAS est caractérisée par les équations du flux, dans le modèle de référence  $(\Phi_\alpha^*, \Phi_\beta^*)$  et le modèle adaptatif  $(\hat{\Phi}_\alpha, \hat{\Phi}_\beta)$ . Les équations sont exprimées en fonction des courants et tensions dans le repère lié au stator [214, 215]. Les équations sont les suivantes :

$$s \Phi_\alpha^* = \frac{L_r}{L_m} (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha} + L_{ss} s I_s) \quad (4.35)$$

$$s \Phi_\beta^* = \frac{L_r}{L_m} (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta} + L_{ss} s I_{s\beta}) \quad (4.36)$$

$$s \hat{\Phi}_\alpha = -\frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_\alpha + \frac{L_m}{T_r} I_{s\alpha} + \omega \hat{\Phi}_\beta \quad (4.37)$$

$$s \hat{\Phi}_\beta = -\frac{1}{T_r} \hat{\Phi}_\beta + \frac{L_m}{T_r} I_{s\beta} - \omega \hat{\Phi}_\alpha \quad (4.38)$$

De ces équations, est déduite celle du mécanisme d'adaptation :

$$\epsilon = \hat{\Phi}_\alpha \Phi_\beta^* - \hat{\Phi}_\beta \Phi_\alpha^* \quad (4.39)$$

De la relation (4.39), la vitesse est estimée avec un correcteur PI pour minimiser l'erreur entre les modèles de référence et adaptatif. La relation (4.40) donne la vitesse.

$$\omega = \epsilon \left( k_{p\omega\text{-est}} + \frac{k_{i\omega\text{-est}}}{s} \right) \quad (4.40)$$

La figure 4.12 illustre la boucle de régulation de la vitesse estimée avec le correcteur.

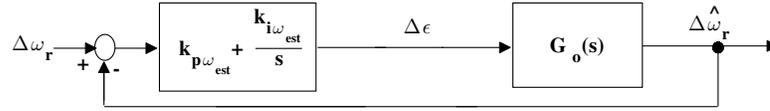


FIGURE 4.12 – Boucle de régulation de la vitesse estimée

### □ Fonction de transfert et synthèse

Pour déterminer la fonction de transfert, les équations des modèles et d'adaptation sont linéarisées. En supposant que le flux est bien orienté avec des modules constants comme ceux des courants, la relation (4.41) donne l'expression linéarisée de l'erreur.

$$\delta\epsilon = \Phi_\beta^* \delta\hat{\Phi}_\alpha + \hat{\Phi}_\alpha \delta\Phi_\beta^* - \hat{\Phi}_\beta \delta\Phi_\alpha^* - \Phi_\alpha^* \delta\hat{\Phi}_\beta = -\Phi_\alpha^* \delta\hat{\Phi}_\beta \quad (4.41)$$

Où  $\delta x$  représente une petite variation de la grandeur  $x$  considérée.

La linéarisation des expressions du modèle adaptatif donne :

$$s \delta\hat{\Phi}_\alpha = -\frac{1}{T_r} \delta\hat{\Phi}_\alpha + \omega_r \delta\hat{\Phi}_\beta \quad (4.42)$$

$$s \delta\hat{\Phi}_\beta = -\frac{1}{T_r} \delta\hat{\Phi}_\beta - \omega_r \delta\hat{\Phi}_\alpha + \hat{\Phi}_\alpha \delta\omega \quad (4.43)$$

Avec la transformée de Laplace, les expressions peuvent s'écrire :

$$\delta\hat{\Phi}_\alpha = \frac{\omega_r T_r}{T_r s + 1} \delta\hat{\Phi}_\beta \quad (4.44)$$

$$\delta\hat{\Phi}_\beta = -\frac{\omega_r T_r}{T_r s + 1} \delta\hat{\Phi}_\alpha - \Phi_r \frac{\delta\omega_r}{T_r s + 1} \quad (4.45)$$

La combinaison de ces relations permet d'avoir les relations ci-dessous.

$$\delta\hat{\Phi}_\beta = -\frac{\omega_r T_r}{T_r s + 1} \left( \frac{\omega_r T_r}{T_r s + 1} \delta\hat{\Phi}_\beta \right) - \Phi_r \frac{\delta\omega_r}{T_r s + 1} \quad (4.46)$$

$$= -\frac{(\omega_r T_r)^2}{(T_r s + 1)^2} \delta\hat{\Phi}_\beta - \Phi_r \frac{\delta\omega_r}{T_r s + 1} \quad (4.47)$$

$$= -\frac{\Phi_r (T_r s + 1)}{(T_r s + 1)^2 + (\omega_r T_r)^2} \delta\omega_r \quad (4.48)$$

Ainsi, l'erreur linéarisée est réécrite sous la forme suivante :

$$\delta\epsilon = -\Phi_r^2 \frac{(T_r s + 1)}{(T_r s + 1)^2 + (\omega_r T_r)^2} \delta\omega_r \quad (4.49)$$

Alors la relation (4.50) donne l'expression de la fonction de transfert du système.

$$G_0(s) = \frac{\Delta\epsilon}{\Delta\omega_r} = -\Phi_r^2 \frac{(T_r s + 1)}{(T_r s + 1)^2 + (\omega_r T_r)^2} \quad (4.50)$$

La pulsation de glissement est très faible de même que  $T_r$ . Ainsi, la fonction de transfert du système bouclé avec le correcteur PI est :

$$G_f(s) = \frac{(k_p \omega_{\text{est}} + \frac{k_i \omega_{\text{est}}}{s}) \frac{\Phi_r^2 T_r}{(T_r s + 1)}}{1 + (k_p \omega_{\text{est}} + \frac{k_i \omega_{\text{est}}}{s}) (\frac{\Phi_r^2 T_r}{(T_r s + 1)}} \quad (4.51)$$

$$= \frac{(k_p \omega_{\text{est}} s + k_i \omega_{\text{est}}) \Phi_r^2 T_r}{T_r s^2 + (1 + \Phi_r^2 k_p \omega_{\text{est}} T_r) s + k_i \omega_{\text{est}} \Phi_r^2 T_r} \quad (4.52)$$

En résumé, la relation (4.53) donne la fonction de transfert avec la technique MRAS.

$$G_f(s) = \frac{(k_p \omega_{\text{est}} s + k_i \omega_{\text{est}}) \Phi_r^2}{s^2 + (\frac{1}{T_r} + \Phi_r^2 k_p \omega_{\text{est}}) s + k_i \omega_{\text{est}} \Phi_r^2} \quad (4.53)$$

La fonction de transfert est identique à celle d'un système du second ordre, de coefficient d'amortissement  $\zeta$  et de pulsation propre non amortie  $\omega_{\text{nest}}$ . En utilisant les polynômes caractéristiques de ces systèmes, l'égalité obtenue est la suivante.

$$s^2 + (\frac{1}{T_r} + \Phi_r^2 k_p \omega_{\text{est}}) s + k_i \omega_{\text{est}} \Phi_r^2 = s^2 + 2\zeta \omega_{\text{nest}} s + \omega_{\text{nest}}^2 \quad (4.54)$$

L'égalité permet d'exprimer les paramètres du correcteur.

$$k_p \omega_{\text{est}} = \frac{2\zeta T_r \omega_{\text{nest}} - 1}{T_r \Phi_r^2} \quad (4.55)$$

$$k_i \omega_{\text{est}} = \frac{\omega_{\text{nest}}^2}{\Phi_r^2} \quad (4.56)$$

## ② Modèle Simulink de la MRAS

La figure 4.13 représente le modèle Simulink de la technique d'estimation MRAS.

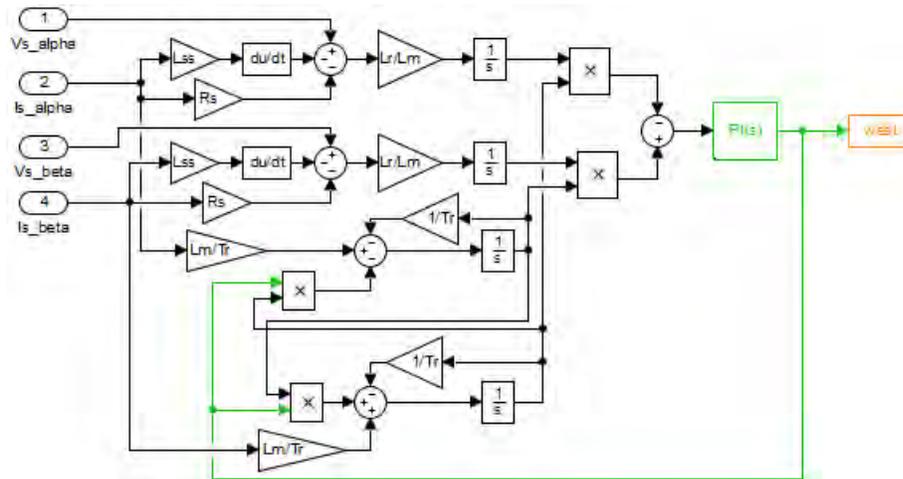


FIGURE 4.13 – Modèle Simulink de la MRAS

## 4.4 Simulation sous Matlab-Simulink

Dans cette partie, les différentes stratégies de commandes élaborées sont simulées. Les simulations sont faites sur le système de mouture modélisé par son profil de charge. Il est alimenté par un convertisseur DC-AC triphasé avec la commande SVM.

### 4.4.1 Simulation de la commande scalaire

La commande est simulée en boucle ouverte et en boucle fermée. La simulation est faite avec une charge variable du moulin et une alimentation électrique progressive du moteur. Les résultats sont présentés sur les figures 4.14 - 4.17.

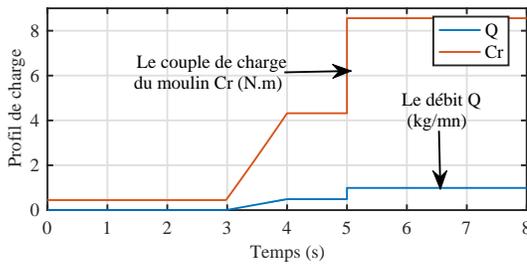


FIGURE 4.14 – Profil de charge

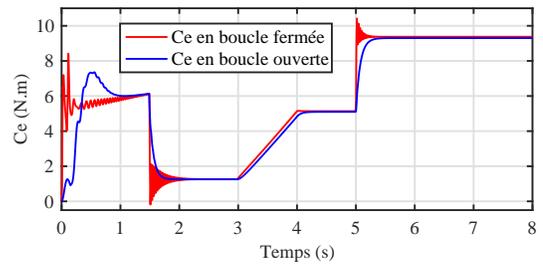


FIGURE 4.15 – Couples moteur

La simulation est effectuée avec le profil de charge du moulin représenté sur la figure 4.14. Après un fonctionnement à vide [0 s ; 3 s], le moulin est chargé de manière progressive [3 s ; 4 s] puis à demi charge [4 s ; 5 s] et enfin en pleine charge [5 s ; 8 s].

La variation du débit occasionne celle du couple charge. Ainsi, le moteur développe un couple proportionnel à celui de la charge du moulin, représenté sur la figure 4.15.

Les résultats montrent que le couple moteur développé est quasiment similaire en boucle ouverte ou fermée avec la commande. Cependant, on note une montée plus lente en boucle ouverte, liée à l'absence de régulation, et de légères pulsations en phase transitoire en boucle fermée liée à la réponse de la boucle et les variations du débit.

Les figures 4.16 a) et 4.16 b) montrent les évolutions de la vitesse de rotation.

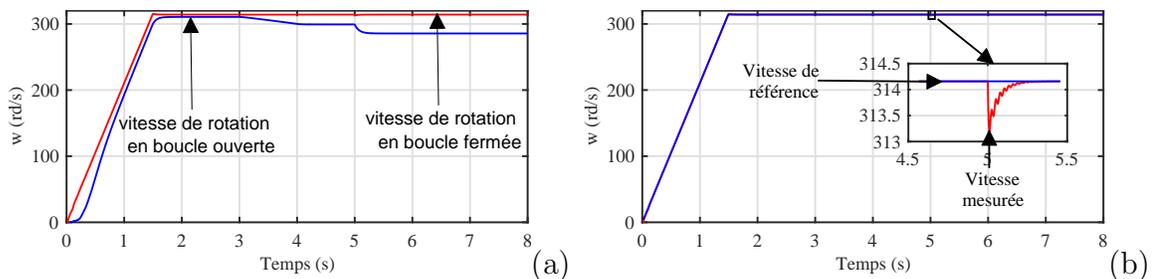


FIGURE 4.16 – Évolutions de la vitesse de rotation avec la commande scalaire

Les vitesses de rotation en boucle ouverte et en boucle fermée augmentent linéairement au démarrage suivant le principe de commande scalaire V/f (4.16).

En boucle ouverte, la vitesse diminue selon la charge du moulin. De 314 rd/s à vide, la vitesse atteint les valeurs de 300 rd/s à demi-charge et 286 rd/s en pleine charge.

En boucle fermée, la vitesse est régulée à la valeur référence 314 rd/s (figure 4.16 b). Le fonctionnement en dessous de la charge nominale ne crée pas de perturbation. L'application de la charge nominale crée une perturbation rejetée par la régulation.

Les résultats montrent l'efficacité de la boucle de correction avec une réponse rapide. Ainsi, la régulation permet de faire fonctionner le moulin en pleine vitesse.

Concernant le courant, les résultats sont représentés sur les figures suivantes.

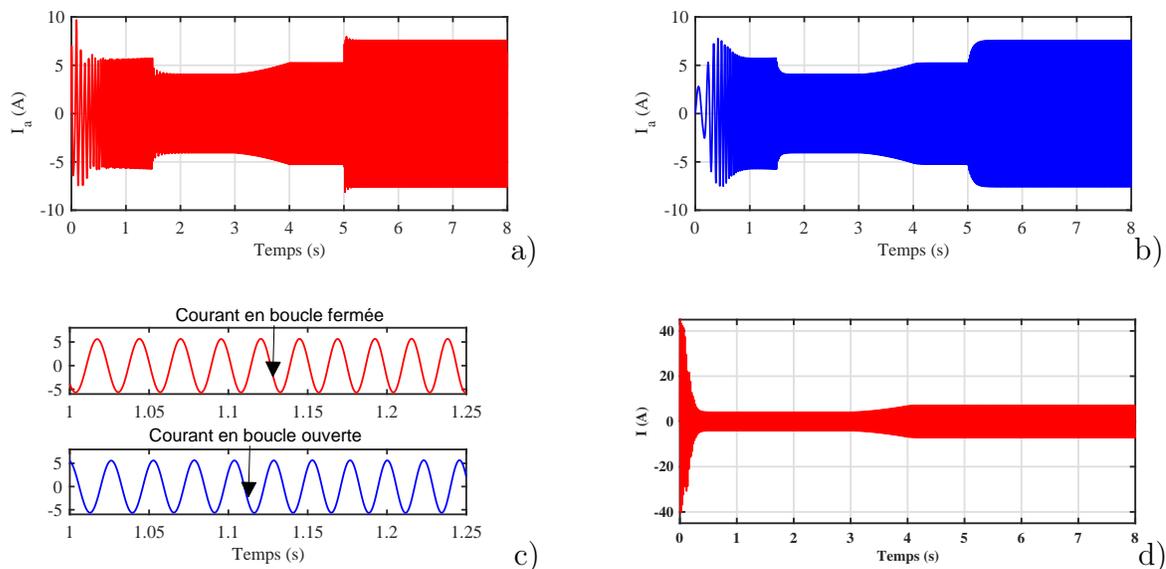


FIGURE 4.17 – Évolutions du courant statorique avec et sans commande

Les courants sont sinusoïdaux (figure 4.17 c) avec un appel d'environ 8 à 10 A au démarrage en boucle ouverte et en boucle fermée. L'application de charge provoque l'augmentation des courants comme on le note souvent dans les applications motorisées.

De ces résultats, on conclut que la forme du courant est la même pour les deux boucles avec un démarrage plus souple en boucle ouverte. Le commande réduit l'appel de courant en le comparant avec l'alimentation directe sans commande (figure 4.17 b).

La commande scalaire donne des résultats satisfaisants pour l'application. Elle réduit significativement l'appel de courant au démarrage 41 A à 8 A, soit plus de 5 fois. La stratégie en boucle fermée permet de réguler la vitesse à une valeur référence. Cette régulation est nécessaire pour avoir un produit de qualité et un bon rendement électrique.

#### 4.4.2 Simulation de la commande vectorielle

La commande vectorielle est simulée avec le même dispositif et profil de charge que ceux utilisés avec le commande scalaire. Les figures ci-dessous présentent les résultats.

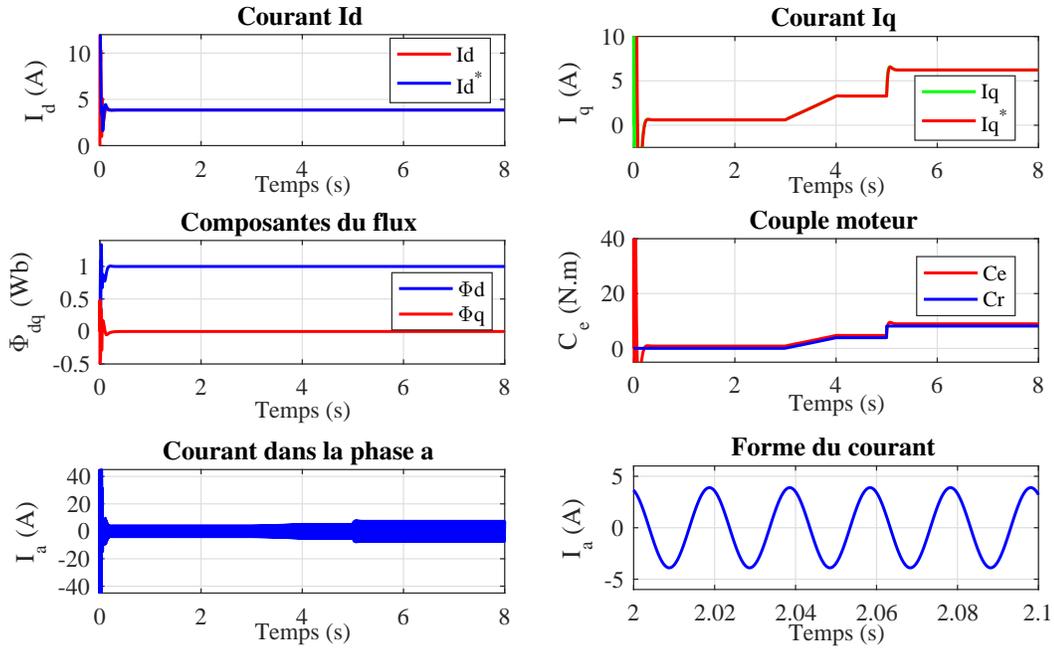


FIGURE 4.18 – Évolutions des flux, courants et couples avec la FOC

Les résultats montrent que le flux est bien orienté. Les correcteurs ont permis de contraindre les courants  $I_{qs}$  et  $I_{ds}$  de suivre les consignes élaborées à partir du flux et du couple. Les courants de phase sont bien sinusoïdaux, mais l'appel de courant est important au démarrage. Pour la vitesse, les perturbations sont corrigés avec une bonne dynamique de réponses et une erreur statique nulle. Concernant le flux (figure 4.20), on note une bonne estimation du flux à partir du courant avec une bonne concordance entre les flux estimé, mesuré et de référence. Cela permet de s'en passer du capteur de flux pour sa mise en œuvre pratique.

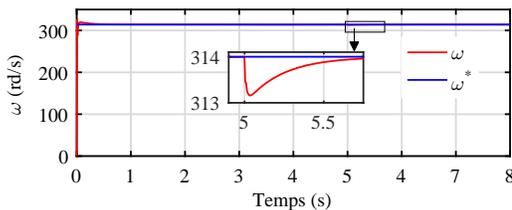


FIGURE 4.19 – Vitesses de rotation

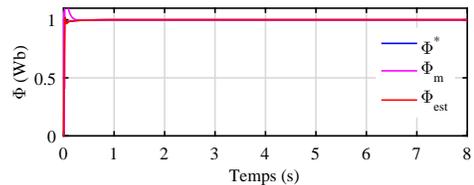


FIGURE 4.20 – Comportements des flux

Les résultats vérifient bien le principe de la commande vectorielle, avec une bonne régulation des grandeurs. Ainsi, la stratégie constitue une commande de base pour l'application avec de bonnes performances, notamment le contrôle de la vitesse.

### 4.4.3 Simulation de la commande vectorielle sans capteur

La stratégie de commande sans capteur de vitesse FOC-MRAS est simulée avec le moulin. La simulation est faite avec variation de la charge. Les figures 4.21 - 4.24 présentent les résultats relatifs à la vitesse, au couple et aux flux.

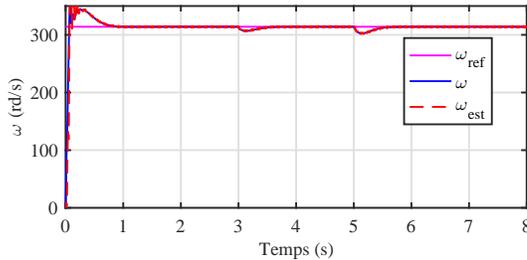


FIGURE 4.21 – Vitesse estimée

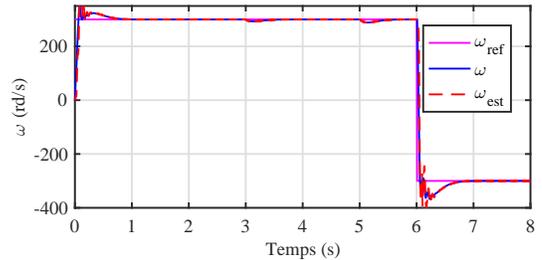


FIGURE 4.22 – Inversion du sens de la vitesse

La figure 4.21 montre que la vitesse estimée suit la référence. Elle a la même variation que la vitesse mesurée avec un bon rejet des perturbations. Pour tester la robustesse de la stratégie, une inversion de sens est réalisée avec les références  $+300 \text{ rd.s}^{-1}$  et  $-300 \text{ rd.s}^{-1}$ . La figure 4.22 montre le même comportement avec un léger retard noté dans les phases transitoires. Ainsi, la MRAS permet d'avoir une bonne estimation de la vitesse.

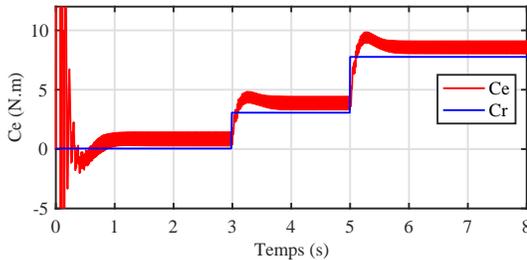


FIGURE 4.23 – Couples moteur

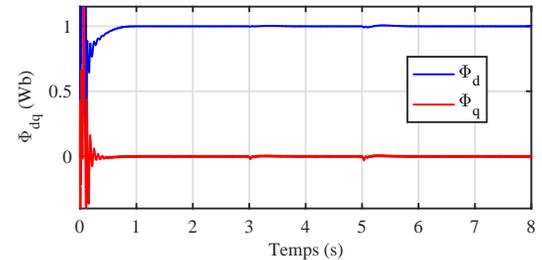


FIGURE 4.24 – Flux magnétique

Les flux et le couple sont respectivement représentés sur les figures 4.23 et 4.24.

- Le couple suit la variation de la charge avec un léger décalage lié aux paramètres mécaniques du moteur et un ébruitement lié aux ondulations de la vitesse estimée.
- Le flux magnétique est bien orienté vers l'axe direct. Les résultats sont conformes à ceux qui est attendu avec la commande FOC classique avec la vitesse mesurée.

Les résultats obtenus par la technique MRAS montrent la possibilité de contrôler le moulin sans capteur de vitesse mais avec seulement les courants. La commande est robuste pour la variation de la vitesse et maintient le principe de la commande FOC. La méthode est d'autant plus importante que, dans la configuration actuelle du moulin, l'arbre du moteur logé dans la chambre de broyage du moulin est inaccessible.

#### 4.4.4 Simulation du système avec les commandes sans capteur

Le système complet est constitué d'un convertisseur AC-DC-AC qui, à partir d'un micro-réseau, alimente le moulin à moteur asynchrone triphasé. Dans cette partie, les commandes FOC-MRAS et V/f-MRAS sont évaluées avec le système par simulation.

##### 4.4.4.1 Simulation du système avec le commande FOC-MRAS

Dans cette section, le système est simulé avec la commande FOC et l'estimateur de vitesse MRAS. Le schéma implémenté sur Simulink est représenté sur la figure 4.25.

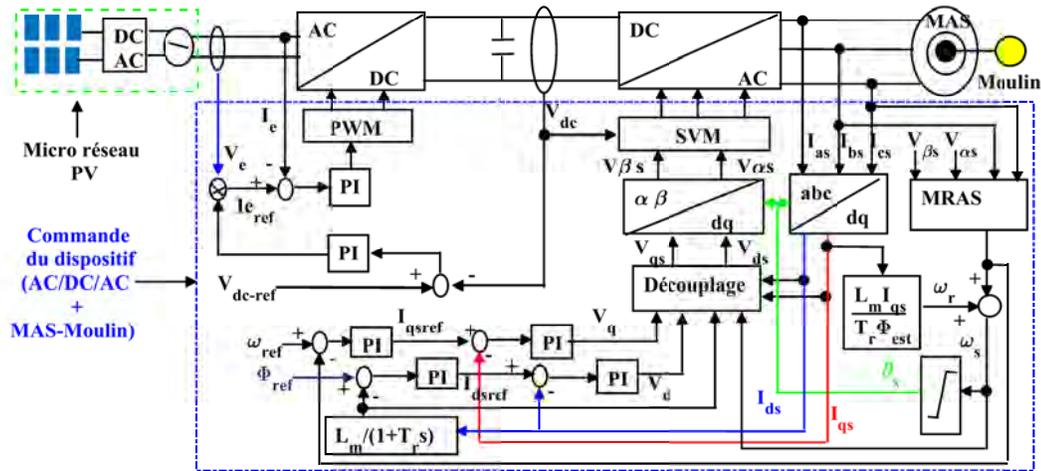


FIGURE 4.25 – Synoptique du système avec la commande FOC-MRAS

Les résultats de simulations sont représentés sur les figures 4.26 - 4.31.

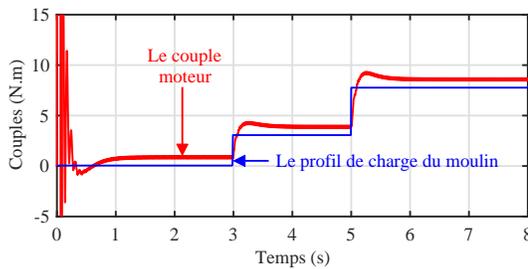


FIGURE 4.26 – Évolution des couples

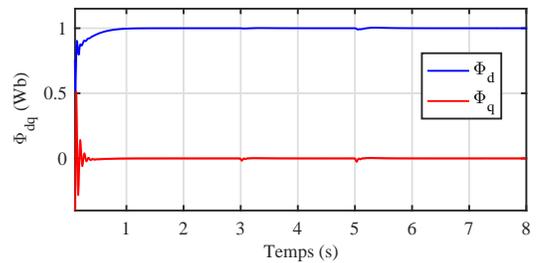


FIGURE 4.27 – Évolution du flux magnétique

Afin d'illustrer les performances de la commande avec le système complet. Le moulin est simulé avec un profil de charge variable. D'abord le moulin fonctionne à moitié ( $t = 3$  s) puis en pleine charge ( $t = 5$  s). Les résultats présentés sur les figures 4.26 et 4.27 montrent que la réponse du couple moteur est instantanée avec l'application du profil de charge pour les deux régimes de fonctionnement. Le flux magnétique est orienté suivant l'axe d. Il respecte ainsi le principe d'orientation de la commande vectorielle FOC.

Pour tester la variation, la poursuite de la vitesse de mouture et l'estimation avec la technique de commande de FOC-MRAS, des charges de valeurs différentes sont appliquées. Les résultats de la vitesse sont présentés sur les figures 4.28 et 4.29.

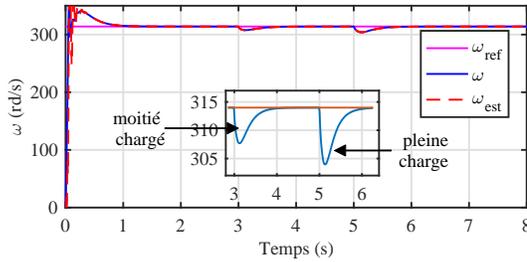


FIGURE 4.28 – Vitesses

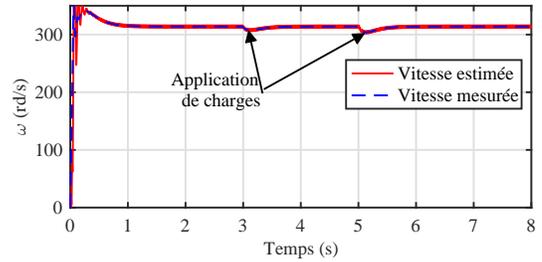


FIGURE 4.29 – Vitesses mesurée et estimée

Après un démarrage à vide en régime dynamique, le moulin est à moitié chargé à  $t=3$  s et à pleine charge à  $t=5$  s. Dans les deux cas, les vitesses de rotation du système et celle estimée sont régulées à la référence de 314 rd/s. Quoique des chutes proportionnelles à la charge appliquée soient notées. Ainsi, on a une bonne poursuite de la vitesse de mouture avec la référence et une concordance quasi parfaite avec la vitesse estimée.

La technique de commande FOC-MRAS donne des résultats satisfaisants. Elle permet de contrôler la vitesse du moulin sans utiliser le capteur.

Pour la partie puissance, les résultats sont présentés sur les figures 4.30 et 4.31.

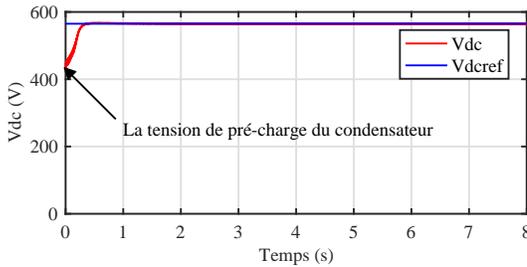


FIGURE 4.30 – Tension continue

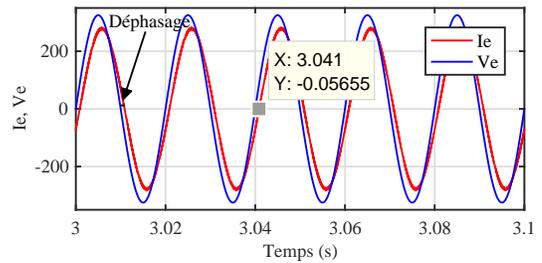


FIGURE 4.31 – Courant du micro-réseau

Les résultats de simulation obtenus montrent les bonnes régulations de la tension et du courant. Les boucles permettent d'absorber un courant sinusoïdal sur le micro-réseau et bien de réguler la tension au bus continu du convertisseur de puissance DC-AC à la référence fixée à 565 V. Cependant, on note un léger déphasage, d'effet mineur sur le facteur de puissance entre la tension et le courant prélevé sur le micro-réseau.

Les résultats permettent d'affirmer que la commande vectorielle avec la technique d'estimation MRAS permet de commander de manière performante le système. Ainsi, le système constitué de la partie puissance et celle mécanique est totalement contrôlé.

#### 4.4.4.2 Simulation du système avec la commande V/f-MRAS

La commande scalaire en boucle fermée avec l'estimation de la vitesse par la MRAS est simulée avec le système. La figure 4.32 donne le schéma implémenté sur Simulink.

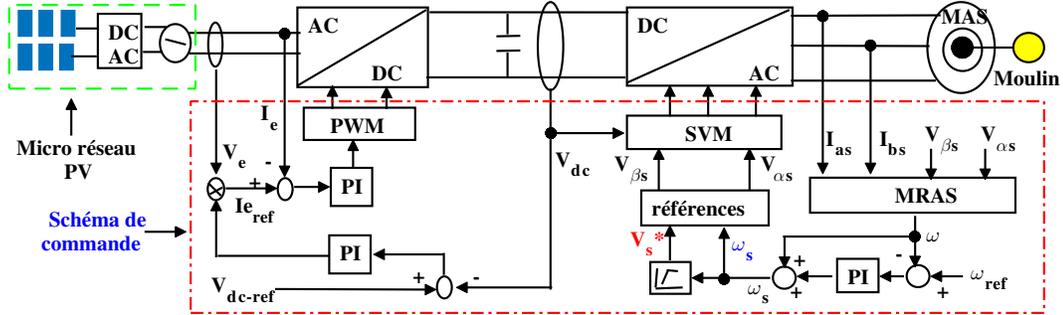


FIGURE 4.32 – Synoptique du système avec la commande scalaire-MRAS

Comme la commande vectorielle, la simulation est faite dans les mêmes conditions avec différentes charges à  $t=3$  s et à  $t=5$  s. Les figures 4.33-4.36 présentent les résultats.

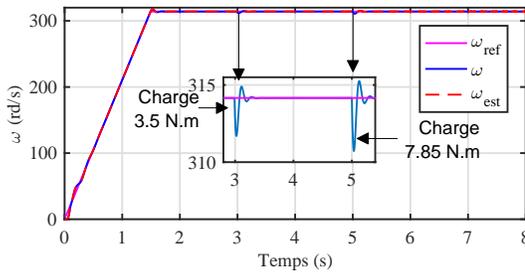


FIGURE 4.33 – Vitesses avec V/f-MRAS

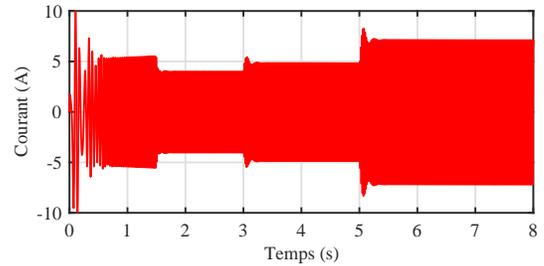


FIGURE 4.34 – Courant au stator

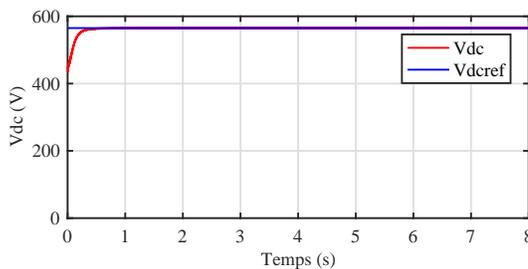


FIGURE 4.35 – Tension continu

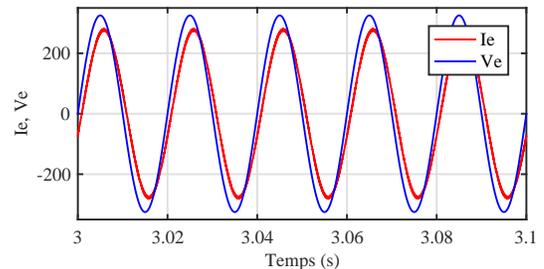


FIGURE 4.36 – Courant du micro-réseau

Les résultats montrent que la stratégie de commande permet d'avoir une bonne estimation de la vitesse et une réduction significative de l'appel de courant au démarrage. Elle permet aussi d'absorber un courant sinusoïdal sur le micro-réseau avec un léger déphasage avec la tension. La tension au bus continu est aussi bien régulée.

En conclusion, la stratégie de commande V/f-MRAS donne de bonnes performances.

#### 4.4.4.3 Analyse énergétique du système de mouture

Pour déterminer l'efficacité énergétique du système, il est pertinent d'apercevoir les variations des puissances et des rendements. L'analyse est faite pour différentes plages de fonctionnement avec ou sans contrôle de la vitesse.

##### □ Résultats avec et sans commande

Ce test est fait à vitesse fixe avec des charges variables de 25, 50, 75 et 100 % de la charge maximale (figure 4.37). Les figures 4.38 et 4.39 présentent les résultats.

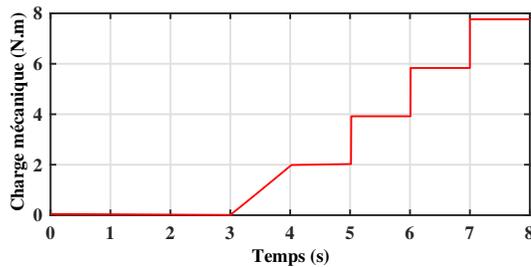


FIGURE 4.37 – Charge appliquée

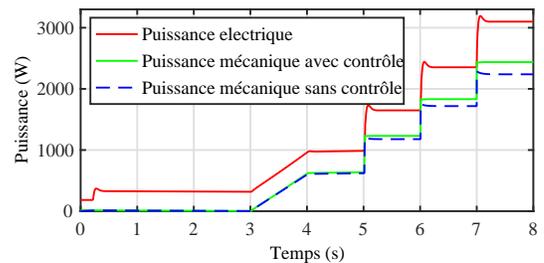


FIGURE 4.38 – Évolutions des puissances

D'après la courbe 4.38, on remarque que la consommation énergétique (puissances électrique et mécanique) du moulin dépend principalement du débit de céréales. Sans commande, les chutes de vitesse entraînent la diminution de la puissance mécanique. Avec la commande la vitesse est maintenue fixe. L'impact de la commande se traduit par la variation du rendement présenté sur la figure 4.39.

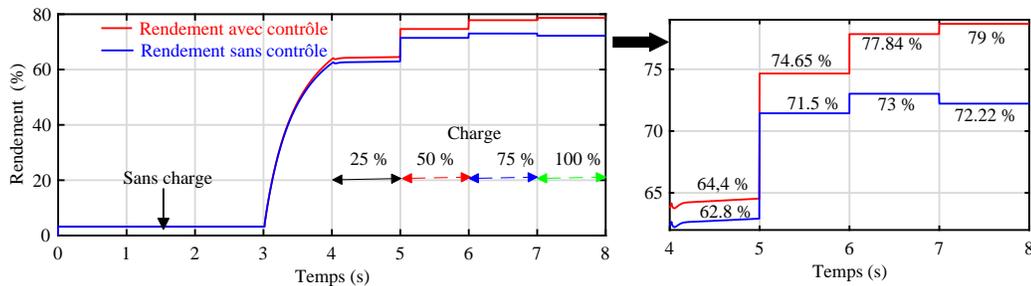


FIGURE 4.39 – Variation des rendements avec et sans commande

La figure 4.39 illustre le rendement du système avec ou sans commande. Ainsi, le rendement est meilleur quelle que soit la plage de fonctionnement avec la commande.

- Sans commande, le système est moins performant. Le rendement est inférieur à 73 % et le moulin doit être chargé entre 75-100 % de la charge nominale.
- Le commande du système par la régulation de la vitesse permet d'améliorer le rendement. Ainsi, le rendement est égal à 79 % en pleine charge.

### □ Résultats pour un fonctionnement à vitesse et charge variables

Pour déterminer les plages de fonctionnements optimales avec la commande, des simulations avec variations de la vitesse (figure 4.41) et de la charge (figure 4.40) sont réalisées. Les figures 4.42 et 4.43 montrent les évolutions des puissances et du rendement.

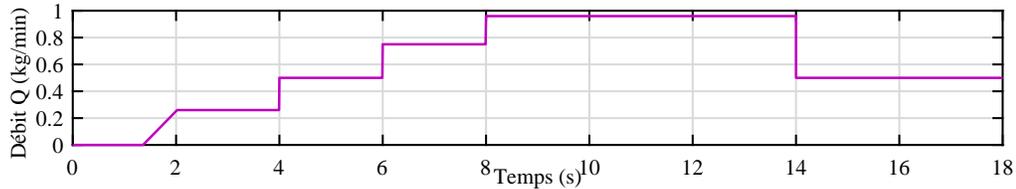


FIGURE 4.40 – Variation du profil de charge appliquée

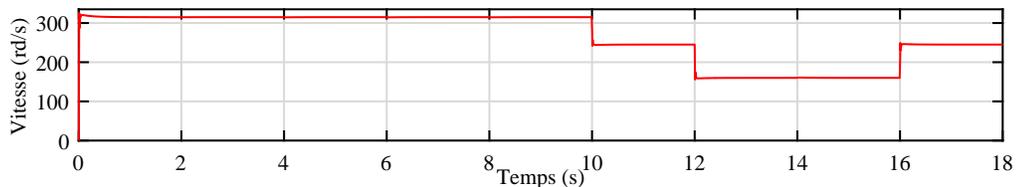


FIGURE 4.41 – Variation de la vitesse de fonctionnement

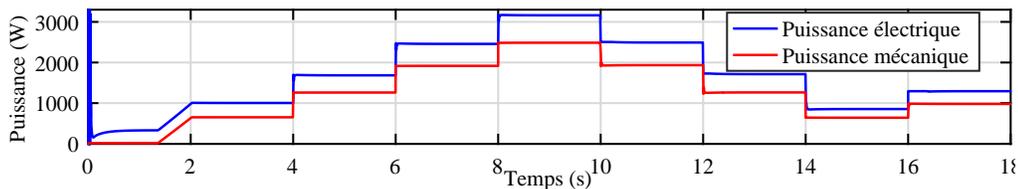


FIGURE 4.42 – Évolutions des puissances

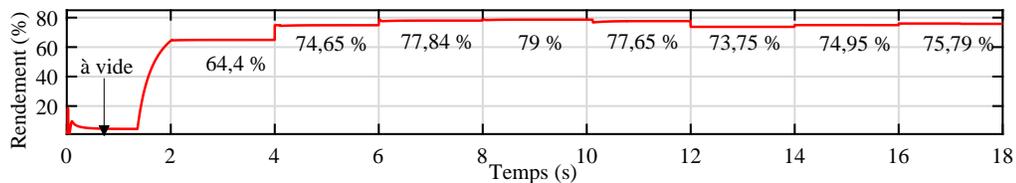


FIGURE 4.43 – Évolutions du rendement du système

La figure 4.42 illustre que la consommation d'énergie est fonction du débit de céréales et de la vitesse suivant les modes de fonctionnement adoptés. Les résultats permettent d'éviter les surcharges et choisir la plage optimale selon la puissance de l'actionneur.

Avec la commande en pleine vitesse de fonctionnement, le rendement est entre 75 et 79% pour le système chargé au-delà de 50% de la charge nominale (figure 4.43). Ce rendement est d'autant plus meilleur que la charge s'approche de la charge nominale.

Pour un fonctionnement à vitesse et charge réduite, le rendement est meilleur pour une variation proportionnelle. Autrement dit toute variation de la charge doit s'accompagner d'une variation de la vitesse de rotation (s) pour garder la performance.

## 4.5 Validation expérimentale

LA plate-forme expérimentale, avec une carte dSPACE DS1104 est disponible au laboratoire LSE de l'École Nationale des Ingénieurs de Tunis. La figure 4.44 présente le banc d'essai sur lequel ont été testées et validées les stratégies de commandes proposées.

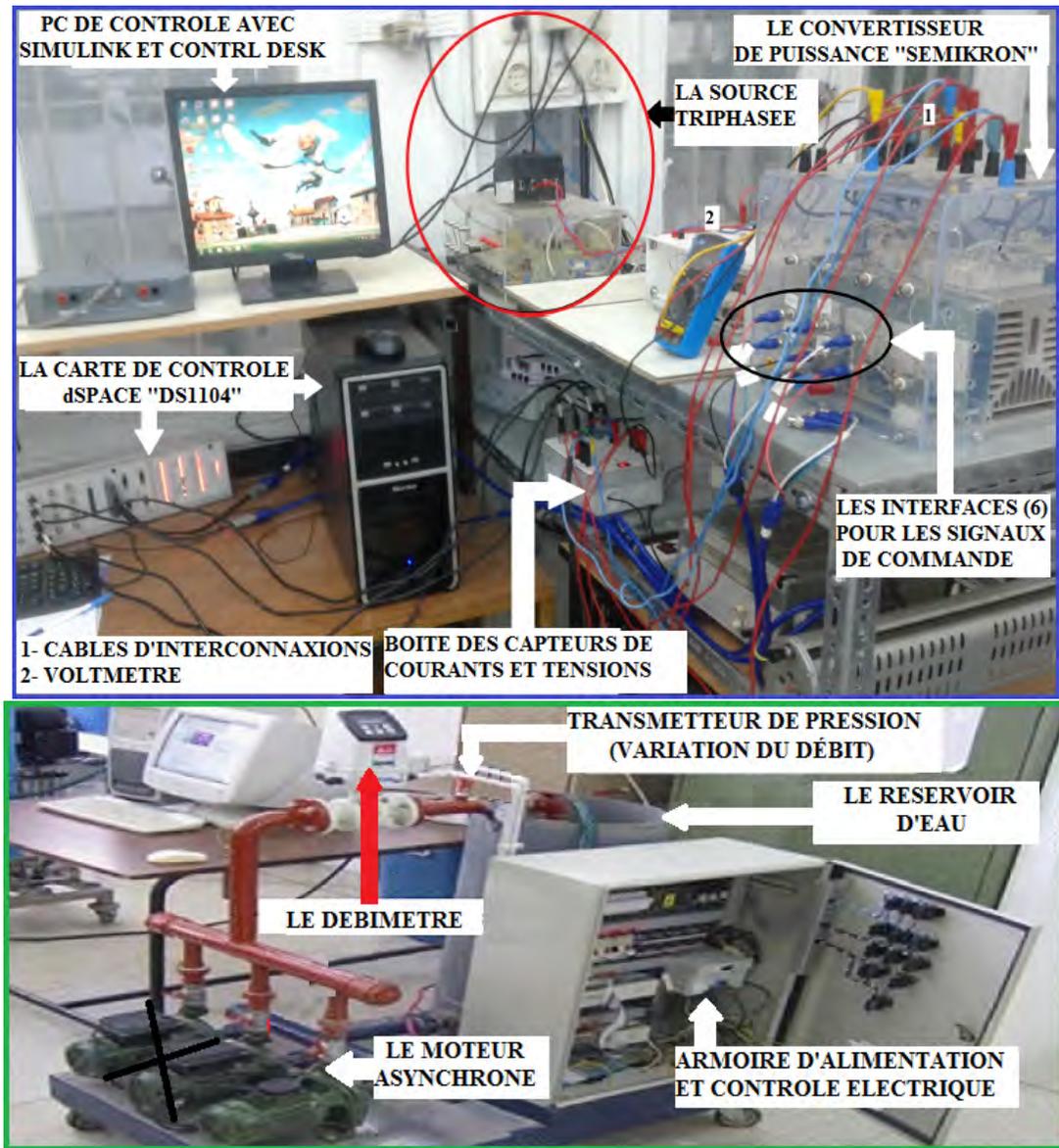


FIGURE 4.44 – Plateforme expérimentale pour la validation

Le banc d'essai est composé essentiellement des éléments suivants :

- une carte de contrôle dSPACE DS1104 R&D Controller Board ;
- un ordinateur équipé des logiciels Matlab/Simulink et Control Desk ;
- un convertisseur de puissance de type SEMIKRON de capacité 20 kVA/30 A ;
- une partie mécanique constitué de la machine et de la charge.

### 4.5.1 Principe et description du banc d'essai

Le commande du système est principalement faite avec la carte dSPACE DS1104 dont des composantes sont incorporées dans l'ordinateur. Elle permet de faire les calculs nécessaires pour générer les signaux de commande PWM du système à partir des modèles développés dans l'environnement Simulink à travers ces entrées et sorties. Les entrées numériques et sorties analogiques de la carte dSPACE DS1104 transmettent les informations entre elle et les autres parties du système par le control panel CP1104.

Les signaux de commande générés par la carte dSPACE DS1104 sont envoyés aux interrupteurs de puissance. Ces derniers pilotent le convertisseur à travers les drivers. Les drivers jouent le rôle d'interface entre la partie commande et la partie puissance. Ils permettent d'amplifier les signaux logiques pour le commande des IGBT du convertisseur. Le logiciel d'expérimentation et de test (le controlDesk) permet de visualiser, accéder et modifier en temps réel toutes les variables utiles à la commande à partir de l'ordinateur.

#### □ Le convertisseur de puissance SEMIKRON

Le convertisseur SEMIKRON constitue la partie de puissance du système. Il alimente la charge entraînée via la moteur et les lois de commandes développées. La figure 4.45 représente le convertisseur avec ces composantes et sa configuration physique.

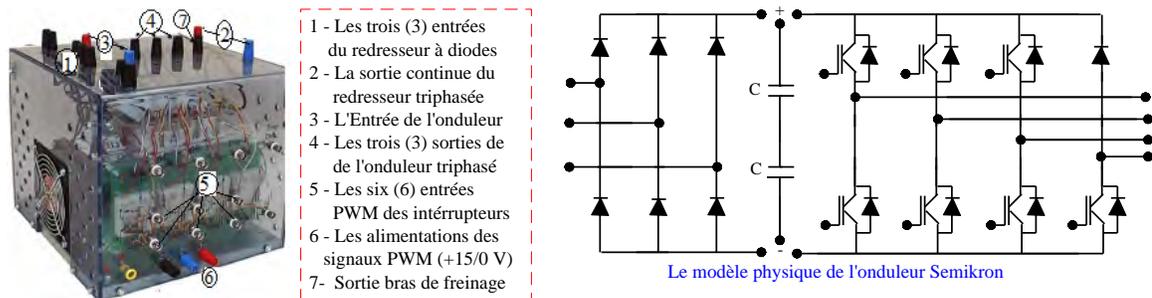


FIGURE 4.45 – Structure et configuration physique du convertisseur SEMIKRON

Le convertisseur est essentiellement composé des éléments suivants :

- un redresseur triphasé à diode pouvant délivrer une tension continue jusqu'à 750 V avec une entrée maximale de 480 V ;
- deux condensateurs électrolytiques de caractéristiques 2200  $\mu\text{F}/400\text{ V}$  ;
- un onduleur triphasé et un bras de freinage avec des modules SKHI 22A à IGBT. Ces modules sont alimentés par des signaux 0/15 V pour l'ouverture et la fermeture avec un temps mort de 4,3  $\mu\text{s}$  et une fréquence de commutation maximale de 50 kHz.

### ☛ La carte dSPACE DS1104

La carte dSPACE DS1104 R&D Controller Board [216, 217, 218, 219, 220], développée par la société dSPACE, permet de développer des contrôleurs numériques et de simuler en temps réel. La carte est composée essentiellement d'un processeur maître ou principal, d'un processeur esclave DSP (Digital Signal Processor), d'un panneau de contrôle (Control Panel CLP1104) et des logiciels pour la faire fonctionner dans l'environnement Simulink. La carte de contrôle DS1104, montée dans l'ordinateur (a), et le panneau de contrôle (CLP1104) sont représentés sur la figure 4.46.

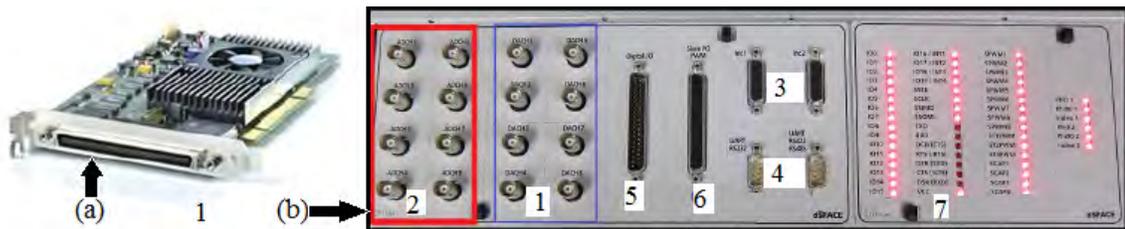


FIGURE 4.46 – Configuration de la carte dSPACE DS1104

#### ☐ Control Panel - CLP1104

Le CLP1104 joue le rôle d'interface entre la carte et l'environnement extérieur du système. Les différents signaux qui entrent ou sortent de la carte passent par le CLP1104. Ce dernier se charge de la gestion des interruptions et signale le fonctionnement correcte ou non des différentes entrées et sorties (7). Elle affiche aussi les parties des processeurs principal et esclave numérotées de 1 à 6.

#### ☐ Le processeur principal ou maître

C'est l'unité centrale de calcul et de traitement de la carte avec un noyau Power PC 603 et une vitesse de traitement interne de 250 MHz. Le processeur est composé de :

- ❶ huit (8) convertisseurs numérique/analogique ou DAC (Digital Analog Converter) sur 16 bits avec des sorties variant de -10 V à 10 V en pas de 0,305 mV ;
- ❷ huit (8) convertisseurs analogique/numérique ou ADC (Analog Digital Converter) ;  
ADC1 - ADC4 sont multiplexés et partagent un seul convertisseur sur 16 bits  
ADC5 - ADC8 ont chacun un convertisseur sur 12 bits.
- ❸ Deux (2) entrées encodeurs incrémentaux ;
- ❹ L'interface série UART (Universal Asynchronous Receiver and Transmitter) ;  
C'est un récepteur-émetteur qui peut être configuré RS232, RS422 ou bien RS485.  
Son rôle est d'assurer la communication série avec les dispositifs externes.
- ❺ L'interface Entrées/Sorties numériques (digital I/O) contenant 20 pins.

### □ Le processeur esclave : Le DSP (Digital Signal Processor)

C'est le processeur TMS320F240 de traitement de signal développé par Texas Instruments. Il a une vitesse de calcul de 25 MHz et une mémoire de 4K.16 réservée pour la communication avec le processeur maître. Le processeur esclave est composé :

- d'une interface des entrées/sorties DSP numérique (slave I/O PWM) de synchronisation ; Il permet de générer et mesurer les signaux PWM et carrés.
- d'une interface numérique de courant maximal  $\pm 13$  mA ;
- d'une interface périphérique série SPI (Serial Peripheral Interface).

### □ Le logiciel controlDesk

Le ControlDesk permet de visualiser et de modifier en temps réel les variables du schéma développé sous Simulink. L'utilisateur peut contrôler la simulation via cette interface en modifiant, les consignes, les paramètres des correcteurs, les saturations... Le logiciel permet d'enregistrer et exporter les signaux à partir l'interface du travail.

### □ Le logiciel d'interface en temps réel (RTI)

Le rôle de la RTI est de lier l'environnement Simulink avec la carte en ajoutant aux modèles des entrées et sorties. La RTI s'installe automatiquement avec la carte et est facilement accessible en tapant rti sur l'interface Matlab ouvert sur l'ordinateur.

### □ Diagramme de traitement avec la carte dSPACE DS1104

La carte assure l'aspect de traitement numérique des lois de commandes développées. Cela se fait de manière ordonnée de l'acquisition numérique des signaux d'entrée jusqu'aux signaux de commandes. La figure 4.47 présente le diagramme de traitement.

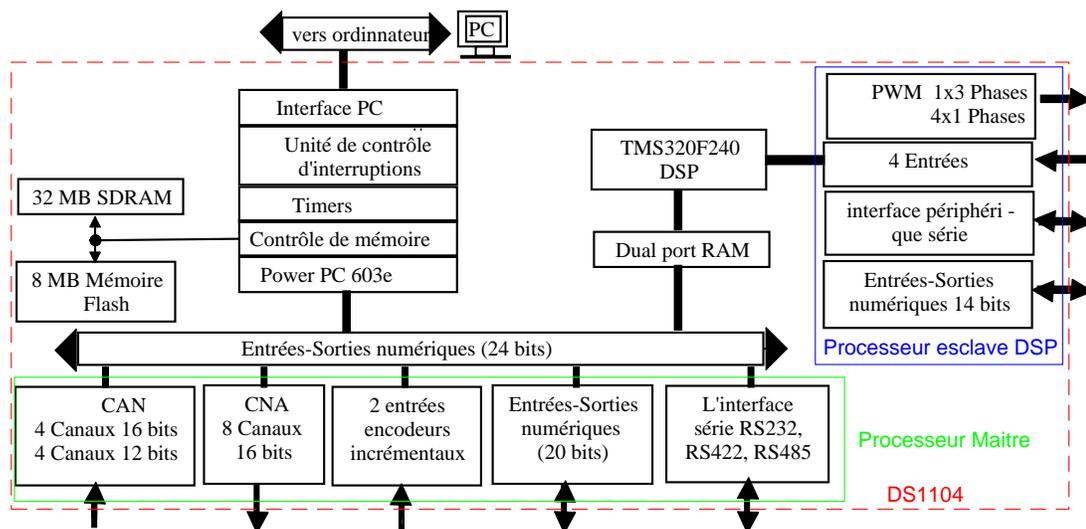


FIGURE 4.47 – Diagramme de traitement de la carte DS1104

## 4.5.2 Résultats de la validation de la commande scalaire

Pour valider expérimentalement la commande scalaire avec l'application, plusieurs tests avec le moteur MAS 2 (les caractéristiques sont données en annexe E) sont faits. La commande est développée pour imposer la vitesse de fonctionnement du système et limiter l'appel de courant. Toutefois, la commande en boucle fermée simulée n'a pas pu être validée à cause de l'absence de certains instruments dans la plate-forme.

Ainsi, des tests sont faits pour vérifier le couplage du système et valider la commande SVM dans un premier temps. Dans un second temps, le commande scalaire est validée pour un fonctionnement à fréquence nominale puis avec variation de la fréquence.

### □ Validation du couplage du système et la SVM

Dans cette partie de validation, on s'intéresse à l'alimentation et la SVM. Les figures 4.48, 4.49 et 4.50 représentent respectivement le rapport cyclique généré par la SVM, la tension entre deux phases et le courant dans une phase du moteur asynchrone.

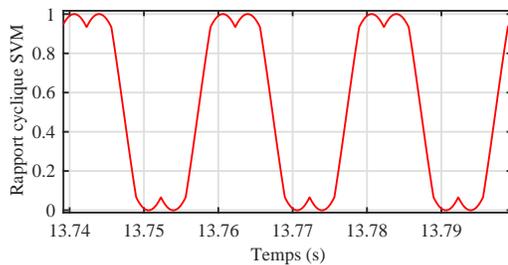


FIGURE 4.48 – Rapport cyclique

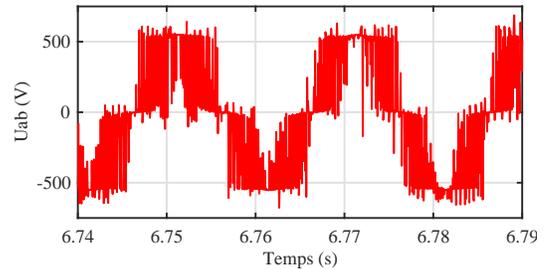


FIGURE 4.49 – Tension composée

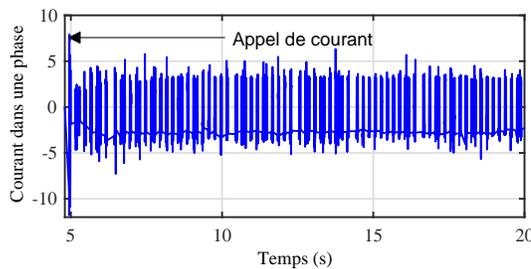


FIGURE 4.50 – Courant dans une phase

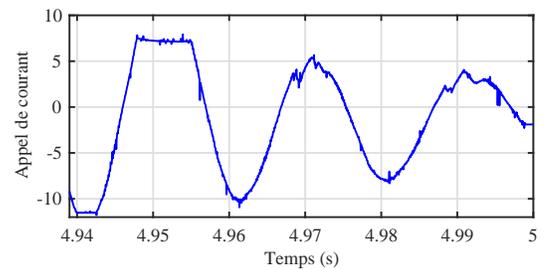


FIGURE 4.51 – Forme du courant

Les signaux logiques de la commande SVM envoyés aux gâchettes permettent de mettre en marche le convertisseur DC-AC. Ce dernier génère une tension composée suffisante pour mettre en mouvement le moteur avec un appel de courant d'environ 15 A. Le pic de courant au démarrage est lié à l'application directe de la tension nominale.

Les résultats expérimentaux montrent qu'avec la carte dSPACE DS1104, les signaux logiques de la commande SVM sont bien générés et envoyés à la partie puissance.

## □ La commande scalaire pour un fonctionnement à fréquence nominale

Dans cette partie, consacrée à la validation de la commande scalaire, des tests pour un fonctionnement à fréquence nominale et avec variation de la fréquence sont réalisés. Pour effectuer ces tests de validation, la démarche suivante a été adoptée :

- on programme la commande avec la rampe d'alimentation sur Simulink-dSPACE ;
- on procède au couplage : la partie commande - SEMIKRON - Moteur - Charge ;
- le redresseur triphasé à diodes du SEMIKRON est utilisé pour générer une tension continue à partir de la source triphasée de valeur efficace 230 V et de fréquence 50 Hz ;
- l'onduleur alimente le moteur, couplé à une charge modélisée par la motopompe ;
- on démarre le système avec le programme, l'enregistrement des variables et la visualisation des grandeurs se fait via le logiciel ControlDesk à partir de l'ordinateur.

## ● Résultats

Les figures 4.52 et 4.53 représentent le profil tension-fréquence et d'alimentation imposée au moteur avec la commande développée. Ainsi, on maintient le rapport  $V/f$  constant avec une alimentation progressive du moteur asynchrone avant de fonctionner en pleine tension de 325 V et une fréquence de 50 Hz.

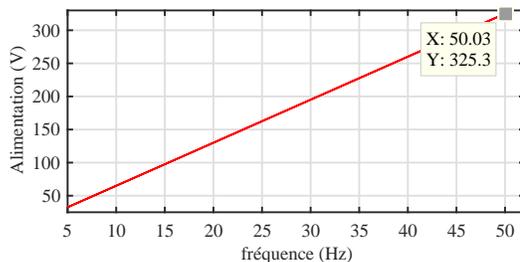


FIGURE 4.52 – Profil  $V_s$ -f

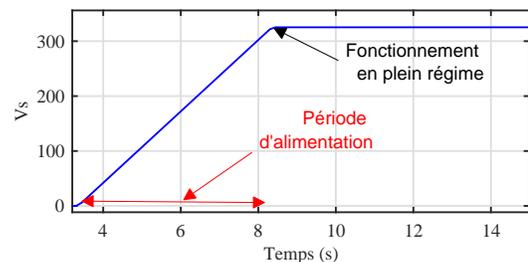


FIGURE 4.53 – Profil de la tension

Les figures 4.54 et 4.55 illustrent l'évolution des rapports cycliques des signaux de commande. Le profil imposé dans la programmation permet de générer des signaux SVM d'amplitude variable au démarrage et égale à l'unité en fonctionnement nominal.

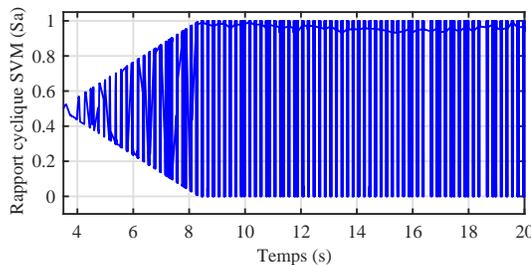


FIGURE 4.54 – Signal SVM

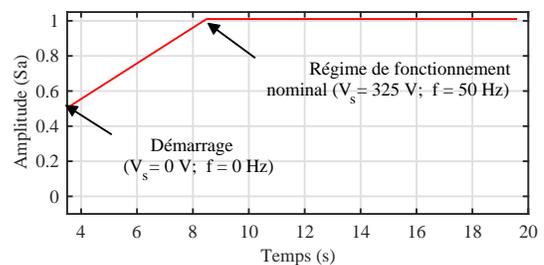


FIGURE 4.55 – Amplitude du signal SVM

Les figures 4.56 et 4.57 représentent la tension et le courant de la machine.

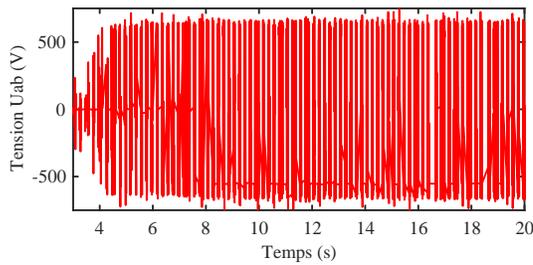


FIGURE 4.56 – Tension composée

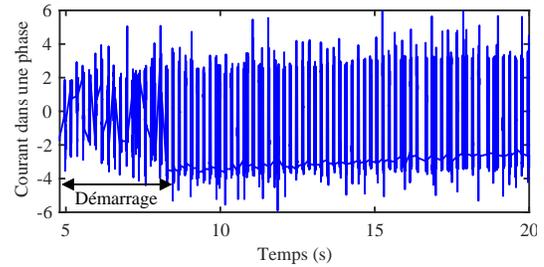


FIGURE 4.57 – Évolution du courant

La commande impose un démarrage progressif avec une tension variable. Cela a permis d'annuler l'appel de courant. Ce résultat corrobore avec la théorie et confirme les performances de la commande sur la réduction de l'appel de courant au démarrage.

Pour illustrer les performances de la commande lors du basculement entre les points de fonctionnement, des tests sont réalisés. La figure 4.58 présente les résultats.

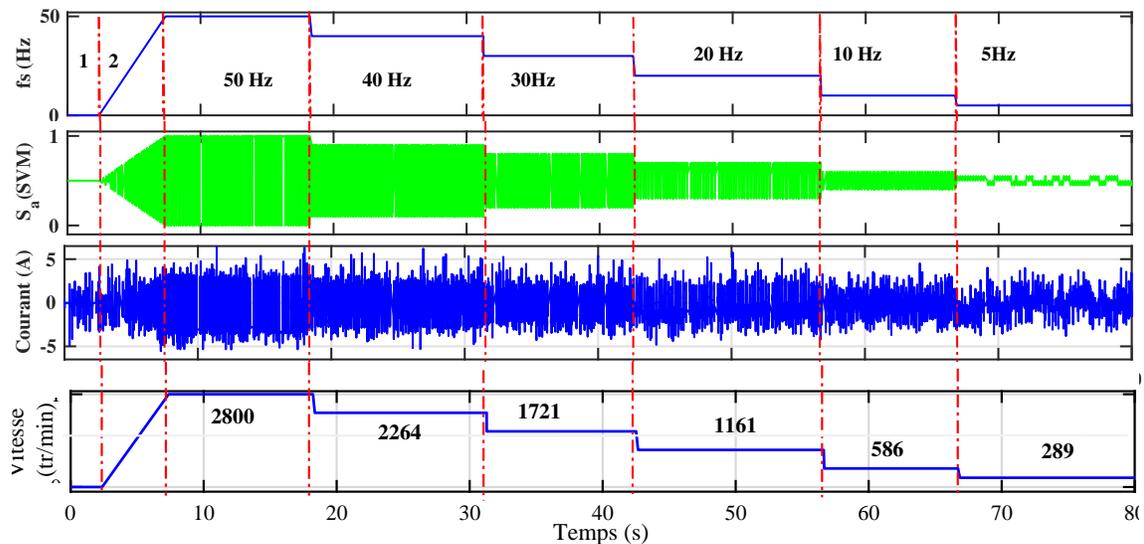


FIGURE 4.58 – Variations des grandeurs avec la commande scalaire

La fréquence est le degré d'action de la commande programmée sur Simulink-dSPACE avec des temps de basculements bien définis. Elle a permis de varier proportionnellement à sa valeur la tension par conséquent, le courant par les signaux logiques envoyés sur la partie puissance. Le courant et la vitesse varient normalement avec une bonne stabilité. Les résultats corroborent ainsi la théorie et la simulation. L'appel de courant et les importantes variations des grandeurs lorsque l'on bascule d'un point de fonctionnement à un autre sont éliminés. Ainsi, la commande donne des résultats satisfaisants pour les applications rencontrant le problème d'appel de courant.

## 4.6 Conclusion

Ce présent chapitre est consacré à l'élaboration et la validation de stratégies de commandes pour le système de mouture. La première partie est consacrée à l'élaboration des stratégies de commandes. Les commandes sont élaborées en vue de fonctionner à vitesse variable et réduire l'appel de courant tout en tenant compte de la configuration du système. Les spécificités du système et les objectifs ont conduit à développer des commandes basées sur les lois scalaire et vectorielle avec la technique d'estimation de la vitesse MRAS. Ainsi, les commandes sont développées avec des correcteurs PI afin de pouvoir faire fonctionner le système à des plages de vitesse définies. Cela permet d'améliorer le rendement et d'éviter les dysfonctionnements. Les différentes lois de commandes élaborées sont simulées avant d'être validées expérimentalement avec la carte dSPACE.

Dans la partie simulation, les commandes sont simulées avec le système de mouture dans un premier temps. Les résultats de simulation obtenus démontrent la possibilité de fonctionner à débit et vitesse variable. Dans le second temps, l'ensemble du système avec les commandes sans capteur est simulé. Les simulations ont donné de bonnes performances avec des boucles de régulations ou de corrections efficaces et robustes.

Les performances énergétiques du système avec la commande proposée sont vérifiées en fonctionnant à vitesse et débit variables. L'analyse est faite à deux niveaux.

D'abord en comparant le rendement du système pour des fonctionnements avec ou sans commande. Les résultats obtenus sont globalement satisfaisants. Ils montrent que pour toutes les plages de fonctionnement, la commande donne un meilleur rendement.

Dans le second cas, l'analyse par plages de fonctionnement du système est faite. Elle a permis de montrer qu'avec la commande, un rendement de 80 % peut être obtenu. D'autre part, elle permet de contrôler la consommation énergétique et déterminer les plages de fonctionnements optimaux avec un fonctionnement stable de tout le système. Cependant, pour limiter l'appel de courant au démarrage du système, la commande scalaire devient la plus importante pour l'application. Vu ces conclusions, la commande scalaire avec la stratégie SVM est proposée pour la validation expérimentale.

Dans la troisième partie, la validation expérimentale est faite. Elle est réalisée sur un banc d'essai doté d'une carte dSPACE DS1104. Avec la commande scalaire, les résultats obtenus sont satisfaisants. L'appel de courant est annulé avec la mise sous tension progressive du système. La commande SVM est aussi validée avec une génération des tensions triphasées par le convertisseur de puissance DC-AC.

# Conclusion Générale et Perspectives

Le travail présenté dans cette thèse rentre dans le cadre de recherches de nouvelles solutions pour la mise en place de système de mouture de céréales dans les zones rurales dotés de micro-réseaux PV. Ces systèmes de mouture conçus sont basés sur les convertisseurs statiques et les moulins de fabrication artisanale. Ainsi, ce travail est consacré à la conception, la caractérisation et la commande d'un système de mouture de céréales à base local. Le développement de ce système rentre dans le processus de l'amélioration des conditions de vie des populations par la satisfaction des besoins primordiaux de mouture de céréales avec moins d'efforts physiques et de manutention. Il contribue aussi à l'amélioration du rendement du système par rapport aux systèmes classiques avec moins de dysfonctionnements mécaniques et un contrôle convenable.

La mise en place de ces nouveaux systèmes est basée sur l'étude théorique pour la modélisation, la simulation suivie par la validation expérimentale. Ainsi, les objectifs recherchés à travers ce travail sont principalement structurés sur deux axes centraux :

- la conception d'une interface statique entre le moulin et le micro-réseau ;
- l'élaboration de stratégies de commandes pour le système proposé.

Dans le chapitre 1, l'état de l'art et le choix du convertisseur AC-DC-AC sont faits. L'état de l'art a permis de choisir un convertisseur à prélèvement sinusoïdal de courant suivant les configurations et les problématiques du micro-réseau et du système de mouture. Le choix du convertisseur se justifie par les possibilités de prélever sur le micro-réseau un courant sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire et délivrer une source triphasée d'amplitude et de fréquence contrôlées pour le système de mouture.

Les modèles et les commandes du convertisseur AC-DC-AC sont établis dans le chapitre 2. Les commandes sont élaborées pour obtenir un courant sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire et une source de tension triphasée. Les modèles et les commandes proposées sont simulés. Ainsi, les boucles de régulation de la commande permettent de contrôler les perturbations du coté du micro-réseau vis-à-vis du convertisseur avec un courant prélevé sinusoïdal et en phase avec la tension, un THD inférieur à 5 % et un facteur de puissance quasiment unitaire. La commande SVM a permis de générer à la sortie du convertisseur statique des tensions triphasées équilibrées.

Le système de mouture de céréales est caractérisé et modélisé dans le chapitre 3. Après la modélisation et la simulation du moteur, le moulin est caractérisé en se fondant sur d'approches théorique et expérimentale. Dans la théorie, les équations analytiques caractérisant le système sont établies et par la suite validées par des tests expérimentaux réalisés sur un prototype de moulin artisanal. Les résultats de simulation ont montré la possibilité d'améliorer le fonctionnement des moulins de fabrication artisanale.

Après la modélisation du convertisseur et la caractérisation du système de mouture, des lois de commandes sont développées dans le chapitre 4. Ces commandes sont élaborées dans l'optique de fonctionner à vitesse variable et limiter l'appel de courant lors de la mise sous tension du système. Selon la structure du moulin, des commandes sans capteurs de vitesse basées sur les commandes FOC et scalaire avec l'estimateur MRAS sont élaborées. L'estimateur MRAS permet de reconstruire la vitesse avec seulement les capteurs de courants. Les simulations montrent que les commandes fonctionnent convenablement avec le système. Elles permettent de réguler les grandeurs mécaniques et de contrôler le fonctionnement du système pour améliorer le rendement.

L'analyse énergétique du système de mouture est faite. D'abord par une comparaison du système avec la loi de commande et le système classique et puis suivant les plages de fonctionnement avec la commande. L'analyse a démontré l'importance de la commande pour le système. La commande donne la possibilité d'augmenter le rendement du système jusqu'à environ 80 %. Le dernier point abordé dans cette présente thèse est l'implémentation pratique pour la validation expérimentale des lois de commandes.

L'environnement expérimental pour la validation est construit autour d'une carte de contrôle dSPACE DS1104. L'expérimentation est primordiale pour mettre en marche le système et observer les évolutions des différentes grandeurs en temps réel. La commande scalaire, choisie en fonction de ses performances sur la réduction de l'appel de courant au démarrage, et la commande SVM sont développées et implantées sur la carte DS1104. Les performances de ces commandes sont largement présentées sur le document. Nous avons montré la possibilité de réduire significativement l'appel de courant au démarrage du système en assurant une mise sous tension progressive sans affecter les performances.

Le travail réalisé dans cette thèse constitue une base solide pour la mise en œuvre de nouveaux systèmes de mouture de céréales en zones rurales avec les moulins de fabrication artisanale. Les résultats obtenus sont satisfaisants mais peuvent être approfondis et améliorés. À l'issue de ce travail quelques perspectives se dégagent, parmi lesquelles :

- l'approfondissement des approches de modélisation du système. Cela nécessite une prise en compte de tous les aspects mécaniques du moulin avec des méthodes de mesure plus précises et des analyses pointus des propriétés des céréales traitées ;
- la validation expérimentale et la réalisation des stratégies de commandes ;
- du point de vue économique, il serait intéressant de faire une étude poussée. Cela permettra de mieux contrôler la consommation énergétique du système et choisir la technologie la plus adaptée pour la conception ;

# Références bibliographiques

- [1] M. Rahman, J. Paatero and R. Lahdelma, “Evaluation of choices for sustainable rural electrification in developing countries : A multicriteria approach,” *Energy Policy*, Elsevier, vol. 59, pp. 589–599, 2013.
- [2] M. Rahman, J. Paatero, A. Poudyal and R. Lahdelma, “Driving and hindering factors for rural electrification in developing countries : Lessons from Bangladesh,” *Energy Policy*, Elsevier, vol. 61, pp. 840–851, 2013.
- [3] A. Brew-Hammond, “Energy access in Africa : Challenges ahead,” *Energy Policy*, Elsevier, vol. 38, pp. 2291–2301, 2010.
- [4] C. Azimoh, P. Klintenberg, F. Wallin, B. Karlsson and C. Mbohwa, “Electricity for development : Mini-grid solution for rural electrification in South Africa,” *Energy Conversion and Management*, Elsevier, vol. 110, pp. 268–277, 2016.
- [5] B. Diouf, R. Pode and R. Osei, “Initiative for 100% rural electrification in developing countries : Case study of Senegal,” *Energy Policy*, Elsevier, vol. 59, pp. 926–930, 2013.
- [6] M. Pinard, *Convertisseurs et électronique de puissance : Commande, Description et Mise en œuvre*. Dunod, Paris, 2007.
- [7] C. Rizet, “Amélioration du rendement des alimentations sans interruption,” Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, 2011.
- [8] B. Abdelouahab, “Techniques de commande predictive et floue pour les systèmes d’électronique de puissance : Application aux redresseurs à MLI,” Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas-Setif, 2010.
- [9] A. Aboubou and S. Zouzou, “Contribution à la compensation de la pollution harmonique en utilisant un filtre actif parallèle commande par logique floue,” *Courrier du savoir*, vol. 3, pp. 59–63, 2003.
- [10] P. Garanayak, G. Panda and P. Ray, “Harmonic estimation using RLS algorithm and elimination with improved current control technique based SAPF in a distribution network,” *Electrical Power and Energy Systems*, Elsevier, vol. 73, pp. 209–217, 2015.

- [11] Y. Touzani, “Commande aléatoire du convertisseur Buck-Boost triphasé à prélèvement sinusoïdal du courant,” Thèse de Doctorat, Université Blaise Pascal, 2006.
- [12] B. Nouri, “Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées ; Application : Amélioration de la qualité de l’énergie,” Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas-Sétif, 2011.
- [13] L. Lasne, Notions de base réseaux et machines électriques. Dunod, Paris, 2011.
- [14] H. Marques, A. Anunciada and B. Borges, “Power grid current harmonics mitigation drawn on low voltage rated switching devices with effortless control,” *Electrical Power and Energy Systems*, Elsevier, vol. 32, pp. 87–99, 2010.
- [15] A. Abouloifa, F. Giri, I. Lachkar, F. Chaoui, M. Kissaoui and Y. Abouelmahjoub, “Cascade nonlinear control of shunt active power filters with average performance analysis,” *Control Engineering Practice*, Elsevier, vol. 26, pp. 211–221, 2014.
- [16] G. Chateigner, M. Boès, J. Chopin et D. Verkindère, *Électricité en 19 fiches : Régimes sinusoïdal et non-sinusoïdal*. Dunod, Paris, 2008.
- [17] Y. Du, D. Lu, G. James and D. Cornforth, “Modeling and analysis of current harmonic distortion from grid connected PV inverters under different operating conditions,” *Solar Energy*, Elsevier, vol. 94, pp. 182–194, 2013.
- [18] [http://www.dii.unipd.it/-renato.gobbo/download/schneider/schneider\\_159.pdf](http://www.dii.unipd.it/-renato.gobbo/download/schneider/schneider_159.pdf), en ligne, consulté en Janvier 2017.
- [19] R. Ekström and M. Leijon, “Lower order grid current harmonics for a voltage-source inverter connected to a distorted grid,” *Electric Power Systems Research*, Elsevier, vol. 106, pp. 226–231, 2014.
- [20] S. Shahalami, “Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d’entraînement asynchrone à vitesse variable,” Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2001.
- [21] P. Tella, “The study of single phase diode rectifiers with high power factor and low total harmonic distortion,” PhD Thesis, University of Missouri-Columbia, 2008.
- [22] [http://energylogix.ca/harmonics\\_and\\_ieee.pdf](http://energylogix.ca/harmonics_and_ieee.pdf), en ligne, consulté en Janvier 2017.
- [23] T. Wildi, *Electrotechniques*. 3e édition, De Boeck-Université, 2000.
- [24] J. Malla, “Control Strategies for Three Phase PWM Rectifier using Space Vector Modulation : Part-I,” *International Journal of Emerging Trends in Electrical and Electronics*, vol. 10(4), pp. 43–54, 2014.
- [25] G. Chateigner, M. Boes, D. Bouix, J. Vaillant et D. Verkindère, *Manuel de génie électrique : Rappels de cours, méthodes, exemples et exercices*. Dunod, 2006.

- [26] A. Bouafia, F. Krifa and J. Gaubert, “Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output voltage regulation,” *Energy Conversion and Management*, Elsevier, vol. 50, pp. 6–13, 2009.
- [27] B. Lin and T. Yang, “Single-phase Half-bridge Rectifier with Power Factor Correction,” *Electric Power Applications*, vol. 151(4), pp. 443–450, 2004.
- [28] D. Khaburi and A. Nazempour, “Design and Simulation of a PWM rectifier connected to a PM generator of micro turbine unit,” *Computer Science & Engineering and Electrical Engineering*, vol. 19 (3), pp. 820–828, 2010.
- [29] P. Thirumoorthi and N. Yadaiah, “Design of current source hybrid power filter for harmonic current compensation,” *Simulation Modelling Practice and Theory*, Elsevier, vol. 52, pp. 78–91, 2015.
- [30] A. Bermeo, “Commandes avancées des systèmes dédiés à l’amélioration de la qualité de l’énergie : basse tension à la montée en tension,” Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2006.
- [31] H. Benqassmi, “Conception de convertisseurs alternatif-continu mono-étage,” Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1998.
- [32] W. Zhang, G. Feng, Y. Liu and B. Wu, “A Digital Power Factor Correction (PFC) Control Strategy Optimized for DSP,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19(6), pp. 474–1485, 2004.
- [33] M. Rashid, *Power Electronics Handbook Devices, Circuits, and Applications*. Third Edition, Linacre House, Jordan Hill, UK, Elsevier, 2011.
- [34] Y. Suh, V. Tijeras and T. Lipo, “A Control Method in dq Synchronous Frame for PWM Boost Rectifier under Generalized Unbalanced Operating Conditions,” *IEEE Conference, Queensland, Australia, June 23-27*, vol. 3, pp. 1425–1430, 2002.
- [35] B. Lin, “Implementation of Nondeterministic Pulsewidth Modulation for Inverter Drives,” *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 36( 2), pp. 482–490, 2000.
- [36] C. Yang, Y. Liu, P. Tseng, T. Pan, H. Chiu and Y. Lo, “DSP-Based Interleaved Buck Power Factor Corrector With Adaptive Slope Compensation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62(8), pp. 4665– 4677, 2015.
- [37] H. Azazi, E. El-kholy, S. Mahmoud and S. Shokralla, “Review of Passive and Active Circuits for Power Factor Correction in Single Phase, Low Power AC-DC Converters,” *Proceedings of the International Middle East Power Systems Conference, Cairo, Egypt, December 19-21*, pp. 217–224, 2010.
- [38] A. Prodic, “Compensator Design and Stability Assessment for Fast Voltage Loops of Power Factor Correction Rectifiers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22(5), pp. 1719–1730, 2007.

- [39] K. Prasad, P. Reddy and K. Ankam, “Boost Compensator for Predictive Current Mode Control of High Power Factor Boost Rectifier,” *International Journal of Computer Applications*, vol. 5(2), pp. 28–32, 2010.
- [40] L. Rossetto, S. Buso and G. Spiazzi, “Conducted EMI Issues in a 600 W Single-Phase Boost PFC Design,” *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 36 (2), pp. 578–585, 2000.
- [41] D. Qiu, S. Yip, H. Chung and S. Hui, “Single Current Sensor Control for Single-Phase Active Power Factor Correction,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17(5), pp. 623–632, 2002.
- [42] G. Andersen and F. Blaabjerg, “Current Programmed Control of a Single-Phase Two-Switch Buck-Boost Power Factor Correction Circuit,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53(1), pp. 263–271, 2006.
- [43] A. Joy and R. Jose, “Power Factor Correction with Input Voltage Feed Forward Compensated Two Switch Buck-Boost Converter,” *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 5(3), pp. 72–79, 2016.
- [44] K. Shalini and B. Murthy, “An Efficient Closed Loop Controlled Bridgeless Cuk Rectifier for PFC Applications,” *International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering*, vol. 2 (2), pp. 1059–1064, 2014.
- [45] A. Sabzali, E. Ismail, M. Al-Saffar and A. Fardoun, “A New Bridgeless PFC Sepic and Cuk Rectifiers with Low Conduction and Switching Losses,” *IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Taipei, Taiwan, November 2-5, pp. 550–556, 2009.
- [46] H. Yang, H. Chiang and C. Chen, “Implementation of Bridgeless Cuk Power Factor Corrector With Positive Output Voltage,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51(4), pp. 3325–3332, 2015.
- [47] S. Saravanan and P. Rani, “Bridgeless Discontinuous Conduction Mode SEPIC Power Factor Correction Rectifier,” *International Journal of Automation and Power Engineering*, vol. 1, pp. 61–66, 2012.
- [48] S. Kumar, T. Rao and K. Rao, “New Efficient Bridgeless Cuk Rectifiers for PFC Application on DC machine,” *International Journal of Engineering Research and Development*, vol. 9(1), pp. 15–21, 2013.
- [49] D. Mathew and G. Jyothi, “Analysis and Design of Bridgeless SEPIC With Low Component Stress and Conduction Losses for Speed Control of PMDC motor,” *International Conference on Electrical, Electronics, Mechanical & Computer Engineering*, Cochin, India, July 06, pp. 36–42, 2014.

- [50] A. Dieng, “Modélisation dynamique et Commande d’un ensemble « génératrice synchrone pentaphasée à FEM non sinusoïdale convertisseur AC/DC » tolérant aux défauts,” Thèse de Doctorat, Université Nantes Angers Le Mans, 2014.
- [51] T. Thangavelu, P. Shanmugam and K. Raj, “Modelling and control of VIENNA rectifier a single phase approach,” *IET Power Electron*, vol. 8(12), pp. 2471–2482, 2015.
- [52] J. Lee and K. Lee, “Performance Analysis of Carrier-Based Discontinuous PWM Method for Vienna Rectifiers With Neutral-Point Voltage Balance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31(6), pp. 4075–4084, 2016.
- [53] S. Yu and H. Chen, “A Comparison Study of Boost and Buck-boost Power Factor Corrector for Ultra-wide Input Voltage Range Applications,” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, USA*, pp. 2719–2726, 2014.
- [54] K. Fairouz, “Modélisation et Commande des Machines Electriques,” Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2012.
- [55] M. Naouar, B. Hania, I. Slama-Belkhdja, E. Monmasson and A. Naassani, “FPGA-based sliding mode direct control of single phase PWM boost rectifier,” *Mathematics, Computers in Simulation*, vol. 91, pp. 249–261, 2013.
- [56] C. Teixeira, D. Holmes and B. McGrath, “Single-Phase Semi-Bridge Five-Level Flying-Capacitor Rectifier,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49 (5), pp. 2158–2165, 2013.
- [57] H. Cheng, C. Cheng and C. Chang, “A Novel Single-Stage HPF AC/DC Converter with Integrated Buck-Boost and Flyback Converters,” *IEEE 2nd International Symposium on Next-Generation Electronics, Kaohsiung, Taiwan, February 25-26*, pp. 146–149, 2013.
- [58] H. Ribeiro and B. Borges, “High-Performance Voltage-Fed AC-DC Full-Bridge Single-Stage Power Factor Correctors with a Reduced DC Bus Capacitor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29 (6), pp. 2680–2692, 2014.
- [59] M. Bodetto, A. El Aroudi, A. Cid-Pastor, J. Calvente and L. Martinez-Salamero, “Design of AC-DC PFC High-Order Converters With Regulated Output Current for Low-Power Applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31(3), pp. 2012–2025, 2016.
- [60] R. Pena-Alzola, M. Bianchi and M. Ordonez, “Control Design of a PFC With Harmonic Mitigation Function for Small Hybrid AC/DC Buildings,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31 (9), pp. 6607–6620, 2016.
- [61] Y. Lai and K. Ho, “Novel Online Parameter Tuning Method for Digital Boost PFC With Transition Current Mode,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50 (4), pp. 2719–2727, 2014.

- [62] K. Muhammad and D. Lu, “ZCS Bridgeless Boost PFC Rectifier Using Only Two Active Switches,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62(5), pp. 2795–2806, 2015.
- [63] R. Ivankovic, “Étude comparative de redresseurs pour l’augmentation des performances des systèmes de génération d’automobile utilisant un alternateur à rotor à griffes,” Thèse de Doctorat, Université Laval, 2009.
- [64] H. Tedjini, “Contrôle non linéaire avancé du redresseur MLI triphasé en absorption sinusoïdale de courant,” *Acta Electrotehnica*, vol. 49(3), pp. 290–300, 2008.
- [65] A. Mirecki, “Etude comparative de chaînes de conversion d’énergie dédiées à une éolienne de petite puissance,” Thèse de Doctorat, Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 2005.
- [66] J. Wanga, H. Yin and S. Xu, “A New Control Strategy of Three Phase Voltage Source PWM Rectifiers,” *International Conference on Applied Physics and Industrial Engineering*, Elsevier, vol. 24, pp. 997–1005, 2012.
- [67] D. Lee and Y. Kim, “Control of Single-Phase-to-Three-Phase AC/DC/AC PWM Converters for Induction Motor Drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54(2), pp. 797–804, 2007.
- [68] N. Reddy and P. Hymavathi, “Mitigation of Harmonics by Three-Phase Voltage Source PWM Rectifier,” *International Journal of Scientific and Research Publications*, vol. 2(9), pp. 1–4, 2012.
- [69] M. Malinowski, “Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers,” PhD Thesis, Warsaw University of Technology, 2001.
- [70] M. Bhattacharya and A. Srivastava, “Wave Shaping Of Current Using PWM Rectifiers,” *International Journal of Engineering and Technical Research*, vol. 2(5), pp. 251–255, 2014.
- [71] M. Xue and M. He, “Control of Unit Power Factor PWM Rectifier,” *Energy and Power Engineering*, vol. 5, pp. 121–124, 2013.
- [72] F. Kendouli, K. Nabti, K. Abed et H. Benalla, “Modélisation, simulation et contrôle d’une turbine éolienne à vitesse variable basée sur la génératrice asynchrone à double alimentation,” *Revue des Energies Renouvelables*, vol. 14(1), pp. 109–120, 2011.
- [73] S. Capitaneanu, “Optimisation de la fonction MLI d’un onduleur de tension deux-niveaux,” Thèse de Doctorat, Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [74] M. El-Moniem, H. Azazi and S. Mahmoud, “A current sensorless power factor correction control for LED lamp driver,” *Alexandria Engineering Journal*, Elsevier, vol. 53, pp. 69–79, 2014.
- [75] K. Abdelhalim, “Correction d’un facteur de puissance à l’entrée d’un hacheur AC/DC,” Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas-Sétif, 2012.

- [76] S. Mukherjee, N. Saxena and A. Sharma, “Power System Harmonic Compensation Using Shunt Active Power Filter,” *International Journal of Engineering Research and Applications*, vol. 4(7), pp. 60–63, 2014.
- [77] K. Hemachandran, B. Justus and S. Darly, “Mitigation of Harmonics using Active Shunt Filter with PEMFC,” *Asian Journal of Applied Sciences*, vol. 2(6), pp. 837–845, 2014.
- [78] B. Amar, “Intégration des UPS dans le système de compensation des perturbations harmoniques pour une charge critique,” *Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider Biskra*, 2014.
- [79] A. Videt, M. Messaoudi, N. Idir, H. Boulharts and H. Vang, “PWM Strategy for the Cancellation of Common-Mode Voltage Generated by Three-Phase Back-to-Back Inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32(4), pp. 2675–2686, 2017.
- [80] M. Thiam, “Contribution à l’étude d’un micro-réseau intelligent multi générateurs et multi récepteurs : Etude d’interfaces statiques pour les connexions entre les sources d’énergies renouvelables et le micro-réseau,” *Thèse de Doctorat, Ecole Supérieure Polytechnique, Université Cheikh Anta Diop*, 2015.
- [81] E. Monmasson, *Power Electronic Converters : PWM Strategies and Current Control Techniques*. John Wiley & Sons, River Street, Hoboken, USA, 2011.
- [82] R. Brindha, V. Ganapathy, S. Apnapriya and J. Venkataraman, “Third Harmonics Injection Applied To Three Phase/Three Level/Three Switch Unidirectional PWM Rectifier,” *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 3(2), pp. 307–314, 2014.
- [83] D. Holmes and T. Lipo, *Pulse Width Modulation For Power Converters : Principles and Practice*. IEEE Press Editorial Board, 2003.
- [84] P. Dharmadhikari, “Comparison of Full Bridge Voltage source Inverter with Different PWM Techniques,” *International Journal of Computer Applications*, pp. 25–30, 2013.
- [85] N. Mohan and R. Nema, “Performance Analysis and Comparison of Pulse Width Modulation Techniques for Two level Inverter Based Induction Motor Drives,” *IEEE International Conference on Magnetism, Machines & Drives*, Kottayam, India, July 24-26, 2014.
- [86] B. Allaoua and A. Laoufi, “A Novel Sliding Mode Fuzzy Control based on SVM for Electric Vehicles Propulsion System,” *Energy Procedia*, Elsevier, vol. 36, pp. 120–129, 2013.
- [87] R. Kumar, S. Kumar and A. Yadav, “Comparison of PWM Techniques and Inverter Performance,” *Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 4(1), pp. 18–22, 2013.

- [88] W. Subsingha, “A Comparative Study of Sinusoidal PWM and Third Harmonic Injected PWM Reference Signal on Five Level Diode Clamp Inverter,” *Energy Procedia*, Elsevier, vol. 89, pp. 137–148, 2016.
- [89] R. Rao, P. Srinivas and M. Kumar, “Design and Analysis of Various Inverters Using Different PWM Techniques,” *The International Journal Of Engineering And Science*, pp. 41–51, 2014.
- [90] C. Omeje, D. Nnadi and C. Odeh, “Comparative Analysis of Space Vector Pulse Width Modulation and Third Harmonic Injected Modulation on Industrial Drives,” *Pacific Journal Science and Technology*, vol. 13(1), pp. 12–19, 2012.
- [91] L. Grman, M. Hrasko and J. Kuchta, “Single phase PWM rectifier in Traction Application,” *Journal of Electrical Engineering*, vol. 62(4), pp. 206–212, 2011.
- [92] A. Mitra and S. Chowdhuri, “Analysis of Single Phase PWM Rectifier for Different Applications,” *Journal of The Institution of Engineers*, vol. B, pp. 1–9, 2016.
- [93] K. Patel and S. Patel, “Simulation and Analysis of Single Phase Pulse Width Modulated Rectifier,” *International Journal for Technological Research in Engineering*, vol. 2(8), pp. 1341–1346, 2015.
- [94] J. Bauer, “Single-Phase Pulse Width Modulated Rectifier,” *Acta Polytechnica*, vol. 48(3), pp. 84–87, 2008.
- [95] N. Sridhar and R. Kanagaraj, “Modeling and Simulation of Controller for Single Phase and Three Phase PWM Rectifiers,” *Indian Journal of Science and Technology*, vol. 8(32), pp. 1–8, 2015.
- [96] A. Dongre and S. Dhamse, “Matlab Simulation And Comparison Of Single Phase To Three Phase Converter Fed Induction Motor Drive Using One And Two Rectifier,” *International Journal Of Modern Engineering Research*, vol. 45(5), pp. 43–53, 2014.
- [97] J. Lamterkati, M. Khafallah and L. Ouboubker, “A New DPC for Three-phase PWM rectifier with unity power factor operation,” *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 3(4), pp. 8273–8285, 2014.
- [98] A. Semma and D. Liabes, “Improvement of PWM Rectifier Performances Using Direct Power Control and Fuzzy Logic Theory,” *Australian Journal of Basic and Applied Sciences*, vol. 7(4), pp. 297–303, 2013.
- [99] A. Chaoui, J. Gaubert and F. Krim, “Power quality improvement using DPC controlled three-phase shunt active filter Electric,” *Power Systems Research journal*, Elsevier, vol. 80, pp. 657–666, 2010.
- [100] Y. Cho and K. Lee, “Virtual-Flux-Based Predictive Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers with Fast Dynamic Response,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31(4), pp. 3348–3359, 2016.

- [101] Y. Zhang, Y. Peng and H. Yang, “Performance Improvement of Two-Vectors-Based Model Predictive Control of PWM Rectifier,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31(8), pp. 6016–6030, 2016.
- [102] C. Jacobina, E. Santos, N. Rocha and E. Fabricio, “Single-Phase to Three-Phase Drive System Using Two Parallel Single-Phase Rectifiers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25(5), pp. 1285–1295, 2010.
- [103] Y. Zhang, C. Qu and J. Gao, “Relationship Between Two Direct Power Control Methods for PWM Rectifiers Under Unbalanced Network,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32(3), pp. 2319–2328, 2017.
- [104] M. Cichowlas, M. Malinowski, D. Sobczuk, P. Rodriguez, J. Pou and M. Kazmierkowski, “Active Filtering Function of Three-Phase PWM Boost Rectifier Under Different Line Voltage Conditions,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52(2), pp. 410–419, 2005.
- [105] M. Zarif and M. Monfared, “Step-by-step design and tuning of VOC control loops for grid connected rectifiers,” *Electrical Power and Energy Systems*, Elsevier, vol. 64, pp. 708–713, 2015.
- [106] T. Trivedi, R. Jadeja, P. Bhatt and V. Patel, “A Review on Direct Power Control for Applications to Grid Connected PWM Converters,” *Engineering, Technology & Applied Science Research*, vol. 5(4), pp. 841–849, 2015.
- [107] N. Bernard, B. Multon and H. Ahmed, “Le redresseur MLI en absorption sinusoïdale de courant,” *Revue 3EI*, pp. 56–65, 2003.
- [108] H. Kanaan and K. Al-Haddad, “Modeling and multi-loop feedback control design of a SEPIC power factor corrector in single-phase rectifiers,” *Mathematics and Computers in Simulation*, Elsevier, vol. 91, pp. 274–283, 2013.
- [109] Z. Dey, M. Fellah and A. Benaissa, “Technique de Correction du Facteur de Puissance PFC dans les convertisseurs AC-DC monophasé : Application boost PFC,” *International Conference on Electrical Engineering and its Applications*, Sidi Bel-Abbès, Algeria, May 20-21, pp. 36–40, 2008.
- [110] A. Kessal, L. Rahmani, M. Mostefai and J. Gaubert, “Power Factor Correction based on Fuzzy Logic Controller with Fixed Switching Frequency,” *Electronics and Electrical Engineering*, vol. 2(118), pp. 67–72, 2012.
- [111] A. Kessal, L. Rahmani, J. Gaubert and M. Mostefai, “Power Factor Corrector with a Fast Regulation and Constant Switching Frequency,” *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 38(3), pp. 651–659, 2013.
- [112] R. Sharma and A. Haque, “Simulation and Analysis of Power Factor Correction in Electric Control System for Metal Halide High Intensity Discharge Lamps,” *Advance in Electronic and Electric Engineering*, vol. 4(2), pp. 185–192, 2014.

- [113] S. Lacroix, “Modélisation et commande d’une chaîne de conversion pour véhicule électrique intégrant la fonction de charge des batteries,” Thèse de Doctorat, Université Paris-Sud, 2013.
- [114] D. Rekioua, *Wind Power Electric Systems Modeling, Simulation and Control*. Springer, 2014.
- [115] N. Patin, “DC/AC Converters,” *Power Electronics Applied to Industrial Systems and Transports*, Elsevier, vol. 2, pp. 35–100, 2015.
- [116] A. Iqbal, S. Ahmed and H. Abu-Rub, “Space Vector PWM Technique for a Three-to-Five-Phase Matrix Converter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48(2), pp. 697–707, 2012.
- [117] K. Kumar, P. Michael, J. John and S. Kumar, “Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter,” *Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 5(7), pp. 61–74, 2010.
- [118] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*. Morgan & Claypool, 2006.
- [119] J. Yuan, J. Pan, W. Fei, C. Cai, Y. Chen and B. Chen, “An Immune-Algorithm-Based Space-Vector PWM Control Strategy in a Three-Phase Inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60(5), pp. 2084–2093, 2013.
- [120] H. Ding, S. Shuangyan, D. Xianzhong and G. Jun, “A novel dynamic voltage restorer and its unbalanced control strategy based on space vector PWM,” *Electrical Power and Energy Systems*, Elsevier, vol. 24, pp. 693–699, 2002.
- [121] S. Pan, J. Pan and Z. Tian, “A Shifted SVPWM Method to Control DC-Link Resonant Inverters and Its FPGA Realization,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59(9), pp. 3383–3391, 2012.
- [122] M. Rajkumar, P. Manoharan and A. Ravi, “Simulation and an experimental investigation of SVPWM technique on a multilevel voltage source inverter for photovoltaic systems,” *Electrical Power and Energy Systems*, Elsevier, vol. 52, pp. 116–131, 2013.
- [123] M. Kazierkowski, M. Malinowski and M. Bech, *Pulse Width Modulation Techniques for Three-Phase Voltage Source Converters*. Control in Power Electronics, Academic Press Series in Engineering, Elsevier, 2002.
- [124] H. Abu-Rub, M. Malinowski and K. Al-Haddad, *Power electronics for renewable energy systems, transportation and industrial applications*. IEEE Press and John Wiley & Sons, 2014.
- [125] M. Zelechowski, “Space Vector Modulated Direct Torque Controlled Inverter Fed Induction Motor Drive,” PhD Thesis, Warsaw University of Technology, 2005.
- [126] A. Iqbal, S. Ahmed, M. Khan, H. Abu-Rub, “Generalised simulation and experimental implementation of space vector PWM technique of a three-phase voltage

- source inverter,” *International Journal of Engineering, Science and Technology*, vol. 2(1), pp. 1–12, 2010.
- [127] A. Gupta and S. Kumar, “Analysis of Three Phase Space Vector PWM Voltage Source Inverter for ASDs,” *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, vol. 2, pp. 2250–2459, 2012.
- [128] L. Saribulut, A. Teke and M. Tumay, “Vector-based reference location estimating for space vector modulation technique,” *Electric Power Systems Research*, Elsevier, vol. 86, pp. 51–60, 2012.
- [129] P. Tran, “MATLAB/Simulink Implementation and Analysis of Three Pulse Width Modulation (PWM) Techniques,” PhD Thesis, Boise State University, 2012.
- [130] A. Mishra, S. Save and R. Sen, “Space Vector Pulse Width Modulation,” *Int. Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. 5(2), pp. 1472–1476, 2014.
- [131] S. Mane and I. Korachagaon, “Design of Three Phase Inverter Using Space Vector Pulse Width Modulation Technique (SVPWM),” *International Journal of Enhanced Research in Science Technology & Engineering*, vol. 3(7), pp. 251–259, 2014.
- [132] N. Quang and J. Dittrich, *Vector Control of Three-Phase AC Machines : System Development in the Practice*. Springer, 2015.
- [133] A. Mansour, “Novel SVPWM based on first order equation,” *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, vol. 2, pp. 197–206, 2015.
- [134] X. Jing, “Modeling and Control of a Doubly-Fed Induction Generator for Wind Turbine-Generator Systems,” PhD Thesis, Marquette University, 2012.
- [135] H. Khan, “Optimised Space Vector Modulation for Variable Speed Drives,” PhD Thesis, Université Blaise Pascal - Clermont II, 2012.
- [136] J. Lombard, *Riz des villes, mil des champs en pays serer-Senegal*. CEGT, 1993.
- [137] G. Duteurtre, *L’agriculture Sénégalaise à l’épreuve du marché*. Karthala, 2010.
- [138] F. Mabille, “Expérimentation et modélisation pour la compréhension des mécanismes de fractionnement des céréales,” *Acta Technica Jaurinensis*, vol. 19, pp. 95–105, 2012.
- [139] V. Sarac and G. Cvetkovski, “Transient Analysis of Induction Motor Using Different Simulation Models,” *Acta Technica Jaurinensis*, vol. 6(1), 2013.
- [140] P. Deb and S. Sarkar, “Dynamic Model Analysis of Three Phase Induction Motor Using Matlab/Simulink,” *International Journal of Scientific & Engineering Research*, vol. 7(3), pp. 572–577, 2016.
- [141] W. Silva, A. Lima and A. Oliveira, “A Method for Measuring Torque of Squirrel-Cage Induction Motors Without Any Mechanical Sensor,” *IEEE Transactions on Instrumentation*, vol. 64(5), pp. 1223–1231, 2015.

- [142] M. Ikeda and T. Hiyama, "Simulation studies of the Transients of Squirrel cage Induction Motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22 (2), pp. 233–239, 2007.
- [143] A. Boukhelifa, "Les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel," Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique-Algerie, 2007.
- [144] T. Riad, "Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone," Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, 2008.
- [145] F. Mehazzem, "Contribution à la Commande d'un Moteur Asynchrone destiné à la Traction électrique," Thèse de Doctorat, Université de Paris Est, 2010.
- [146] J. Louis, *Modélisation des machines électriques en vue de leur commande*. Lavoisier, 2004.
- [147] J. Capron et J. Hautier, *Modélisation et commande de la machine asynchrone*. Technip, Paris, 1995.
- [148] B. Abdelhadi, "Contribution à la Conception d'un Moteur à Induction Spécial à rotor Externe pour Système de Propulsion Electrique," Thèse de Doctorat, Université Batna, 2004.
- [149] N. Belaaaj-Merabet et K. Jelassi, "Comparaison des Méthodes d'Identification des Paramètres d'une Machine Asynchrone," *European Physical Journal Applied Physics*, vol. 3, pp. 71–80, 1998.
- [150] K. Kim and S. Byun, "Auto-Measurement of Induction Motor Parameters," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 1(2), pp. 226–232, 2006.
- [151] R. Salimin, S. Kadir, S. Baki and F. Ismail, "Parameter Identification of Three-Phase Induction Motor using MATLAB-Simulink," *IEEE International Power Engineering and Optimization Conference*, Langkawi, Malaysia, June 3-4, 2013.
- [152] J. Favier, "Valeur nutritive et comportement des céréales au cours de leurs transformations," *Eurotex*, Paris, pp. 285–297, 1989.
- [153] R. Treillon, *Innovation technologique dans les pays du sud : le cas de l'agro-alimentaire*. Karthala, Paris, 1992.
- [154] H. Mbengue, "Étude d'un décortiqueur adapté aux besoins de transformation artisanale des mils, maïs et sorgho au Sénégal," *Eurotext*, pp. 255–263, 1989.
- [155] A. Sophie, *Meules à grains*. Ibis Press, Paris, 2003.
- [156] C. Mestres, "Fabrication industrielle de pâtes composées blé-maïs : céréales en régions chaudes ." *Eurotex*, Paris, pp. 337–347, 1989.
- [157] <https://www.energieplus-lesite.be/index.php?id=11267#c6412> en ligne, consulté en Octobre 2017.

- [158] H. Chaikhy, M. Khafallah, A. Saad, M. Es-Saadi and K. Chikh, “Evaluation des performances des commandes vectorielles de la machine à induction,” *Revue de génie industriel*, vol. 6, pp. 23–32, 2011.
- [159] K. Hemavathy, N. Pappa and S. Kumar, “Comparison of Indirect Vector Control and Direct Torque Control Applied to Induction Motor Drive,” *IEEE, International Conference on Advanced Communication Control and Computing Technologies*, Ramanathapuram, India, May 8-10, vol. 2, pp. 192–197, 2014.
- [160] X. Lufei and N. Guangqun, “Research on Direct Torque Control of Induction Motor Based on TMS320LF2407A,” *Physics Procedia*, Elsevier, vol. 25, pp. 513–519, 2012.
- [161] S. Padmanaban, F. Daya, F. Blaabjerg, P. Wheeler, P. Szczesniak, V. Oleschuk and A. Ertas, “Wavelet-fuzzy speed indirect field oriented controller for three-phase AC motor drive Investigation and implementation,” *Engineering Science and Technology, an International Journal*, Elsevier, vol. 19, pp. 1099–1107, 2016.
- [162] A. Pjetri, Y. Luga and A. Bardhi, “Sensorless speed rotor flux oriented control of three phase induction motor,” *European Scientific Journal*, vol. 11, pp. 120–129, 2015.
- [163] Y. Zahraoui, A. Bennassar and M. Akherraz, “Indirect Vector Control of Induction Motor Using an Extended Kalman Observer and Fuzzy Logic Controllers,” *IEEE, International Renewable and Sustainable Energy Conference*, Marrakech, Morocco, December 10-13, 2015.
- [164] B. Hang, Q. Wang, F. Xie and L. Shi, “Co-simulation of field oriented control in induction motor drive system,” *IEEE, Conference on Industrial Electronics and Applications*, Hefei, China, June 5-7, pp. 1955–1958, 2016.
- [165] T. Chan and K. Shi, *Applied intelligent control of induction motor drives*. IEEE Press Editorial Board, John Wiley & Sons, 2011.
- [166] T. Reddy, “Speed control of induction motor with and without multi-level inverter using V/f control,” *International Journal of Advanced Engineering and Global Technology*, vol. 2(7), pp. 839–851, 2014.
- [167] M. Aspalli, R. Asha and P. Hunagund, “Three phase induction motor drive using IGBTs and constant V/f method,” *Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 1(5), pp. 463–469, 2012.
- [168] M. Peron, “Conception d’une stratégie de commande vectorielle énergétiquement optimale de la machine asynchrone basée sur un modèle des pertes neuronal sur FPGA,” *Thèse de Doctorat*, Université de Laval, 2009.
- [169] M. Khalfa, “Commande vectorielle indirecte d’une pompe centrifuge photovoltaïque au fil de soleil,” *Revue des Energies Renouvelables*, vol. 163-175, 2008.

- [170] A. Idir and M. Kidouche, “Real-time simulation of V/f scalar controlled induction motor using rt-lab platform for educational purpose,” Proceedings of the International Conference on Systems Control and Informatics, 2013.
- [171] K. Shi, T. Chan, Y. Wong and S. Ho, “Modeling and simulation of the Three-phase induction motor using Simulink,” International Journal of Electrical Engineering Education, vol. 36, pp. 163–172, 1999.
- [172] S. Elan and A. Aishwarya, “Simulation and development of inverter fed three phase induction motor using V/f control strategy,” International Journal of Advances in Engineering and Technology, vol. 4, pp. 2250–2459, 2014.
- [173] H. Akroum, M. Kidouche and A. Aibeche, “Scalar Control of Induction Motor Drives Using dSPACE DS1104,” Proceedings of the International Conference on Systems, Control and Informatics, 2013.
- [174] P. Behera, M. Behera and A. Sahoo, “Speed Control of Induction Motor using Scalar Control Technique,” Proceedings on International Conference on Emergent Trends in Computing and Communication, 2014.
- [175] A. Newwel and K. Aditya, “Implementation of close loop speed control with vvvf control implementation of close loop speed control with vvvf control and slip regulation on lim,” Engineering, Technology and Applied Science Research, vol. 4(2), pp. 596–599, 2014.
- [176] S. Chimurkar, S. Tarnekar and M. Palandurkar, “Torque control of Induction Motor using V/f method,” International Journal of Advances in Engineering Sciences, vol. 1(1), pp. 44–49, 2011.
- [177] C. Ogbuka and M. Agu, “A Modified Closed Loop V/F Controlled Induction Motor Drive,” The Pacific Journal of Science and Technology, vol. 10(1), pp. 52–58, 2009.
- [178] K. Ganesan, S. Subamalini and A. Dhinesh, “Implementation of Slip-Controller for Induction Motor Drive Employing Indirect Matrix Converter,” International Journal of Engineering Research, vol. 3(4), pp. 201–205, 2014.
- [179] S. Srilad, S. Tunyasrirut and T. Suksri, “Implementation of a Scalar Controlled Induction Motor Drives,” IEEE Joint Conference, pp. 3605–3610, 2006.
- [180] N. Naik and S. Singh, “Improved dynamic performance of Direct Torque Control at low speed over a scalar control,” IEEE, Annual India Conference, 2013.
- [181] H. Chaikhy, “Contribution au développement et à l’implantation des stratégies de commandes évoluées des machines asynchrones,” Thèse de Doctorat, Université Hassan II, 2013.
- [182] A. Lokriti, Y. Zidani and S. Doubabi, “Comparaison des performances des régulateurs PI et IP appliqués pour la commande vectorielle à flux rotorique orienté d’une machine asynchrone,” Conférence Internationale de Modélisation et Simulation, Hammamet, Tunisie, 10-12 mai, 2010.

- [183] S. Rezgui and H. Benalla, “High performance controllers for speed and position induction motor drive using new reaching law,” *International Journal of Instrumentation and Control Systems*, vol. 1(2), pp. 31–46, 2011.
- [184] A. Junior, T. Neto, D. Honório, L. Barreto and L. Reis, “Hybrid Position Controller for an Indirect Field-Oriented Induction Motor Drive,” *IEEE, Applied Power Electronics Conference and Exposition, USA, March 15-19*, pp. 1541–1547, 2015.
- [185] C. Jacobina, J. Fo, F. Salvadori, A. Lima and L. Ribeiro, “A simple indirect field oriented control of induction machines without speed measurement,” *IEEE, Industry Applications Conference*, vol. 3, pp. 1809–1813, 2000.
- [186] P. Shaija and A. Daniel, “An Intelligent Speed Controller Design for Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive System,” *Procedia Technology, Elsevier*, vol. 25, pp. 801–807, 2016.
- [187] S. Chacko, C. Bhende, S. Jain and R. Nema , “Modeling and Simulation of Field Oriented Control Induction Motor Drive and Influence of Rotor Resistance Variations on its Performance,” *Electrical and Electronics Engineering : An International Journal*, vol. 5(1), pp. 37–51, 2016.
- [188] F. Benchabane, A. Titaouine, O. Bennis, K. Yahia and D. Taibi, “Direct field oriented control scheme for space vector modulated AC/DC/AC converter fed induction motor,” *Frontier Energy, Springer*, vol. 6(2), pp. 129–137, 2012.
- [189] C. Abdelkader and M. Soltani, “Comparative study between the conventional regulators and fuzzy logic controller : Application on the induction machine,” *International Journal of Sciences and Techniques of Automatic Control & Computer Engineering*, vol. 1(2), pp. 196–212, 2007.
- [190] L. Baghli, “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques,” *Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I*, 1999.
- [191] R. Maher, Walid Emar and M. Awad, “Indirect Field Oriented Control of an Induction Motor Sensing DC-link Current with PI Controller,” *International Journal of Control Science and Engineering*, vol. 2(3), pp. 19–25, 2012.
- [192] R. Rinkeviciene and V. Batkauskas, “Modeling and Investigation of Vector Controlled Induction Drive,” *Electronics and electrical engineering*, vol. 1(81), pp. 53–56, 2008.
- [193] S. Chekroun, M. Zerikat and A. Mechernene, “Commande sans capteur mécanique d’un moteur asynchrone basée sur l’approche MRAS avec estimation simultanée de la résistance statorique et de la vitesse rotorique,” *Sciences et Technologie*, vol. B(33), pp. 25–33, 2011.
- [194] A. Khlaief, “Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents,” *Thèse de Doctorat, Ecole Supérieure des Sciences et Techniques de Tunis*, 2012.

- [195] I. AL-Rouh, “Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone,” Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2004.
- [196] Y. Beddiaf, L. Chrifi-Alaoui, F. Zidani and S. Drid, “Modified speed sensorless indirect field-oriented control of induction motor using PLL,” IEEE, International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering, Hammamet, Tunisia, December 21-23, pp. 135–141, 2014.
- [197] J. Li, “Model Predictive Control for Extended Kalman Filter Based Speed Sensorless Induction Motor Drives,” IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, USA, March 20-24, pp. 2770–2775, 2016.
- [198] T. Floquet, “Contributions à la commande par modes glissants d’ordre supérieur,” Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2000.
- [199] G. Boukettaya, R. Andoulsi et A. Ouali, “Commande vectorielle avec observateur de vitesse d’une pompe asynchrone couplée à un générateur photovoltaïque,” Revue des Energies Renouvelables, pp. 75–85, 2008.
- [200] T. Benmiloud, “Commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques,” Thèse de Doctorat, Université Oran, 2012.
- [201] J. Mohanalakshmi and H. Suresh, “Sensorless Speed Estimation and Vector Control of an Induction Motor drive Using Model Reference Adaptive Control,” IEEE, International Conference on Power and Advanced Control Engineering, Bangalore, India, August 12-14, pp. 377–382, 2015.
- [202] R. Kumar, S. Das, P. Syam and A. Chattopadhyay, “Review on model reference adaptive system for sensorless vector control of induction motor drives,” IET Electric Power Applications, vol. 9(7), pp. 496–511, 2015.
- [203] S. Purti, R. Kumar and S. Das, “Performance Assessment of Rotor Flux and Reactive Power based MRAS for Speed Sensorless Induction Motor Drive in a Common Test Rig,” IEEE, International Conference on Computer, Communication and Control, Indore, India, September 10-12, 2015.
- [204] R. Farshbaf, M. Azizian and A. Ebrahimi, “NN-MRAS based speed estimator VS RF-MRAS one : design and comparison,” IEEE, Power Electronics and Drive Systems Technology, Tehran, Iran, February 15-16, pp. 223–228, 2012.
- [205] S. Dhundhara, P. Kumar and Y. Pal Verma, “Sensor less Speed Control of PMSM Using Space Vector Pulse Width Modulation Based on MRAS Method,” IEEE, International Conference on Recent Advances in Engineering & Computational Sciences, Chandigarh, India, December 21-22, 2015.
- [206] I. Jeong, W. Choi and K. Park, “Sensorless Vector Control of Induction Motors for Wind Energy Applications Using MRAS and ASO,” Journal of Electrical Engineering and Technology, vol. 9(3), pp. 742–750, 2014.

- [207] Y. Zbede, S. Gadoue and D. Atkinson, “Model Predictive MRAS Estimator for Sensorless Induction Motor Drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63(6), pp. 3511–3521, 2016.
- [208] G. Pydiraju and M. Daivaasirvadam, “Sensorless Speed Control of Induction Motor Using MRAS,” *International Journal of Recent Technology and Engineering*, vol. 1(5), pp. 31–35, 2012.
- [209] B. Dumnicevic, V. Katic, V. Vasic, D. Milicevic and M. Delimar, “An Improved MRAS Based Sensorless Vector Control Method for Wind Power Generator,” *Journal of Applied Research and Technology*, vol. 10, pp. 687–697, 2012.
- [210] D. Pinheiro, C. Stein, J. Costa, R. Cardoso and E. Carati, “Comparison of sensorless techniques based on Model Reference Adaptive System for induction motor drives,” *IEEE, Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference*, Fortaleza, Brazil, 29 November - 2 December, 2015.
- [211] M. Khan, A. Azam and J. Amarnath, “Fuzzy logic based MRAS speed observer for control of induction motor drive,” *Journal of Modelling and Simulation*, vol. 6(2), pp. 134–140, 2010.
- [212] M. Khan and A. Iqbal, “Model Reference Adaptive System with Simple Sensorless Flux Observer for Induction Motor Drive,” *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*, India, December 16-19, 2012.
- [213] A. Saxena, D. Singhal, S. Singh, D. Sharma and P. Gupta, “Comparative Analysis of Sensor-Less Speed Control of Three Phase Induction Motor,” *IEEE, International Conference on Computing for Sustainable Global Development*, India, March 16-18, pp. 1118–1121, 2016.
- [214] C. Yang and J. Finch, “A Comparison of Induction Motor Speed Estimation using Conventional MRAS and AI-Based MRAS with a Dynamic Reference Model,” *Advances in Electrical Engineering and Computational Science*, vol. 39, pp. 75–85, 2008.
- [215] S. Gadoue, D. Giaouris and J. Finch, “MRAS Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using New Sliding Mode and Fuzzy Logic Adaptation Mechanisms,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, pp. 394–402, 2010.
- [216] B. Djallel, “Commande des systèmes temps réel, Implémentation sur la carte dSPACE1104,” *Mastère*, Université Ferhat Abbas-Sétif, 2013.
- [217] R. Eddine, “Techniques de commande avancées de la machine asynchrone : étude comparative et applications,” *These de Doctorat*, Université Constantine, 2015.
- [218] [www.artisanatg.com/info/ATGtkacd.pdf](http://www.artisanatg.com/info/ATGtkacd.pdf), en ligne, consulté en Février 2017.
- [219] [labcontrol.cicese.mx/pdf/ds1104.pdf](http://labcontrol.cicese.mx/pdf/ds1104.pdf), en ligne, consulté en Février 2017.
- [220] [nees.org/data/download/NEES-2012-1123/Documentation/DS1104config.pdf](http://nees.org/data/download/NEES-2012-1123/Documentation/DS1104config.pdf), en ligne, consulté en Février 2017.

# Publications, Communications et Séminaires

---

## □ Publications dans des revues internationales

1. M. DIOP, L. THIAW, M. THIAM, M. MBODJI and N. DIAW : Efficient Control of a Three Induction Motor Driving a Craft Mill of Millet. **International Journal of Scientific & Technology Research**, 5(07), pp. 88-91, 2016.
2. M. DIOP, L. THIAW, M. THIAM, M. NDIAYE, S. GUEYE, E. NDOYE, N. GNING et B. SY : Caractérisation Expérimentale et Simulation d'un Moulin Artisanal Triphasé. **Afrique SCIENCE**, 12(1) pp. 273-281, 2016.
3. M. THIAM, O. DIA, M. DIOP, G. SOW, D. AZILINON et O. DIAO : Détermination des Paramètres du Modèle à une Diode d'un Module Photovoltaïque. **Afrique SCIENCE** 12(3), pp. 77-83, 2016.
4. M. DIOP, W. KHIARI, M. TURKI, L. THIAW and J. BELHADJI : Modeling and Control of a Cereal Grinding System Driven by Induction Motor : Theoretical and Experimental Approaches FOC control (Soumis) **Journal of Electrical Systems**, <http://journal.esrgroups.org/jes/index.php>

## □ Publications dans des actes de colloque

1. M. DIOP, G. SOW, L. THIAM, M. NDIAYE, L. THIAW et S. FALL : Modélisation et Simulation d'un Moulin à Moteur Asynchrone Triphasé Alimenté par un Réseau Alternatif Monophasé Photovoltaïque. **ScienceLib-Ed. Mersenne**, pp. 54-60, 2014.  
[http://www.sciencelib.fr/IMG//pdf/Actes\\_colloque\\_casamansun.pdf](http://www.sciencelib.fr/IMG//pdf/Actes_colloque_casamansun.pdf)
2. M. DIOP, W. KHIARI, L. THIAW, M. TURKI and J. BELHADJI : Characterization and Control of a Craft Mill Driven by Induction Motor Fed by Photovoltaic Mini-grid. **Proceedings of the International Conference on Recent Advances in Electrical Systems**, pp. 119-124, 2016.  
<http://journal.esrgroups.org/jes/icraes/IcraesProceedings.html>

### □ **Communications nationales et internationales**

1. M. DIOP, G. SOW, L. THIAM, M. NDIAYE, L. THIAW et S. FALL : Modélisation et Simulation d'un Moulin à Asynchrone Triphasé Alimenté par un Réseau Alternatif Monophasé Photovoltaïque. **Colloque Workshop Energies Renouvelables et Développement Durable «Casamansun 2014»**, 15-17 Mai 2014, Université Assane Seck de Ziguinchor, Sénégal.
2. M. DIOP & L. THIAW : Adaptation d'un Moulin de Fabrication Artisanale pour un Fonctionnement avec un Moteur Asynchrone Triphasé. **Doctoriales, Ecole doctorale Physique, Chimie, Sciences de la Terre, de l'Univers et de l'Ingénieur de l'UCAD (ED-PCSTUI)**, 28-29 Mai 2015, Dakar, Sénégal.
3. M. DIOP & L. THIAW : Caractérisation d'un moulin artisanale à moteur asynchrone triphasé pour un fonctionnement sur les mini-réseaux photovoltaïque. **Deuxièmes Journées Scientifiques du CAMES**, 23-25 novembre 2015, Dakar, Sénégal.
4. M. DIOP & L. THIAW : Conception d'un Convertisseur AC/DC/AC à Prélèvement Sinusoïdal de Courant pour les Moulins Triphasés. **Forum International sur les Energies Renouvelables et le Développement Durable**, 15-16 Février 2016, Université Alioune Diop de Bambey, Sénégal.
5. M. DIOP, W. KHIARI, L. THIAW, M. TURKI and J. BELHADJI : Characterization and Control of a Craft Mill Driven by Induction Motor Fed by Photovoltaic Mini-grid. **International Conference on Recent Advances in Electrical Systems (ICRAES'16)**, 20-22 December 2016, Hammamet, Tunisia.
6. N. DIAW, L. THIAW, M. DIOP and A. SWATHI : Estimation de l'énergie solaire à Saint-Louis avec un SIG. **1<sup>ère</sup> Conférence Ouest Africaine Energies Renouvelables (COAER 2017)**, 28 juin - 2 juillet 2016, Saint-Louis, Sénégal.

### □ **Séminaires**

1. Introduction to SMA Off-Grid Solution, Project Example, Components & Functions, Installation Guide, Communication, System Design. **SMA Seminar Decentral Energy Concepts with Sunny Island**, Dakar, Senegal, March 30<sup>th</sup>, 2015.
2. Concept of the SMA Fuel Save Solution, Components of the SMA PV Hybrid System : Genset, PV Inverters, Battery Inverters, Fuel Save Controller, Operation principles, System Design. **SMA Seminar - Industrial Hybrid Energy Systems**, Dakar, Senegal, March 31<sup>st</sup>, 2015.

# Annexes

## Transformations de coordonnées

Dans cette partie, les transformations de coordonnées dans les repères utilisés dans ce travail sont abordées. La figure A.1 représente le repère triphasé (a, b, c) et les repères diphasés ( $\alpha, \beta$ ) et (d, q). Ces derniers sont utilisés pour simplifier les équations.

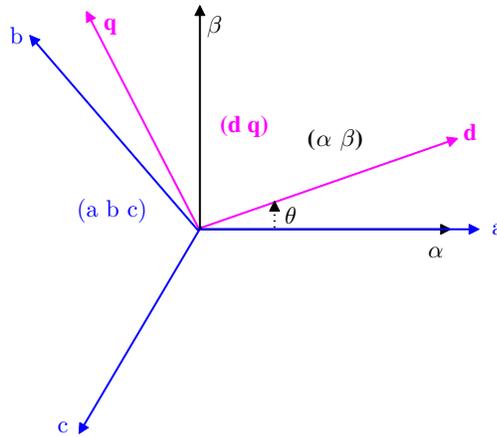


FIGURE A.1 – Représentation des repères

Pour simplifier l'écriture de ces équations dans les différents repères, les trois grandeurs triphasées sont considérées sinusoïdales, équilibrées, d'angle  $\theta$  et déphasées de  $2\pi/3$ . Pour passer d'un repère à un autre la notation complexe est utilisée. Les expressions du système triphasé dans le plan complexe sont données par la relation A.1.

$$\begin{cases} X_a = X_m \cos(\theta) = \frac{X_m}{2}(e^{j\theta} - e^{-j\theta}) \\ X_b = X_m \cos(\theta - 2\pi/3) = \frac{X_m}{2}(e^{j(\theta-2\pi/3)} - e^{-j(\theta-2\pi/3)}) \\ X_c = X_m \cos(\theta - 4\pi/3) = \frac{X_m}{2}(e^{j(\theta-4\pi/3)} - e^{-j(\theta-4\pi/3)}) \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

Les expressions analytiques des grandeurs dans les repères ( $\alpha, \beta$ ) et (d, q) sont obtenues par la transformation des coordonnées dans le repère (a, b, c).

## A.1 Passage du repère (a, b, c) au repère ( $\alpha, \beta$ )

Le passage du repère (a, b, c) au repère ( $\alpha, \beta$ ) est souvent appelé transformée de Clarke ou de Concordia. Ces transformées sont très proches mais la différence est notée sur la conservation de la puissance. Si cette conservation est assurée avec la transformation de Concordia, elle n'est pas le cas pour la transformation dite de Clarke.

Le système triphasé est déphasé de  $2\pi/3$ . Ainsi, dans la notation complexe l'opérateur complexe  $e^{j2\pi/3}$  peut être utilisé, pour exprimer les composantes dans le repère ( $\alpha, \beta$ ).

La relation A.2 donne l'expression des composantes dans le plan complexes.

$$X_a + (e^{j2\pi/3})X_b + (e^{j2\pi/3})^2X_c = \frac{3}{2}(X_\alpha + jX_\beta) \quad (\text{A.2})$$

Le développement de la relation A.2 permet d'exprimer les composantes du repère en fonction de celles du repère (a, b, c). La relation obtenue est la suivante :

$$X_a + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)X_b + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right)X_c = \frac{3}{2}(X_\alpha + jX_\beta) \quad (\text{A.3})$$

Le regroupement des parties, complexes et réelles de la relation A.3, permet d'établir la relation A.4. Cette relation donne les composantes  $X_\alpha$  et  $X_\beta$  en fonction des composantes  $X_a$ ,  $X_b$  et  $X_c$  dans le repère triphasé (a, b, c) ,.

$$\begin{cases} X_\alpha = \frac{2}{3}X_a - \frac{1}{3}X_b - \frac{1}{3}X_c \\ X_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(X_b - X_c) \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

Cette relation n'est pas l'unique et semble plus compliquée car dépendant des trois signaux. Par conséquent nous établissons la relation qui ne dépend que de l'angle. Les relations A.3 et A.4 permettent d'établir l'égalité A.5 dont est déduite la relation A.6.

$$\frac{X_m}{2}[(e^{j\theta} - e^{-j\theta}) + (e^{j\theta} - e^{-j(\theta + \frac{4\pi}{3})}) + (e^{j\theta} - e^{-j(\theta - \frac{8\pi}{3})})] = \frac{3}{2}(X_\alpha + jX_\beta) \quad (\text{A.5})$$

$$3\frac{X_m}{2}e^{j\theta} - \frac{X_m}{2}e^{-j\theta}(1 + e^{j4\pi/3} + e^{j2\pi/3}) = \frac{3}{2}(X_\alpha + jX_\beta) \quad (\text{A.6})$$

Sachant que  $1 + e^{j4\pi/3} + e^{j2\pi/3} = 0$ , nous avons :

$$\frac{3}{2}(X_\alpha + jX_\beta) = 3\frac{X_m}{2}e^{j\theta} = 3\frac{X_m}{2}(\cos(\theta) + j\sin(\theta)) \quad (\text{A.7})$$

En identifiant les parties, réelle et imaginaire, de l'égalité A.7, les expressions des composantes  $X_\alpha$  et  $X_\beta$  sont déduites. Elles sont données par la relation suivante.

$$\begin{cases} X_\alpha = X_m \cos(\theta) \\ X_\beta = X_m \sin(\theta) \end{cases} \quad (\text{A.8})$$

## A.2 Passage du repère $(\alpha, \beta)$ au repère $(d, q)$

Les repères  $(\alpha, \beta)$  et  $(d, q)$  sont diphasés. Le premier nommé est considéré fixe alors que le repère  $(d, q)$  est tournant. Il tourne par rapport au repère  $(\alpha, \beta)$  d'un angle  $\theta$ . Le schéma de principe du passage entre ces deux repères est présenté sur la figure A.2.

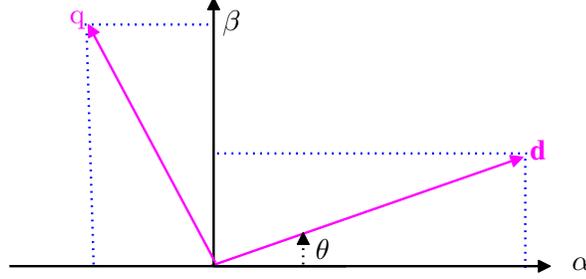


FIGURE A.2 – Représentation des repères  $(\alpha, \beta)$  et  $(d, q)$

Pour établir les relations entre ces repères, la technique de projection est utilisée. Les projections des composantes des axes  $d$  et  $q$  respectivement sur ceux du repère  $(\alpha, \beta)$  donnent les relations A.9 et A.10.

$$X_d = X_\alpha \cos(\theta) + X_\beta \sin(\theta) \quad (\text{A.9})$$

$$X_q = -X_\alpha \sin(\theta) + X_\beta \cos(\theta) \quad (\text{A.10})$$

Pour effectuer la transformée inverse permettant de passer du repère  $(d, q)$  au repère  $(\alpha, \beta)$ , la propriété trigonométrique  $\cos(\theta)^2 + \sin(\theta)^2 = 1$  est utilisée. En multipliant respectivement les expressions A.9 et A.10 par  $\cos(\theta)$  et  $\sin(\theta)$  et en tenant compte des signes, nous avons les relations suivantes.

$$X_d \cos(\theta) = X_\alpha \cos(\theta)^2 + X_\beta \sin(\theta)\cos(\theta) \quad (\text{A.11})$$

$$-X_q \sin(\theta) = X_\alpha \sin(\theta)^2 - X_\beta \cos(\theta)\sin(\theta) \quad (\text{A.12})$$

$$X_d \sin(\theta) = X_\alpha \cos(\theta)\sin(\theta) + X_\beta \sin(\theta)^2 \quad (\text{A.13})$$

$$X_q \cos(\theta) = -X_\alpha \sin(\theta)\cos(\theta) + X_\beta \cos(\theta)^2 \quad (\text{A.14})$$

La sommation des relations A.11 et A.12 d'un côté et celle de A.13 et A.14 de l'autre côté ont permis d'établir les relations inverses données par les équations A.15 et A.16.

$$X_\alpha = X_d \cos(\theta) - X_q \sin(\theta) \quad (\text{A.15})$$

$$X_\beta = X_d \sin(\theta) + X_q \cos(\theta) \quad (\text{A.16})$$

### A.3 Passage du repère (a, b, c) au repère (d, q)

Cette transformation permet de passer du repère (a, b, c) vers le repère mobile (d, q). Elle est constituée d'une transformation triphasée-diphassée suivie d'une rotation d'angle. D'après les transformations effectuées précédemment, la relation A.17 donne les matrices de passage du repère (a, b, c) vers  $(\alpha, \beta)$  puis de  $(\alpha, \beta)$  vers (d, q).

$$\begin{bmatrix} M_{abc \rightarrow \alpha\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} M_{\alpha\beta \rightarrow dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.17})$$

Le passage du repère (a, b, c) au repère (d, q) peut se faire par la matrice suivante. Elle est obtenue par le produit des matrices de passage données dans l'équation A.17.

$$\begin{bmatrix} M_{abc \rightarrow dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\frac{1}{2}\cos(\theta) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\theta) & -\frac{1}{2}\cos(\theta) - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \frac{1}{2}\sin(\theta) + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\theta) & \frac{1}{2}\sin(\theta) - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

Pour simplifier les relations trigonométriques suivantes sont établies.

$$\begin{aligned} -\frac{1}{2}\cos(\theta) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\theta) &= \cos(\theta - 2\pi/3) & -\frac{1}{2}\cos(\theta) - \frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\theta) &= \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2}\sin(\theta) + \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\theta) &= -\sin(\theta - 2\pi/3) & \frac{1}{2}\sin(\theta) - \frac{\sqrt{3}}{2}\cos(\theta) &= -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{aligned}$$

De ces relations est déduite une écriture simplifiée de la matrice  $M_{abc \rightarrow dq}$ .

$$\begin{bmatrix} M_{abc \rightarrow dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{A.19})$$

La relation A.20 donne l'équation de passage du repère (a, b, c) au repère (d, q).

$$\begin{bmatrix} X_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{abc \rightarrow dq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

Pour effectuer la transformée inverse, les matrices de passage du repère (d, q) vers  $(\alpha, \beta)$  puis de  $(\alpha, \beta)$  vers (a, b, c) sont utilisées. Elle est donnée par la relation A.21.

$$\begin{bmatrix} M_{dq \rightarrow abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}' \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{A.21})$$

Le développement de la relation A.21 et celles trigonométriques, précédemment définies, permettent d'établir la relation A.22, donnant la matrice de passage.

$$\begin{bmatrix} M_{dq \rightarrow abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{A.22})$$

Ainsi on a :

$$\begin{bmatrix} X_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{dq \rightarrow abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{abc} \end{bmatrix} \quad (\text{A.23})$$

## Détermination des rapports cyclique avec la SVM

La méthode du vecteur spatial ou Space vector modulation en anglais (SVM) est une technique de commande basée sur le calcul des périodes de commutations des interrupteurs de puissance du convertisseur statique à travers les rapports cycliques. Pour déterminer les rapports cyclique, le schéma de principe de la figure B.1 est utilisée.

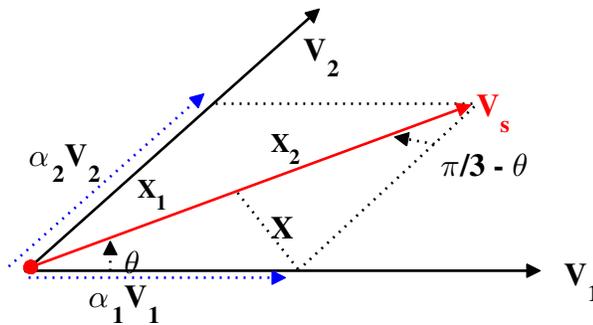


FIGURE B.1 – Principe de calcul des temps de commutation avec la SVM

A partir de la figure B.1, les projections donnent les relations suivantes :

$$\sin(\theta) = \frac{X}{\alpha_1 |V_1|} \quad (\text{B.1})$$

$$\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) = \frac{X}{\alpha_2 |V_2|} \quad (\text{B.2})$$

$$\cos(\theta) = \frac{X_1}{\alpha_1 |V_1|} \quad (\text{B.3})$$

$$\cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) = \frac{X_2}{\alpha_2 |V_2|} \quad (\text{B.4})$$

Ces expressions conduisent aux relations :

$$X_1 = \alpha_1 |V_1| \cos(\theta) \quad (\text{B.5})$$

$$X_2 = \alpha_2 |V_2| \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{B.6})$$

A partir des expressions précédentes on a :

$$\alpha_1 |V_1| = \alpha_2 |V_2| \frac{\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)}{\sin(\theta)} \quad (\text{B.7})$$

A partir du schéma de principe, l'amplitude de la tension peut être déduite en fonction des grandeurs  $X_1$  et  $X_2$ . on a :

$$|V_s| = X_1 + X_2 \quad (\text{B.8})$$

Ainsi, l'expression analytique de l'amplitude est donnée par :

$$|V_s| = X_1 + X_2 = \alpha_1 |V_1| \cos(\theta) + \alpha_2 |V_2| \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{B.9})$$

La combinaison des relations B.7 et B.9 donne :

$$|V_s| = \alpha_2 |V_2| \frac{\sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)}{\sin(\theta)} \cos(\theta) + \alpha_2 |V_2| \cos\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{B.10})$$

$$= \frac{\alpha_2 |V_2|}{\sin(\theta)} \left[ \cos\left(-\theta + \frac{\pi}{3}\right) \sin(\theta) + \cos(\theta) \sin\left(-\theta + \frac{\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{B.11})$$

$$= \alpha_2 |V_2| \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)}{\sin(\theta)} \quad (\text{B.12})$$

A partir de ces relations sont déduites les expressions des rapports cycliques.

Ainsi, l'expression du rapport cyclique  $\alpha_1$  est donnée par :

$$\alpha_2 = \frac{|V_s| \sin(\theta)}{|V_2| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad (\text{B.13})$$

De manière analogue, l'expression du rapport cyclique  $\alpha_2$  est donnée par :

$$\alpha_1 = \frac{|V_s| \sin(\theta)}{|V_2| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \frac{|V_2| \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)}{|V_1| \sin(\theta)} \quad (\text{B.14})$$

$$= \frac{|V_s| \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)}{|V_1| \sin(\theta)} \quad (\text{B.15})$$

A partir des rapports cycliques, sont calculés les expressions de  $T_1$  et  $T_2$ .

$$T_1 = \alpha_1 T_s = \frac{|V_s| \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right)}{|V_1| \sin(\theta)} T_s \quad (\text{B.16})$$

$$T_2 = \alpha_2 T_s = \frac{|V_s| \sin(\theta)}{|V_2| \sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} T_s \quad (\text{B.17})$$

## Structures et données caractéristiques des moulins

### C.1 Structures des moulins

#### C.1.1 Moulins à meules

Ces moulins à meules sont aujourd'hui de moins en moins utilisés. Ils permettent de broyer les grains entre deux meules, dont le réglage détermine la finesse de la farine.

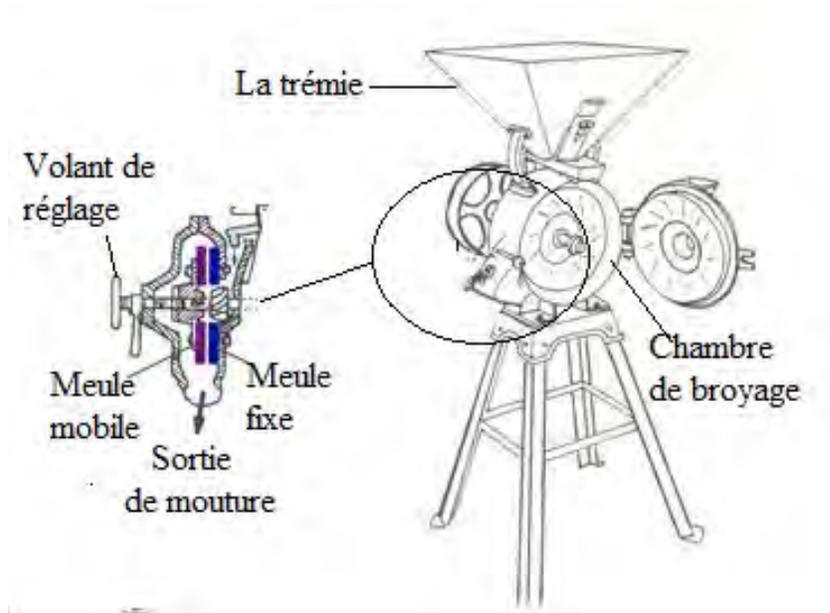


FIGURE C.1 – Structure du moulin à meule métallique

### C.1.2 Moulins à poulie-courroie

La plupart des moulins classiques sont dotés de systèmes poulie-courroie.



FIGURE C.2 – Structure du moulin à poulie-courroie

### C.1.3 Moulins à diesel

Ce sont des moulins alimentés par des groupes électrogènes à diesel.



Moteur Diesel 11 CV

FIGURE C.3 – Structure du moulin à diesel

### C.1.4 Moulins à marteaux locales

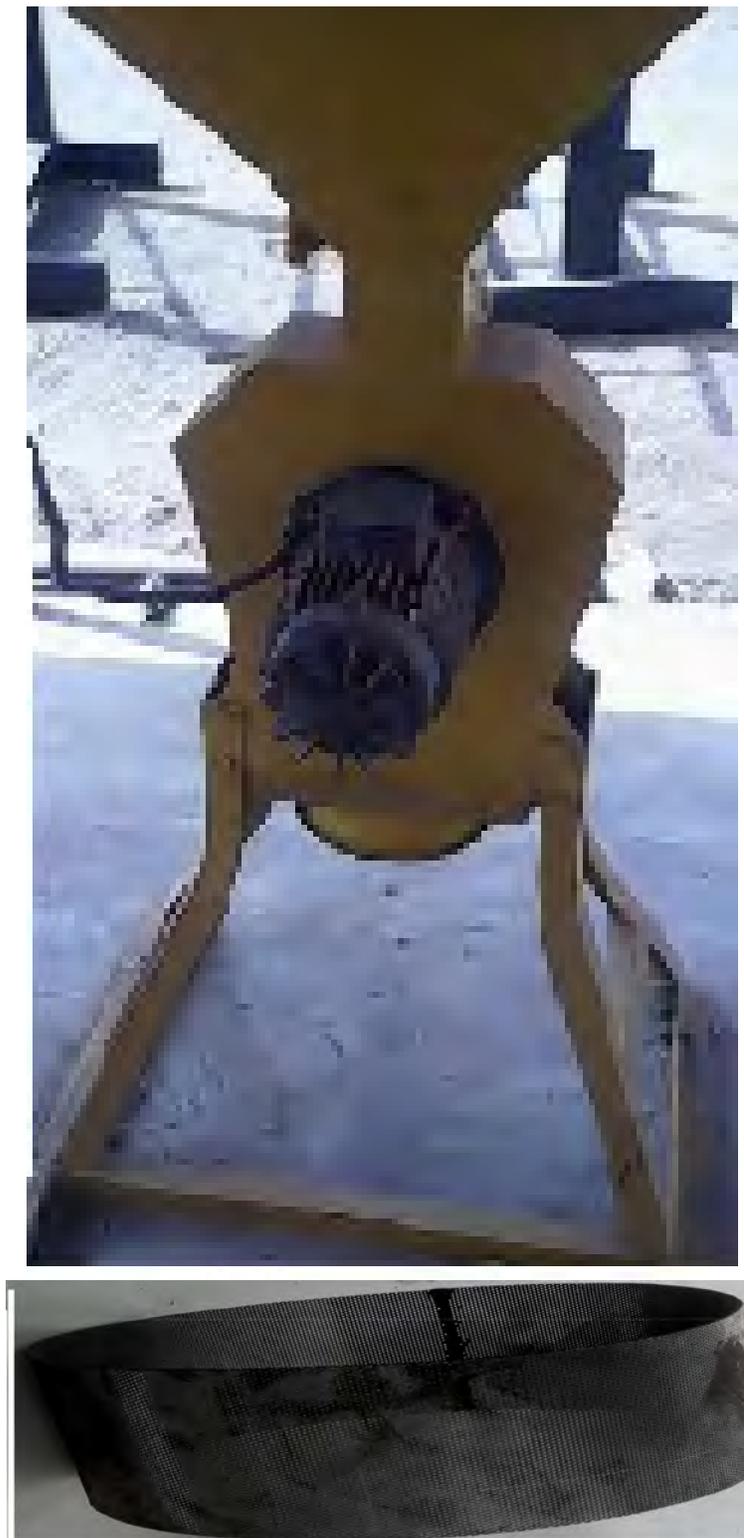


FIGURE C.4 – Structure du moulin locale à marteaux et le tamis

## C.2 Données de la caractérisation du moulin

Données expérimentales de la caractérisation du moulin (synthèse des différents tests expérimentaux effectués)

Débit	Vitesse (tr/min)	Vitesse (rd/s)	Courant I (A)	Puissance ab- sorbée (W)	Pertes (W)	Puissance utile (W)	Couple (N.m)
0	2993	313,552	3,300	259,150	259,150	0	0
0	2992	313,447	3,300	259,150	259,150	0	0
0,043	2990	313,238	3,330	251,891	227,293	24,597	0,078
0,171	2982	312,401	3,401	398,472	230,000	168,470	0,539
0,257	2978	311,980	3,467	637,943	235,493	402,446	1,290
0,428	2972	311,352	3,767	1176,315	261,533	914,777	2,938
0,471	2966	310,724	3,866	1324,102	270,6932	1053,406	3,390
0,557	2955	309,571	4,067	1546,221	289,731	1256,487	4,058
0,643	2963	310,410	4,266	1897,781	309,733	1588,047	5,116
0,557	2955	309,571	4,367	2003,601	320,093	1683,507	5,438
0,857	2952	309,257	4,862	2449,02	374,715	2074,305	6,707
0,943	2940	308	5,101	2608,091	403,404	2204,693	7,158
1,028	2932	307,162	5,461	2950,942	449,019	2501,921	8,145
1,071	2931	307,057	5,662	3019,121	475,707	2543,413	8,283
1,114	2929	306,848	6,162	3372,630	546,627	2826,003	9,210
1,57	2928	306,743	6,271	3483,511	561,531	2921,979	9,526
1,2	2927	306,638	6,860	3899,941	655,995	3243,944	10,579

## Modèle Simulink

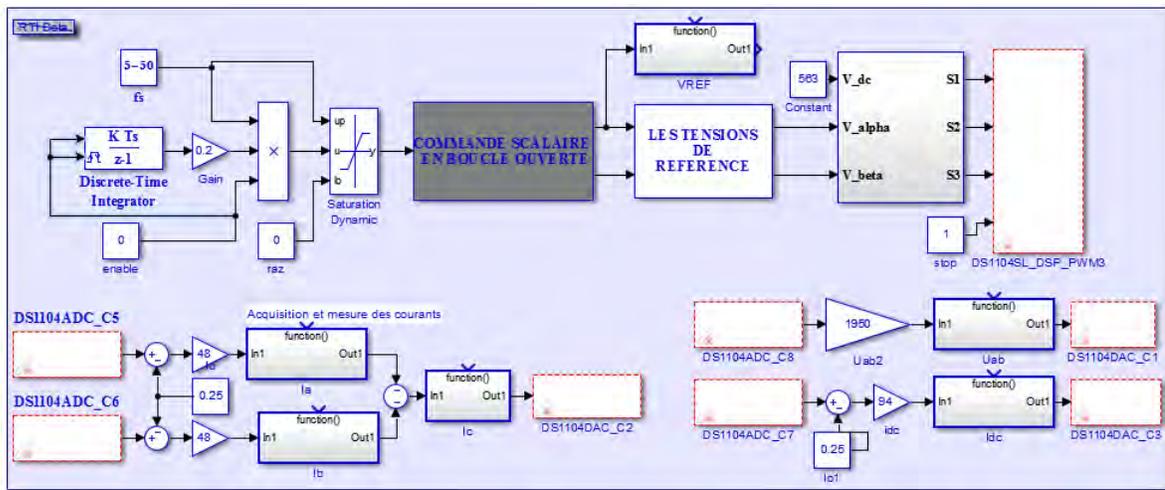


FIGURE D.1 – Modèle Simulink-dSPACE de la commande scalaire

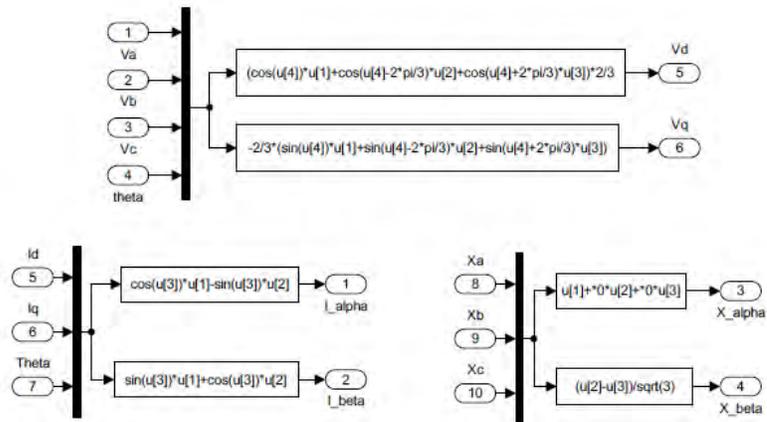
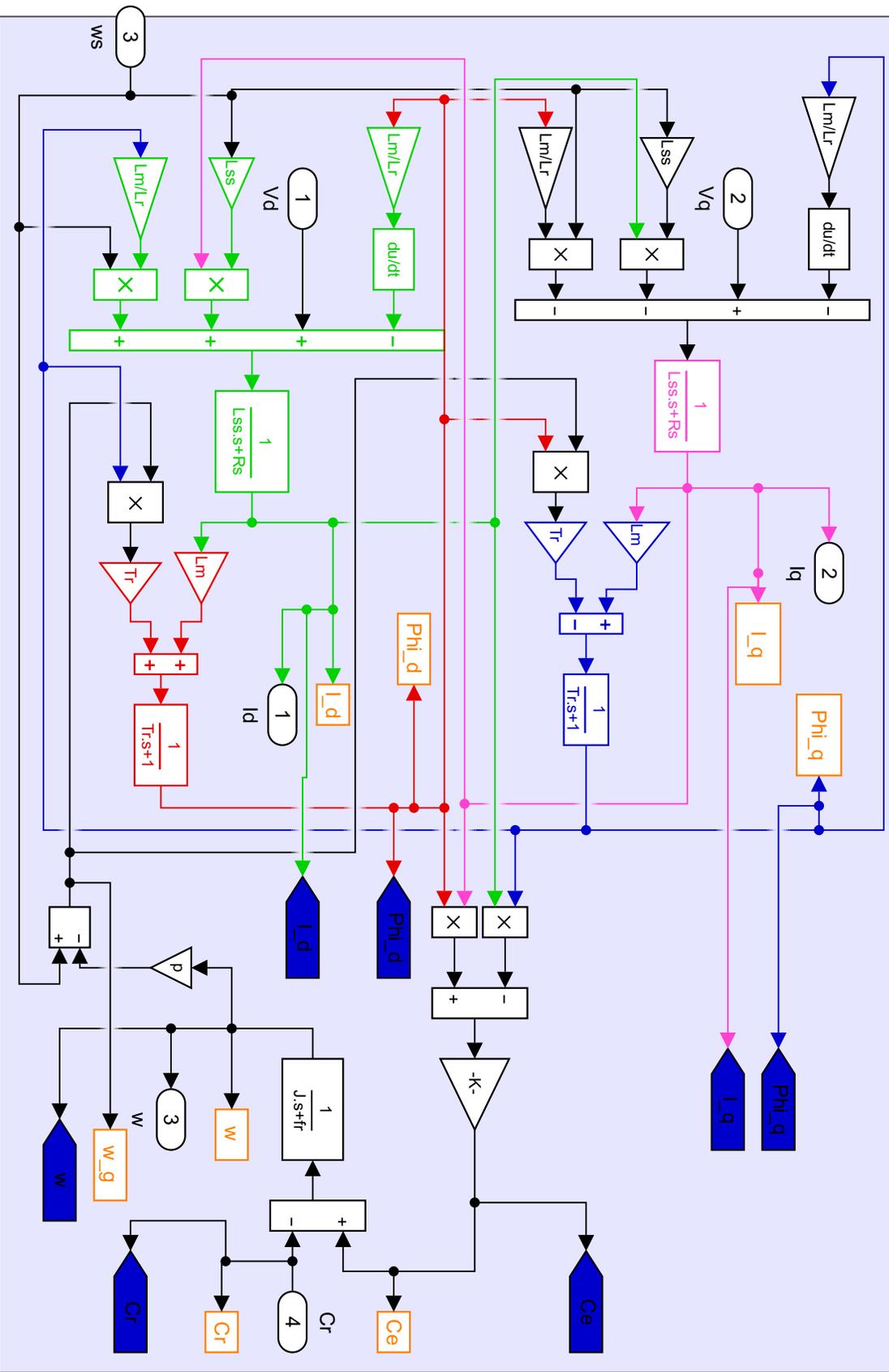
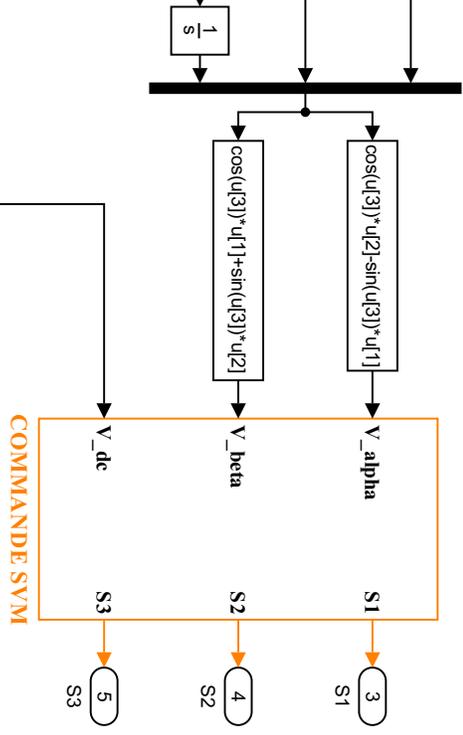
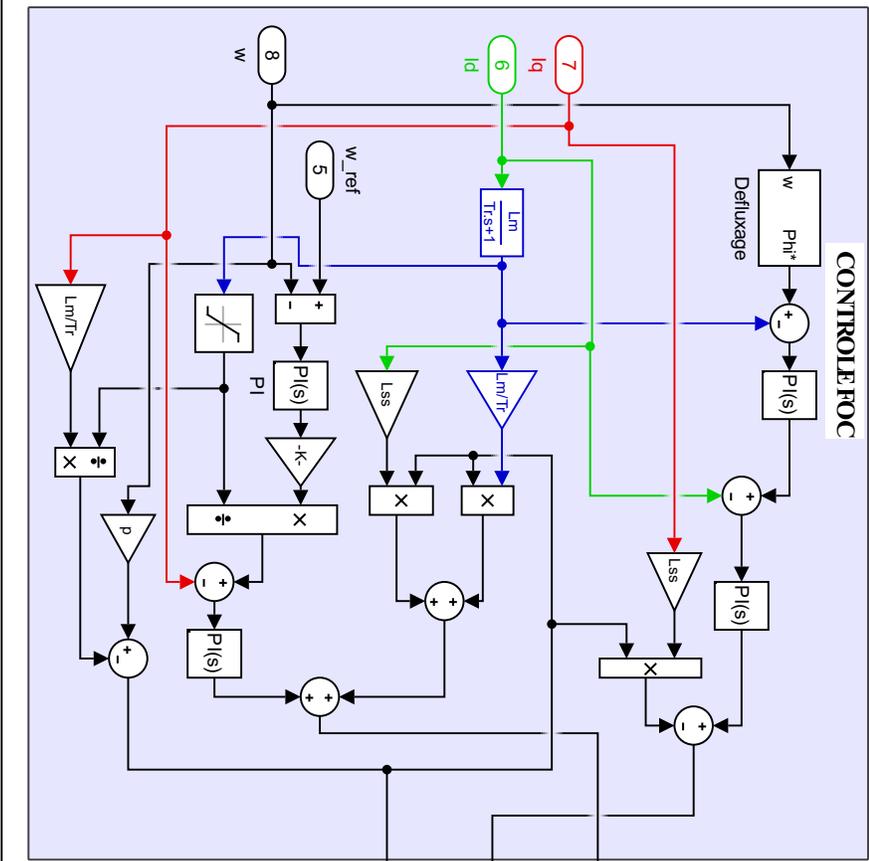
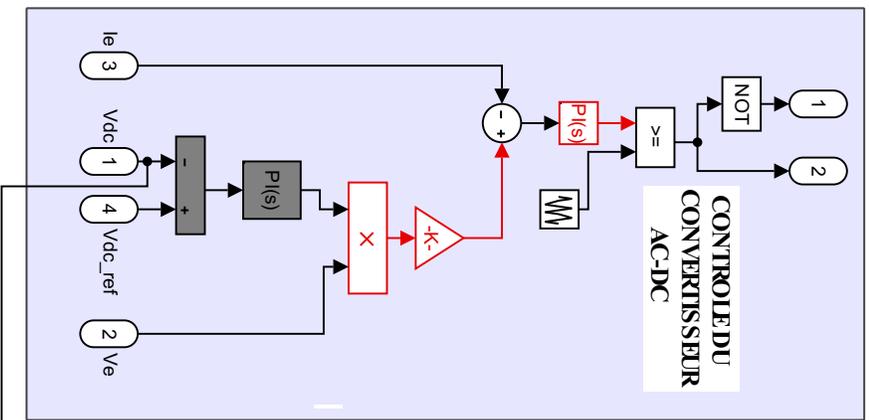


FIGURE D.2 – Modèle Simulink des transformations de repères

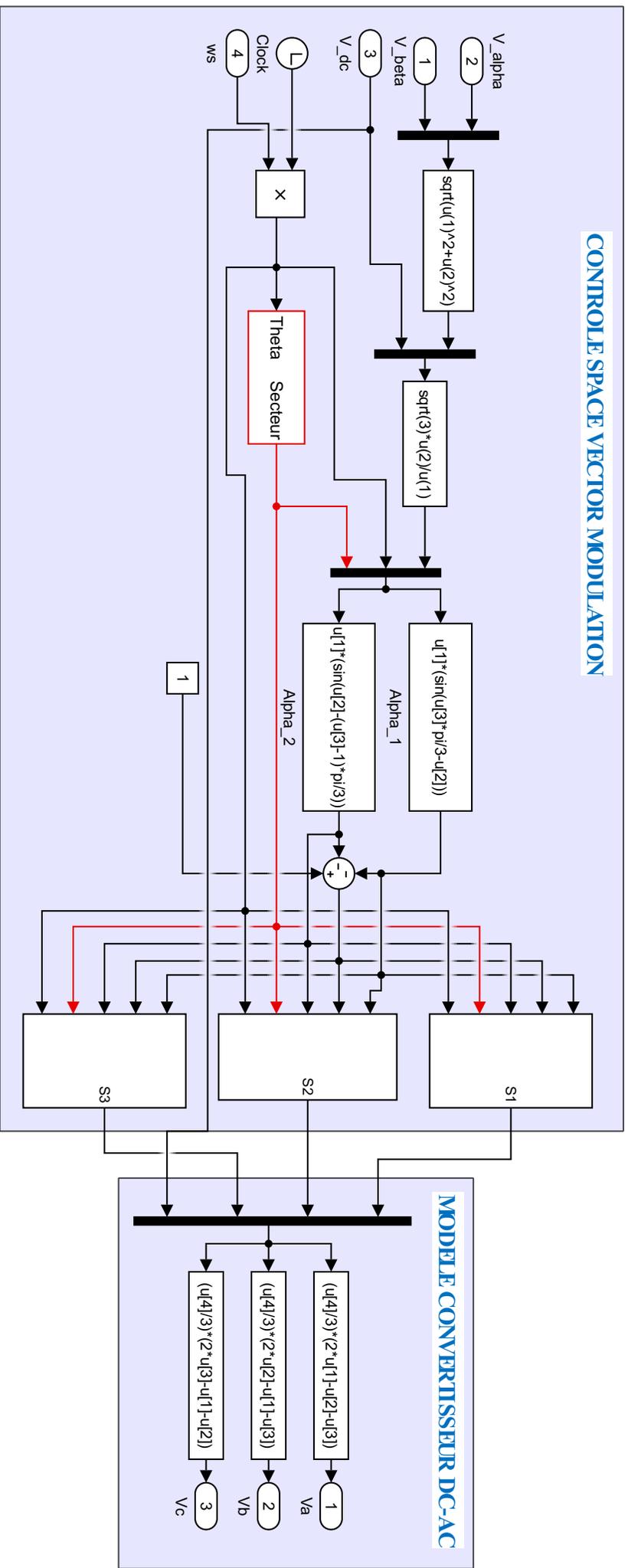
# MODELE DU MOTEUR ASYNCHRONNE TRIPHASE DANS LE REPERE TOURNANT



CONTROLE DU CONVERTISSEUR INDIRECT DE FREQUENCE AC-DC-AC



# CONTROL SPACE VECTOR MODULATION



## Paramètres des moteurs utilisés

TABLE E.1 – Paramètres du moteur MAS 1

$P_u = 2200 \text{ W}$	: Puissance nominale
$N_n = 2850 \text{ tr/min}$	: Vitesse nominale
$I_n = 5.05 \text{ A}$	: Courant nominal
$C_u = 7.37 \text{ N.m}$	: Couple nominal
$R_s = 2.475 \Omega$	: Résistance statorique
$R_r = 4.446 \Omega$	: Résistance rotorique
$L_s = 270.315\text{e-}3 \text{ H}$	: Inductance statorique
$L_r = 270.315\text{e-}3 \text{ H}$	: Inductance rotorique
$L_m = 259.836\text{e-}3 \text{ H}$	: Inductance mutuelle
$p = 1$	: Nombre de Paire de pôles
$J = 0.023 \text{ S.I}$	: Moment d'inertie
$fr = 26\text{e-}4 \text{ S.I}$	: Coefficient de frottement

TABLE E.2 – Parametres du moteur MAS 2

$P_u = 750 \text{ W}$	: Puissance nominale
$N_n = 2820 \text{ tr/min}$	: Vitesse nominale
$I_n = 2,5 \text{ A}$	: Courant nominal
$C_u = 2,54 \text{ N.m}$	: Couple nominal
$R_s = 7,5 \Omega$	: Résistance statorique
$R_r = 11 \Omega$	: Résistance rotorique
$L_s = 0,484 \text{ H}$	: Inductance statorique
$L_r = 0,484 \text{ H}$	: Inductance rotorique
$L_m = 0,460 \text{ H}$	: Inductance mutuelle
$p = 1$	: Nombre de Paire de pôles
$J = 0,005 \text{ S.I}$	: Moment d'inertie
$fr = 0,01 \text{ S.I}$	: Coefficient de frottement

**Résumé** : Le travail développé dans cette thèse est consacré au développement et l'amélioration des systèmes de mouture de céréales artisanaux, alimentés par des micro-réseaux solaires Photovoltaïques (PV) dans les zones rurales. Cette étude a pour but la mise en place de nouveaux systèmes de mouture robustes, moins chers, disponibles et commandés à partir des moulins de fabrication artisanale couplés à des moteurs asynchrones triphasés. Dans ce travail, la conception d'un convertisseur statique, la caractérisation du système de mouture et l'élaboration de lois de commande sont réalisées. La configuration du convertisseur statique AC-DC-AC proposée, avec correction du facteur de puissance (PFC), est dotée d'une commande. La commande permet de contrôler les perturbations du côté du micro-réseau PV et l'alimentation du système de mouture. Concernant le système de mouture, il est modélisé et caractérisé par le développement d'approches théoriques et expérimentales. Ces approches ont permis de déterminer les relations analytiques du modèle du moulin et les paramètres du système. Dans le but de pouvoir fonctionner à vitesse variable et réduire l'appel de courant au courant au démarrage du moulin, des commandes basées sur les lois vectorielle et scalaire avec estimation de la vitesse par la technique MRAS sont développées. Dans le dernier point, les commandes sont simulées et validées expérimentalement avec une carte dSPACE DS1104. Les résultats obtenus sont satisfaisants. Les modèles sont validés et les résultats témoignent les bonnes performances de la commande proposée pour le système.

**Mots-clés** : Moulin de fabrication artisanale, Convertisseurs statiques, Moteur asynchrone, Commande vectorielle, Commande scalaire, MRAS, Micro-réseau PV, PFC.

---

**Abstract** : The work developed in this thesis is devoted to the development and the improvement of craft cereal grinding systems, fed by solar photovoltaic micro-grids in rural areas. The work aims to design and set up of rugged, available and less expensive controlled grinding systems based on mills locally designed driven by three phase induction motors. In this work, the designing of the static power converter, the grinding system characterization and controls strategies for the system are approached. The configuration of static inverter AC-DC-AC proposed with correction of the power-factor (PFC) is controlled. Commands strategies allows to control micro-grid disturbances and ensuring the electrical supply of the mill. Concerning the grinding system, it's modeled and characterized by the development of theoretical and experimental approaches. These developed approaches have allowed to determine the analytical equations that model the mill and to determine experimentally the grinding system parameters. In order to operate at variable speed and reducing the starting inrush current of the mill, mechanical-sensorless controls technique based on vector and scalar strategies with the model reference adaptive system (MRAS) approaches for estimate the rotor speed are developed. Controls are simulated and validated experimentally using the dSPACE DS1104 Board in the last point. Obtained results are satisfactory. Models are validated and the results show the good performances of the proposed controls for the system.

**Key-words** : Mill locally designed, Static power converters, Inducion Motor, Vector control, Scalar control, MRAS, photovoltaic micro-grid, PFC

---