

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Amar Telidji - Laghouat



Faculté de TECHNOLOGIE

THÈSE DE DOCTORAT ES SCIENCES

Spécialité : Electrotechnique

Présentée et soutenue publiquement

Le : 10/07/2019

NOM Prénom

BELADEL Abdelkader

THEME

Contribution à l'Etude des Convertisseurs Matriciels Doubles pour les Applications des Charges Open-end en Triphasées

JURY :

Monsieur Hadjadj Abdechafik,	Président du jury,	Professeur ,	Université Amar Telidji de Laghouat
Monsieur Kouzou Abdellah,	Directeur de thèse,	Professeur ,	Université Ziane Achour de Djelfa
Monsieur Mahi Djillali,	Co-Directeur de thèse,	Professeur ,	Université Amar Telidji de Laghouat
Monsieur Hafaifa Ahmed,	Examineur,	Professeur,	Université Ziane Achour de Djelfa
Monsieur Tlemçani Abdelhalim,	Examineur,	Professeur,	Université Yahia Fares de Médéa
Monsieur Aissa AMEUR,	Examineur,	Professeur,	Université Amar Telidji de Laghouat

Remerciements

*Je tiens à remercier tout d'abord Dieu « الحمد لله رب العالمين »,
- على النعم التي أنعم بها علينا -*

*Je tiens particulièrement à remercier mon Directeur de thèse, **Pr KOUZOU Abdellah**, pour sa confiance en mes capacités, pour la qualité de son encadrement et sa constante disponibilité. J'ai eu le privilège de bénéficier de tous ses précieux conseils dans le domaine de l'Automatique tout au long de l'élaboration de ma thèse, de son soutien et ces qualités humaines, qui m'ont aidé dans la réalisation de ces travaux de thèse.*

*J'adresse ma profonde gratitude à **Pr MAHI Djillali**, co-directeur de cette thèse, pour les nombreux conseils et discussions qui ont orientés mes recherches au cours de cette thèse. Je lui exprime toute ma reconnaissance pour son apport scientifique indéniable, son approche rigoureuse et son expérience d'où j'ai pu bénéficier. Grâce à sa grande disponibilité et sa persévérance, j'ai réussi à résoudre les problèmes rencontrés durant ces travaux.*

*Je remercie **Pr . Hadjadj Abdechafik** , pour avoir accepté de présider mon jury de thèse et aussi pour ses nombreux conseils et discussions qui ont orientés mes recherches au cours de cette thèse.*

*Je tiens à remercier également **Pr. Hafuifa Ahmed, Pr. Tlemçani Abdelhalim et Pr. Aissa AMEUR** pour avoir accepté de juger mon travail en qualité d'examineurs de cette thèse et pour leurs commentaires constructifs qui ont permis d'améliorer la qualité de ma thèse.*

*J'adresse ma gratitude au **Pr. SEDAT SÜNTER**, Chef du bureau international de l'Université de Firat- Turquie.*

Aussi, j'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes proches et amis, qui m'ont toujours soutenu et encouragé au cours de la réalisation de ce mémoire, particulièrement, Dr. Beladel Brahim, Dr. Elbar Mohamed, Dr Kacimi-El-Hassani Mohamed, sans oublier mon ami et confrère Dr Korich Belkacem

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

A la mémoire de mon Père,

ma mère,

ma femme et mes deux enfants Mohamed et Meriem,

mes frères et mes sœurs.

Notations

$I_i(i_a, i_b, i_c)$: Courants d'entrée du convertisseur.

$I_i(i_A, i_B, i_C)$: Courants de sortie du convertisseur.

t_{ij} : Temps de conduction des interrupteurs.

m_{ij} : Fonction du rapport cyclique

T : période de découpage

T_s : Constantes de temps statorique.

T_r : Constantes de temps rotorique.

V : Tension.

$V_i(V_a, V_b, V_c)$: Tensions d'entrée du convertisseur

$V_o(V_A, V_B, V_C)$: Tensions de sortie du convertisseur

q : rapport de transformation.

P_s : La puissance instantanée délivrée en sortie.

P_E : La puissance instantanée délivrée par le réseau d'entrée.

$d \quad q$: Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.

θ_C : Indique l'angle du vecteur de courant de référence

m_C : Est l'indice de modulation actuel

I_{DC} : Est la valeur moyenne du courant de liaison continue

V_{OUT} : la valeur crête de la tension de phase de sortie

I_{OUT} : la valeur crête du courant de sortie

φ_{OUT} : angle de déplacement de la charge de sortie

φ_s : le déphasage entre la tension et le courant à la sortie du convertisseur

f_0 : Fréquence de sortie

f_s : Fréquence d'entrée

V_S : Tension d'entrée

p : Nombre de pair de pôles ;

C_{ch} : Couple résistant

C_{em} : Couple électromagnétique.

I : Courant

i_{dr}, i_{qr} : Les composantes des courants rotorique dans le repère (d, q)

i_{ds}, i_{qs} : Les composantes des courants statorique dans le repère (d, q)

Notation

f : Coefficient de frottement visqueux ;

F_{cmi} : la matrice de connexion du convertisseur matriciel indirect

J : Moment d'inertie total des masses ;

ω_m : Vitesse angulaire électrique du rotor ;

C_r : le couple résistant de la charge ;

$[X]$: Vecteur d'état du système.

$[Y]$: Vecteur de sortie du système.

$[U]$: Vecteur d'entrée du système.

f : coefficient de frottement visqueux ;

J : moment d'inertie total des masses ;

ω_m : vitesse angulaire électrique du rotor ;

C_r : le couple résistant de la charge ;

LISTE DES FIGURES

LISTE DES FIGURES

Figure. I.1	Convertisseur matriciel direct.	5
Figure. I.2	Convertisseur matriciel indirect.	5
Figure. I.3	Convertisseur matriciel SMC	6
Figure. I.4	Convertisseur matriciel VSMC	6
Figure. I.5	Convertisseur matriciel USMC	7
Figure. I.6	(a) Topologie de convertisseur matriciel 3x3 (pratique). (b) Topologie de principe du convertisseur matriciel 3x3.	7
Figure. I.7	Convertisseur matriciel	8
Figure. I.8	Convertisseur matriciel idéalisé	8
Figure. I.9	Cellules de commutation du convertisseur matriciel.	11
Figure. I.10	Cellules de Convertisseur matriciel indirect (IMC)	13
Figure. I.11	Caractéristique statique/dynamique idéale.	16
Figure. I.12	Topologie transistor connecté à un pont a diode.	17
Figure. I.13	Topologie a émetteur commun.	17
Figure. I.14	Topologie collecteur commun.	18
Figure. I.15	Topologie sans connexion centrale.	18
Figure. I.16	Circuit de puissance du convertisseur matriciel Avec circuit connexes.	19
Figure. I.17	Circuit des filtres passifs utilisés pour les convertisseurs matriciels.	20
Figure. II.1	Formes d'ondes des tensions d'entrée et de sortie pour $q=0.5$	24
Figure. II.2	Formes d'ondes des tensions d'entrée et de sortie pour $q =0.866$	25
Figure. II.3	Modulation du vecteur courant d'entrée	27
Figure. II.4	Modulation du Vecteur de tension de sortie.	27
Figure. II.5	Circuit équivalent pour la modulation indirecte.	30
Figure. II.6	Étage onduleur du circuit équivalent.	31
Figure. II.8	Diagramme des 6 secteurs de la SVM.	33
Figure. II.9	Synthèse du vecteur de tension de référence.	33
Figure. II.10	Les secteurs de la tension de sortie.	35
Figure. II.11	Étage redresseur du circuit équivalent.	35
Figure. II.12	Courant redresseur hexagonale.	37
Figure. II.13	Synthèse du vecteur de courant de référence.	37
Figure. II.14	Les secteurs de la tension d'entrée.	39
Figure. II.15	Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (Venturini).	41
Figure. II.16	Les tensions de la charge triphasée(Venturini).	41
Figure. II.17	Les courants de sortie du convertisseur matriciel(Venturini).	41
Figure. II.18	Le spectre de la tension aux borne de la charge(Venturini).	42
Figure. II.19	Le spectre du courant de source(Venturini).	42
Figure. II.20	Le courant de source du convertisseur matriciel avant et après filtrage(Venturini).	43
Figure. II.21	Les formes d'onde de tension en mode commun(Venturini).	43
Figure. II.22	Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (modulation du neutre).	44
Figure. II.23	Les tensions de la charge triphasée (modulation du neutre).	44
Figure. II.24	Les courants de sortie du convertisseur matriciel (modulation du neutre).	44
Figure. II.25	Le spectre de la tension aux borne de la charge (modulation du neutre).	45
Figure. II.26	Le spectre du courant de source (modulation du neutre).	45
Figure. II.27	Le courant d'entrée du convertisseur matriciel avant et après filtrage (modulation du neutre).	46
Figure. II.28	Les formes d'onde de tension en mode commun (modulation du neutre).	46
Figure. II.29	Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (vecteur d'espace).	47
Figure. II.30	Les tensions de la charge triphasée (vecteur d'espace).	47
Figure. II.31	Les courants de sortie du convertisseur matriciel (vecteur d'espace).	47
Figure. II.32	Le spectre de la tension aux borne de la charge (vecteur d'espace).	48
Figure. II.33	Le spectre du courant de source (vecteur d'espace).	48
Figure. II.34	Le courant d'entrée du convertisseur matriciel avant et après filtrage (vecteur d'espace).	49
Figure. II.35	Les formes d'onde de tension en mode commun (vecteur d'espace).	49
Figure. II.36	Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (SVM convertisseur indirect).	50
Figure. II.37	Les tensions de la charge triphasée (SVM convertisseur indirect).	50
Figure. II.38	Tension DC maximale.	50
Figure. II.39	Les courants de sortie du convertisseur matriciel (SVM convertisseur indirect).	51
Figure. II.40	Le spectre de la tension aux borne de la charge (SVM convertisseur indirect).	51
Figure. II.41	Le spectre du courant de source (SVM convertisseur indirect).	51
Figure. II.42	Le courant d'entrée du convertisseur matriciel avant et après filtrage (SVM convertisseur indirect).	52

LISTE DES FIGURES

Figure. II.43	<i>Les formes d'onde de tension en mode commun (SVM convertisseur indirect).</i>	52
Figure. II.44	<i>Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (Venturini extrémité ouverte).</i>	54
Figure. II.45	<i>Les tensions de la charge ont trois phase indépendantes (Venturini extrémité ouverte).</i>	54
Figure. II.46	<i>Les courants de sortie du convertisseur matriciel (Venturini extrémité ouverte).</i>	54
Figure. II.47	<i>Le spectre de la tension aux borne de la charge (Venturini extrémité ouverte).</i>	55
Figure. II.48	<i>Le spectre du courant de source (Venturini extrémité ouverte).</i>	55
Figure. II.49	<i>Le courant d'entrée du convertisseur matriciel avant et après filtrage (Venturini extrémité ouverte).</i>	56
Figure. II.50	<i>Les formes d'onde de la tension en mode commun (Venturini extrémité ouverte).</i>	56
Figure. II.51	<i>Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (Venturini améliorer extrémité ouverte).</i>	57
Figure. II.52	<i>Les tensions de la charge ont trois phase indépendantes (Venturini améliorer extrémité ouverte).</i>	57
Figure. II.53	<i>Les courants de sortie du convertisseur matriciel (Venturini améliorer extrémité ouverte).</i>	57
Figure. II.54	<i>Le spectre de la tension aux borne de la charge (Venturini améliorer extrémité ouverte).</i>	58
Figure. II.55	<i>Le spectre du courant de source (Venturini améliorer extrémité ouverte).</i>	58
Figure. II.56	<i>Le courant d'entrée du convertisseur matriciel avant et après filtrage (Venturini améliorer extrémité ouverte).</i>	59
Figure. II.57	<i>Les formes d'onde de la tension en mode commun (Venturini améliorer extrémité ouverte).</i>	59
Figure. II.58	<i>Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (SVM extrémité ouverte).</i>	60
Figure. II.59	<i>Les tensions de la charge ont trois phase indépendantes (SVM extrémité ouverte).</i>	60
Figure. II.60	<i>Les courants de sortie du convertisseur matriciel (SVM extrémité ouverte).</i>	60
Figure. II.61	<i>Le spectre de la tension aux borne de la charge (SVM extrémité ouverte).</i>	61
Figure. II.62	<i>Le spectre du courant de source (SVM extrémité ouverte).</i>	61
Figure. II.63	<i>Le courant d'entrée du convertisseur matriciel avant et après filtrage (SVM extrémité ouverte).</i>	62
Figure. II.64	<i>Les formes d'onde de la tension en mode commun (SVM extrémité ouverte).</i>	62
Figure. II.65	<i>Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).</i>	63
Figure. II.66	<i>Les tensions de la charge ont trois phase indépendantes (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).</i>	63
Figure. II.67	<i>Tension DC maximale (étage redresseur).</i>	63
Figure. II.68	<i>Les courants de sortie du convertisseur matriciel (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).</i>	64
Figure. II.69	<i>Le spectre de la tension aux borne de la charge (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).</i>	64
Figure. II.70	<i>Le spectre du courant de source (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).</i>	64
Figure. II.71	<i>Le courant d'entrée du convertisseur matriciel avant et après filtrage (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).</i>	65
Figure. II.72	<i>Les formes d'onde de la tension en mode commun (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).</i>	65
Figure. III.1	<i>Représentation schématique d'une machine asynchrone Triphasée.</i>	68
Figure. III.2	<i>Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.</i>	69
Figure. III.3	<i>Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (Venturini).</i>	75
Figure. III.4	<i>Le spectre de la tension (Venturini).</i>	75
Figure. III.5	<i>courants statorique (Venturini).</i>	75
Figure. III.6	<i>Spectre harmonique du courant de sortie (Venturini).</i>	76
Figure. III.7	<i>a) Couples électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction. b) zoom. (Venturini).</i>	76
Figure. III.8	<i>Flux $p i_s(wb)$, Flux $p i_r (wb)$ (Venturini).</i>	76
Figure. III.9	<i>Tension en mode commun (Venturini).</i>	77
Figure. III.10	<i>Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (Venturini améliorer).</i>	78
Figure. III.11	<i>Le spectre de la tension (Venturini améliorer).</i>	78
Figure. III.12	<i>courants statorique (Venturini améliorer).</i>	78
Figure. III.13	<i>Spectre harmonique du courant de sortie (Venturini améliorer).</i>	79
Figure. III.14	<i>a) Couples électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction. b) zoom (Venturini extrémité ouverte). (Venturini améliorer).</i>	79
Figure. III.15	<i>Flux $p i_s(wb)$, Flux $p i_r (wb)$ (Venturini améliorer).</i>	80
Figure. III.16	<i>Tension en mode commun (Venturini améliorer).</i>	80
Figure. III.17	<i>Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (SVM).</i>	81
Figure. III.18	<i>Le spectre de la tension (SVM).</i>	81

LISTE DES FIGURES

Figure. III.19	<i>courants statorique (SVM).</i>	81
Figure. III.20	<i>Spectre harmonique du courant de sortie (SVM).</i>	82
Figure. III.21	<i>a) Couples électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction. b) zoom. (SVM)</i>	82
Figure. III.22	<i>Flux p $i_s(wb)$, Flux p $i_r(wb)$ (SVM).</i>	83
Figure. III.23	<i>Tension en mode commun (SVM).</i>	83
Figure. III.24	<i>Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (SVM convertisseur indirect).</i>	84
Figure. III.25	<i>Le spectre de la tension (SVM convertisseur indirect).</i>	84
Figure. III.26	<i>courants statorique (SVM convertisseur indirect).</i>	84
Figure. III.27	<i>Spectre harmonique du courant (SVM convertisseur indirect).</i>	85
Figure. III.28	<i>a) Couples électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction. b) zoom. (SVM convertisseur indirect).</i>	85
Figure. III.29	<i>Flux p $i_s(wb)$, Flux p $i_r(wb)$ (SVM convertisseur indirect).</i>	86
Figure. III.30	<i>Tension en mode commun (SVM convertisseur indirect).</i>	86
Figure. IV.1	<i>Alimentation en tension de la machine asynchrone à trois phase indépendante par deux convertisseur matriciel.</i>	89
Figure. IV.2	<i>Alimentation en tension de la machine asynchrone à trois phase indépendante.</i>	90
Figure. IV.3	<i>Système triphasé de la machine à trois phase indépendante.</i>	90
Figure. IV.4	<i>Représentation de la machine asynchrone à trois phase indépendante. Dans les repères (s_α, s_β).</i>	92
Figure. IV.5	<i>Représentation de la machine asynchrone à trois phase indépendante Dans les repères (d, q).</i>	93
Figure. IV.6	<i>Schéma fonctionnel de la machine asynchrone à trois phase indépendante.</i>	95
Figure. IV.7	<i>Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (Venturini extrémité ouverte).</i>	98
Figure. IV.8	<i>Le spectre harmonique de la tension de sortie appliquée à une phase du moteur à induction (Venturini extrémité ouverte).</i>	98
Figure. IV.9	<i>courants statorique (Venturini extrémité ouverte).</i>	98
Figure. IV.10	<i>Spectre harmonique du courant (Venturini extrémité ouverte).</i>	99
Figure. IV.11	<i>a) Couples électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction (Venturini extrémité ouverte). b) zoom</i>	99
Figure. IV.12	<i>Flux p $i_s(wb)$, Flux p $i_r(wb)$ (Venturini extrémité ouverte).</i>	100
Figure. IV.13	<i>Les formes d'onde de la tension en mode commun (Venturini extrémité ouverte).</i>	100
Figure. IV.14	<i>Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (Venturini améliorer extrémité ouverte).</i>	101
Figure. IV.15	<i>Le spectre harmonique de la tension de sortie appliquée à une phase du moteur à induction (Venturini améliorer extrémité ouverte).</i>	101
Figure. IV.16	<i>courants statorique (Venturini améliorer extrémité ouverte).</i>	101
Figure. IV.17	<i>Spectre harmonique du courant (Venturini améliorer extrémité ouverte).</i>	102
Figure. IV.18	<i>a) Couples électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction. b) zoom (Venturini extrémité ouverte).</i>	102
Figure. IV.19	<i>Flux p $i_s(wb)$, Flux p $i_r(wb)$ (Venturini améliorer extrémité ouverte).</i>	103
Figure. IV.20	<i>Les formes d'onde de la tension en mode commun (Venturini améliorer extrémité ouverte).</i>	103
Figure. IV.21	<i>Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (SVM extrémité ouverte).</i>	104
Figure. IV.22	<i>Le spectre harmonique de la tension de sortie appliquée à une phase du moteur à induction (SVM extrémité ouverte).</i>	104
Figure. IV.23	<i>courants statorique (SVM extrémité ouverte).</i>	104
Figure. IV.24	<i>Spectre harmonique du courant (SVM extrémité ouverte).</i>	105
Figure. IV.25	<i>a) Couples électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction. b) zoom (SVM extrémité ouverte).</i>	105
Figure. IV.26	<i>Flux p $i_s(wb)$, Flux p $i_r(wb)$ (SVM extrémité ouverte).</i>	106
Figure. IV.27	<i>Les formes d'onde de la tension en mode commun (SVM extrémité ouverte).</i>	106
Figure. IV.28	<i>Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).</i>	107
Figure. IV.29	<i>Le spectre harmonique de la tension de sortie appliquée à une phase du moteur à induction (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).</i>	107
Figure. IV.30	<i>courants statorique (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).</i>	107
Figure. IV.31	<i>Spectre harmonique du courant (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).</i>	108
Figure. IV.32	<i>Couples électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction. b) zoom (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).</i>	108
Figure. IV.33	<i>Flux p $i_s(wb)$, Flux p $i_r(wb)$ (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).</i>	108
Figure. IV.34	<i>Les formes d'onde de la tension en mode commun (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).</i>	109

LISTE DES TABLEAUX

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II-1	Premiere famille (vecteur tournante).	28
Tableau II-2	Deuxieme famille (vecteur stationneur).	28
Tableau II-3	Troisieme famille (vecteur nuls).	29
Tableau II-4	état de commutation et vecteur de commutation côté onduleur.	32
Tableau II-5	état de commutation et vecteur de commutation côté redresseur.	37
Tableau II-6	Paramètres de simulation de la charge triphasées en étoile.	40
Tableau II-7	Paramètres de simulation de la charge triphasée indépendante	53
Tableau III-1	Paramètres de simulation de la machine asynchrone. (pour Venturini).	74
Tableau III-2	Paramètres de simulation de la machine asynchrone.	77
Tableau IV-1	Paramètres de simulation de la machine asynchrone à trois phases indépendantes.	95

TABLE DES MATIERS

Introduction Générale.....	1
Chapitre I Etat de l'art sur les convertisseurs matriciels.....	4
I.1 Introduction.....	4
I.2 Topologies de circuits.....	5
I.2.1 Convertisseur matriciel direct.....	7
I.2.1.1 Lois et contraintes électriques de la structure.....	9
I.2.2 Convertisseur matriciel Indirect.....	12
I.3 Interrupteurs à semi-conducteurs utilisés dans le convertisseur matriciel.....	16
I.3.1 Interrupteurs quatre segments.....	16
I.3.2 Topologie à transistor connecté à un pont à diode.....	16
I.3.3 Interrupteur quatre segments à émetteur commun.....	17
I.3.4 Interrupteur bidirectionnel à collecteur commun.....	18
I.3.5 Topologie à transistor et diode en série.....	18
I.4 Circuit de protection.....	18
I.5 Filtre d'entrée.....	19
I.6 Conclusion.....	20
CHAPITRE II Modulation et Stratégie de commande D'Un Convertisseur Matriciel.....	21
II.1 Introduction.....	21
II.2 Stratégie de commande D'Un Convertisseur Matriciel Direct.....	21
II.2.1 Algorithme de modulation de Venturini.....	21
II.2.2 Technique de modulation du neutre.....	23
II.2.3 Méthode de modulation du vecteur d'espace.....	25
II.2.3.1 Familles de vecteur.....	26
II.2.4 Stratégie de commande D'Un Convertisseur Matriciel Indirect.....	29
II.2.4.1 Principe de la modulation MLI vectorielle indirecte.....	29
II.2.4.2 Modulation vectorielle pour l'étage onduleur.....	30
II.2.4.3 Modulation vectorielle pour l'étage redresseur.....	35
II.3. Résultats obtenus pour chaque méthode de commande.....	40
II.3.1. Convertisseur matriciel alimentant une charge triphasée en étoile.....	40
II.3.1.1. Résultat de l'algorithme de modulation Venturini.....	40
II.3.1.2. Résultat de La modulation du neutre (Venturini améliorer).....	43
II.3.1.3. Résultat de La modulation du vecteur d'espace.....	46
II.3.1.4. Résultat de La modulation du vecteur d'espace pour le convertisseur indirect.....	49
II.3.2. Convertisseur matriciel alimentant une charge triphasées indépendante	52

Table des matières

II.3.2.1. Résultat de l'algorithme de modulation de Venturini.....	53
II.3.2.2. Résultat de La modulation du neutre (Venturini améliorer).....	56
II.3.2.3. Résultat de La modulation du vecteur d'espace.....	59
II.3.2.4. Résultat de La modulation indirecte du vecteur d'espace.....	62
II.4. Conclusion.....	65
Chapitre III Commande du moteur triphasé en étoile alimenté par convertisseur	
matriciel.....	67
III.1 Introduction.....	67
III.2 Modélisation de la machine asynchrone.....	67
III.2.1 Modèle triphasé.....	67
III.2.1.1 Equations électriques.....	68
III.2.1.2 Equations magnétiques.....	68
III.2.1.3 Equation mécanique.....	68
III.2.2 Modélisation dans le repère de Park.....	68
III.2.3 modèle d'état de la machine asynchrone.....	71
III.3 Simulation et interprétation.....	73
III.3.1 Première partie convertisseur matriciel direct.....	73
III.3.1.1 Algorithme de modulation de Venturini.....	74
III.3.1.2 La modulation du neutre (Venturini améliorer).....	77
III.3.1.3 La modulation du vecteur d'espace.....	80
III.3.2 Deuxième partie convertisseur matriciel indirect.....	83
III.3.2.1 La modulation indirecte du vecteur d'espace.....	83
III.4 Conclusion.....	86
CHAPITRE IV Commande du moteur à trois phases indépendantes alimenté par deux	
convertisseur matriciel.....	87
IV.1. Introduction.....	87
IV.2 Machines à trois phases indépendantes.....	87
IV.3. Modélisation de la machine asynchrone à trois phase indépendante.....	90
IV.4. Modelé de simulation de la machine pour une alimentation en tension.....	94
IV.5. Simulation et interprétation.....	96
IV.5.1. Première partie deux convertisseur matriciel direct.....	96
IV.5.1.1. Algorithme de modulation de Venturini.....	96
IV.5.1.2. La modulation du neutre (Venturini améliorer).....	100
IV.5.1.3. La modulation du vecteur d'espace.....	103
IV.5.2. Deuxième partie deux convertisseur matriciel indirects	106
IV.5.2.1 La modulation du vecteur d'espace.....	106
IV.6. Conclusion.....	109
Conclusion General.....	110

Table des matières

Bibliographie..... 113

Annexe A Code Matlab de l’algorithme de Venturini..... 121

Code Matlab de l’algorithme (Technique de modulation du neutre)..... 122

Introduction Générale

L'électronique de puissance hérite de l'histoire des technologies d'amplification du signal, qui ont ensuite été industrialisées pour les applications à forte puissance. L'électronique de puissance a apporté de nombreux avantages, mais le plus important est la possibilité de contrôler les entraînements de moteurs électriques et de gérer le flux de puissance. Au cours des années quatre-vingt et quatre-vingt-dix, les développements de l'électronique de puissance ont permis la mise en œuvre de systèmes révolutionnaires destinés à améliorer les technologies existantes, comme en témoignent les demandes de brevet [Gyu 1970- Ven 1980]. De nos jours, les convertisseurs de puissance peuvent connecter des systèmes ayant des caractéristiques électriques différentes [Kol 2002- Ito 2004], par exemple, des hacheurs connectent deux systèmes à courant continu avec un niveau de tension différent et des onduleurs transforment la tension (courant) de courant continu en courant alternatif avec une amplitude et une fréquence variables [Dan 1978]. De plus, les convertisseurs AC-AC transforment la tension alternative (courant) avec une amplitude et une fréquence variables.

Dans cette thèse, une topologie à double convertisseur matriciel est étudiée pour la commande d'une machine à grande vitesse. Au lieu d'alimenter une extrémité du stator avec un seul convertisseur de puissance, cette topologie alimente les deux côtés de l'enroulement du stator à l'aide de deux convertisseurs, permettant ainsi d'obtenir des formes d'onde de tension de sortie à multiniveaux à travers la charge. Un grand nombre de travaux ont été publiés sur les topologies de convertisseurs de puissance à enroulement à extrémité ouverte [Rie 2016-Ahm 2015].

Cette recherche publiée reconnaît les avantages du système de convertisseur en termes de fiabilité accrue, de capacité de partage de puissance améliorée et de suppression des tensions de mode commun par rapport aux solutions de convertisseur triphasé simple.

Les convertisseurs double devraient conserver la plupart ou même tous les avantages du convertisseur multi-niveaux. La topologie présente d'autres avantages, telle que la redondance en raison de la disposition de la topologie elle-même. Une quantité considérable de travaux récemment publiés concerne la topologie des enroulements triphasés à extrémité ouverte avec des sources de tension symétriques [Rie 2016-Ahm 2015].

Introduction générale

Le présent projet étudie une topologie de convertisseur connue sous le nom de système à double convertisseur matriciel, afin de réduire la taille et le poids, ainsi que d'accroître l'efficacité du système de la topologie existante à deux convertisseurs.

Le travail présenté dans cette thèse a plusieurs objectifs. Le premier objectif est d'introduire un algorithme de contrôle pour la topologie à double convertisseur et de modifier l'algorithme de contrôle traditionnel afin d'améliorer la qualité du signal et ce, en réalisant un certain nombre d'objectifs de recherche, à savoir :

- Modélisation de convertisseurs matriciels triphasés (direct et indirect).
- Modélisation d'un moteur asynchrone à trois phases indépendantes.
- Mise en œuvre d'un schéma de méthode Venturini (approche de la fonction de transfert direct).
- Mise en œuvre d'un schéma optimal de modulation amplitude-Venturini (Technique de modulation du neutre).
- Implémentation d'un schéma de modulation de vecteur d'espace (SVM).
- Création de simulations de la topologie proposée et des schémas de contrôle avec Matlab / Simulink.

La thèse est organisée comme suit :

Le chapitre 1 présente l'historique, donne un aperçu des topologies d'un convertisseur matriciel. Le chapitre décrit le principe de fonctionnement des topologies populaires de convertisseurs matriciels, telles que les topologies de convertisseurs, cascades. Ce chapitre fournit également les stratégies de modulation pour les topologies de convertisseurs, ainsi qu'une brève description d'un algorithme de contrôle pour les convertisseurs matriciels.

Le chapitre 2 fournit une description topologique détaillée d'une topologie de convertisseurs matriciels direct et indirect. Ce chapitre présente une analyse détaillée du système de convertisseur matriciel et des stratégies de modulation. Le chapitre 2 traite également des stratégies de contrôle populaires pour ce système. Les résultats obtenus pour le convertisseur matriciel alimentant la charge triphasée en étoile, est résultats de simulation pour deux convertisseurs matriciels alimentant la charge triphasée a extrémité ouverte.

Le chapitre 3, est divisé principalement en deux parties :

La première partie et la commande du convertisseur direct alimentant une machine asynchrone triphasée, par les techniques de commande suivantes :

- La modulation à base de l'algorithme de Venturini.
- Technique de modulation du neutre (optimum amplitude-Venturini modulation).

Introduction générale

- Méthode de modulation du vecteur d'espace.

La deuxième partie et la commande du convertisseur matriciel indirect alimentant une machine asynchrone triphasée, par la méthode de modulation du vecteur d'espace indirect.

Le chapitre 4 fournit le modèle mathématique du moteur asynchrone à trois phases indépendantes alimentées par deux convertisseurs matriciels. Un schéma de modulation est présenté pour simuler le système d'entraînement, des résultats de simulation sont affichés pour soutenir l'analyse.

Enfin, nous concluons par une conclusion résumant les principaux résultats et en donnant quelques perspectives.

CHAPITRE I :

Etat de l'art sur les convertisseurs matriciels

I.1 Introduction :

Le convertisseur matriciel c'est un convertisseur alternatif/alternatif de nouvelle génération de conversion direct de puissance constitué exclusivement de semi-conducteurs, Il assure un écoulement bidirectionnel de puissance entre le réseau et le récepteur, ce dernier est composé par une matrice d'interrupteurs de puissance bidirectionnels ultra rapides en courant et en tension reliant n phases d'entrée à m phases de sortie ; ceci conduit à avoir $n \times m$ commutateurs bidirectionnels. Alors, à partir d'une alimentation fixe en tension et en fréquence ; le convertisseur alternatif/alternatif est capable de générer des sorties alternatives sinusoïdales contrôlables en termes d'amplitude et de fréquence [Gyu 1970- Ven 1980]et [Kol 2002].

Dans les applications industrielles, il existe une forte demande de convertisseurs de puissance de qualité énergétique et d'efficacité énergétique avec un nombre réduit de commutateurs.

Les convertisseurs matriciels ont récemment reçu des intérêts considérables, car il possède les caractéristiques nécessaires pour répondre à ces tendances actuelles. Les caractéristiques les plus souhaitables de MC dans les convertisseurs de puissance sont :

1. génération de la tension de sortie avec l'amplitude et la fréquence désirées
2. courant d'entrée sinusoïdal
3. tension de sortie sinusoïdale
4. facteur de puissance amélioré
5. capacité de régénération
6. design simple et compact
7. fonctionnement dans les quatre-quadrants et en grandes puissances, une commande souple et découplée des puissances active et réactive, de même qu'on obtient un fonctionnement avec un facteur de puissance ajustable ;
8. Ultra rapide ;

Ces caractéristiques de convertisseur matriciel remplacent les onduleurs de tension dans les applications d'entraînement des moteurs à induction. Les convertisseurs matriciels utilisent neuf commutateurs contrôlés bidirectionnels dans une matrice de 3×3 pour produire une tension de sortie variable avec une fréquence variable. Le principal avantage des convertisseurs matriciels est

qu'il ne possède aucun élément de liaison cc et d'accumulation d'énergie qui réduit les performances du convertisseur.

I.2 Topologies de circuits

Diverses topologies de convertisseur matriciel ont été étudiées depuis 1970 [Gyu 1970]. En 1980, Venturini et Alesina ont présenté le circuit d'alimentation du convertisseur matriciel comme une matrice d'interrupteurs de puissance bidirectionnels et ils ont introduit le nom "MC" [Ven 1980-Kol 2002]. La topologie du circuit de convertisseur matriciel direct présentée sur la Figure. I.1 et la MC indirecte présentée sur la Figure. I.2 ont été étudiées depuis 1993 [Ito 2004].

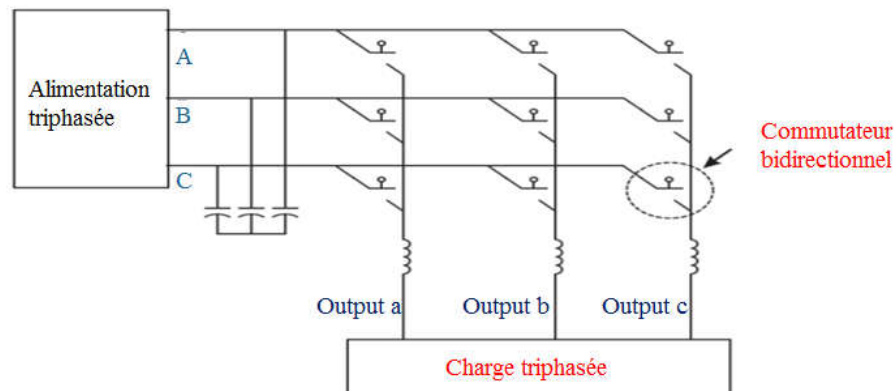


Figure. I.1 Convertisseur matriciel direct.

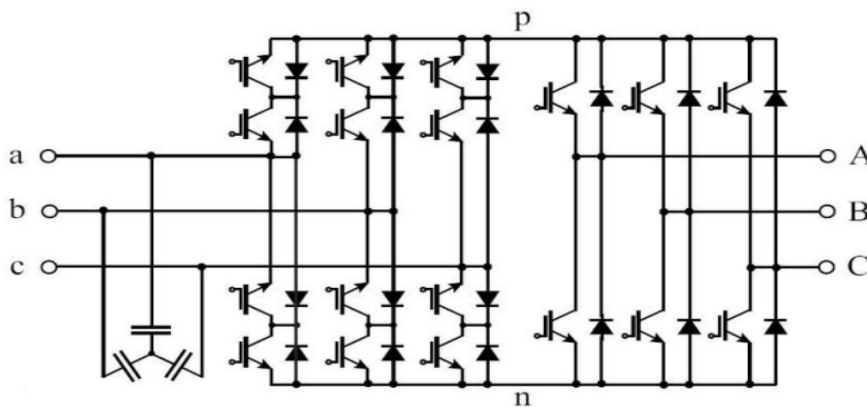


Figure. I.2 Convertisseur matriciel indirect.

Au début, les transistors de puissance ont été utilisés comme commutateurs bidirectionnels dans la topologie du convertisseur matriciel [Dan 1978]. Une étude comparative des performances du convertisseur matriciel direct et du convertisseur matriciel indirect basé sur la modulation vectorielle (SVM) pour piloter un moteur à induction ; a également été entreprise [Tak 2010]. Il est montré que la tension de sortie des convertisseurs ne suit pas l'entrée. Cela est dû à la nécessité de différentes méthodes de commutation pour assurer un fonctionnement sûr ainsi que les pertes de puissance causées par différents circuits principaux. De plus, l'effet de la non-linéarité est plus visible dans les convertisseurs matriciels indirects que dans les convertisseurs matriciels directs.

L'efficacité de convertisseur matriciel indirect est donc faible par rapport au convertisseur matriciel direct [Tak 2010].

En 2001, une nouvelle topologie de circuit de MC appelée SMC (Sparse Matrix Converter) présentée sur la Figure. I.3 a été inventée. Le nombre réduit de composants, moins de complexité dans l'algorithme de modulation et pas de procédure de commutation à plusieurs étapes de SMC attire son application dans les variateurs de vitesse dans les opérations industrielles. SMC est construit de 15 transistors, 18 diodes [8-9]. Le SMC fournit une fonction identique au convertisseur matriciel direct ; avec un nombre réduit de commutateurs. Le SMC modifié appelé Very Sparse Matrix Converter (VSMC) représenté sur la Figure. I.4 se compose de 12 transistors et 30 diodes. Les limitations de fonctionnalité de SMC sont évitées dans les VSMC et le nombre de transistors est également réduit dans les VSMC comparé aux SMC alors que la perte de conduction est augmentée en raison de l'augmentation du nombre de diodes conductrices. Le convertisseur de matrice ultra-mince (USMC) montré dans la Figure. I.5 a été développé avec 9 transistors et 18 diodes pour réduire la perte de conduction.

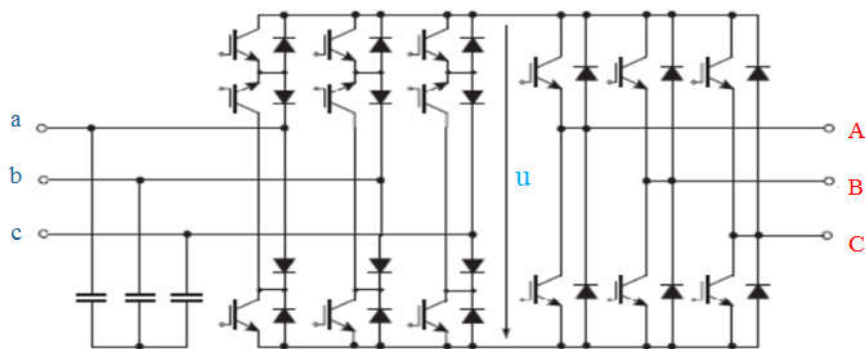


Figure. I.3 Convertisseur matriciel SMC

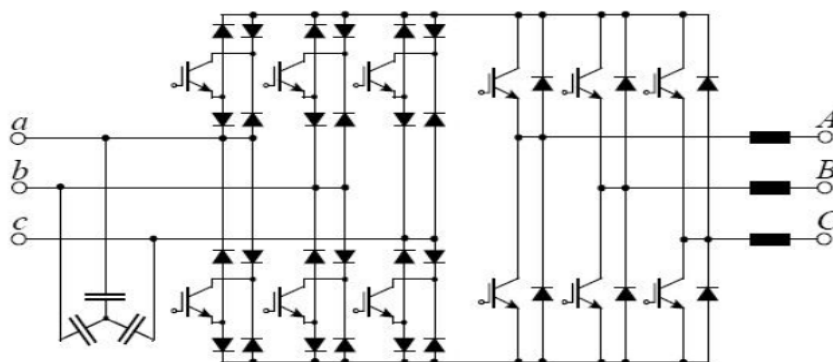


Figure. I.4 Convertisseur matriciel VSMC

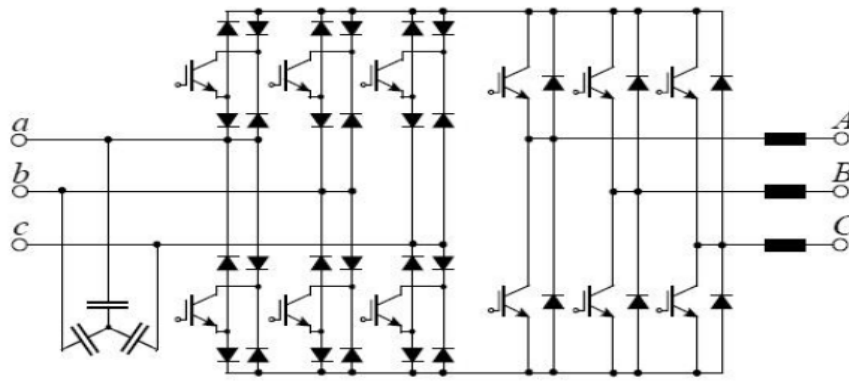


Figure. I.5 Convertisseur matriciel USMC

Les convertisseurs matriciels sont divisés en deux types : convertisseurs directs et convertisseurs indirects.

I.2.1 Convertisseur matriciel direct

Le convertisseur matriciel, présenté à la Figure. I.6, a été proposé en 1976 par Gyugyi Pelly [Gyu 1976]. C'est un convertisseur direct, totalement réversible. La dénomination "direct" découle du fait que ce convertisseur ne possède aucun étage de stockage intermédiaire dans la chaîne de conversion. Il convertit un réseau triphasé en un autre réseau triphasé de fréquence et d'amplitude variables. Il est apte à connecter chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par l'intermédiaire de neuf interrupteurs quatre segments à commutation forcée.

Ce convertisseur permet à la fois une absorption sinusoïdale des courants réseaux.

Ces convertisseurs étant commandés par MLI, le volume ainsi que le coût du dispositif de filtrage d'entrée nécessaire sont réduits [Rez 2015].

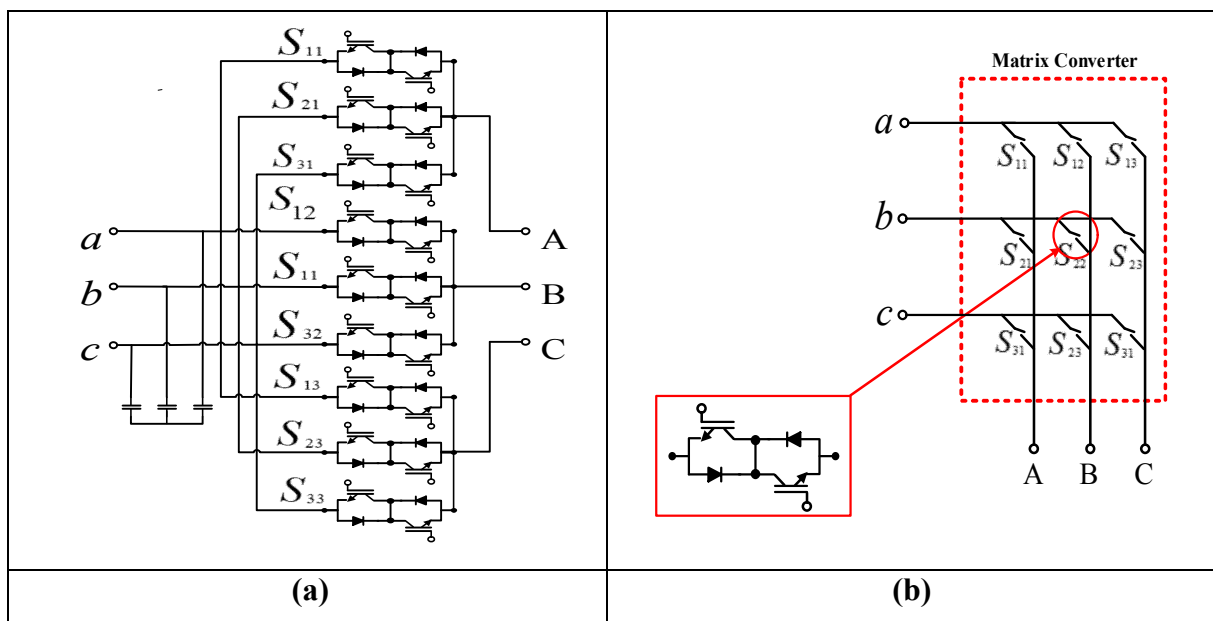


Figure. I.6 (a) Topologie de convertisseur matriciel 3x3 (pratique).

(b) Topologie de principe du convertisseur matriciel 3x3.

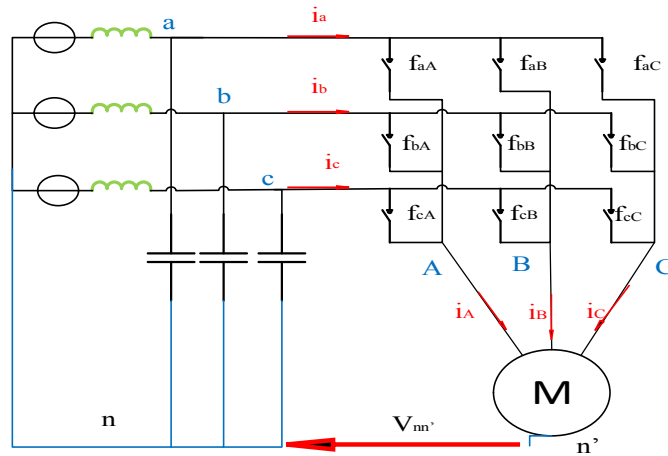


Figure. I.7 : Convertisseur matriciel.

Ce type de convertisseur possède une haute densité de puissance, une grande compacité et potentiellement une haute fiabilité puisque aucun condensateur de stockage n'est a priori nécessaire.

Les potentiels d'entrée, nommés a, b et c, sont connectés à la sortie du filtre (présenté à la Figure. I.7) engendrant une source de nature capacitive sur l'entrée, assimilée à une source de tension. Ces trois potentiels sont référencés par rapport au potentiel n, neutre du réseau d'entrée. Les potentiels de sortie nommés A, B et C sont connectés à un moteur (présenté à la Figure. I.7). Le moteur étant de nature inductive, son comportement peut être assimilé à une source de courant, permettant ainsi le respect de l'alternance des sources. Ces potentiels de sortie sont quant à eux, référencés à un neutre moteur n'. Une tension de mode commun entre ces deux potentiels de référence apparaît, nommée $v_{n'n}$ présenté à la Figure. I.8.

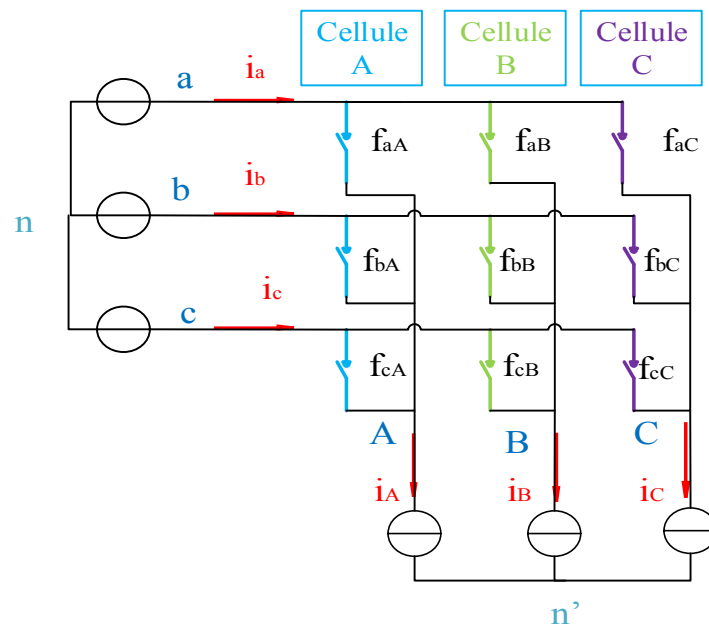


Figure. I.8 : Convertisseur matriciel idéalisé.

I.2.1.1 Lois et contraintes électriques de la structure

Le réseau d'entrée peut être défini par un vecteur d'amplitude V_E et de fréquence f_I . De même, la référence de courant de ligne à prélever sur le réseau d'entrée, d'amplitude I_E et en phase avec sa tension simple d'entrée, est définie par l'équation (1.2)[Ben 2012, Lye 2011].

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = V_E \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_i t) \\ \cos\left(2\pi f_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{I.1}$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = I_E \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_i t) \\ \cos\left(2\pi f_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_i t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{I.2}$$

La puissance instantanée délivrée par le réseau d'entrée, nommée P_E est égale au produit scalaire des vecteurs tension et courant, définis par la relation (1.3).

$$P_E = \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}^T = v_{an} \times i_a + v_{bn} \times i_b + v_{cn} \times i_c \quad \text{I.3}$$

La référence en tension du réseau de sortie peut être définie par un vecteur, d'amplitude et de fréquence respectivement égales à V_S et f_O , décrit par (1.4). De même, les courants de sortie ; d'amplitude égale à I_S et déphasés de φ_S par rapport aux tensions simples de sortie, sont définis par la relation (1.5).

$$\begin{bmatrix} v_{An'} \\ v_{Bn'} \\ v_{Cn'} \end{bmatrix} = V_s \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_o t) \\ \cos\left(2\pi f_o t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_o t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{I.4}$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = I_s \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_o t + \varphi_s) \\ \cos\left(2\pi f_o t + \varphi_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_o t + \varphi_s - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{I.5}$$

La puissance instantanée délivrée en sortie, nommée P_s est égale au produit scalaire des vecteurs tension et courant de sortie, défini par l'équation (1.6).

$$p_s = \begin{bmatrix} v_{An'} \\ v_{Bn'} \\ v_{Cn'} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}^T = v_{An'} \times i_A + v_{Bn'} \times i_B + v_{Cn'} \times i_C \quad \text{I.6}$$

Le convertisseur matriciel ne possédant aucun élément de stockage, les puissances d'entrée et de sortie peuvent être considérées égales.

$$p = p_s = p_E \quad \text{I.7}$$

La formulation des grandeurs électriques du convertisseur s'appuie principalement sur une écriture matricielle de la topologie [Fra 1996] (matrice de connexion nommée $[F]$) ainsi que sur l'utilisation des fonctions de connexion (f_{ij}), décrite par l'équation (1.8).

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{aA} & f_{aB} & f_{aC} \\ f_{bA} & f_{bB} & f_{bC} \\ f_{cA} & f_{cB} & f_{cC} \end{bmatrix} \quad \text{I.8}$$

Ces fonctions de connexion (fonction logique) décrivent l'état des interrupteurs constituant ce convertisseur [Rie 2016]. Une fonction de connexion égale à un ($f_{ij} = 1$) correspond à un interrupteur fermé alors que cette même fonction de connexion égale à zéro ($f_{ij} = 0$) correspond à un interrupteur ouvert [Ahm 2015, Wei 2002].

Ainsi, la formulation matricielle du comportement électrique instantané du convertisseur peut se traduire par les relations suivantes [Yeo 2014, Sun 2014] :

$$\begin{bmatrix} v_{An'} \\ v_{Bn'} \\ v_{Cn'} \end{bmatrix} = [F] \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [F]^T \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad \text{I.9}$$

Comme présenté à la Figure 1-9, le convertisseur matriciel est composé de trois cellules de commutation, indicées par la phase de sortie qu'elles connectent (A, B, C).

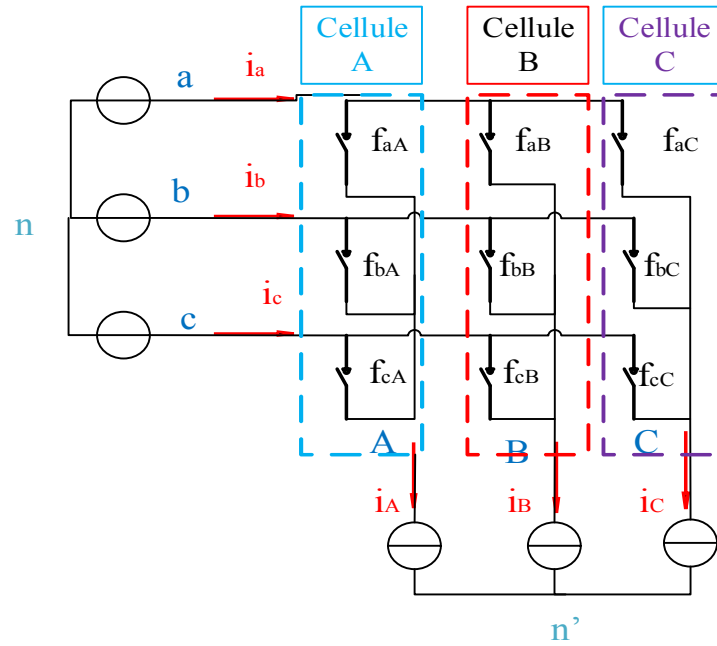


Figure. I.9 : Cellules de commutation du convertisseur matriciel.

La nature des sources imposant de ne pas court-circuiter une source de tension et ne pas ouvrir une source de courant, chacune des cellules de commutation ne doit avoir qu'un seul interrupteur fermé à chaque instant, ce qui se traduit par les relations suivantes [Ell 2013, Jus 2005] :

$$\begin{cases} f_{aA} + f_{bA} + f_{cA} = 1 \\ f_{aB} + f_{bB} + f_{cB} = 1 \\ f_{aC} + f_{bC} + f_{cC} = 1 \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} f_{ij} = 0 & \text{interrupteur ouvert} \\ f_{ij} = 1 & \text{interrupteur fermé} \end{cases} \quad \text{I.10}$$

Dans le convertisseur matriciel n'importe quelle phase de sortie est connectée à n'importe quelle phase d'entrée à l'aide de (3*3) commutateurs bidirectionnels, on a donc ($2^9 = 512$) différentes combinaisons possibles d'états de commutateurs de la matrice à disposition [Ven 1980, Rez 2015]. Les conditions des commutateurs sont telles que le circuit de sortie ne doit jamais être ouvert et que deux phases d'entrée ne doivent pas être court-circuitées [Ven 1980, Jus 2005].

Après l'introduction de ces deux conditions, le nombre de combinaisons admissibles se réduit alors à 27 combinaisons.

Dans un convertisseur, les commandes (MLI) des interrupteurs doivent être telles que, sur une période de découpage (T), les valeurs moyennes des tensions de sortie soient égales à leurs tensions de référence. Si la fréquence de commutation $F = 1/T$, est nettement supérieure aux fréquences du réseau d'entrée et des références de sortie, on peut considérer comme constantes les tensions d'entrée sur une période de découpage T [CHI 2012, Fra 2010].

Si t_{ij} représente le temps de fermeture de l'interrupteur correspondant, durant l'intervalle T , les valeurs moyennes des tensions de sortie s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \langle v_{An'} \rangle_T \\ \langle v_{Bn'} \rangle_T \\ \langle v_{Cn'} \rangle_T \end{bmatrix} = \frac{1}{T} \begin{bmatrix} t_{aA} & t_{aB} & t_{aC} \\ t_{bA} & t_{bB} & t_{bC} \\ t_{cA} & t_{cB} & t_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{An'} \\ v_{Bn'} \\ v_{Cn'} \end{bmatrix} \quad \text{I.11}$$

Cette relation correspond à une formulation moyenne introduisant les rapports cycliques des fermetures des interrupteurs avec la relation ci-dessous :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T} \quad \text{I.12}$$

On considérera que le modulateur MLI remplit sa fonction. Par conséquent, les valeurs moyennes sur une période de découpage T sont égales à leurs références. Par la suite, on utilisera uniquement la notation correspondant aux valeurs moyennes sur la période de découpage T .

Cette formulation moyenne conduit aux équations suivantes.

$$[M] = \begin{bmatrix} m_{aA} & m_{aB} & m_{aC} \\ m_{bA} & m_{bB} & m_{bC} \\ m_{cA} & m_{cB} & m_{cC} \end{bmatrix} \quad \text{I.13}$$

$$\begin{bmatrix} v_{An'} \\ v_{Bn'} \\ v_{Cn'} \end{bmatrix} = [M] \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [M]^T \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad \text{I.14}$$

$$\begin{cases} m_{aA} + m_{bA} + m_{cA} = 1 \\ m_{aB} + m_{bB} + m_{cB} = 1 \\ m_{aC} + m_{bC} + m_{cC} = 1 \end{cases} \quad \text{avec} \quad 0 \leq m_{ij} \leq 1 \quad \text{I.15}$$

Le convertisseur matriciel ne possédant aucun élément de stockage, ses puissances d'entrée et de sortie peuvent être considérées égales. Comme on fonctionne en régime sinusoïdal triphasé équilibré, les puissances moyennes sont constantes et égales (I.16).

$$P = p_E = p_S = \frac{3}{2} V_E \cdot I_E = \frac{3}{2} V_S \cdot I_S \cdot \cos \varphi_S \quad \text{I.16}$$

I.2.2 Convertisseur matriciel indirect

Une structure équivalente, passant par un étage intermédiaire sans éléments de stockage capacitif, peut être proposée comme alternative au convertisseur matriciel. Cette structure est composée d'une association de deux convertisseurs, d'où le nom de convertisseur matriciel "double étage" ou bien "indirect" [Wei 2002, Yeo 2014]. Un redresseur totalement commandé (à interrupteurs quatre segments) est directement connecté à un onduleur de tension (à interrupteurs trois segments) traditionnellement utilisé dans la variation de vitesse comme le montre la Figure 1-10 [Cam 1996,

Cha 2010]. Cette structure possède les mêmes caractéristiques d'entrée et de sortie que le convertisseur matriciel. La tension intermédiaire, nommée u_{DC} (différence de potentiel voir Figure 1-10), doit rester positive afin de ne pas engendrer de court-circuit des condensateurs du filtre d'entrée via les diodes de l'onduleur (contrainte liée aux interrupteurs trois segments) [Cha 2010]. Le convertisseur matriciel indirect est une combinaison de deux convertisseurs appelé « convertisseur à double étage » ou aussi appelé "double convertisseur à matrice de pont [Ben 2012]", "convertisseur matriciel espacé [Ham 1997]" ou "Convertisseur à fréquence intermédiaire [Mey 1998]".

Le convertisseur matriciel indirect (IMC) représenté sur Figure. I.10. est un convertisseur alternatif/alternatif. Il comprend une variété de commutateurs bidirectionnels, qui sont utilisés pour interfacer l'alimentation électrique à la charge sans utiliser de connexion à courant continu ou d'énormes composants de stockage d'énergie [Rod 2002, Rod 2009]. L'absence de grands éléments de stockage d'énergie dans le bus à courant continu (qui n'est pas le cas dans les convertisseurs classiques : redresseur-filtre -onduleur), tel que le condensateur, est leur véritable préférence par rapport aux systèmes à onduleur redresseur classiques. Il permet en outre de diminuer la taille et le poids du convertisseur, augmente également sa fiabilité [Rod 2002, Rod 2009]. Le convertisseur matriciel indirect (IMC) fournit aussi une tension de charge avec une amplitude et une fréquence arbitraires, avec une forme d'onde sinusoïdale en entrée et en sortie [Sah 2013- Gli 2005]. Comme le montre la figure. I.10. Il présente les principaux avantages [Dan 1978- Tak 2010] [Wan 2005] :

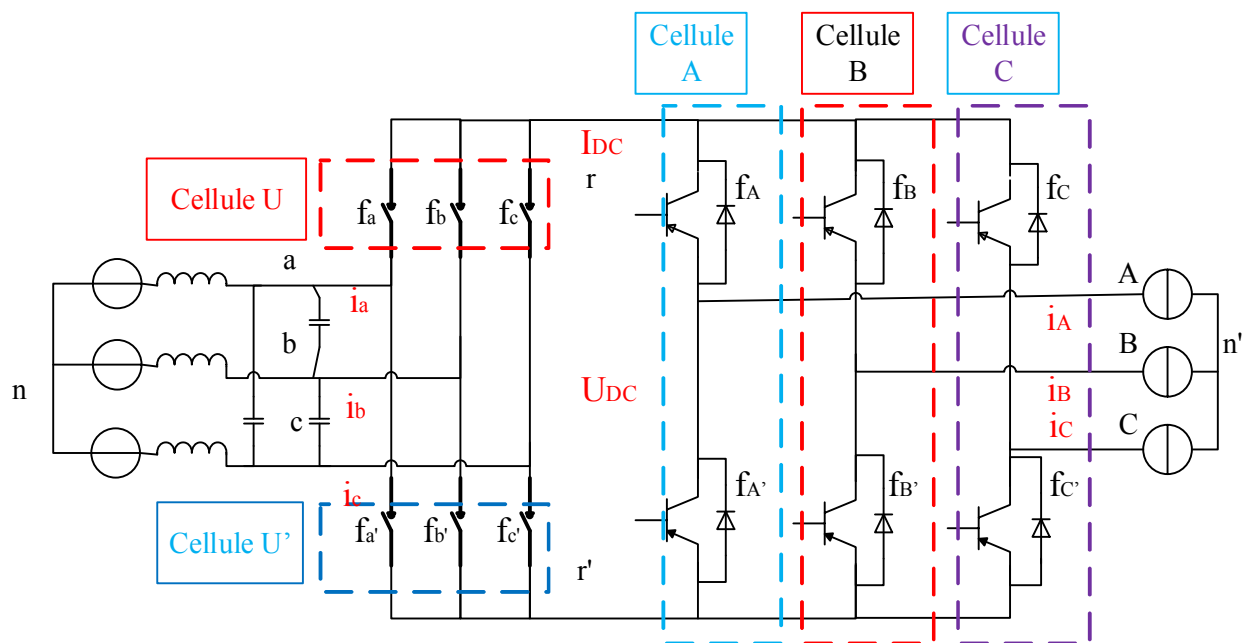


Figure. I.10. Cellules de Convertisseur matriciel indirect (IMC)

Le convertisseur matriciel indirect peut être dissocié en deux :

- une première partie “redresseur”
- une seconde partie “onduleur”

Le redresseur du convertisseur matriciel indirect est composé de deux cellules de commutation, nommée U et U' , décrites par la relation (1.16). Ces cellules de commutation doivent avoir un seul et unique interrupteur fermé à chaque instant. Cela se traduit par la relation (1.17).

$$[F_U] = \begin{bmatrix} f_a & f_b & f_c \\ f_{a'} & f_{b'} & f_{c'} \end{bmatrix} \quad \text{I.16}$$

$$\begin{cases} f_a + f_b + f_c = 1 \\ f_{a'} + f_{b'} + f_{c'} = 1 \end{cases} \quad \text{I.17}$$

Le fonctionnement du redresseur peut être décrit par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{r'n} \end{bmatrix} = [F_{red}] \cdot \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [F_{red}]^T \cdot \begin{bmatrix} I_{DC} \\ -I_{DC} \end{bmatrix} \quad \text{I.18}$$

La partie onduleur du convertisseur matriciel indirect est composée de trois cellules de commutation, nommée A, B et C , décrite par la relation (1.19) et répondant aux contraintes décrites par (1.24).

$$[F_{ond}] = \begin{bmatrix} f_A & f_B & f_C \\ f_{A'} & f_{B'} & f_{C'} \end{bmatrix} \quad \text{I.19}$$

$$\begin{cases} f_A + f_{A'} = 1 \\ f_B + f_{B'} = 1 \\ f_C + f_{C'} = 1 \end{cases} \quad \text{I.20}$$

Le fonctionnement de l'onduleur peut être décrit par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{An} \\ v_{Bn} \\ v_{Cn} \end{bmatrix} = [F_{ond}]^T \cdot \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{r'n} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_{DC} \\ -i_{DC} \end{bmatrix} = [F_{ond}] \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad \text{I.21}$$

Le produit des deux matrices de connexion du redresseur et de l'onduleur donne la matrice de connexion du convertisseur matriciel indirect nommée $[F_{cmi}]$

$$[F_{inc}] = \begin{bmatrix} f_{aA} & f_{aB} & f_{aC} \\ f_{bA} & f_{bB} & f_{bC} \\ f_{cA} & f_{cB} & f_{cC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_A & f_{A'} \\ f_B & f_{B'} \\ f_C & f_{C'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_a & f_b & f_c \\ f_{a'} & f_{b'} & f_{c'} \end{bmatrix} \quad \text{I.22}$$

Les matrices de conversion définies par leurs « fonctions de modulation » sont décrites par les équations de (1.23) jusqu'à (1.26).

$$[M_{red}] = \begin{bmatrix} m_a & m_b & m_c \\ m_{a'} & m_{b'} & m_{c'} \end{bmatrix} \quad \text{I.23}$$

$$\begin{cases} m_a + m_b + m_c = 1 \\ m_{a'} + m_{b'} + m_{c'} = 1 \end{cases} \quad \text{I.24}$$

$$[M_{ond}] = \begin{bmatrix} m_A & m_B & m_C \\ m_{A'} & m_{B'} & m_{C'} \end{bmatrix} \quad \text{I.25}$$

$$\begin{cases} m_A + m_B + m_C = 1 \\ m_{A'} + m_{B'} + m_{C'} = 1 \end{cases} \quad \text{I.26}$$

Les équations moyennes sur la période de modulation, peuvent être décrites comme ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{rn} \\ v_{rn} \end{bmatrix} = [M_{red}] \cdot \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [M_{red}]^T \cdot \begin{bmatrix} i_{DC} \\ -i_{DC} \end{bmatrix} \quad \text{I.27}$$

$$\begin{bmatrix} v_{An} \\ v_{Bn} \\ v_{Cn} \end{bmatrix} = [M_{ond}]^T \cdot \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{rn} \\ v_{rn} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_{DC} \\ -i_{DC} \end{bmatrix} = [M_{ond}] \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad \text{I.28}$$

Le produit des deux matrices de conversion du redresseur et de l'onduleur donne la matrice de conversion du convertisseur matriciel indirect nommée $[M_{cmi}]$

$$[M_{cmi}] = [M_{ond}]^T \cdot [M_{red}] = \begin{bmatrix} m_A & m_{A'} \\ m_B & m_{B'} \\ m_C & m_{C'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_a & m_b & m_c \\ m_{a'} & m_{b'} & m_{c'} \end{bmatrix} \quad \text{I.29}$$

Comme précédemment, cette matrice est à rapprocher de celle du convertisseur matriciel.

On a donc une relation entre les fonctions de conversion du convertisseur matriciel et du convertisseur matriciel indirect, telle que :

$$[M_{cmi}] = [M] = \begin{bmatrix} m_{aA} & m_{aB} & m_{aC} \\ m_{bA} & m_{bB} & m_{bC} \\ m_{cA} & m_{cB} & m_{cC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_A & m_{A'} \\ m_B & m_{B'} \\ m_C & m_{C'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_a & m_b & m_c \\ m_{a'} & m_{b'} & m_{c'} \end{bmatrix} \quad \text{I.30}$$

Ces différentes relations permettent d'établir un lien entre la commande des interrupteurs d'un convertisseur matriciel direct et la commande d'un convertisseur matriciel indirect.

I.3 Interrupteurs à semi-conducteurs utilisés dans le convertisseur matriciel

L'utilisation d'interrupteurs réversibles en tension et en courant à blocage et amorçage commandés dans le premier et le troisième quadrant est indispensable pour permettre au convertisseur de connecter à tout instant chacune des bornes d'entrée du récepteur à n'importe quelle borne de sortie du générateur et ceci indépendamment de l'évolution des tensions et des courants aux niveaux du réseau et du récepteur [Rec 2007, McM 1971].

I.3.1 Interrupteurs quatre segments

Le convertisseur matriciel nécessite l'utilisation de neuf interrupteurs quatre segments, dont la caractéristique statique est représentée à la Figure 1.11. Ces interrupteurs sont commandables aussi bien à l'amorçage qu'au blocage et nécessitent d'avoir la capacité de bloquer une tension ainsi que de conduire un courant quel que soit son signe [Riz 2004, Bru 1997].

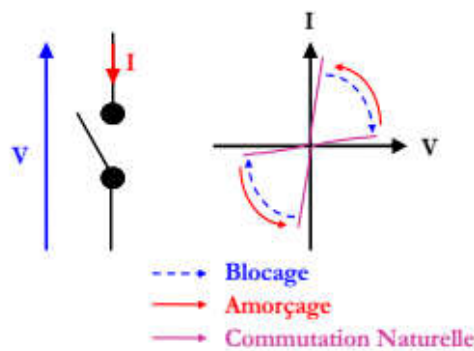


Figure. I.11 Caractéristique statique/dynamique idéale.

Du fait de leur mise en œuvre très complexe, seules de petites productions d'interrupteurs quatre segments monolithiques sont envisageables de nos jours. La capacité de blocage en tension inverse est une faiblesse des transistors, ces composants étant capables de bloquer une tension inverse très faible (20V environ pour un transistor de calibre en tension égal à 1200V). Ces interrupteurs quatre segments sont donc créés par l'association de plusieurs éléments discrets, unidirectionnels en tension et en courant [Ste 1999, Rod 2007]. Cette section décrit les assemblages possibles pour reproduire le comportement des interrupteurs quatre quadrant à partir d'éléments de base classiquement utilisés en électronique de puissance, c'est-à-dire le transistor et la diode.

I.3.2 Topologie à transistor connecté à un pont à diode

La première topologie proposée est l'association la plus simple possible. Elle est constituée d'un transistor connecté au centre d'un pont à diode comme illustré à la Figure 1-12 [Aré 2008, Mat 2001]. Ces diodes sont incluses afin de fournir la capacité de blocage en tension inverse

manquant au transistor. L'avantage principal de cette topologie est de ne posséder qu'un seul et unique composant commandable. Cette particularité permet de réduire d'une part le coût de l'association mais aussi la complexité de la commande ainsi que le nombre d'alimentation isolée nécessaire à l'alimentation des circuits drivers, qui fournissent les signaux de commande de grille (une alimentation isolée par interrupteur quatre segment). En revanche, le défaut majeur de cet interrupteur est que trois composants (deux diodes et un transistor) sont mis en conduction lors de son activation produisant une chute de tension importante à ses bornes.

Cette chute de tension engendre donc des pertes par conduction importantes limitant le rendement du convertisseur.

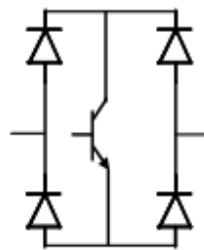


Figure. I.12 Topologie transistor connecté à un pont a diode.

Les interrupteurs utilisés dans les onduleurs de tension, comportent un transistor connecté en antiparallèle à une diode. Ils sont bidirectionnels en courant et unidirectionnel en tension. Deux configurations sont possibles pour concevoir un interrupteur quatre segments à base de cette configuration [Ste 1999, Rod 2007].

I.3.3 Interrupteur quatre segments à émetteur commun

Cet arrangement de semi-conducteur est composé deux diodes et deux transistors connectés comme le présente la Figure 1-13. Les diodes restent indispensables, elles permettent de fournir la capacité de blocage en tension inverse. L'un des avantages de cette structure est d'offrir un degré de liberté supplémentaire pour la gestion de la commutation de l'interrupteur. Les pertes par conduction sont également réduites puisque, à tout moment, seuls deux éléments (un transistor et une diode) conduisent [Ste 1999, Rod 2007].

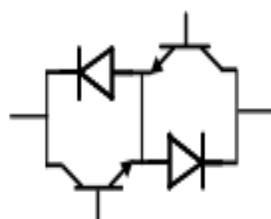


Figure. I.13 Topologie à émetteur commun.

I.3.4 Interrupteur bidirectionnel à collecteur commun

Cet arrangement est similaire et possède les mêmes caractéristiques que la configuration précédente. La différence est que les transistors sont disposés dans une configuration à collecteur commun comme le montre la Figure 1-14. Les pertes par conduction sont strictement identiques à celles de la configuration à émetteur commun. Comme les émetteurs des deux transistors ne sont pas communs, l'interrupteur quatre segments nécessite deux alimentations isolées. Pour la réalisation du convertisseur matriciel, six alimentations isolées suffisent du fait de la mise au même potentiel de certains émetteurs de transistors appartenant à différents interrupteurs [Ste 1999, Rod 2007].

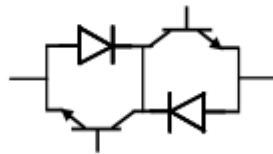


Figure. I.14 Topologie collecteur commun.

I.3.5 Topologie à transistor et diode en série

Deux autres configurations possibles sont créées à partir d'un transistor en série avec une diode engendrant un composant bidirectionnel en tension mais unidirectionnel en courant. L'interrupteur quatre segments est composé de deux de ces assemblages disposés en antiparallèle comme le montre la figure 1-15 [Ste 1999]. La possibilité (a) conduit au même nombre d'alimentations isolées que la topologie à collecteur commun de la figure 1-14. La solution (b), en revanche, n'ayant pas de potentiel commun entre les émetteurs, conduit à deux alimentations isolées par interrupteur quatre segments. Pour la réalisation du convertisseur matriciel, dix-huit alimentations isolées sont nécessaires [Ste 1999, Rod 2007].



Figure. I.15 Topologie sans connexion centrale.

I.4 Circuit de protection

Afin d'éviter les surtensions et les surintensités des commutateurs à semi-conducteurs, une technique de protection efficace est nécessaire. Un circuit de protection constitué de ponts de diodes d'entrée et de sortie et d'un circuit de condensateur un circuit d'écrtage comme celui présenté à la Figure. I.16 a été proposé [Whe 2008, hee 1997]. L'inconvénient majeur de ce circuit

de protection est qu'il augmente la taille du convertisseur. En 2004, un circuit de protection utilisant un petit condensateur appelé circuit d'écrêtage dynamique a été proposé [Cas 2002]. Ce circuit d'écrêtage est constitué d'un IGBT et d'une résistance et n'a pas besoin d'un circuit de commande et d'entraînement pour l'IGBT. En 2005, une stratégie d'arrêt en conditions de défaut a été proposée pour le convertisseur matriciel [Pod 2004]. Cette méthode fournit également un chemin de roue libre pour les courants de charge. Par conséquent, les courants du moteur peuvent être immédiatement réduits à zéro sans aucune tension de dépassement.

Dans cette méthode, un circuit d'écrêtage de petite capacité utilisant un petit condensateur est utilisé pour protéger le circuit contre une surtension inattendue dans une condition de circuit ouvert du commutateur.

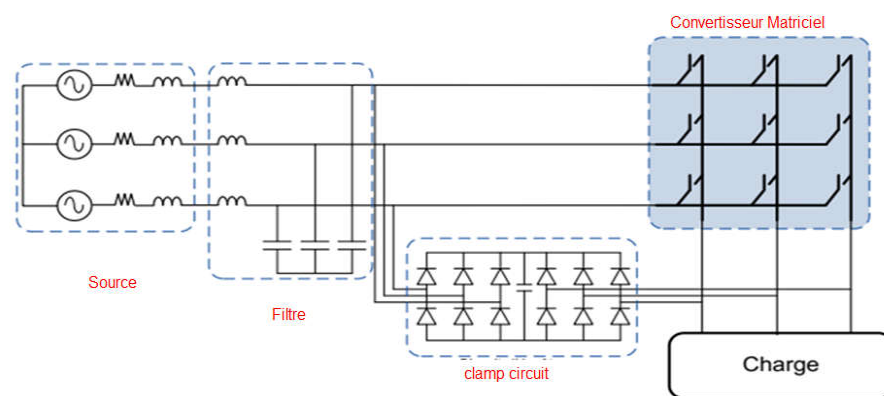


Figure. I.16 Circuit de puissance du convertisseur matriciel avec circuit connexes.

1.5 Filtre d'entrée

Les convertisseurs de puissance sont des circuits non linéaires qui transforment les signaux de puissance fournis par le réseau ; ce faisant, ils génèrent habituellement des courants harmoniques qui, en circulant dans le réseau, engendrent des distorsions de tension qui affectent les charges.

Le rôle du dispositif de filtrage comme montre la figure. I.17 placé en amont du convertisseur matriciel est de réduire les courants harmoniques retournant au réseau en leur fournissant un chemin de faible impédance. En plus de respecter les normes de qualité de l'onde, le dispositif de filtrage doit également respecter un certain nombre de critères, à savoir :

- avoir une bonne atténuation à la fréquence de coupure,
- introduire un minimum d'angle de déplacement à l'entrée,
- être peu onéreux,
- avoir un poids et des dimensions faibles,
- permettre un fonctionnement stable du système complet...etc.

Selon l'importance des critères choisis, différents circuits de filtrage sont envisageables et plusieurs exemples sont traités dans la littérature [Nef 1992]. Le filtre le plus commun utilisé pour le convertisseur matriciel est le filtre passe-bas L-C [Bel 2016].

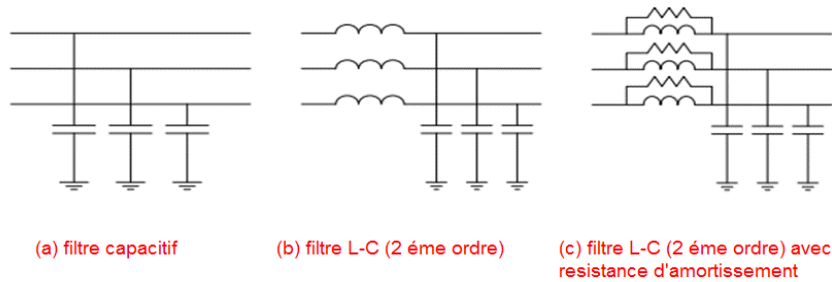


Figure. I.17 Circuit des filtres passifs utilisés pour les convertisseurs matriciels.

1.6 Conclusion

Dans cette étude bibliographique, nous avons décrits deux types de convertisseurs matriciels : convertisseur matriciel direct et convertisseur matriciel indirect ; aussi, avons-nous présenté les différentes configurations pour chaque convertisseur. En dernier, nous avons exposé les interrupteurs à semi-conducteurs utilisés dans le convertisseur matriciel ; ainsi que le filtre d'entrée et le circuit de protection.

Le chapitre suivant sera consacré quant à lui à l'étude des différentes stratégies de modulation, et la simulation du convertisseur matriciel commandé par ces dernières.

CHAPITRE II:

Modulation et Stratégie de commande d'un convertisseur matriciel

II.1 Introduction

Le problème de la commande de convertisseur matriciel est de trouver les séquences d'impulsions de sorte que la moyenne glissante des tensions de phase à la sortie soit modulée sinusoïdale, l'amplitude et la fréquence de l'onde fondamentale de la tension doivent être variables.

Dans ce chapitre, on étudiera quatre méthodes de modulation qui permettront de réaliser la commande par pulsation des commutateurs du convertisseur matriciel. La première portera sur l'algorithme de Venturini, la deuxième méthode quant à elle portera sur la description de modulation du neutre, la troisième s'intéressera à la méthode de modulation du vecteur d'espace et la dernière décrira la modulation MLI vectorielle pour le convertisseur matriciel indirect.

II.2 Stratégie de commande d'un Convertisseur Matriciel Direct

II.2.1 Algorithme de modulation de Venturini

Venturini a proposé une stratégie de commutation à haute fréquence pour les convertisseurs matriciels. Cette méthode a été ensuite modifiée dans le but d'augmenter le rapport de transformation entre la tension de sortie et la tension d'entrée de 0.5 à 0.866. De même, elle donne des courants sinusoïdaux à l'entrée du convertisseur matriciel avec un facteur de puissance indépendant de la charge [Ven 1980].

Le choix de chaque phase d'entrée durant une période forme les signaux de sortie du convertisseur pour des périodes bien définies dans le temps (tension de sortie et courant d'entrée). La tension de sortie est obtenue à partir de segments des trois tensions d'entrée. Le courant de sortie est obtenu à partir de segments des trois courants d'entrée. Afin de déterminer le comportement du convertisseur matriciel pour des fréquences de sortie inférieures à la fréquence de commutation.

Un cycle de commutation ($\frac{1}{T_{seq}}$) peut être défini pour chaque interrupteur [Ven 1980, Bel 2016].

Les tensions triphasées équilibrées à l'entrée du convertisseur sont exprimées par la formule suivante :

$$v_i(t) = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos\left(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{II.1}$$

D'autre part, les courants triphasés équilibrés à la sortie du convertisseur sont exprimés par l'expression suivante :

$$i_o(t) = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ \cos\left(\omega_o t + \varphi_o + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_o t + \varphi_o + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{II.2}$$

Avec: V_{im} , I_{om} , ω_i et ω_o sont les valeurs maximales et les pulsations, de la tension d'entrée du convertisseur et du courant à la sortie de celui-ci respectivement, ainsi que φ_s est le déphasage entre la tension et le courant à la sortie du convertisseur [Bel 2016].

En tenant compte du rapport entre la tension de sortie et celle d'entrée du convertisseur matriciel

$$q = \frac{v_o}{v_i} = \frac{i_i}{i_o} \quad \text{II.3}$$

On obtient :

$$v_o(t) = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = qv_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos\left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_o t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{II.4}$$

$$i_i(t) = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = q \cos(\varphi_o) i_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_i) \\ \cos\left(\omega_o t + \varphi_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_o t + \varphi_i + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{II.5}$$

Si on remplace V_i , V_o , i_i et i_o dans les expressions (I.6) et (I.8) et (I.13), la matrice de modulation admet les deux solutions suivantes [Whe 2008, den 2010].

pour $\varphi_i = \varphi_o$ et $w_{oi} = w_o - w_i$ on obtient:

$$M_1(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1+2q \cos(w_{oi}t) & 1+2q \cos\left(w_{oi}t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1+2q \cos\left(w_{oi}t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1+2q \cos\left(w_{oi}t - \frac{4\pi}{3}\right) & 1+2q \cos(w_{oi}t) & 1+2q \cos\left(w_{oi}t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1+2q \cos\left(w_{oi}t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1+2q \cos\left(w_{oi}t - \frac{4\pi}{3}\right) & 1+2q \cos(w_{oi}t) \end{bmatrix} \quad \text{II.6}$$

pour $\varphi_i = -\varphi_o$ et $w_{oi} = -(w_o + w_i)$ on obtient:

$$M_2(t) = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1+2q \cos(w_{oi}t) & 1+2q \cos\left(w_{oi}t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1+2q \cos\left(w_{oi}t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1+2q \cos\left(w_{oi}t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1+2q \cos\left(w_{oi}t - \frac{4\pi}{3}\right) & 1+2q \cos(w_{oi}t) \\ 1+2q \cos\left(w_{oi}t - \frac{4\pi}{3}\right) & 1+2q \cos(w_{oi}t) & 1+2q \cos\left(w_{oi}t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{II.7}$$

La solution (II.6) est obtenue pour un déphasage d'entrée égal à celui de sortie ($\varphi_i = \varphi_o$) de même que la solution (II.7) est obtenue pour un déphasage d'entrée en opposition avec celui de sortie ($\varphi_i = -\varphi_o$).

La méthode de modulation de Venturini basée sur les expressions (II.6) et (II.7) permet d'obtenir un rapport maximal de 0.5 (ou 50 %) entre la tension de sortie et celle d'entrée du convertisseur matriciel [Bel 2018].

II.2.2 Technique de modulation du neutre

Pour améliorer le rapport de transformation q , une autre technique a été proposée par VENTURINI qui permet l'amélioration du rapport [Ale 1989], une autre technique a été proposé qui permet d'augmenter le rapport des amplitudes, appelée "la modulation du neutre". Cette technique consiste à moduler l'enveloppe pour que les trois tensions de sortie soient entièrement contenues dans celle des tensions d'entrée [Bel 2018, Ste 1993]. Cela est réalisable par l'injection de deux harmoniques d'ordre trois d'entrée et de sortie de la manière suivante :

Pour un rapport $Q=0.5$, les trois tensions de sortie v_{oa} , v_{ob} , v_{oc} , sont entièrement contenues dans l'enveloppe.

$$v_o = qv_{im} \begin{bmatrix} \cos(w_o t) \\ \cos\left(w_o t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(w_o t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \text{II.8}$$

Comme le montre la figure (II.1)

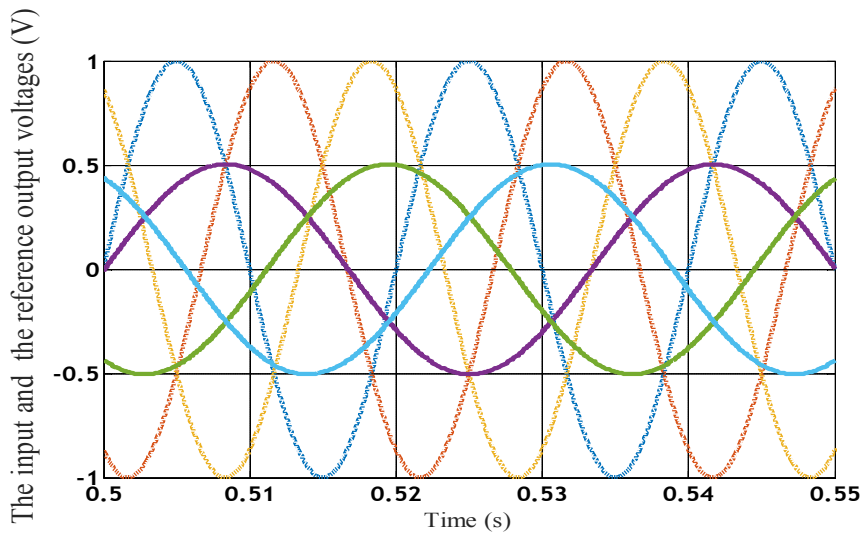


Figure. II.1. Formes d'ondes des tensions d'entrée et de sortie pour $q=0.5$

L'addition de la 3ème harmonique de la tension d'entrée (II.9) avec une amplitude égale à $V_{im}/4$ à la tension de sortie désirée module l'enveloppe des tensions de sortie jusqu'à $q = 0,75$.

$$v_o = qv_{im} \begin{bmatrix} \cos(w_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3w_i t) \\ \cos\left(w_o t + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3w_i t) \\ \cos\left(w_o t + \frac{4\pi}{3}\right) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3w_i t) \end{bmatrix} \quad \text{II.9}$$

Le rapport d'amplitude peut être encore amélioré en soustrayant le 3ème harmonique de la tension de sortie (II.9) pour atteindre $q = 0,866$.

Comme la montre figure (II.3) :

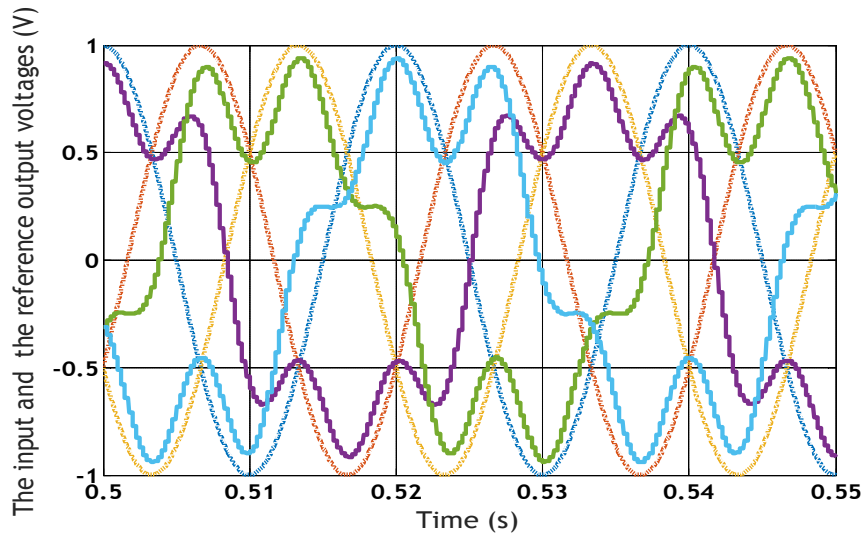


Figure.II.2. Formes d'ondes des tensions d'entrée et de sortie pour $q = 0.866$

L'expression de sortie devient : (relation II-10)

$$v_o = qv_{im} \begin{bmatrix} \cos(w_o t) - \frac{1}{6} \cos(3w_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3w_i t) \\ \cos\left(w_o t + \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{6} \cos(3w_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3w_i t) \\ \cos\left(w_o t + \frac{4\pi}{3}\right) - \frac{1}{6} \cos(3w_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3w_i t) \end{bmatrix} \quad \text{II.10}$$

Cette méthode peut être optimisée afin d'atteindre un rapport maximal de $\frac{\sqrt{3}}{2}$ (ou 87 %) grâce à une modification de la tension de sortie désirée, en ajoutant l'harmonique de l'ordre 3 de la tension de sortie et de celle de l'entrée [Bel 2018].

La congestion de la méthode primitive de Venturini basée sur le calcul des temps de conduction des commutateurs directement à l'aide des équations (II.6) et (II.7) constitue une contrainte gênante pour la mise en œuvre de celle-ci dans la pratique. Donc, Il est recommandé à exprimer directement les tensions d'entrée et celles de sortie dans les équations (I.12) et (I.14) de telle sorte que le facteur de puissance à l'entrée du convertisseur soit unitaire [den 2010, Bel 2018].

II.2.3 Méthode de modulation du vecteur d'espace

La méthode de modulation du vecteur d'espace est basée sur la représentation en vecteur d'espace de \bar{V}_o et \bar{I}_i dans le repère d, q ; le vecteur d'espace est obtenu à partir de la transformée de Concordia [Hol 2003].

Dans la topologie générale du convertisseur Matrix représentée à la Figure. I.9 qui consiste en 27 combinaisons de commutation autorisées pour chaque combinaison, les tensions des lignes

d'entrée et de sortie peuvent être exprimées en termes de vecteurs spatiaux tels que [Sri 2015, Sri 2008] :

$$\vec{V}_o = \frac{2}{3} \cdot (V_{o1} + a \cdot V_{o2} + a^2 \cdot V_{o3}) = V_o \cdot e^{j\alpha_o \cdot t} \quad \text{II.11}$$

$$\vec{I}_i = \frac{2}{3} \cdot (I_{i1} + a \cdot I_{i2} + a^2 \cdot I_{i3}) = I_i \cdot e^{j\beta_i \cdot t} \quad \text{II.12}$$

Les conditions de commutation citées au chapitre 1 permettent d'obtenir 27 configurations valides pour la structure triphasée du convertisseur matriciel direct.

II.2.3.1 Familles de vecteur

L'approche SVM de convertisseur de matrice bien connue conduit à définir trois familles de vecteurs [Cho 2016, Red 2013].

- Première famille : Six vecteurs dont chaque entrée de phase est connectée à une sortie de phase différente.
- Deuxième famille : trois vecteurs nuls qui sont en roue libre, ce qui signifie que la configuration de commutation aboutit à une tension nulle sur la charge appelée O_i avec $i = 1, 2, 3$.
- Troisième famille : 18 vecteurs actifs appelés A_j ayant une position angulaire fixe et proportionnelle à une tension phase-phase d'entrée, où j est un nombre entier compris entre 1 et 18.

La première famille a une position vectorielle variant avec le temps et ne peut donc pas être utilisée pour construire des références pour une approche vectorielle spatiale [Bel 2017]. La première et la deuxième famille de vecteurs ne sont donc qu'utilisées dans la modulation SVM du convertisseur Matrix [Bel 2017, Bin 2006].

L'algorithme SVM est basé sur le concept que les tensions de ligne de sortie DMC pour chaque combinaison de commutation peuvent être représentées comme un vecteur d'espace de tension défini par (II.11).

La méthode de modulation implique la sélection des vecteurs et leur calcul en temps réel.

A chaque période d'échantillonnage T_s (dans notre cas égale à la période de commutation), l'algorithme sélectionne quatre vecteurs actifs liés à toute combinaison possible de tension de sortie et de secteurs de courant d'entrée en plus des vecteurs nuls pour construire une tension de référence souhaitée [rod 2007, Cas 2002].

L'amplitude du vecteur de tension de référence et l'angle de phase sont calculés et l'angle de phase du vecteur de courant d'entrée souhaité est déterminé à l'avance [Huu 2014, Sri 2015].

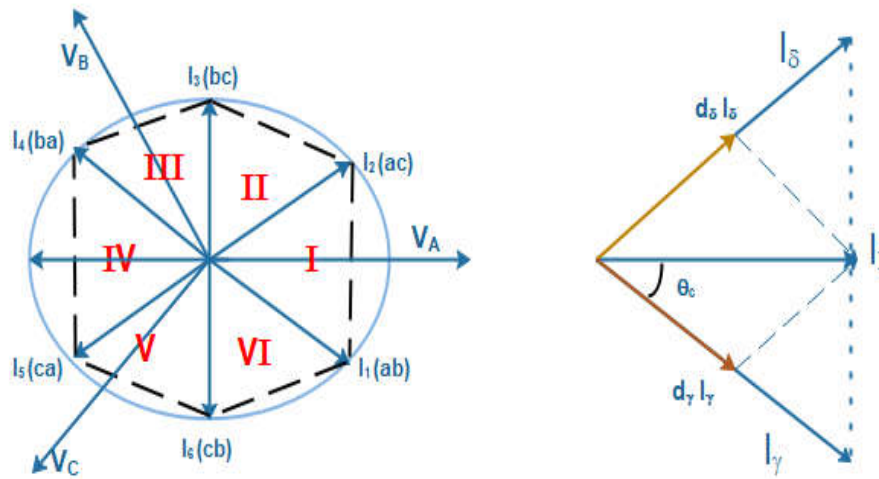


Figure.II.3. Modulation du vecteur courant d'entrée.

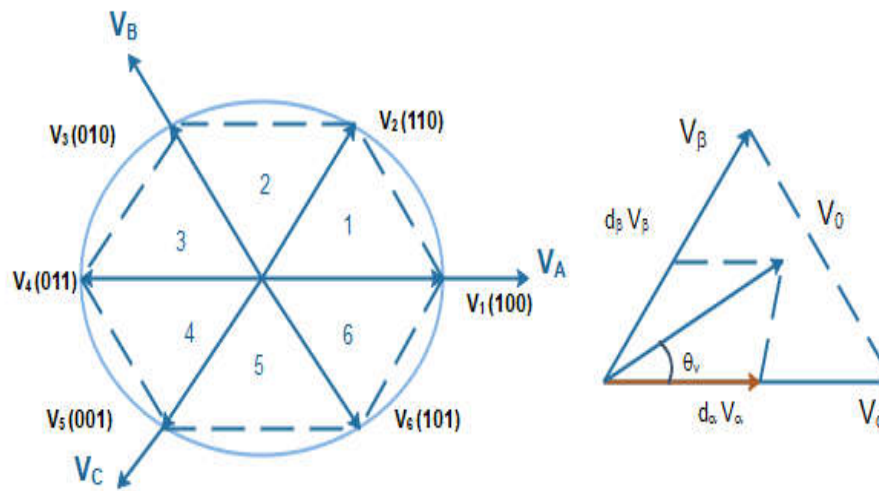


Figure.II.4. Modulation du Vecteur de tension de sortie.

Pour le calcul des périodes en temps réel des vecteurs choisis, ceux-ci sont combinés en deux ensembles conduisant à deux nouveaux vecteurs adjacents au vecteur de tension de référence dans le sextant et ayant la même direction que le vecteur de tension de référence. En appliquant la théorie SVM standard, les formules générales dérivées des vecteurs temps réel, qui satisfont, en même temps, à l'angle de déplacement de la tension de sortie de référence et du courant d'entrée (Figure (II.3) et Figure (II.4)) sont [Sri 2015 , Hub 1995] :

$$t_1 = \frac{2qT_s}{\sqrt{3} \cos \varphi_i} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_0\right) \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad \text{II.13}$$

$$t_2 = \frac{2qT_s}{\sqrt{3} \cos \varphi_i} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_0\right) \sin(\theta_i) \quad \text{II.14}$$

$$t_3 = \frac{2qT_s}{\sqrt{3} \cos \varphi_i} \sin(\theta_0) \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad \text{II.15}$$

$$t_4 = \frac{2qT_s}{\sqrt{3} \cos \varphi_i} \sin(\theta_0) \sin(\theta_i) \quad \text{II.16}$$

Où q est le rapport de transfert de tension, T_s est la période de commutation, φ_i est l'angle de déplacement d'entrée choisi pour obtenir le facteur de puissance d'entrée souhaité, θ_0 et θ_i sont respectivement les angles de déphasage des vecteurs de tension de sortie et de courant d'entrée limité dans la plage $[0 \quad \pi / 3]$. La durée des vecteurs zéro est donnée par (II.17).

$$t_0 = T_s - t_1 - t_2 - t_3 - t_4 \tag{II.17}$$

Les tableaux, II -1, II-2 et II -3 présentent les 27 configurations possibles et leurs vecteurs spatiaux correspondants. Cependant, la méthode du vecteur d'espace n'emploie que les 18 vecteurs stationnaires présentés au Tableau II-2 et les 3 vecteurs nuls présentés au Tableau II-3. Les vecteurs tournants du Tableau II-1 ont une phase dépendante du temps. Ils ne sont pas utilisés dans la réalisation de cette méthode.

Tableau II-1 : Première famille (vecteur tournants).

	Interrupteurs fermes			Tensions de sortie			Courant d'entrée			Phaseur tension		Phaseur courant	
				V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}	I_A	I_B	I_C	Ampl	Phase	Ampl	Phase
1	S ₁₁	S ₂₂	S ₃₃	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	I_a	I_b	I_c	V_i	$w_i t$	I_0	$w_0 t$
2	S ₁₁	S ₂₃	S ₃₂	$-V_{CA}$	$-V_{BC}$	$-V_{AB}$	I_a	I_c	I_b	$-V_i$	$-w_i t + 4\pi / 3$	I_0	$-w_0 t$
3	S ₁₂	S ₂₁	S ₃₃	$-V_{AB}$	$-V_{CA}$	$-V_{BC}$	I_b	I_a	I_c	$-V_i$	$-w_i t$	I_0	$-w_0 t + 2\pi / 3$
4	S ₁₂	S ₂₃	S ₃₁	V_{BC}	V_{CA}	V_{AB}	I_c	I_a	I_b	V_i	$w_i t + 4\pi / 3$	I_0	$w_0 t + 2\pi / 3$
5	S ₁₃	S ₂₁	S ₃₂	V_{CA}	V_{AB}	V_{BC}	I_b	I_c	I_a	V_i	$w_i t + 2\pi / 3$	I_0	$w_0 t + 4\pi / 3$
6	S ₁₃	S ₂₂	S ₃	$-V_{BC}$	$-V_{AB}$	$-V_{CA}$	I_c	I_b	I_a	$-V_i$	$-w_i t + 2\pi / 3$	I_0	$-w_0 t + 4\pi / 3$

Tableau II-2 : Deuxième famille (Vecteurs stationnaires).

		Interrupteurs fermes			Tensions de sortie			Courant d'entrée			Phaseur tension		Phaseur courant	
1P	7	S ₁₁	S ₂₂	S ₃₂	V_{AB}	0	$-V_{AB}$	I_a	$-I_a$	0	$n_v.V_{AB}$	0	$n_i.i_a$	$\pi / 6$
1N	8	S ₁₂	S ₂₁	S ₃₁	$-V_{AB}$	0	V_{AB}	$-I_a$	I_a	0	$-n_v.V_{AB}$	0	$-n_i.i_a$	$\pi / 6$
2P	9	S ₁₂	S ₂₃	S ₃₃	V_{BC}	0	$-V_{BC}$	0	I_a	$-I_a$	$n_v.V_{BC}$	0	$n_i.i_a$	$\pi / 2$
2N	10	S ₁₃	S ₂₂	S ₃₂	$-V_{BC}$	0	V_{BC}	0	$-I_a$	$-I_a$	$-n_v.V_{BC}$	0	$-n_i.i_a$	$\pi / 2$
3P	11	S ₁₃	S ₂₁	S ₃₁	V_{CA}	0	$-V_{CA}$	$-I_a$	0	I_a	$n_v.V_{CA}$	0	$n_i.i_a$	$7\pi / 6$
3N	12	S ₁₁	S ₂₃	S ₃₃	$-V_{CA}$	0	V_{CA}	I_a	0	$-I_a$	$-n_v.V_{CA}$	0	$-n_i.i_a$	$7\pi / 6$
4P	13	S ₁₂	S ₂₁	S ₃₂	$-V_{AB}$	V_{AB}	0	I_b	$-I_b$	0	$n_v.V_{AB}$	$2\pi / 3$	$n_i.i_b$	$\pi / 6$

4N	14	S ₁₂	S ₃₁	S ₂₂	V _{AB}	-V _{AB}	0	-I _b	I _b	0	-n _v .V _{AB}	2π/3	-n _i .i _b	π/6
5P	15	S ₂₂	S ₂₂	S ₂₂	-V _{BC}	V _{BC}	0	0	I _b	-I _b	n _v .V _{BC}	2π/3	n _i .i _b	π/2
5N	16	S ₂₂	S ₂₂	S ₂₂	V _{BC}	-V _{BC}	0	0	-I _b	I _b	-n _v .V _{BC}	2π/3	-n _i .i _b	π/2
6P	17	S ₂₂	S ₂₂	S ₂₂	-V _{CA}	V _{CA}	0	-I _b	0	I _b	n _v .V _{CA}	2π/3	n _i .i _b	7π/6
6N	18	S ₂₂	S ₂₂	S ₂₂	V _{CA}	-V _{CA}	0	I _b	0	-I _b	-n _v .V _{CA}	2π/3	-n _i .i _b	7π/6
7P	19	S ₂₂	S ₂₂	S ₂₂	0	-V _{AB}	V _{AB}	I _c	-I _c	0	n _v .V _{AB}	4π/3	n _i .i _c	π/6
7N	20	S ₂₂	S ₂₂	S ₂₂	0	V _{AB}	-V _{AB}	-I _c	I _c	0	-n _v .V _{AB}	4π/3	-n _i .i _c	π/6
8P	21	S ₂₂	S ₂₂	S ₂₂	0	-V _{BC}	V _{BC}	0	I _c	-I _c	n _v .V _{BC}	4π/3	n _i .i _c	π/2
8N	22	S ₂₂	S ₂₂	S ₂₂	0	V _{BC}	-V _{BC}	0	-I _c	I _c	-n _v .V _{BC}	4π/3	-n _i .i _c	π/2
9P	23	S ₂₂	S ₂₂	S ₂₂	0	-V _{CA}	V _{CA}	-I _c	0	I _c	n _v .V _{CA}	4π/3	n _i .i _c	7π/6
9N	24	S ₂₂	S ₂₂	S ₂₂	0	V _{CA}	-V _{CA}	I _c	0	-I _c	-n _v .V _{CA}	4π/3	-n _i .i _c	7π/6

Les 18 vecteurs spatiaux résultants présentés dans le tableau II-2 sont caractérisés par une amplitude variable et une phase constante, leurs représentations sur un plan complexe permettent de construire les hexagones de tension et de courant [Raj 2014].

La première colonne du tableau identifie les configurations en fonction du signe du module du vecteur d'espace calculé : *P* pour les configurations positives et *N* pour leurs compléments négatifs.

Tableau II-3 : Troisième famille (Vecteurs nuls)

	Interrupteurs fermes			Tensions de sortie			Courant d'entrée			Phaseur tension		Phaseur courant	
25	S ₁₁	S ₂₁	S ₃₁	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
26	S ₁₂	S ₂₂	S ₃₂	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
27	S ₁₃	S ₂₃	S ₃₃	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

II.2.4 Stratégie de commande d'un convertisseur matriciel indirect

II.2.4.1 Principe de la modulation MLI vectorielle indirecte

Un convertisseur matriciel indirect est composé d'une association de deux convertisseurs, un redresseur composé de six interrupteurs (à émetteur ou collecteur commun) totalement commande et directement connecté à un onduleur de tension **sans éléments de stockage**, il assure une

conversion alternatif-continu suivie d'une conversion continu alternatif (AC/DC/AC) [Hub 1995, Ale 2006], comme montre la Figure (II.5).

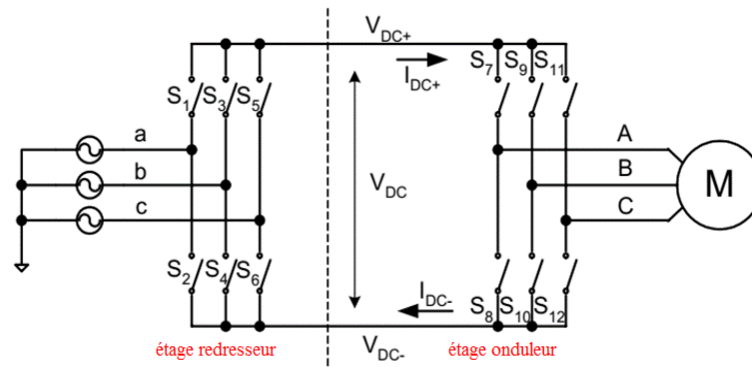


Figure. II.5. Circuit équivalent pour la modulation indirecte.

Le convertisseur matriciel indirect utilisé dans le présent travail est constitué de deux étages, le premier étant l'étage redresseur composé de six interrupteurs bidirectionnels et le deuxième étage est l'onduleur composé de six interrupteurs bidirectionnels [Cho 2016].

La modulation vectorielle (SVM) des convertisseurs d'électronique de puissance est très souvent utilisée dans les entraînements à vitesse variable. L'objectif de cette stratégie de commande est de synthétiser les tensions de sortie par des tensions d'entrée et les courants d'entrée par des courants de sortie [Rie 2013].

Dans le but de simplifier le raisonnement, on suppose que :

- ✓ La commutation des interrupteurs soit parfaite.
- ✓ La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs soit négligeable.

II.2.4.2 Modulation vectorielle pour l'étage onduleur

Cette section présente une interprétation graphique du vecteur spatial PWM dans l'étage de l'onduleur. Considérons la partie onduleur du circuit équivalent de la Figure (II.5) comme un VSI autonome alimenté par une source de tension continue, $V_{DC} = V_{DC+} - V_{DC-}$, comme indiqué sur la Figure (II.6) [Pan 2008, Bin 2006].

La conversion de puissance est exécutée par le lien de la tension électrique continu. Les tensions de sortie peuvent être représentées par la tension continue V_{DC} multipliée par l'état de commutation de l'étage onduleur qui est la fonction de transfert de l'onduleur \mathbf{I} [Bre 2000, Sch 2001].

En même temps, le courant continu peut être dérivé en utilisant le transposé de \mathbf{I}^T tel que.

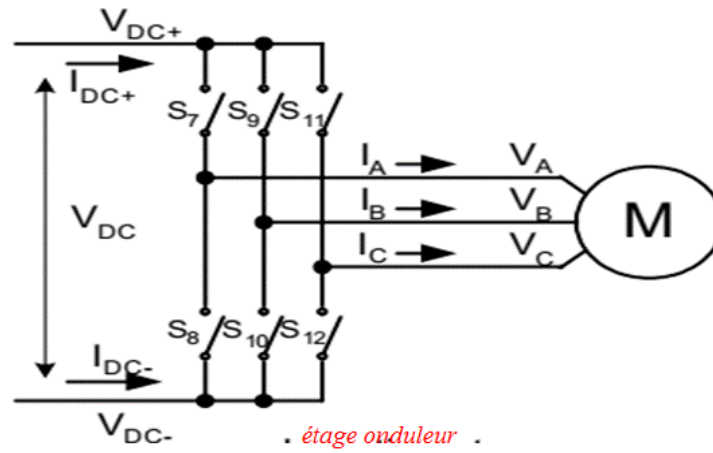


Figure. II.6. Étage onduleur du circuit équivalent.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{DC+} \\ V_{DC-} \end{bmatrix} \quad \text{II.18}$$

$$\begin{bmatrix} I_{DC+} \\ I_{DC-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad \text{II.19}$$

Ensuite, le vecteur d'espace de tension de sortie (V_{OUT}) et le vecteur d'espace de courant de sortie (I_{OUT}) sont exprimés en tant que vecteurs d'espace en utilisant la transformation telle que

$$V_{OUT} = \frac{2}{3} \left(V_A + V_B \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad \text{II.20}$$

$$I_{OUT} = \frac{2}{3} \left(I_A + I_B \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_C \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad \text{II.21}$$

Les commutateurs de l'onduleur, $S_7 \sim S_{12}$, ne peuvent avoir que huit combinaisons autorisées pour éviter un court-circuit entre trois demi-points. Les huit combinaisons peuvent être divisées en six tensions de sortie non nulles qui sont le vecteur actif $V_1 \sim V_6$ et deux tensions de sortie nulles qui sont le vecteur nul V_0 . Tableaux II-4 énumère les états de commutation possibles et les vecteurs d'espace de tension correspondants. En outre, l'amplitude et l'angle des vecteurs spatiaux de tension de sortie sont évalués pour six vecteurs actifs et deux vecteurs nuls [Che 2006, Nab 1981].

Tableaux II-4 : état de commutation et vecteur de commutation côté onduleur

Type	Vecteur	$\begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix}^T$	V_A	V_B	V_C	$ V_{OUT} $	$\angle V_{OUT}$	I_{DC+}
			V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}			
Active	$V_1[100]$	$\begin{bmatrix} 000 \\ 111 \end{bmatrix}^T$	$2/3 V_{DC}$	-	$1/3 V_{DC}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	0	I_A
			V_{DC}	0	V_{DC}			
	$V_2[110]$	$\begin{bmatrix} 000 \\ 111 \end{bmatrix}^T$	$1/3 V_{DC}$	$1/3 V_{DC}$	$2/3 V_{DC}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	$\frac{\pi}{3}$	I_C
			0	V_{DC}	V_{DC}			
	$V_3[010]$	$\begin{bmatrix} 000 \\ 111 \end{bmatrix}^T$	$1/3 V_{DC}$	$2/3 V_{DC}$	$1/3 V_{DC}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	$\frac{2\pi}{3}$	I_B
			V_{DC}	V_{DC}	0			
	$V_4[011]$	$\begin{bmatrix} 000 \\ 111 \end{bmatrix}^T$	$2/3 V_{DC}$	$1/3 V_{DC}$	$1/3 V_{DC}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	π	I_A
			V_{DC}	0	V_{DC}			
	$V_5[001]$	$\begin{bmatrix} 000 \\ 111 \end{bmatrix}^T$	$1/3 V_{DC}$	-	$2/3 V_{DC}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	$\frac{2\pi}{3}$	I_C
			0	V_{DC}	V_{DC}			
	$V_6[101]$	$\begin{bmatrix} 000 \\ 111 \end{bmatrix}^T$	$1/3 V_{DC}$	-	$1/3 V_{DC}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	$\frac{\pi}{3}$	I_B
			V_{DC}	V_{DC}	0			
Zéro	$V_0[000]$ $[111]$	$\begin{bmatrix} 000 \\ 111 \end{bmatrix}^T$	$\begin{bmatrix} 111 \\ 000 \end{bmatrix}^T$			0		0

Le vecteur d'espace de tension $V_1[100]$ indique que la phase de sortie V_A est connectée au rail positif V_{DC+} et que l'autre phase V_B, V_C est connectée au rail négatif V_{DC-} et son amplitude vectorielle est calculée à partir de [Men 2002] :

$$\begin{aligned}
 V_1 &= \frac{2}{3} \left(V_A + V_B \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \\
 &= \frac{2}{3} \left(\frac{2}{3} \cdot V_{DC} - \frac{1}{3} \cdot V_{DC} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{1}{3} \cdot V_{DC} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \tag{II.22} \\
 &= \frac{2}{3} \cdot V_{DC} \cdot e^{j\frac{\pi}{6}}
 \end{aligned}$$

Les sept vecteurs discrets peuvent être configurés comme un hexagone dans un plan complexe représenté sur la Figure (II.8) et une somme arbitraire V_{OUT} dans l'hexagone peut être synthétisée par une somme vectorielle parmi les sept vecteurs d'état de commutation de tension de sortie discrets, $V_0 \dots V_7$.

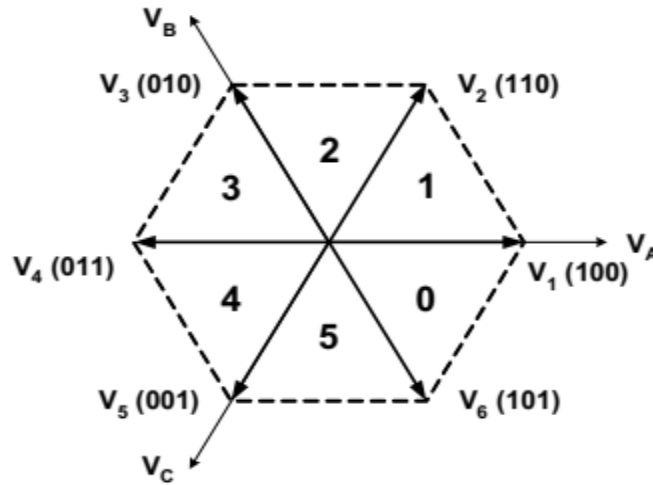


Figure. II.8. Diagramme des 6 secteurs de la SVM.

L'amplitude maximale du vecteur de référence est égale au rayon du cercle intérieur de l'hexagone dont le rayon est égal à $\sqrt{3}/2 (= 0,866)$ fois l'amplitude des vecteurs actifs. Ensuite, la tension de sortie de référence est générée en appliquant la méthode de modulation de vecteur spatial bien connue basée sur la liaison cc, exactement comme dans un onduleur VSI conventionnel [Rod 2010, Cel 2000].

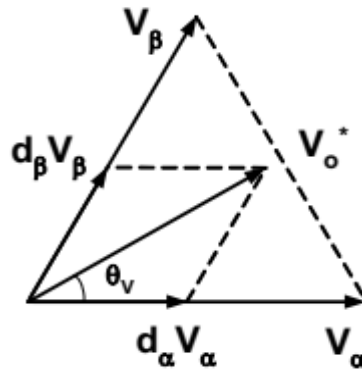


Figure. II.9. Synthèse du vecteur de tension de référence.

La figure (II.9) montre le vecteur de tension de référence V_o dans un secteur de l'hexagone de tension. Le V_o est synthétisé en imprimant les vecteurs actifs adjacents V_α et V_β avec les rapport cyclique d_α et d_β , respectivement [Rod 2010, Var 2007]. Si les tensions de sortie sont considérées comme constantes pendant un court intervalle de commutation T_s , le vecteur de référence peut être exprimé par la somme du produit tension-temps des vecteurs actifs adjacents.

$$V_o^* = d_\alpha \cdot V_\alpha + d_\beta \cdot V_\beta \tag{II.22}$$

La durée des vecteurs actifs détermine la direction de V_o tandis que l'intervalle de vecteur zéro est utilisé pour ajuster l'amplitude de V_o . Le rapport cyclique des vecteurs actifs est calculé par :

$$\begin{aligned}
 d_{\alpha} &= \frac{T_{\alpha}}{T_S} = m_V \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_V\right) \\
 d_{\beta} &= \frac{T_{\beta}}{T_S} = m_V \cdot \sin(\theta_V) \\
 d_{OV} &= \frac{T_{OV}}{T_S} = 1 - d_{\alpha} - d_{\beta}
 \end{aligned}
 \tag{II.23}$$

Où θ_V indique l'angle du vecteur de tension de référence dans le secteur hexagonal réel. Le m_V est l'indice de modulation de tension et définit le rapport de transfert de tension souhaité, tel que :

$$0 \leq m_V \leq 1, \quad m_V = \frac{\sqrt{3} \cdot V_O^*}{V_{DC}}
 \tag{II.24}$$

Où V_{DC} est la valeur moyenne de la tension de de liaison continue et est calculée comme suit. Comme il n'y a pas de stockage d'énergie dans le convertisseur, la valeur moyenne de la tension de liaison continue V_{DC} peut être trouvée sur la base du fait que le flux de puissance d'entrée et le flux de courant continu sont égaux à tout instant [Les 2003, Mal 2010]. Les composants fondamentaux sont pris en compte pour le calcul sous condition de tension d'entrée équilibrée.

$$\begin{aligned}
 P_{DC} &= P_{IN} \\
 V_{DC} \cdot I_{DC} &= \frac{3}{2} \cdot V_{IN} \cdot I_{IN} \cdot \cos(\varphi_{IN}) \\
 V_{DC} &= \frac{3}{2} \cdot V_{IN} \cdot \frac{I_{IN}}{I_{DC}} \cdot \cos(\varphi_{IN}) \\
 V_{DC} &= \frac{3}{2} \cdot V_{IN} \cdot m_C \cdot \cos(\varphi_{IN})
 \end{aligned}
 \tag{II.25}$$

Où V_{IN} : la valeur crête de la tension de phase d'entrée

I_{IN} : la valeur maximale du courant d'entrée

φ_{IN} : angle de déplacement d'entrée

La tension de liaison continue V_{DC} dépend de l'amplitude de la tension de phase d'entrée, de l'indice de modulation de courant m_V et de l'angle de déplacement d'entrée φ_{IN} . Etant donné que l'étage du redresseur fonctionne généralement avec la condition $m_C = 1$ et l'unité de déplacement d'entrée $\varphi_{IN} = 0$, le V_{DC} devient simplifié à $V_{DC} = \frac{3}{2} \cdot V_{IN}$.

Les six secteurs de l'hexagone de tension de la Figure (II.8) correspondent directement aux six segments de 60° dans une période correspondant aux tensions de ligne de sortie souhaitées (3φ), comme indiqué sur la figure (II.10).

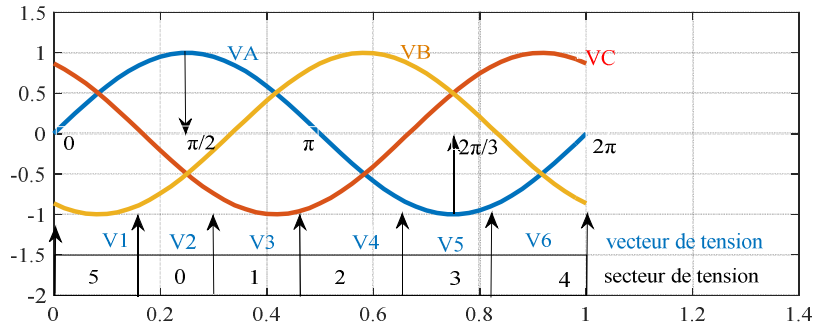


Figure. II.10. Les secteurs de la tension de sortie.

La synthèse des tensions de phase de sortie pour un cycle de commutation dans le secteur de tension S_0 est choisie à titre d'exemple. Puisque V_α est V_6 et que V_β est V_1 dans le secteur de tension S_0 sur la figure (II.8), la valeur moyenne des tensions de sortie et du courant de liaison continu peut être écrite comme suit

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = d_\alpha \cdot V_6 + d_\beta \cdot V_1 = \left(d_\alpha \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} + d_\beta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} V_{DC+} \\ V_{DC-} \end{bmatrix} \quad \text{II.26}$$

$$\begin{bmatrix} I_{DC+} \\ I_{DC-} \end{bmatrix} = \left(d_\alpha \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} + d_\beta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad \text{II.27}$$

II.2.4.3 Modulation vectorielle pour l'étage redresseur

Cette section présente une interprétation graphique du vecteur d'espace PWM dans l'étage du redresseur. Comme dans le cas de l'onduleur, on peut supposer que la partie redresseuse du circuit de la Figure (II.5) peut être alimentée par un redresseur de source de courant autonome chargé par une source de courant continu, I_{DC} [Per 2015, Dix 2006], comme illustré à la Fig. (II.11).

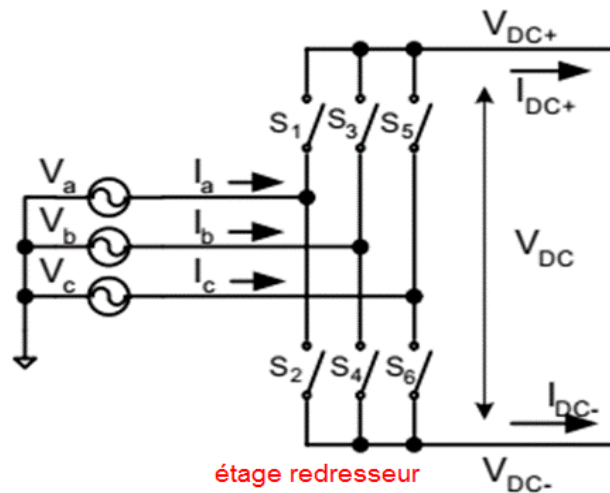


Figure. II.11. Étage redresseur du circuit équivalent.

Dans la modulation SVM, toutes les grandeurs se rapportent à la liaison continue et la liaison continue est construite par coupure des tensions d'entrée [Kou 2010]. Les courants d'entrée peuvent être représentés par le courant de liaison continu I_{DC} multiplié par l'état de commutation de l'étage redresseur qui est la fonction de transfert du redresseur \mathbf{R} [Per 2015, Bru 2005]. En même temps, la tension de liaison continue V_{DC} peut être obtenue en utilisant le transposé \mathbf{R}^T tel que

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_3 & S_4 \\ S_5 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{DC+} \\ I_{DC-} \end{bmatrix} \quad \text{II.28}$$

$$\begin{bmatrix} V_{DC+} \\ V_{DC-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad \text{II.29}$$

Ensuite, le vecteur d'espace d'entrée I_{IN} et le vecteur d'espace de tension d'entrée V_{IN} sont exprimés sous la forme de vecteurs spatiaux en utilisant la transformation telle que

$$I_{IN} = \frac{2}{3} \left(I_a + I_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad \text{II.30}$$

$$V_{IN} = \frac{2}{3} \left(V_a + V_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad \text{II.31}$$

Les commutateurs redresseurs, $S_1 \sim S_6$, ne peuvent avoir que neuf combinaisons autorisées pour éviter un circuit ouvert sur les rails de la liaison continue [Vee 2005, Mar 2002]. Les neuf combinaisons peuvent être divisées en six courants d'entrée non nuls qui sont le vecteur actif $I_1 \sim I_6$ et trois courants d'entrée nuls qui sont le vecteur nul I_0 . Le tableau II-5 répertorie les états de commutation possibles et les vecteurs spatiaux actuels. De plus, l'amplitude et l'angle des vecteurs spatiaux de courant d'entrée sont évalués pour 6 vecteurs actifs et 3 vecteurs nuls.

I_1 [ab] indique que la phase d'entrée a est connectée au rail positif de la liaison continue V_{DC+} et que la phase d'entrée b est au V_{DC-} du rail négatif. Son amplitude vectorielle est calculée à partir de

$$\begin{aligned} I_{IN} &= \frac{2}{3} \left(I_a + I_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \\ &= \frac{2}{3} \left(I_{DC} - I_{DC} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + 0 \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \\ &= \frac{2}{\sqrt{3}} I_{DC} \cdot e^{-j\frac{\pi}{6}} \end{aligned} \quad \text{II.32}$$

Tableau II-5 : État de commutation et vecteur de commutation côté redresseur

Type	Vecteur	$\begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix}^T$	I_a	I_b	I_c	$ I_{in} $	$\angle I_{in}$	V_{DC}
Active	$I_1[ab]$	$\begin{bmatrix} 100 \\ 010 \end{bmatrix}^T$	I_{DC+}	I_{DC-}	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{DC}$	$\frac{\pi}{6}$	V_{ab}
	$I_2[ac]$	$\begin{bmatrix} 100 \\ 001 \end{bmatrix}^T$	I_{DC+}	0	I_{DC-}	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{DC}$	$\frac{\pi}{6}$	V_{ca}
	$I_3[bc]$	$\begin{bmatrix} 010 \\ 001 \end{bmatrix}^T$	0	I_{DC+}	I_{DC-}	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{DC}$	$\frac{\pi}{2}$	V_{bc}
	$I_4[ba]$	$\begin{bmatrix} 010 \\ 100 \end{bmatrix}^T$	I_{DC-}	I_{DC+}	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{DC}$	$\frac{5\pi}{6}$	V_{ab}
	$I_5[ca]$	$\begin{bmatrix} 001 \\ 100 \end{bmatrix}^T$	I_{DC-}	0	I_{DC+}	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{DC}$	$\frac{5\pi}{6}$	V_{ca}
	$I_6[cb]$	$\begin{bmatrix} 001 \\ 010 \end{bmatrix}^T$	0	I_{DC-}	I_{DC+}	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{DC}$	$\frac{\pi}{2}$	V_{bc}
Zéro	$I[aa]$ $[bb]$ $[cc]$	$\begin{bmatrix} 100 \\ 100 \end{bmatrix}^T$	$\begin{bmatrix} 010 \\ 010 \end{bmatrix}^T$	$\begin{bmatrix} 001 \\ 001 \end{bmatrix}^T$	0		0	

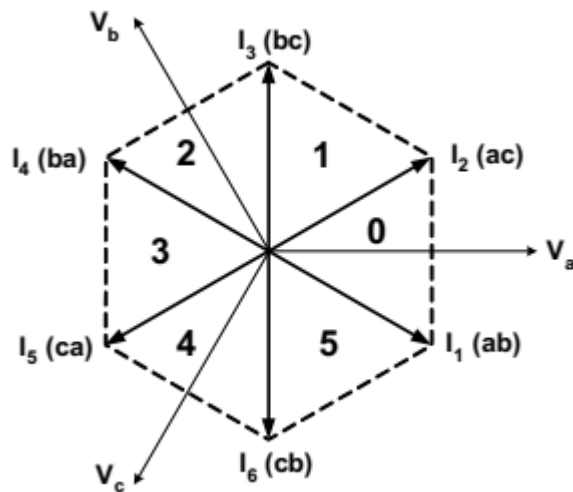


Figure. II.12. Courant redresseur hexagonale.

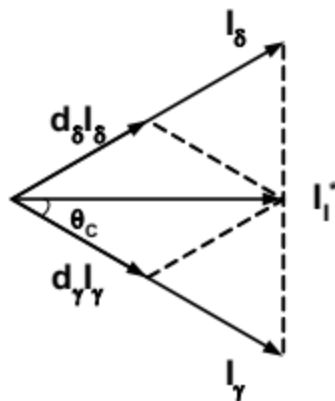


Figure. II.13. Synthèse du vecteur de courant de référence.

Les sept vecteurs d'espace discrets peuvent être configurés comme hexagone dans un plan complexe montré dans Figure (II.12) et un I_N arbitraire dans l'hexagone peut être synthétisé par une somme de vecteur sur sept vecteurs d'état discrets de commutation de courant d'entrée, $I_0 \sim I_6$. La Figure (II.13) montre le vecteur de courant d'entrée de référence I_l dans un secteur de l'hexagone actuel. Le I_l est synthétisé en imprimant les vecteurs de commutation adjacents I_γ et I_δ avec les rapports cycliques respectivement d_γ et d_δ . Si les courants d'entrée sont considérés comme constants pendant un court intervalle de commutation T_s , le vecteur de référence peut être exprimé par la somme de produit en temps réel des vecteurs actifs adjacents [Mos 2015].

$$I_l^* = d_\gamma \cdot I_\gamma + d_\delta \cdot I_\delta \quad \text{II.33}$$

La durée des vecteurs actifs détermine la direction de I_l tandis que l'intervalle de zéro est utilisé pour ajuster l'amplitude de I_l . La modulation espace vectorielle (SVM) pour le redresseur est complètement analogue au SVM pour l'onduleur. Les indices α , β et m_γ de l'onduleur sont remplacés respectivement par l'indice γ , δ et m_c pour le redresseur. Ainsi, le rapport cyclique des vecteurs actifs est écrit comme suit [Mos 2015] :

$$\begin{aligned} d_\gamma &= \frac{T_\gamma}{T_s} = m_c \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_c\right) \\ d_\delta &= \frac{T_\delta}{T_s} = m_c \cdot \sin(\theta_c) \\ d_{0c} &= \frac{T_{0c}}{T_s} = 1 - d_\gamma - d_\delta \end{aligned} \quad \text{II.34}$$

Où θ_c indique l'angle du vecteur de courant de référence dans le secteur hexagonal réel. Le m_c est l'indice de modulation actuel et définit le rapport de transfert de courant souhaité, tel que

$$0 \leq m_c \leq 1 \quad ; \quad m_c = \frac{I_l^*}{I_{DC}} \quad \text{II.35}$$

L'indice de modulation de courant m_c est souvent fixé à l'unité et l'indice de modulation de tension m_γ est variable en fonction d'un gain de transfert de tension global requis. En outre, I_{DC} est la valeur moyenne du courant de liaison continue et est calculée comme suit. Comme il n'y a pas de stockage d'énergie dans le convertisseur, la valeur moyenne du courant de liaison continu I_{DC} peut être calculée sur la base que le flux de puissance de sortie est égal au flux de courant continu à tout instant [Riv 2012]. Les composants fondamentaux sont pris en compte pour le calcul, ainsi que la condition de courant de sortie équilibrée telle que

$$\begin{aligned}
 P_{DC} &= P_{OUT} \\
 V_{DC} \cdot I_{DC} &= \frac{3}{2} \cdot V_{OUT} \cdot I_{OUT} \cdot \cos(\varphi_{OUT}) \\
 I_{DC} &= \frac{3}{2} \cdot I_{OUT} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{DC}} \cdot \cos(\varphi_{OUT}) \\
 I_{DC} &= \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot I_{OUT} \cdot m_V \cdot \cos(\varphi_{OUT})
 \end{aligned}
 \tag{II.36}$$

Où V_{OUT} : la valeur crête de la tension de phase de sortie

I_{OUT} : la valeur crête du courant de sortie

φ_{OUT} : angle de déplacement de la charge de sortie

Le courant de liaison continu I_{DC} dépend de l'amplitude du courant de charge de sortie, de l'indice de modulation de tension m_C et de l'angle de déplacement de la charge de sortie φ_{OUT} . En régime permanent, I_{DC} est supposé être constant. Le redresseur doit générer une tension de liaison continue à partir des tensions d'entrée. En même temps, le redresseur doit assurer que les courants d'entrée sont sinusoïdaux avec un angle de déplacement contrôlable par rapport au système de tension d'entrée [Abr 2008].

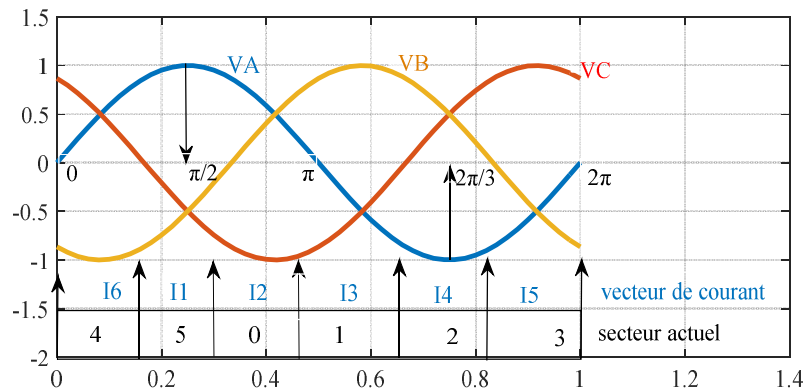


Figure. II.14. Les secteurs de la tension d'entrée.

Autrement dit, les courants d'entrée devraient être synchronisés au système de tension d'entrée avec un angle désiré de déplacement. Par conséquent les secteurs de l'hexagone actuel dans Figure (II.12) peuvent être tracés directement aux six segments 60° de la tension de phase d'entrée pendant une période des tensions d'entrée triphasées données suivant les indications de Figure (II.14).

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = d_\gamma \cdot I_1 + d_\delta \cdot I_2 = \left(d_\gamma \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + d_\delta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} I_{DC+} \\ I_{DC-} \end{bmatrix}
 \tag{II.37}$$

$$\begin{bmatrix} V_{DC+} \\ V_{DC-} \end{bmatrix} = \left(d_\gamma \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} + d_\delta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}
 \tag{II.38}$$

II.3. Résultats obtenus pour chaque méthode de commande

Dans ce chapitre, quatre tests de simulation ont été réalisés pour démontrer l'avantage de l'utilisation de la charge à extrémité ouverte alimentée par un convertisseur à double matrice présentant la même topologie et les mêmes caractéristiques. La première simulation présente une charge triphasée en étoile alimentée par un convertisseur matriciel, où la tension de sortie est caractérisée par une fréquence fondamentale $f_0 = 30$ Hz et une amplitude de $V_0 = 100$ V. Les paramètres de la tension d'entrée et la charge triphasée équilibrée sont présentés dans le tableau.

1. D'autre part, en raison de la distorsion pouvant survenir dans le courant d'entrée et afin d'éviter la propagation de ce type de pollution par les harmoniques vers la source, un filtre LC d'entrée est inséré, comme le montrent clairement la Figure. 1.16 et le tableau. 1.

Tableau II-6 : Paramètres de simulation de la charge triphasées en étoile.

V_s	Tension d'entrée	100 V
f_s	Fréquence d'entrée	50 Hz
f_o	Fréquence de sortie	30 Hz
R_f	Résistance de filtre d'entrée	0.5Ω
L_f	Inductance du filtre d'entrée	$0.003 H$
C_f	capacité du filtre d'entrée	$2e-5 \mu F$
R_L	Résistance de la charge	10Ω
L_l	Inductance de la charge	$0.0112 H$

II.3.1. Convertisseur matriciel alimentant une charge triphasée en étoile :

II.3.1.1. Résultat de l'algorithme de modulation Venturini

Dans ce cas, un seul convertisseur matriciel alimente une charge triphasée en étoile. Les tensions de sortie, les tensions aux bornes de la charge triphasée et les courants de sortie sont présentés sur les figures 15, 16 et 17, respectivement. Le fondamental de la tension de sortie est de 43 V avec un THD relativement élevé de $103,18\%$ Figure (II.18), en même temps, on peut clairement distinguer des rayons d'harmoniques ou un groupe d'harmoniques à proximité de la fréquence de commutation $f_s = 4$ kHz. Et en raison de la nature inductive de la charge, le courant de sortie est

caractérisé par un THD bas de 3,2%, les harmoniques d'ordre élevé étant alors supprimés Figure (II.19).

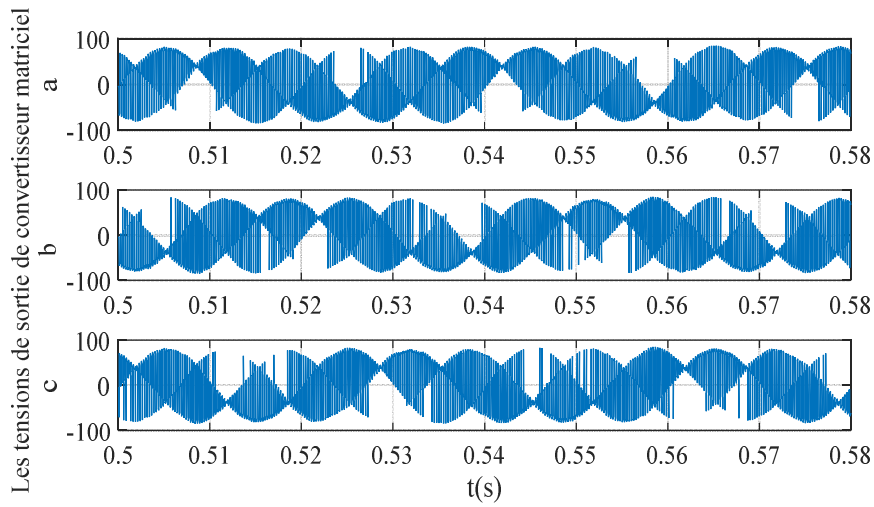


Figure. II.15. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (Venturini).

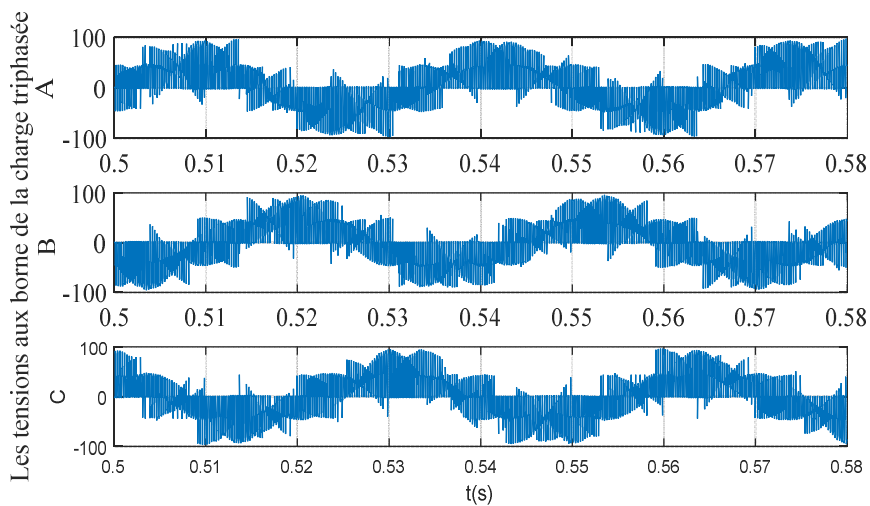


Figure. II.16. Les tensions de la charge triphasée(Venturini).

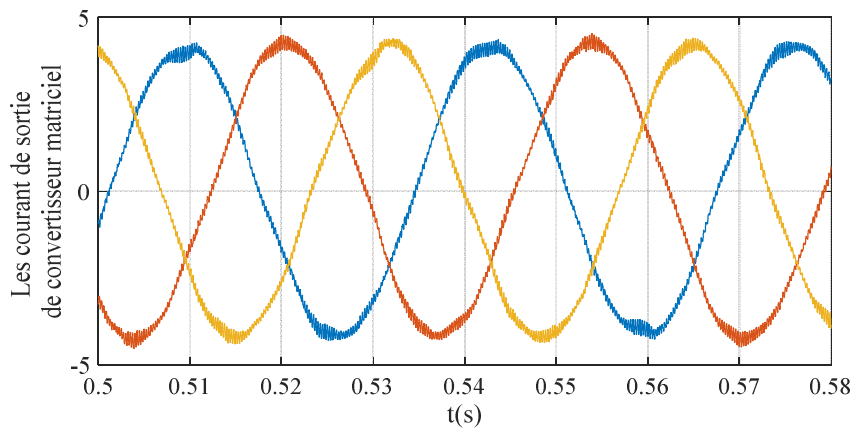


Figure. II.17. Les courants de sortie du convertisseur matriciel(Venturini).

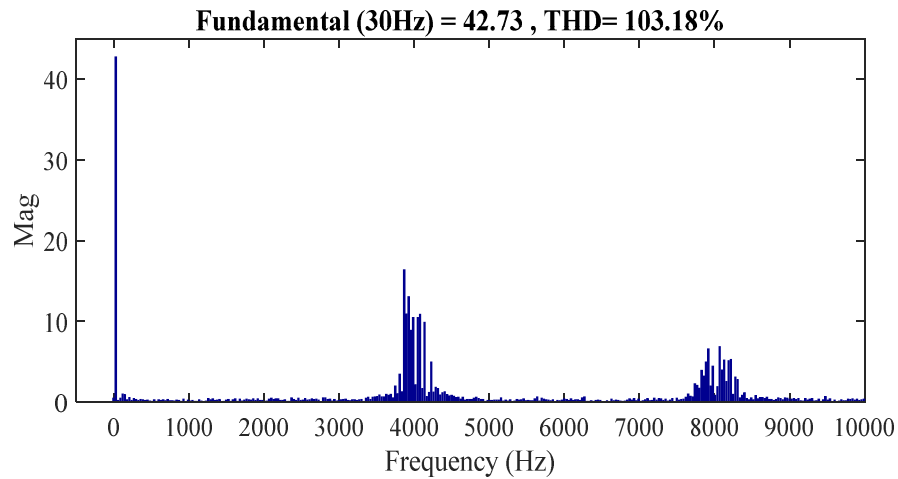


Figure. II.18. Le spectre de la tension aux bornes de la charge(Venturini).

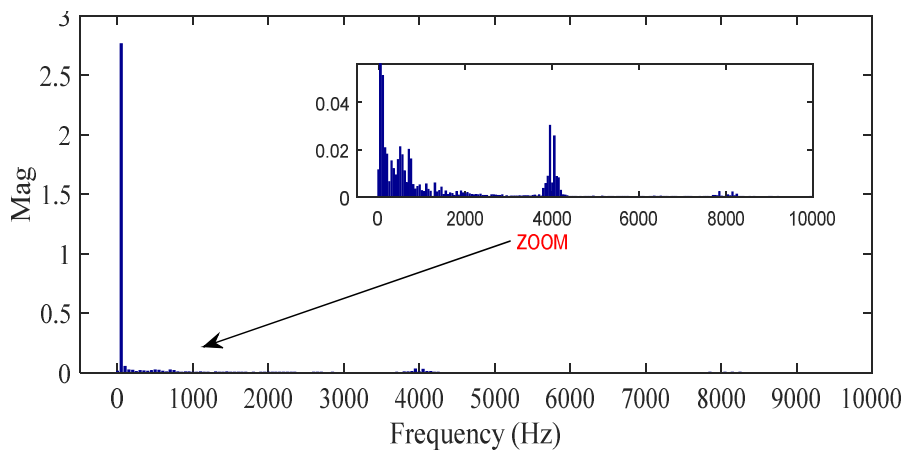


Figure. II.19. Le spectre du courant de source(Venturini).

De l'autre côté, l'effet de l'insertion du filtre d'entrée peut être clairement montré à la Figure (II.20), où le courant d'entrée du côté source est presque sinusoïdal avec des ondulations négligées avec un THD = 11,37%, contrairement au courant du côté convertisseur de matrice a un THD = 84,95%.

Malheureusement, une valeur importante de la tension de mode commun au point neutre de la charge est générée. Cela est dû principalement aux composants des harmoniques de tension possédant une fréquence multipliée par trois par rapport à la fréquence fondamentale Figure (II.21). Il peut présenter un risque sérieux pour l'équipement, l'isolation, l'opérateur et la qualité de la puissance.

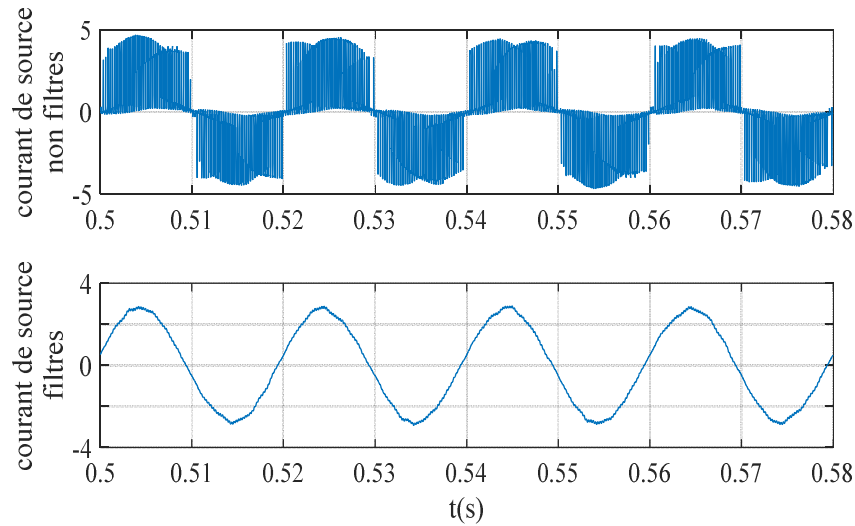


Figure. II.20. Le courant de source du convertisseur matriciel avant et après filtrage(Venturini).

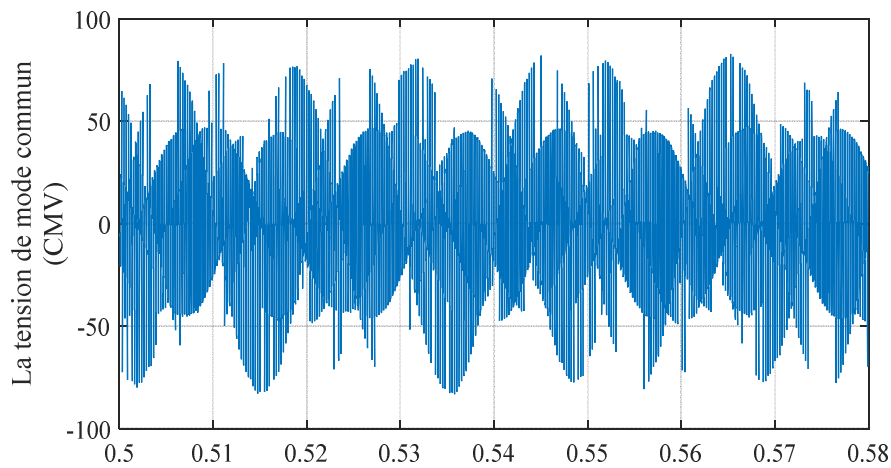


Figure. II.21. Les formes d'onde de tension en mode commun(Venturini).

II.3.1.2. Résultat de La modulation du neutre (Venturini amélioré) :

Dans ce cas, un seul convertisseur matriciel alimente une charge triphasée en étoile. Les tensions de sortie, les tensions aux bornes de la charge triphasée et les courants de sortie sont présentés sur les figures 22, 23 et 24, respectivement. Le fondamental de la tension de sortie est de 76,17 V avec un THD relativement élevé de 66,01% Figure (II.25), en même temps, on peut clairement distinguer des rayons d'harmoniques ou un groupe d'harmoniques à proximité de la fréquence de commutation $f_s = 4$ kHz. Le courant de sortie est caractérisé par un THD bas de 4,69%, les harmoniques d'ordre élevé étant alors supprimés Figure (II.19).

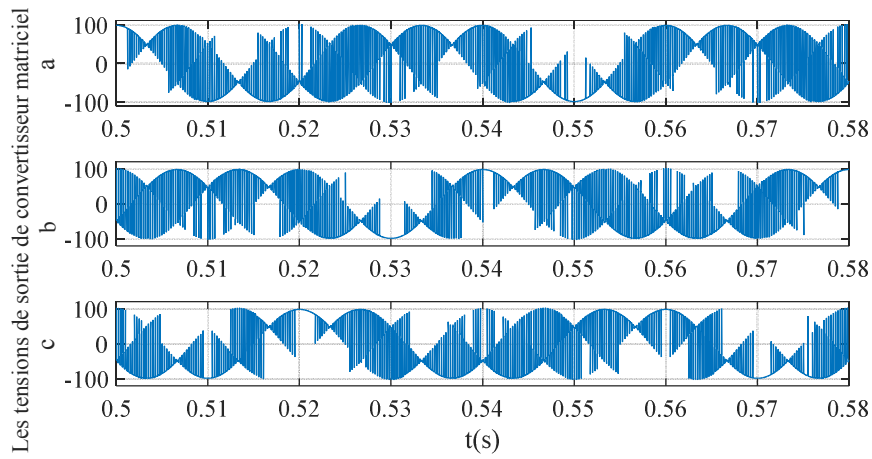


Figure. II.22. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (modulation du neutre).

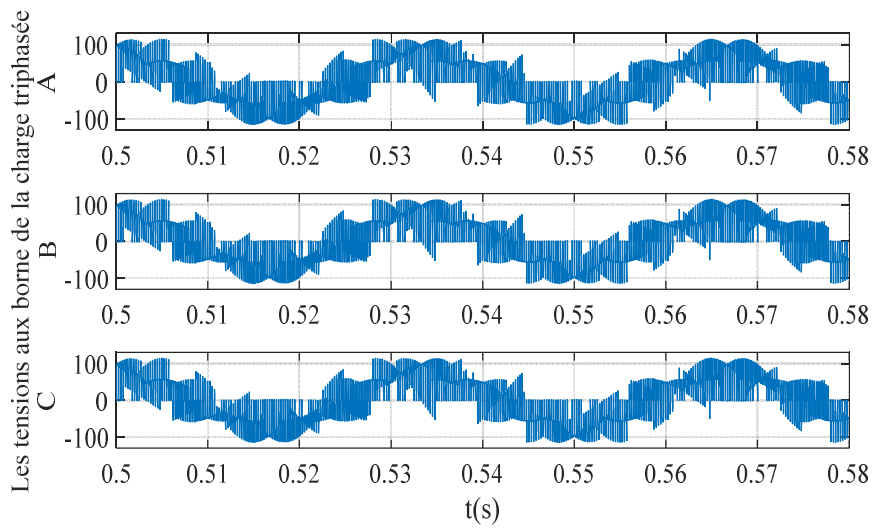


Figure. II.23. Les tensions de la charge triphasée (modulation du neutre).

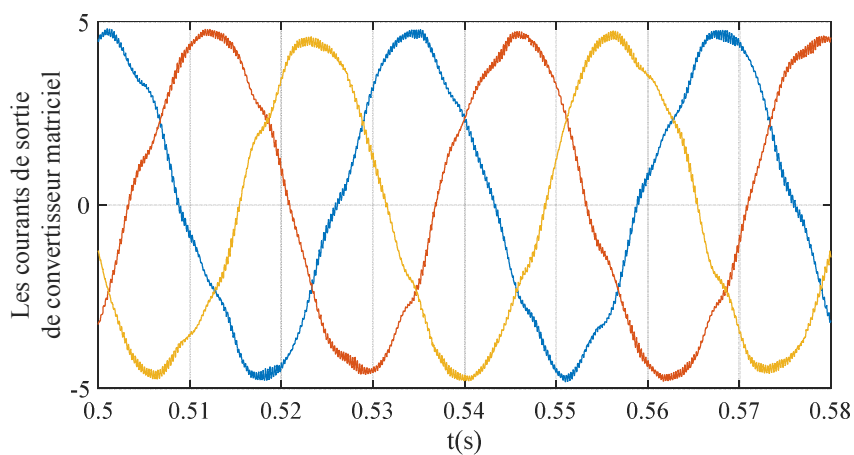


Figure. II.24. Les courants de sortie du convertisseur matriciel (modulation du neutre).

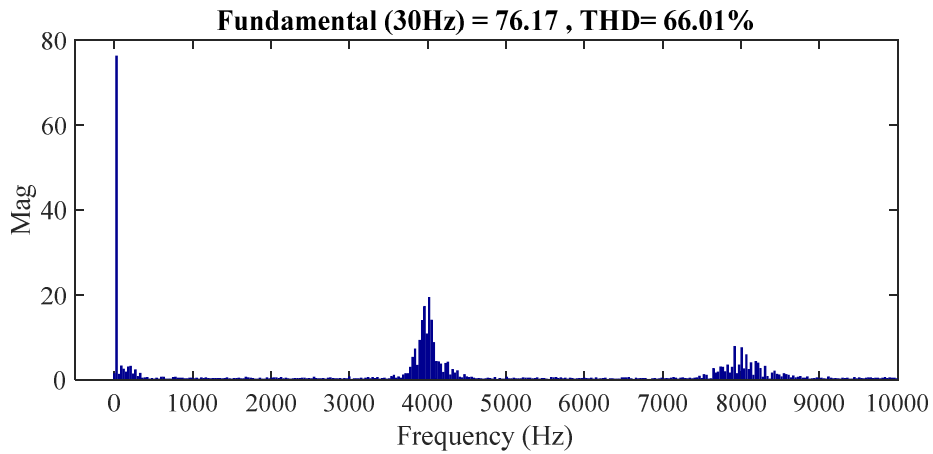


Figure II.25. Le spectre de la tension aux bornes de la charge (modulation du neutre).

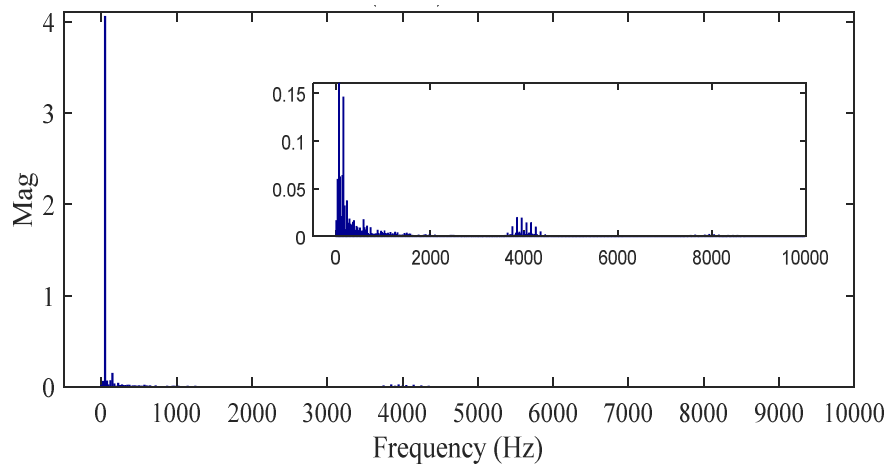


Figure II.26. Le spectre du courant de source (modulation du neutre).

De l'autre côté, l'effet de l'insertion du filtre d'entrée peut être clairement montré à la Figure (II.27), où le courant d'entrée du côté source est presque sinusoïdal avec des ondulations négligées avec un THD = 12,76%, contrairement au courant du côté convertisseur de matrice a un THD = 73,16%.

Malheureusement, on remarque toujours une valeur importante de la tension de mode commun au point neutre de la charge est générée Figure (II.28).

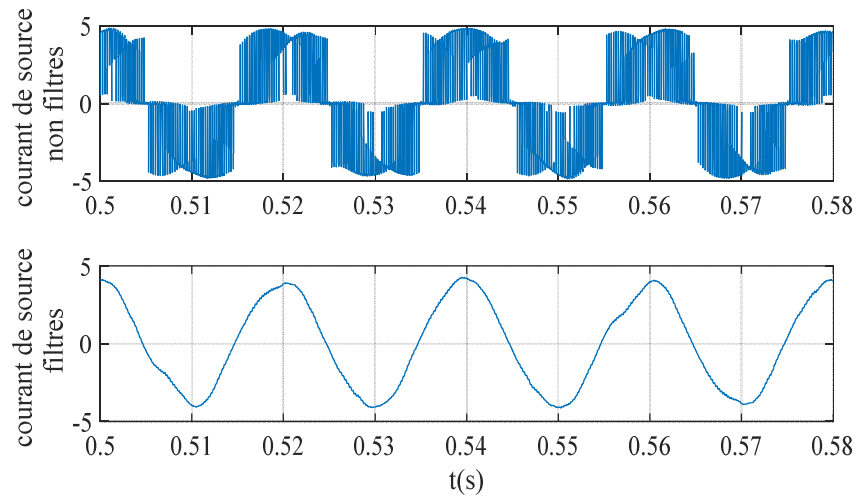


Figure. II.27. Le courant d'entrée du convertisseur matriciel avant et après filtrage (modulation du neutre).

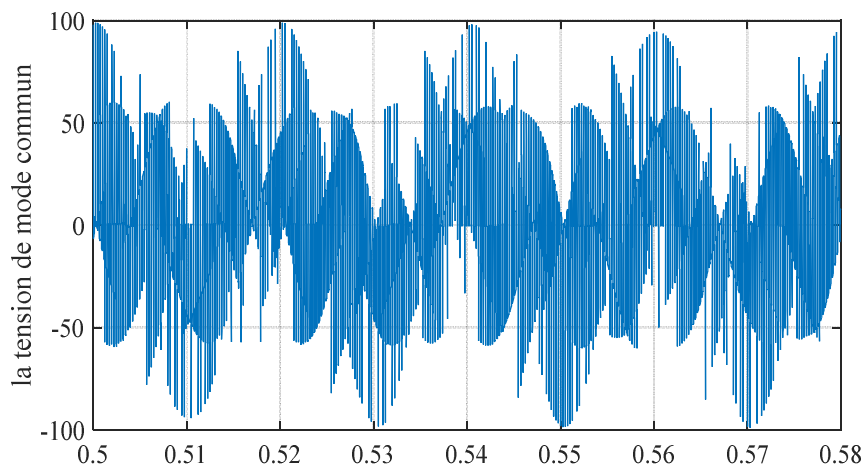


Figure. II.28. Les formes d'onde de tension en mode commun (modulation du neutre).

II.3.1.3. Résultat de la modulation du vecteur d'espace :

Dans ce cas, un seul convertisseur matriciel alimente une charge triphasée en étoile. Les tensions de sortie, les tensions aux bornes de la charge triphasée et les courants de sortie sont présentés sur les figures 29, 30 et 31, respectivement. Le fondamental de la tension de sortie est de 85,13 V avec un THD relativement élevé de 60,02% Figure (II.32), en même temps, on peut clairement distinguer des rayons d'harmoniques ou un groupe d'harmoniques à proximité de la fréquence de commutation $f_s = 6$ kHz. Le courant de sortie est caractérisé par un THD bas de 3,85%, les harmoniques d'ordre élevé étant alors supprimés Figure (II.33).

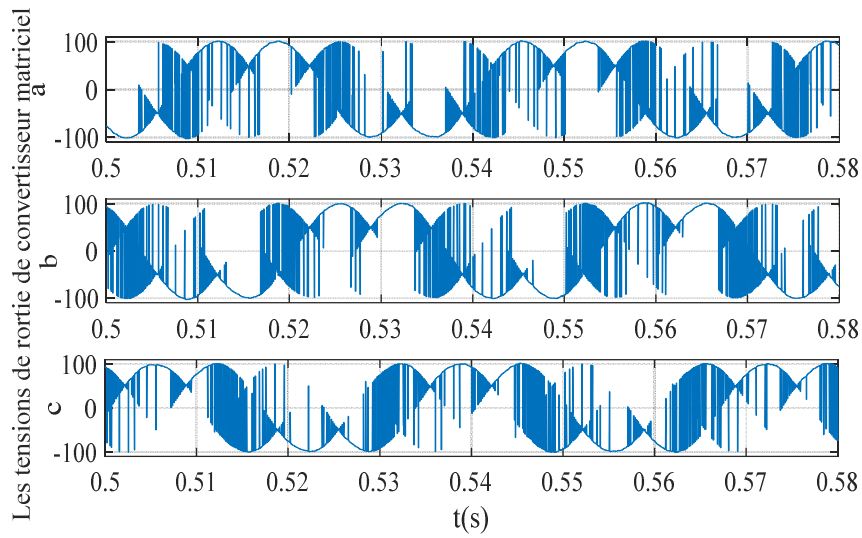


Figure. II.29. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (vecteur d'espace).

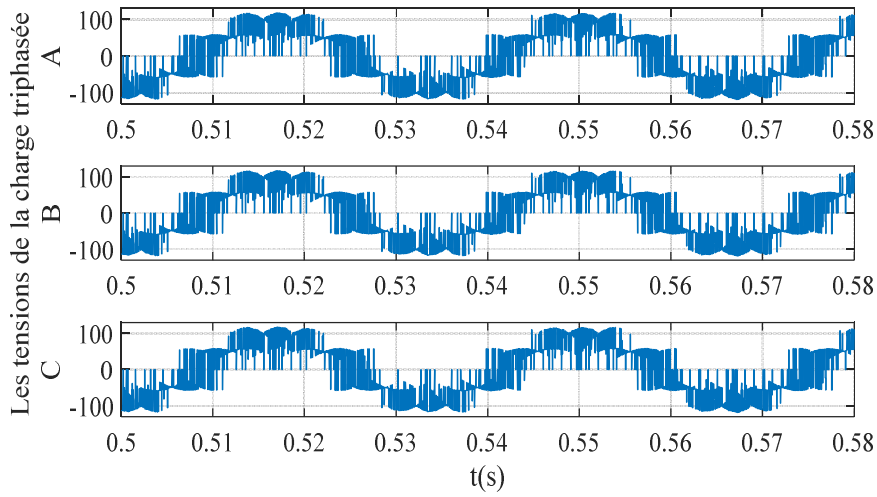


Figure. II.30. Les tensions de la charge triphasée (vecteur d'espace).

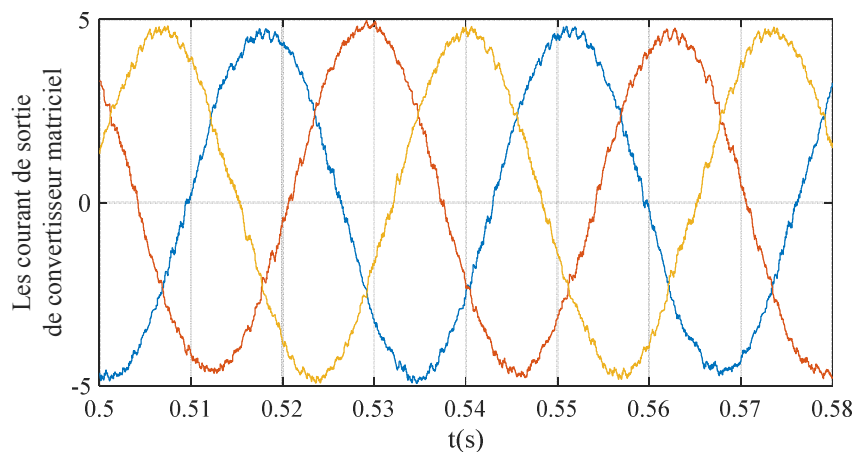


Figure. II.31. Les courants de sortie du convertisseur matriciel (vecteur d'espace).

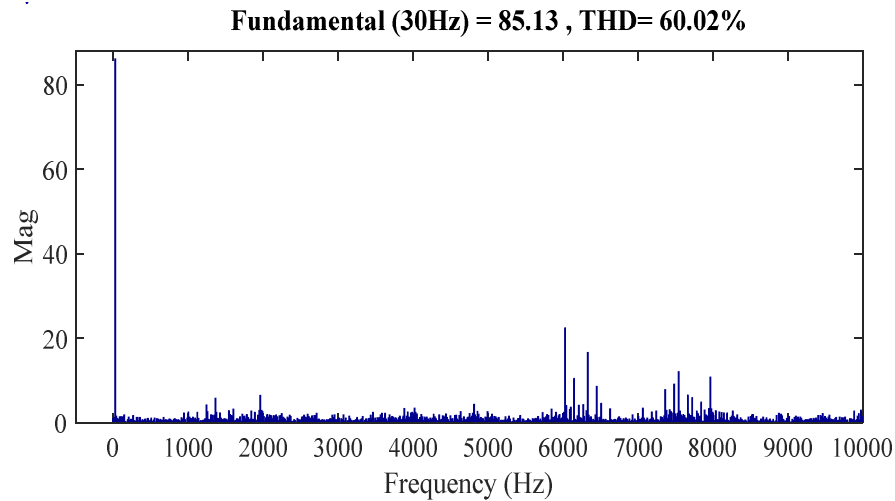


Figure. II.32. Le spectre de la tension aux bornes de la charge (vecteur d'espace).

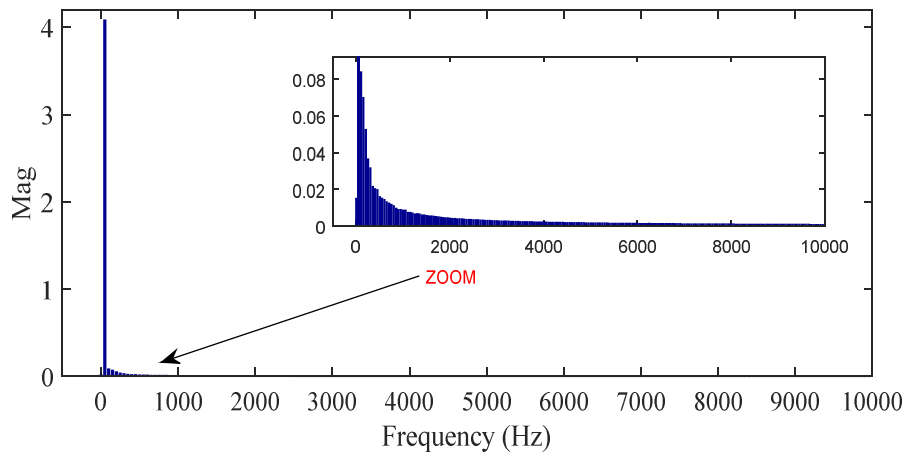


Figure. II.33. Le spectre du courant de source (vecteur d'espace).

L'effet de l'insertion du filtre d'entrée peut être clairement montré à la Figure (II.34), où le courant d'entrée du côté source est presque sinusoïdal avec des ondulations négligées avec un THD = 6,53%, contrairement au courant du côté convertisseur de matrice a un THD = 58,23%.

Néanmoins, on remarque toujours une valeur importante de la tension du mode commun au point neutre de la charge est générée Figure (II.35).

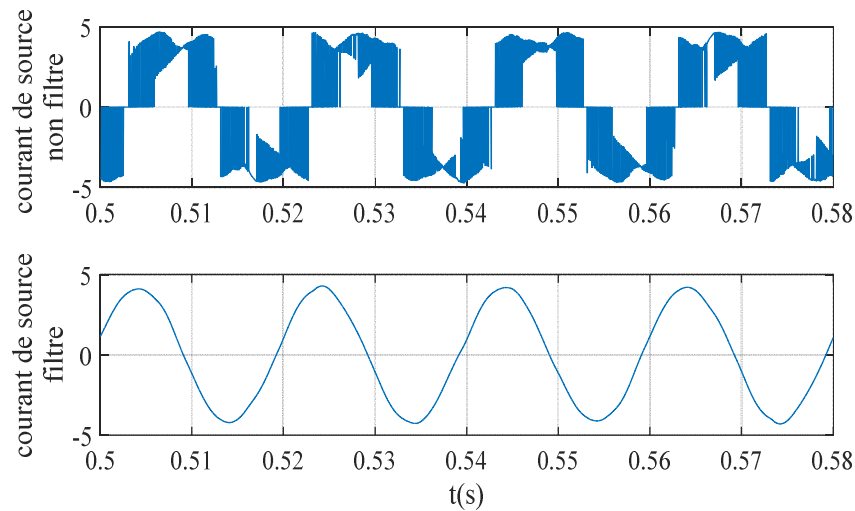


Figure. II.34. Le courant d'entrée du convertisseur matriciel avant et après filtrage (vecteur d'espace).

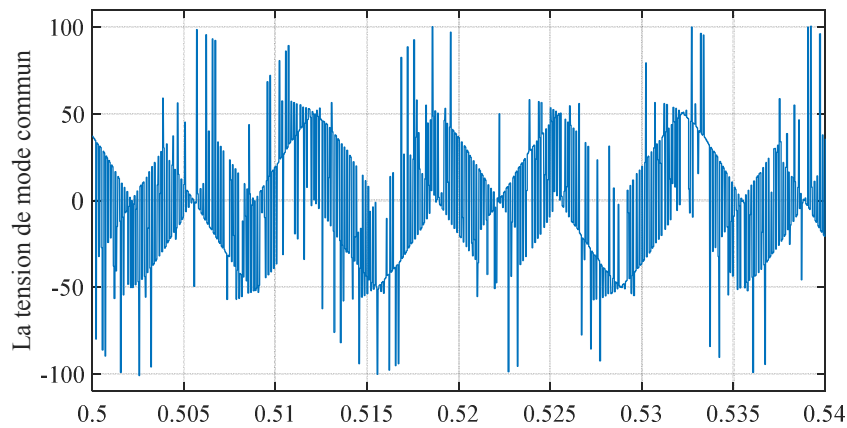


Figure. II.35. Les formes d'onde de tension en mode commun (vecteur d'espace).

II.3.1.4. Résultat de La modulation du vecteur d'espace pour le convertisseur indirect :

Dans ce cas, un seul convertisseur matriciel indirect alimente une charge triphasée en étoile. Les tensions de sortie, les tensions aux bornes de la charge triphasée et les courants de sortie sont présentés sur les figures 36, 37 et 39, respectivement, figures 38 qui montre la tension à la sortie de l'étage redresseur (tension continue). Le fondamental de la tension de sortie est de 85,13 V avec un THD relativement élevé de 38,36% Figure (II.40), en même temps, on peut clairement distinguer des rayons d'harmoniques ou un groupe d'harmoniques à proximité de la fréquence de commutation $f_s = 6$ kHz. Le courant de sortie est caractérisé par un THD bas de 13,91%, les harmoniques d'ordre élevé étant alors supprimés Figure (II.41).

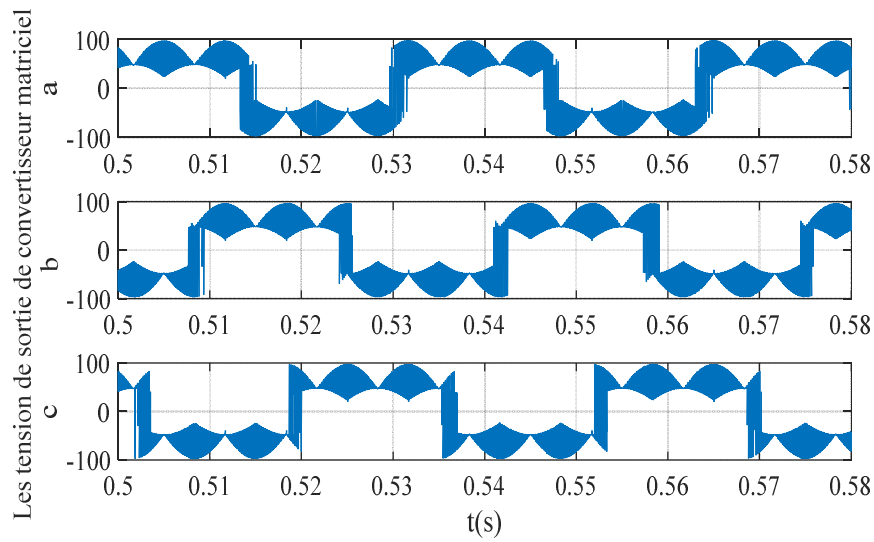


Figure. II.36. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (SVM convertisseur indirect).

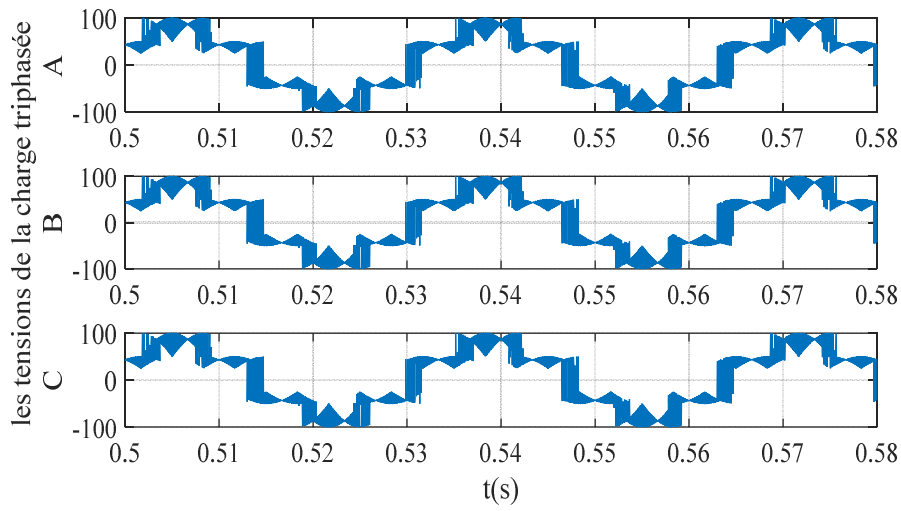


Figure. II.37. Les tensions de la charge triphasée (SVM convertisseur indirect).

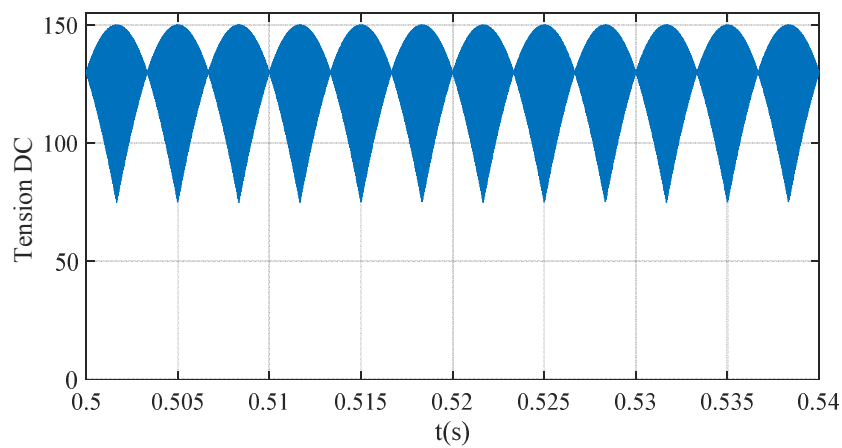


Figure. II.38. Tension DC maximale

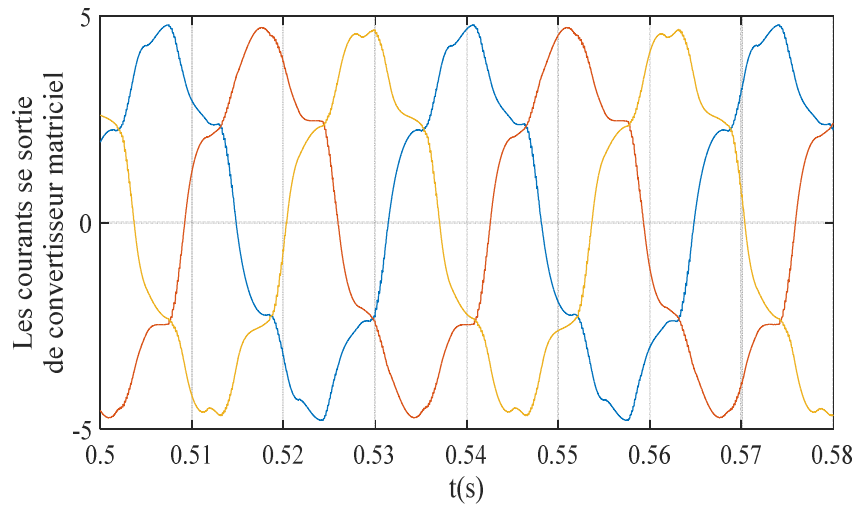


Figure. II.39. Les courants de sortie du convertisseur matriciel (SVM convertisseur indirect).

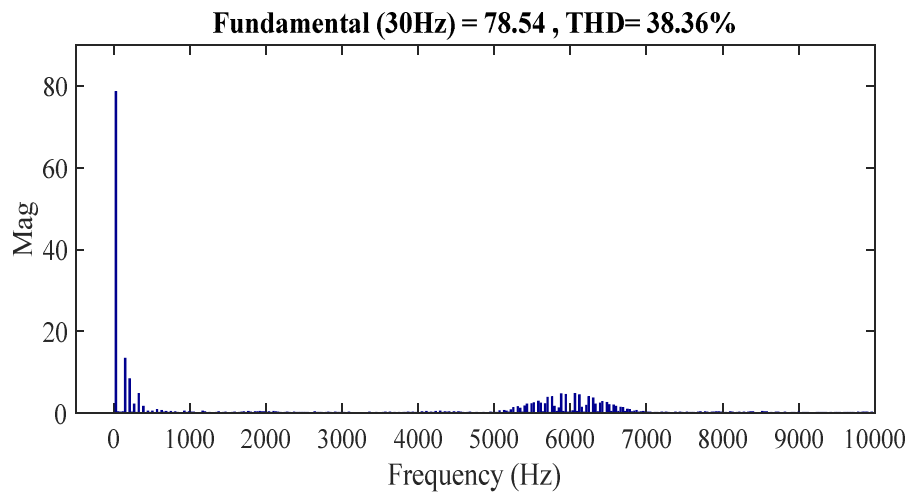


Figure. II.40. Le spectre de la tension aux bornes de la charge (SVM convertisseur indirect).

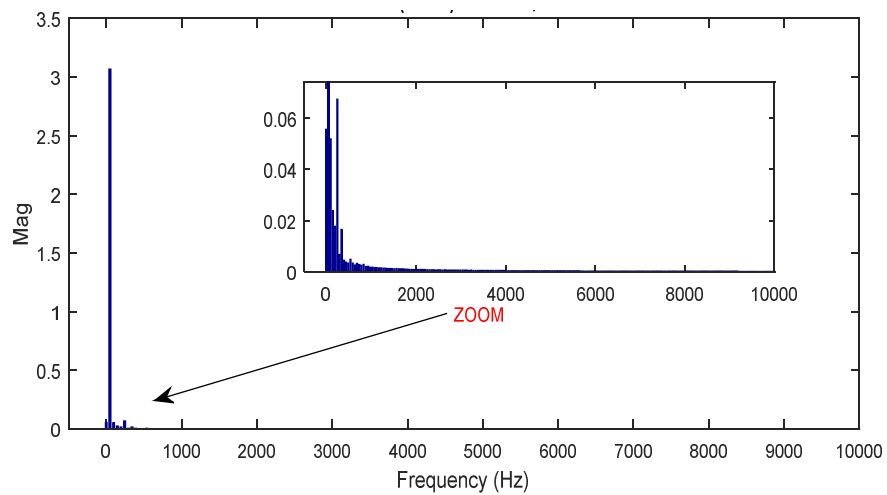


Figure. II.41. Le spectre du courant de source (SVM convertisseur indirect).

L'effet de l'insertion du filtre d'entrée peut être clairement montré à la Figure (II.42), où le courant d'entrée du côté source est presque sinusoïdal avec des ondulations négligées avec un THD = 3,53%, contrairement au courant du côté convertisseur de matrice a un THD = 51,36%.

Néanmoins, on remarque toujours une valeur importante de la tension de mode commun au point neutre de la charge est générée Figure (II.43).

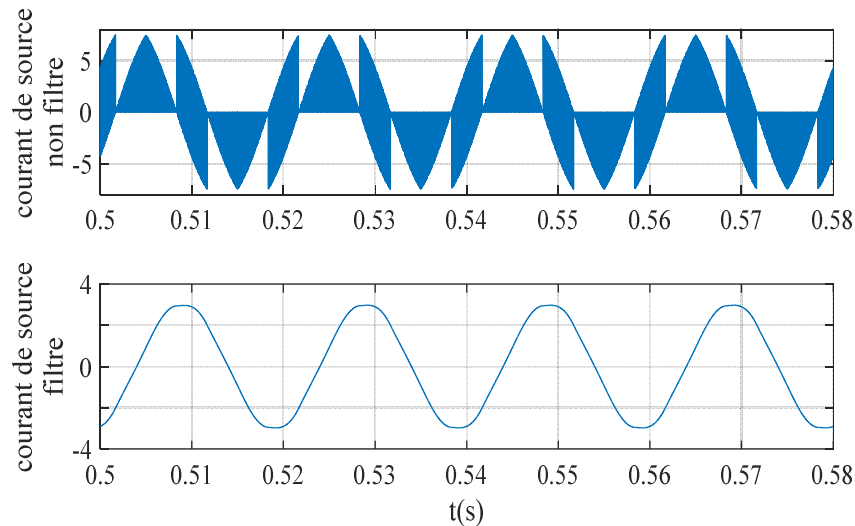


Figure. II.42. Le courant d'entrée du convertisseur matriciel avant et après filtrage (SVM convertisseur indirect).

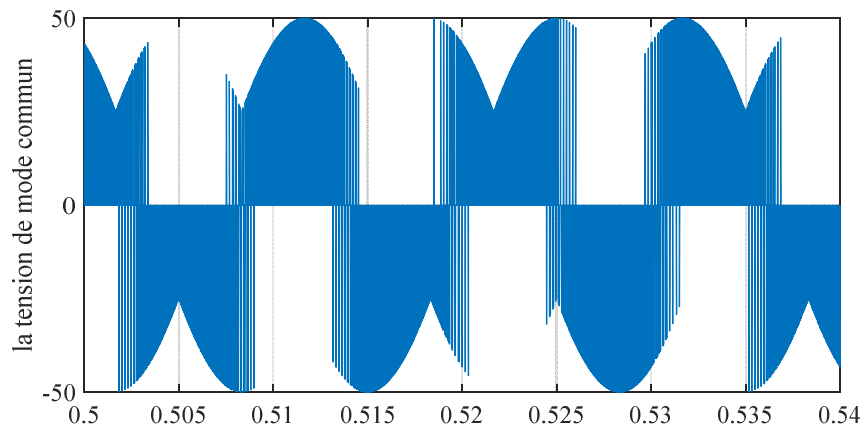


Figure. II.43. Les formes d'onde de tension en mode commun (SVM convertisseur indirect).

II.3.2. Convertisseur matriciel alimentant une charge triphasées indépendante :

Dans cette partie, les deux extrémités de la charge triphasée sont connectées à deux convertisseurs matriciels similaires (convertisseur matriciel double) présentant les mêmes caractéristiques. L'idée concernant cette topologie est que la tension de mode commun (CMV) sera considérablement réduite et que les trois phases de la charge peuvent être contrôlées indépendamment. Dans la présente simulation, la tension de sortie des deux convertisseurs matriciels utilisés est choisie pour

être caractérisée par une fréquence fondamentale $f_0 = 30 \text{ Hz}$ et une amplitude de $V_0 = 50 \text{ V}$. Les paramètres de la tension d'entrée et de la charge triphasée équilibrée sont présentés dans le tableau.

1. D'autre part, en raison de la distorsion pouvant survenir dans le courant d'entrée en raison du contenu en harmoniques et pour éviter la propagation de ce type de pollution par les harmoniques vers la source, un filtre LC d'entrée est inséré, comme l'indique clairement la Figure. 1.16. Les paramètres de ce filtre sont présentés dans le tableau 2. Les tensions de sortie des deux convertisseurs matriciels MC1 et MC2 de la topologie double sont respectivement.

Tableau II-7 : Paramètres de simulation de la charge triphasée indépendante.

V_S	Tension d'entrée	50 V
f_S	Fréquence d'entrée	50 Hz
f_o	Fréquence de sortie	30 Hz
R_f	Résistance de filtre d'entrée	0.5Ω
L_f	Inductance du filtre d'entrée	0.003 H
C_f	Capacité du filtre d'entrée	$2e-5 \mu F$
R_L	Résistance de la charge	10Ω
L_l	Inductance de la charge	0.0112 H

II.3.2.1. Résultat de l'algorithme de modulation de Venturini :

Dans ce cas, deux convertisseurs matriciels alimentent une charge triphasée indépendante. Les tensions de sortie des deux convertisseurs, les tensions aux bornes de la charge triphasée et les courants de sortie sont présentés sur les figures 44, 45 et 46, respectivement. Le fondamental de la tension de sortie est de $44,98 \text{ V}$ avec un THD relativement élevé de $80,40\%$ Figure (II.47), en même temps, on peut clairement distinguer des rayons d'harmoniques ou un groupe d'harmoniques à proximité de la fréquence de commutation $f_s = 4 \text{ kHz}$. Et en raison de la nature inductive de la charge, le courant de sortie est caractérisé par un THD bas de $4,40\%$, les harmoniques d'ordre élevé étant alors supprimés Figure (II.48).

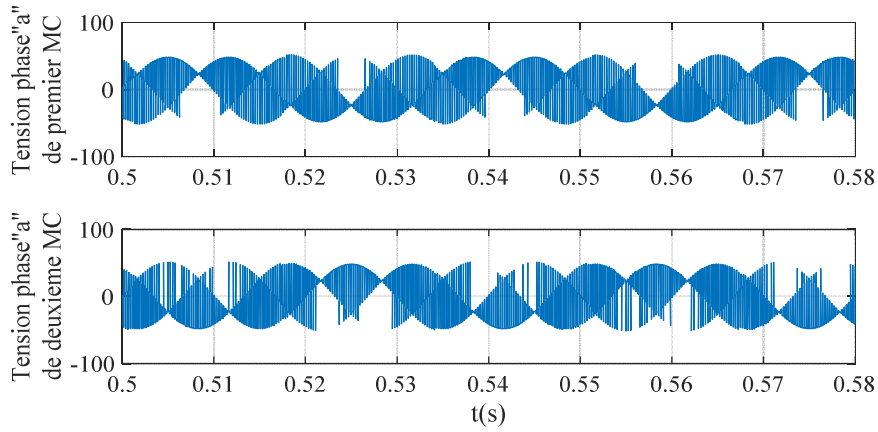


Figure. II.44. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (Venturini extrémité ouverte).

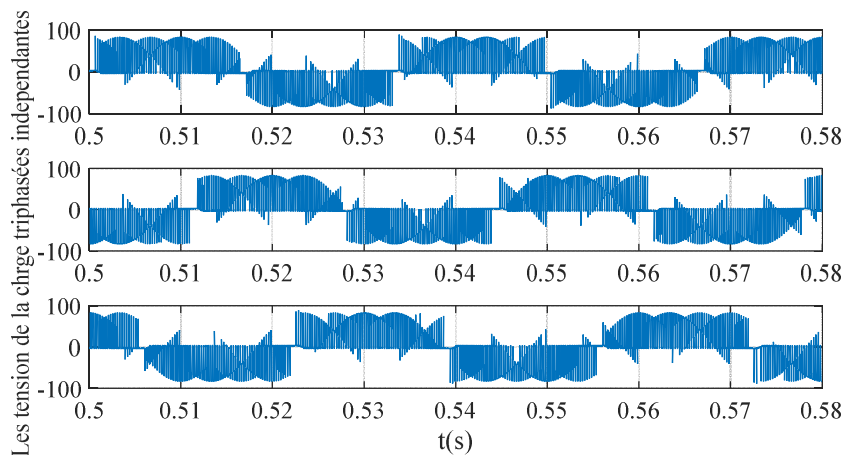


Figure. II.45. Les tensions de la charge ont trois phases indépendantes (Venturini extrémité ouverte).

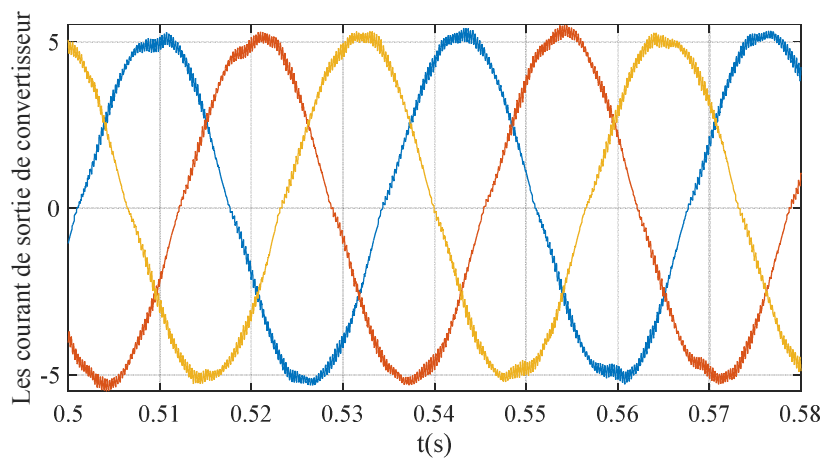


Figure. II.46. Les courants de sortie du convertisseur matriciel (Venturini extrémité ouverte).

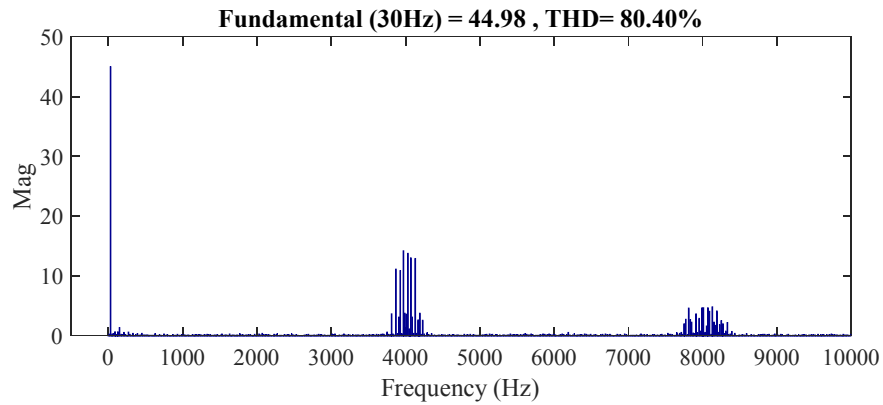


Figure. II.47. Le spectre de la tension aux bornes de la charge (Venturini extrémité ouverte).

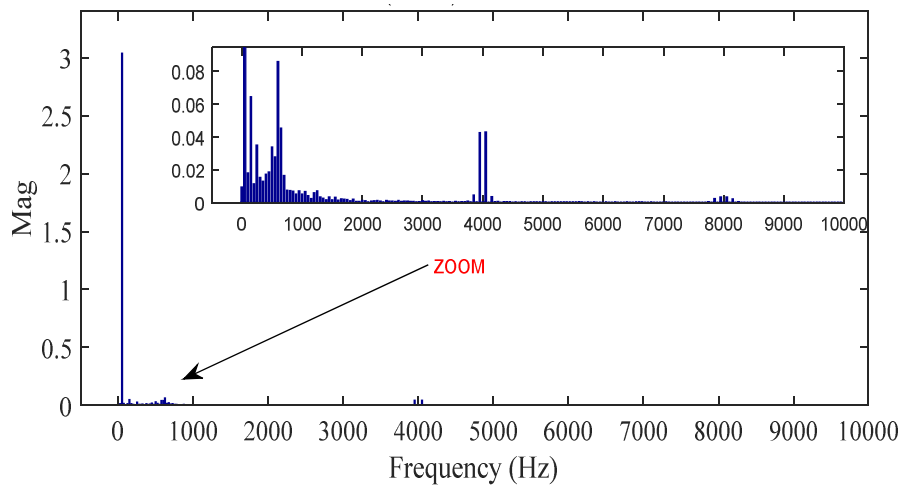


Figure. II.48. Le spectre du courant de source (Venturini extrémité ouverte).

De l'autre côté, l'effet de l'insertion du filtre d'entrée peut être clairement montré à la Figure (II.20), où le courant d'entrée du côté source est presque sinusoïdal avec des ondulations négligées avec un THD = 8,46%, contrairement au courant du côté convertisseur de matrice a un THD = 76,87%.

Malheureusement, une valeur importante de la tension de mode commun pour chaque convertisseur matriciel. Mais pour le tout système a extrémités ouvertes nous constatons une diminution de la tension du mode commun Figure (II.50).

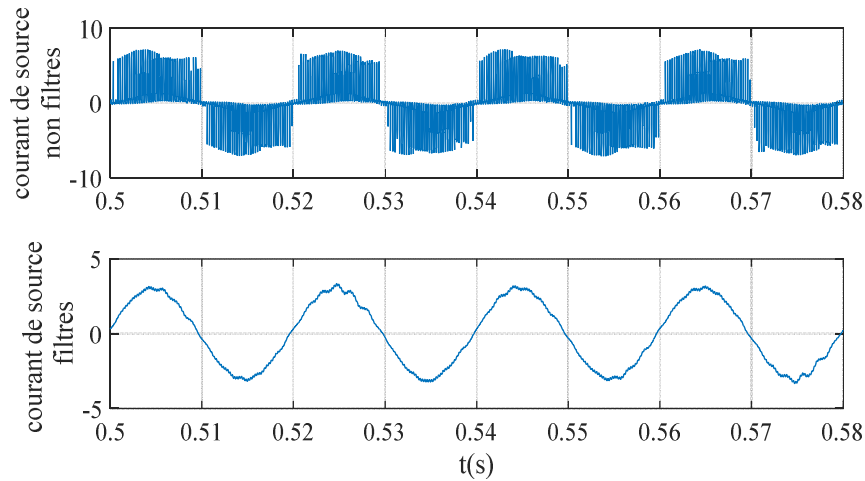


Figure II.49. Le courant d'entrée du convertisseur matriciel avant et après filtrage (Venturini extrémité ouverte).

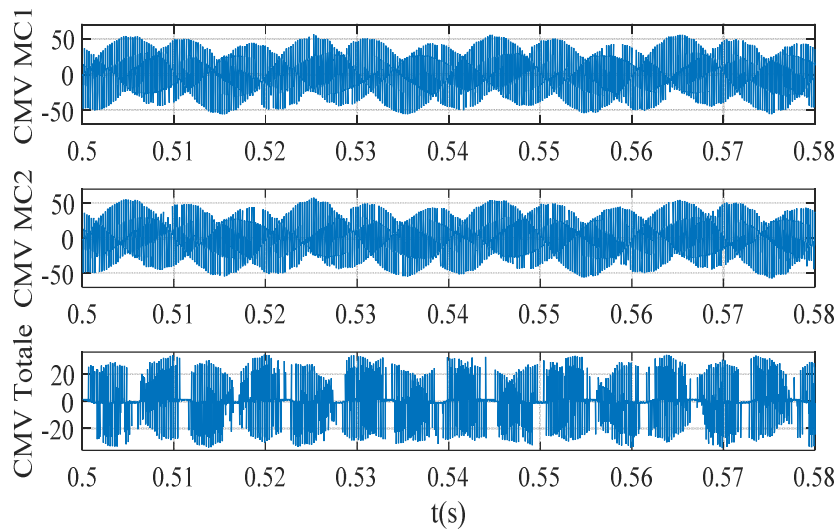


Figure II.50. Les formes d'onde de la tension en mode commun (Venturini extrémité ouverte).

II.3.2.2. Résultat de la modulation du neutre (Venturini amélioré) :

Dans ce cas aussi, deux convertisseurs matriciels alimentent une charge triphasée indépendante. Les tensions de sortie des deux convertisseurs, les tensions aux bornes de la charge triphasée et les courants de sortie sont présentés sur les figures 51, 52 et 53, respectivement. Le fondamental de la tension de sortie est de 75,67 V avec un THD relativement élevé de 47,62% Figure (II.54), en même temps, on peut clairement distinguer des rayons d'harmoniques ou un groupe d'harmoniques à proximité de la fréquence de commutation $f_s = 4$ kHz. Et en raison de la nature inductive de la charge, le courant de sortie est caractérisé par un THD bas de 3,65%, les harmoniques d'ordre élevé étant alors supprimés Figure (II.55).

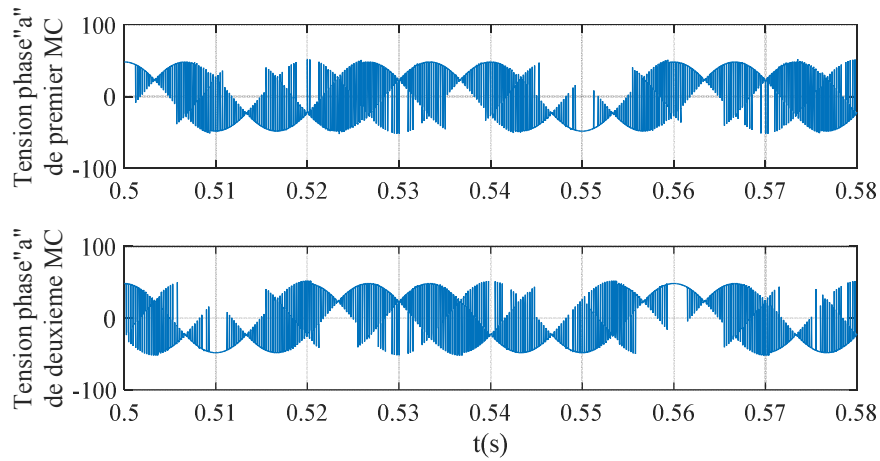


Figure. II.51. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (Venturini amélioré extrémité ouverte).

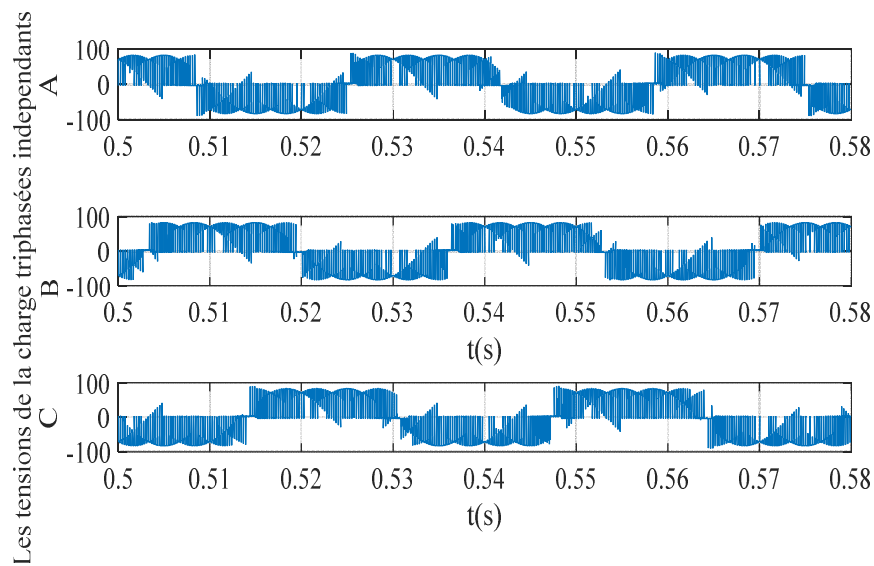


Figure. II.52. Les tensions de la charge ont trois phases indépendantes (Venturini amélioré extrémité ouverte).

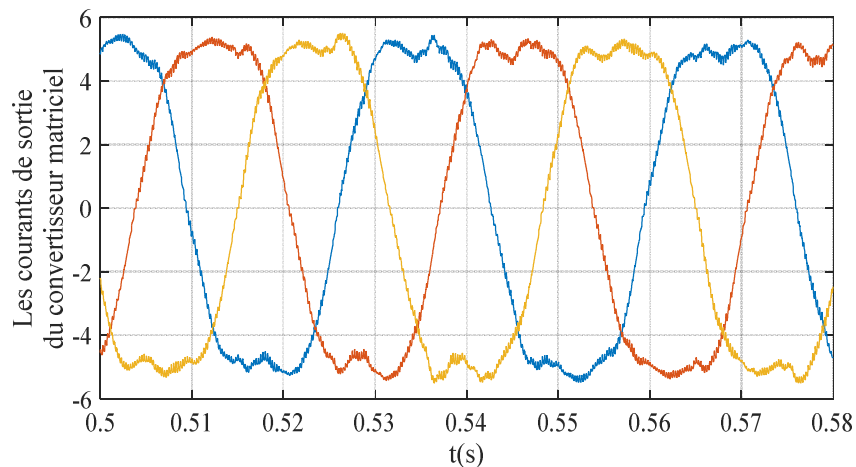


Figure. II.53. Les courants de sortie du convertisseur matriciel (Venturini amélioré extrémité ouverte).

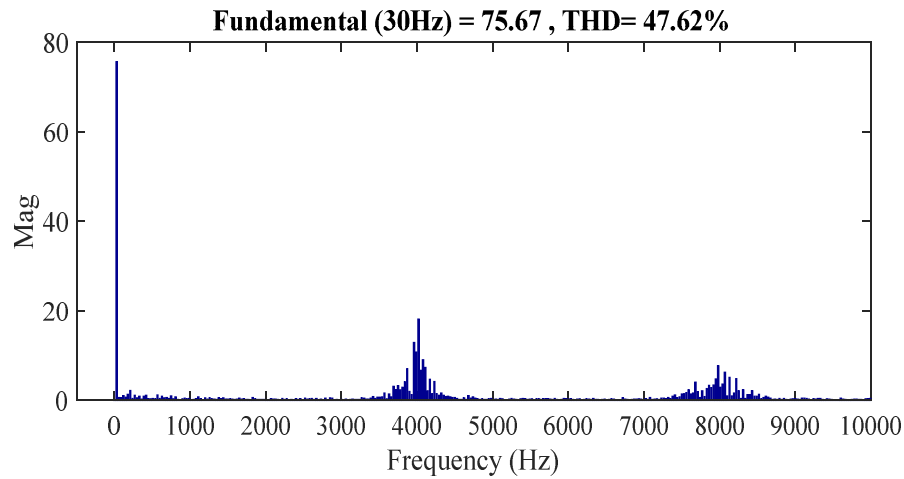


Figure II.54. Le spectre de la tension aux bornes de la charge (Venturini amélioré extrémité ouverte).

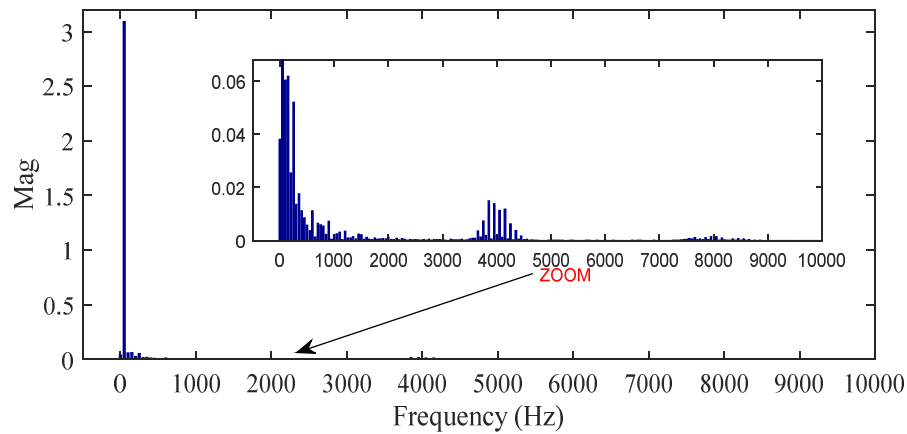


Figure II.55. Le spectre du courant de source (Venturini amélioré extrémité ouverte).

L'effet de l'insertion du filtre d'entrée peut être clairement montré à la Figure (II.56), où le courant d'entrée du côté source est presque sinusoïdal avec des ondulations négligées avec un THD = 6,25%, contrairement au courant du côté convertisseur de matrice a un THD = 52,83%.

Malheureusement, une valeur importante de la tension de mode commun pour chaque convertisseur matriciel. Mais pour tout le système à extrémités ouvertes, nous constatons une diminution de la tension du mode commun Figure (II.57).

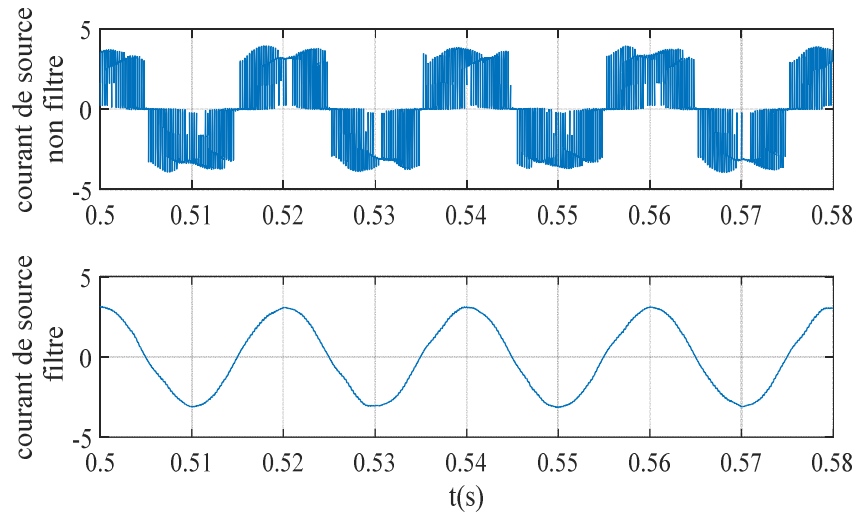


Figure II.56. Le courant d'entrée du convertisseur matriciel avant et après filtrage (Venturini amélioré extrémité ouverte).

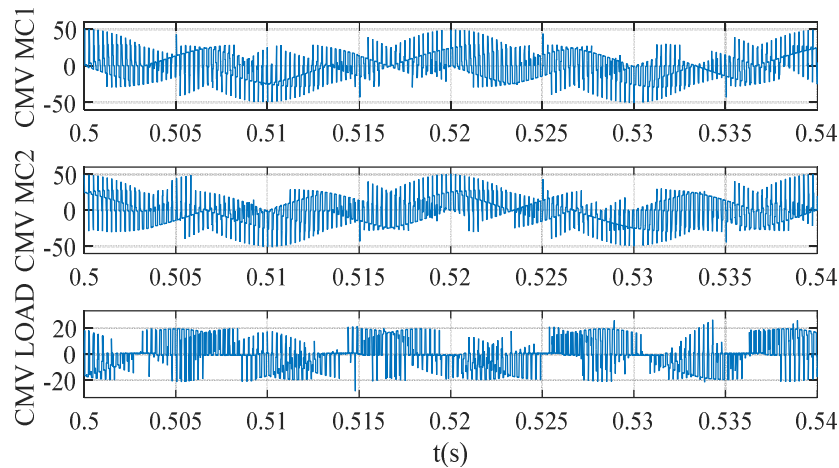


Figure II.57. Les formes d'onde de la tension en mode commun (Venturini amélioré extrémité ouverte).

II.3.2.3. Résultat de La modulation du vecteur d'espace :

Dans ce cas aussi, deux convertisseurs matriciels alimentent une charge triphasée indépendante. Les tensions de sortie des deux convertisseurs, les tensions aux bornes de la charge triphasée et les courants de sortie sont présentés sur les figures 58, 59 et 60, respectivement. Le fondamental de la tension de sortie est de 83,40 V avec un THD relativement élevé de 45,90% Figure (II.61), en même temps, on peut clairement distinguer des rayons d'harmoniques ou un groupe d'harmoniques à proximité de la fréquence de commutation $f_s = 6$ kHz. Et en raison de la nature inductive de la charge, le courant de sortie est caractérisé par un THD bas de 4,89%, les harmoniques d'ordre élevé étant alors supprimés Figure (II.62).

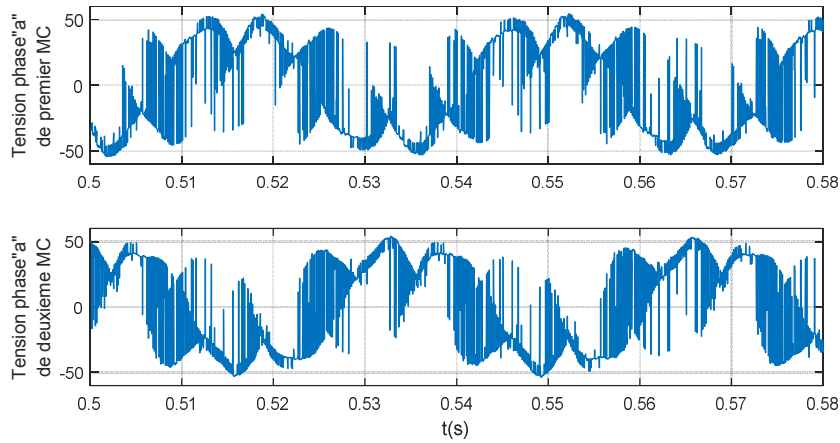


Figure II.58. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (SVM extrémité ouverte).

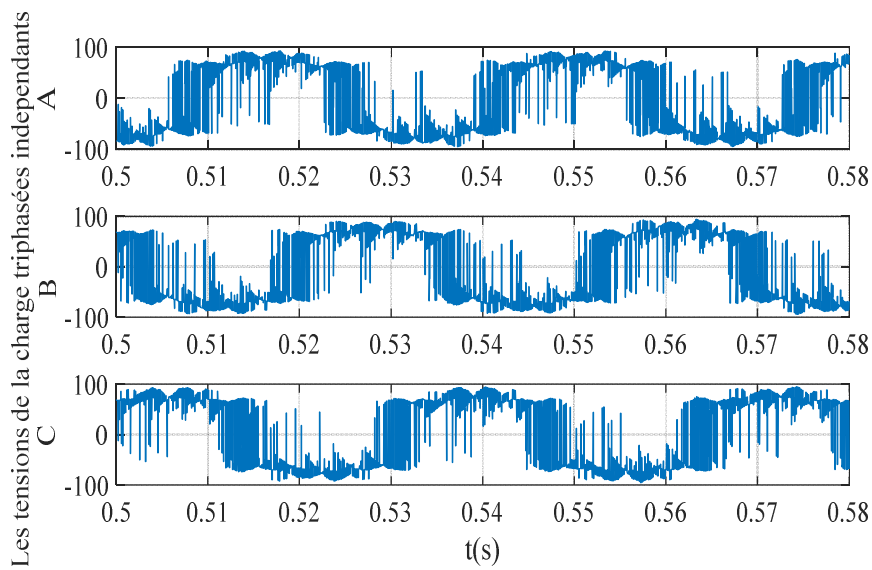


Figure II.59. Les tensions de la charge ont trois phases indépendantes (SVM extrémité ouverte).

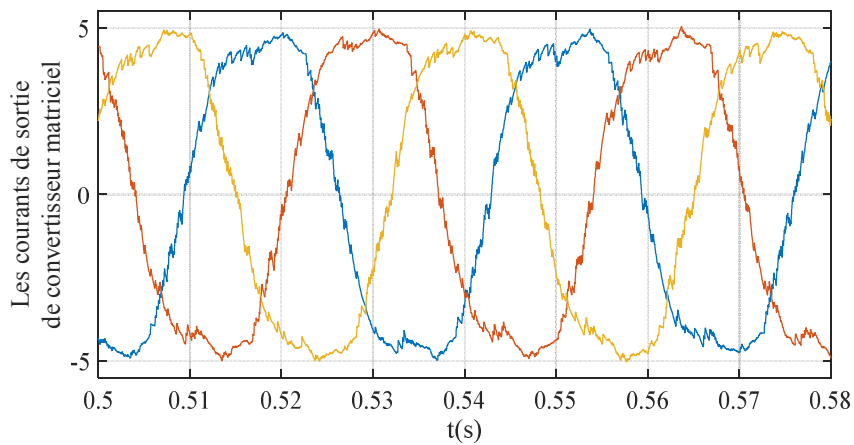


Figure II.60. Les courants de sortie du convertisseur matriciel (SVM extrémité ouverte).

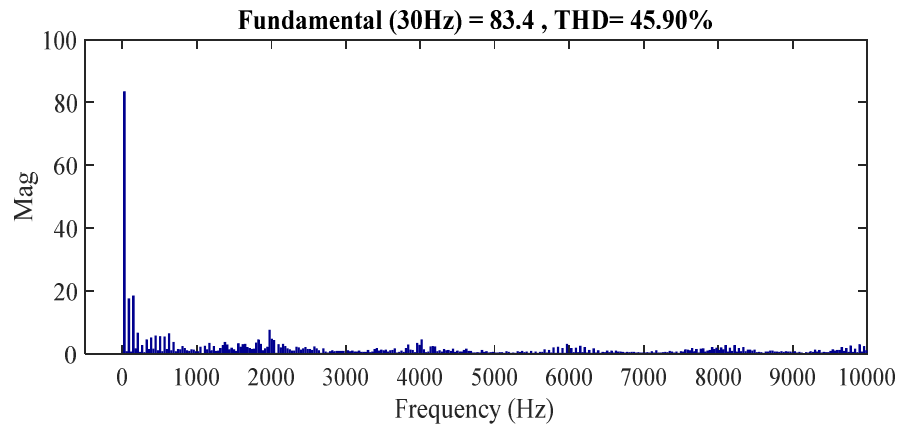


Figure. II.61. Le spectre de la tension aux bornes de la charge (SVM extrémité ouverte).

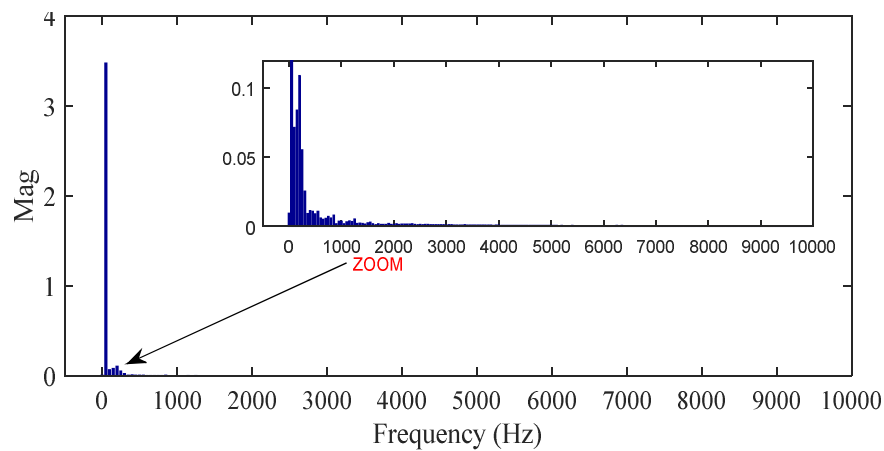


Figure. II.62. Le spectre du courant de source (SVM extrémité ouverte).

L'effet de l'insertion du filtre d'entrée peut être clairement montré à la Figure (II.63), où le courant d'entrée du côté source est presque sinusoïdal avec des ondulations négligées avec un THD = 6,47%, contrairement au courant du côté convertisseur de matrice a un THD = 54,63%.

On remarque une valeur importante de la tension de mode commun pour chaque convertisseur matriciel. Mais pour le tout système a extrémités ouvert nous voyons que la diminution de la tension de mode commun Figure (II.64).

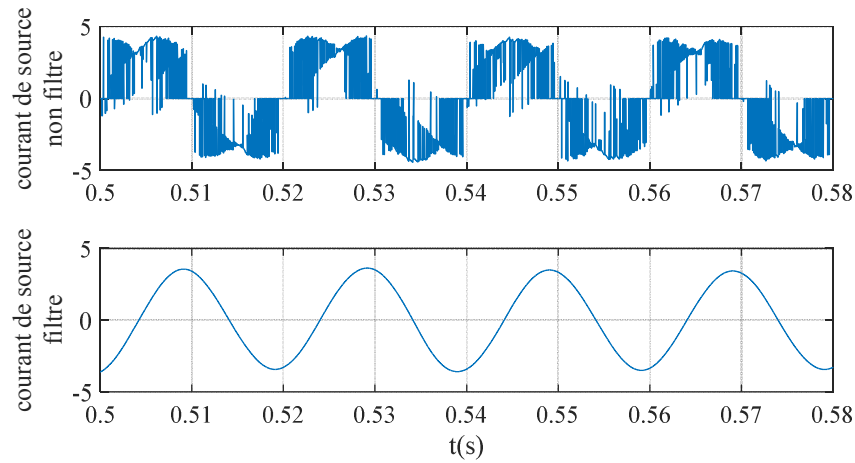


Figure II.63. Le courant d'entrée du convertisseur matriciel avant et après filtrage (SVM extrémité ouverte).

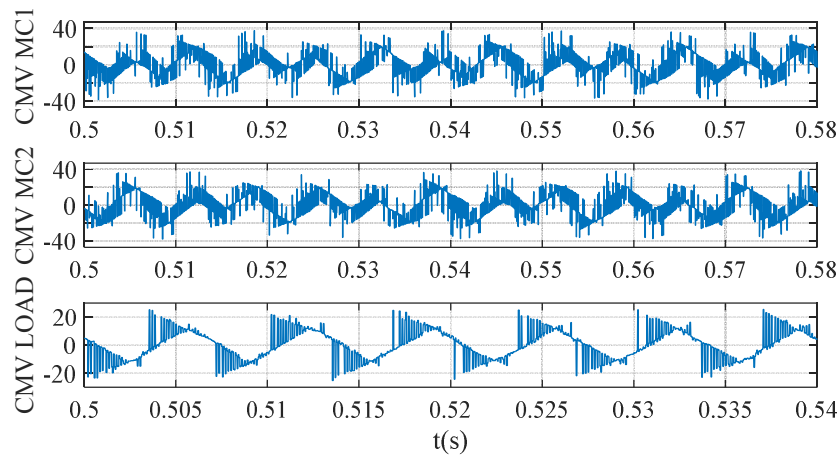


Figure II.64. Les formes d'onde de la tension en mode commun (SVM extrémité ouverte).

II.3.2.4. Résultat de La modulation indirecte du vecteur d'espace :

Les tensions de sortie des deux convertisseurs, les tensions aux bornes de la charge triphasée et les courants de sortie sont présentés sur les figures 65, 66 et 67, respectivement, figures 68 montre la tension à la sortie de l'étage redresseur pour les deux convertisseurs (tension continue). Le fondamental de la tension de sortie est de 84,45 V avec un THD relativement élevé de 34,36% Figure (II.61), en même temps, on peut clairement distinguer des rayons d'harmoniques ou un groupe d'harmoniques à proximité de la fréquence de commutation $f_s = 6$ kHz. Et en raison de la nature inductive de la charge, le courant de sortie est caractérisé par un THD bas de 3,45%, les harmoniques d'ordre élevé étant alors supprimés Figure (II.69).

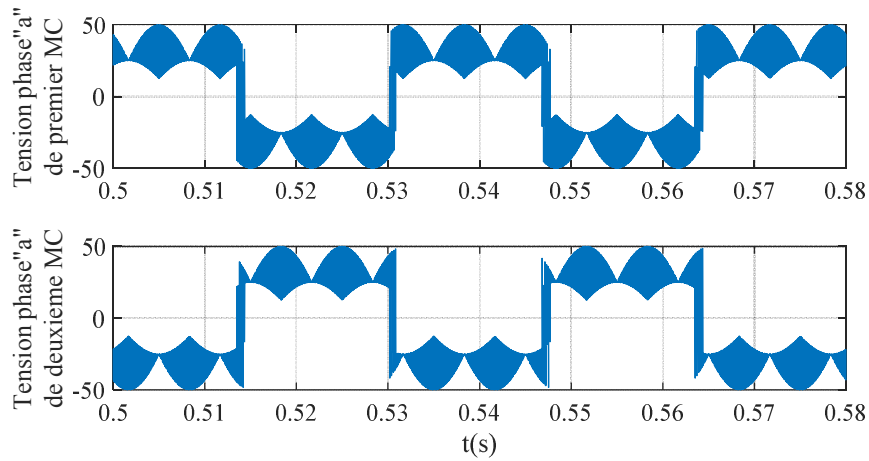


Figure. II.65. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).

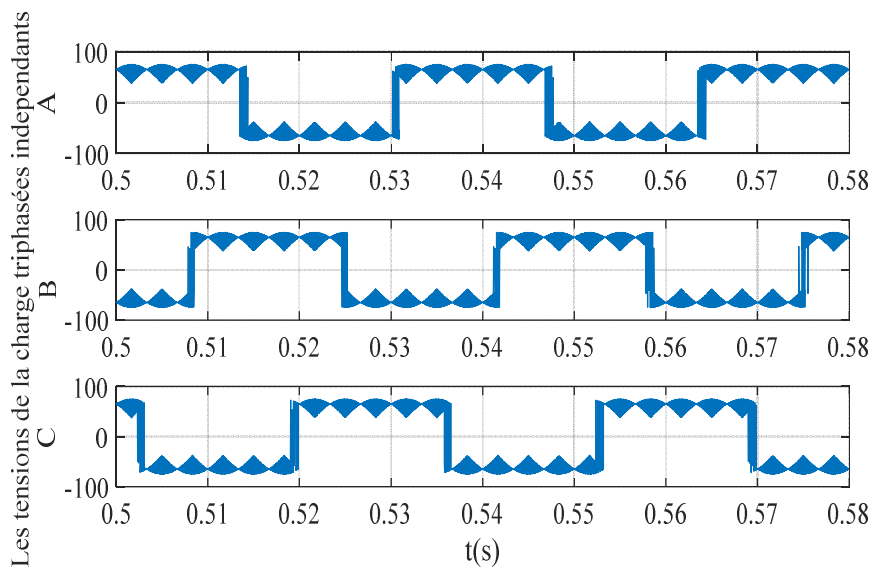


Figure. II.66. Les tensions de la charge ont trois phase indépendantes (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).

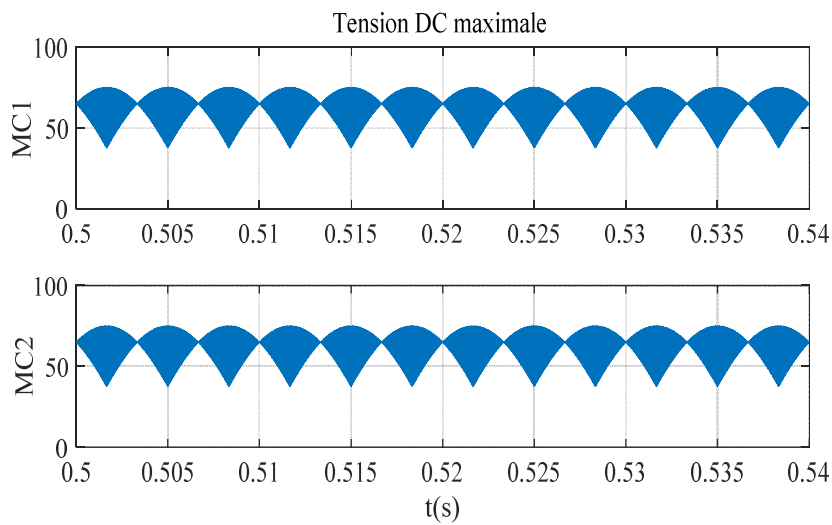


Figure. II.67. Tension DC maximale (étage redresseur).

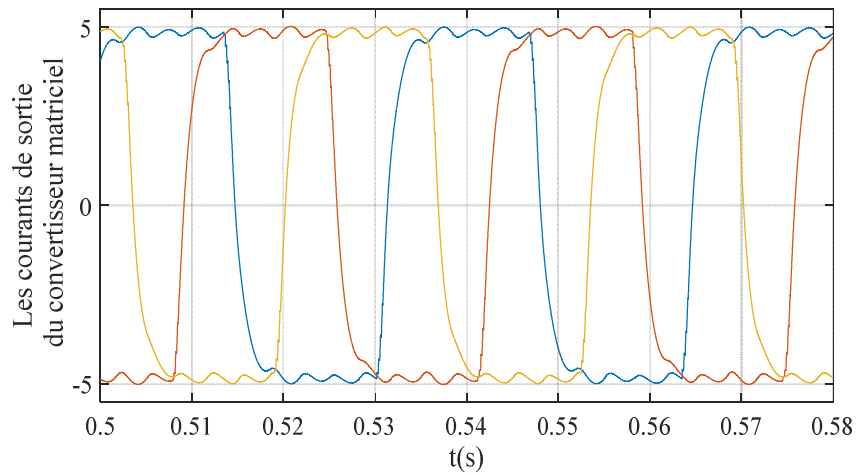


Figure II.68. Les courants de sortie du convertisseur matriciel (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).

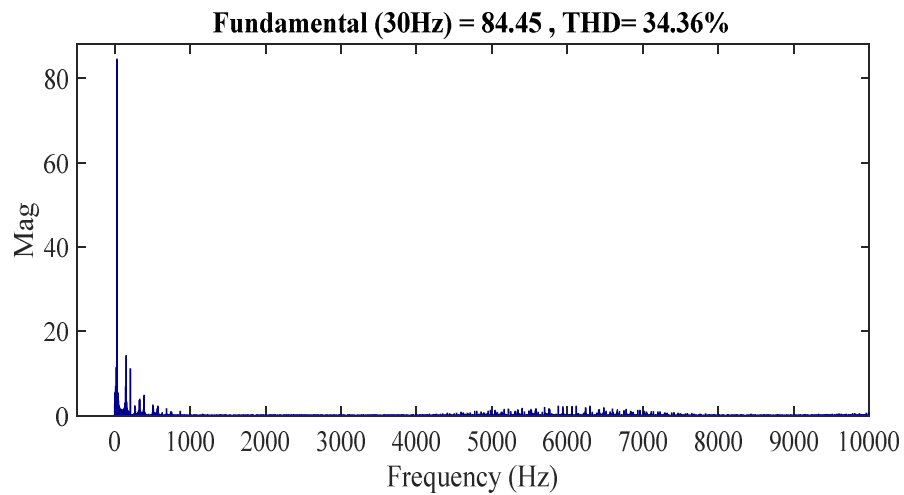


Figure II.69. Le spectre de la tension aux bornes de la charge (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).

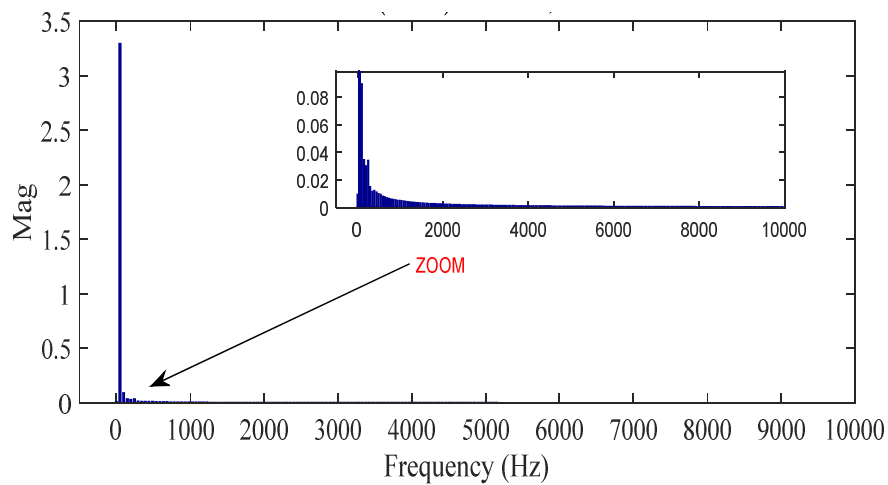


Figure II.70. Le spectre du courant de source (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).

L'effet de l'insertion du filtre d'entrée peut être clairement montré à la Figure (II.71), où le courant d'entrée du côté source est presque sinusoïdal avec des ondulations négligées avec un THD = 3,24%, contrairement au courant du côté convertisseur de matrice a un THD = 48,51%.

Néanmoins, on remarque toujours une valeur importante de la tension de mode commun au point neutre de la charge est générée Figure (II.71).

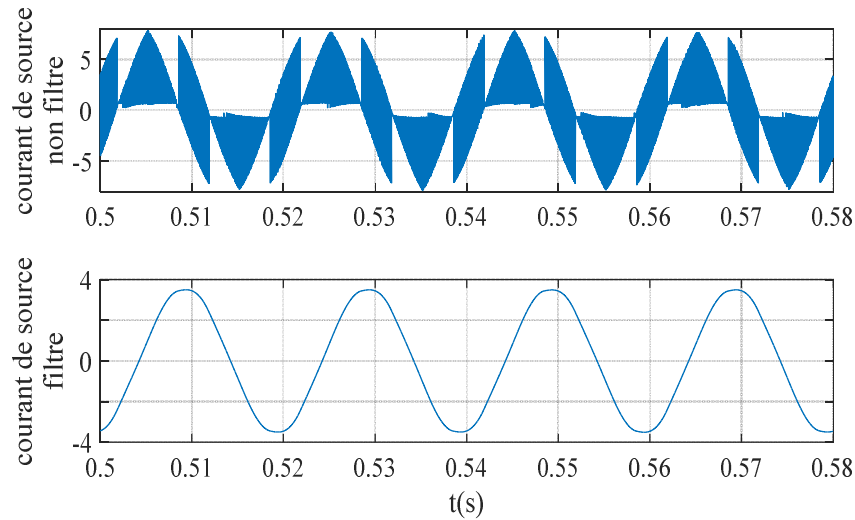


Figure II.71. Le courant d'entrée du convertisseur matriciel avant et après filtrage (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).

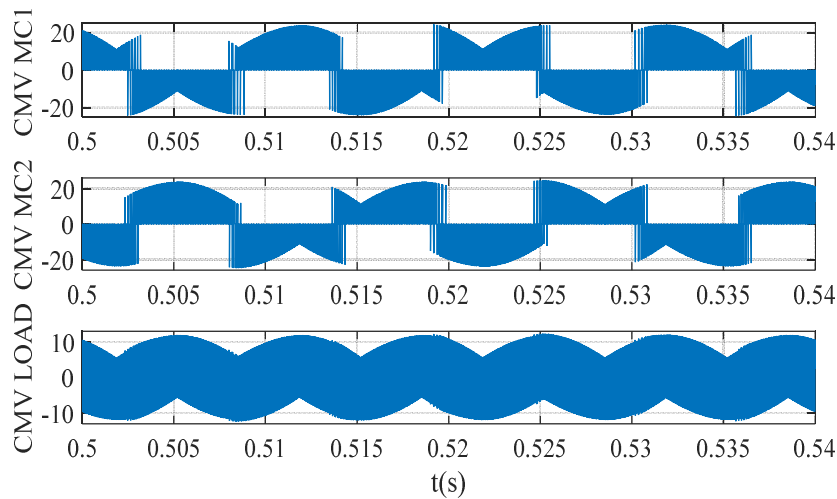


Figure II.72. Les formes d'onde de la tension en mode commun (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).

II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié quatre stratégies de commande parmi lesquelles, trois sont appliquées au convertisseur matriciel direct [3x3], la dernière étant appliquée au convertisseur matriciel indirect, les algorithmes de commande, sont énumérés ci-dessous :

- La modulation Venturini.

- Technique de modulation du neutre.
- Méthode de modulation du vecteur d'espace pour le convertisseur direct.
- Modulation indirecte du vecteur d'espace pour le convertisseur matriciel indirect.

On applique ces techniques premièrement avec un seul convertisseur alimentant une charge triphasée en étoile. Et deuxièmement avec deux convertisseurs matriciels alimentant une charge triphasée à des phases indépendantes.

Sur la base des résultats obtenus de la simulation effectuée, il apparaît clairement que la tension du mode commun résultante a été réduite de manière significative sur la charge triphasée, tandis que le contrôle de la tension de sortie et de la fréquence est assuré. D'autre part, il est confirmé que l'utilisation d'un convertisseur matriciel double est plus fiable en cas de défaillance d'un ou de plusieurs commutateurs. Ce problème peut être résolu en ajustant simplement la commande des commutateurs. Enfin, on peut dire que la topologie présentée peut avoir une utilisation importante dans les applications de machines électriques sur la base des avantages mentionnés ci-dessus, en particulier dans les installations industrielles où la tension de mode commun est un problème important et où une commande à tolérance de pannes est nécessaire pour assurer le fonctionnement continu.

Chapitre III

Commande du moteur triphasé en étoile alimenté par convertisseur matriciel

III.1 Introduction

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'élaboration de la loi de commande. En effet, aborder la commande des machines électriques nécessite l'emploi d'une méthode de modélisation adaptée à la commande. Il s'agit d'une application simple des méthodes de la modélisation à la machine asynchrone qui présente des spécificités propres qui ne sont pas nécessairement communes à d'autres processus physiques.

Il est donc évident que cette étape de modélisation soit un passage obligatoire pour étudier le comportement de la machine dans tous les cas de fonctionnement.

À cet effet, le point de départ qu'on a considéré pour la modélisation de la machine asynchrone et les équations d'état qui lui sont associées.

III.2 Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation des machines électriques est nécessaire et indispensable pour toute étude de la théorie de la simulation de dispositif ou de contrôle de la machine. La modélisation est la représentation mathématique d'un processus technique, cette représentation mathématique se fait à l'aide des équations mathématiques comme les équations différentielles ou bien des fonctions de transfert pour trouver les relations entre les grandeurs d'entrée et les grandeurs de sortie d'un système [Riv 2012].

III.2.1 Modèle triphasé

Tout d'abord, la saturation du circuit magnétique et sa perte sont négligés, ainsi que son effet d'hystérésis, conduisant au champ magnétique sinusoïdal. On suppose aussi que la construction mécanique soit entièrement équilibrée donc l'entrefer est uniforme et la variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements rotorique et statorique en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques est constatée [Abe 2010].

Les enroulements des trois phases du stator sont régulièrement déphasés de $2\pi/3$ radians et on suppose que les trois phases rotorique soient régulièrement déphasées de $2\pi/3$ radians dans l'espace, peuvent être représentés comme indiqué sur la Figure. III.1. Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique A et la phase rotorique a [Cho 1997].

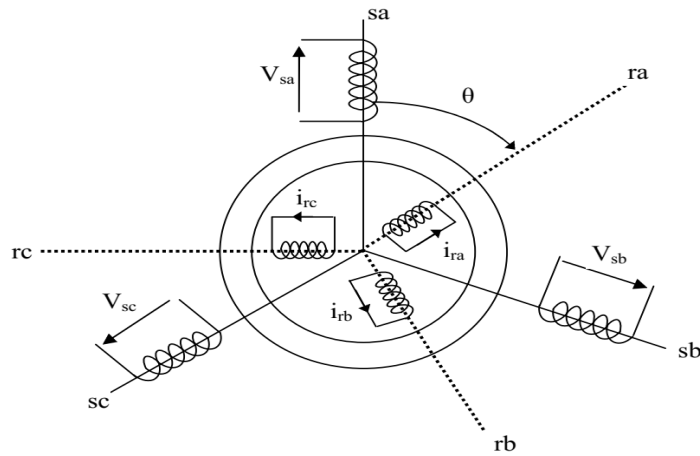


Figure. III.1. Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

Sous les hypothèses de simplification mentionnées précédemment, et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

III.2.1.1 Équations électriques

Les équations de tension dans le repère a, b, c :

$$\text{Au stator: } [V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \tag{III.1}$$

$$\text{Au rotor: } [V_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \tag{III.2}$$

III.2.1.2 Équations magnétiques

Sous forme matricielle, les flux sont donnés par :

$$[\phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \tag{III.3}$$

$$[\phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \tag{III.4}$$

En remplaçant (III.3) et (III.4) dans (III.1) et (III.2), on obtient le système suivant :

$$[V_s] = R_s [I_s] + [L_{ss}] \times \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [I_r] \} \tag{III.5}$$

$$[V_r] = R_r [I_r] + [L_{rr}] \times \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}] [I_s] \} \tag{III.6}$$

III.2.1.3 Équation mécanique

L'équation du mouvement du système :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_{ch} - f\Omega \tag{III.7}$$

III.2.2 Modélisation dans le repère de Park

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan " $a b c$ ". D'autre part, compte tenu de la complexité de ces équations, il est très difficile d'établir des stratégies de

contrôle. C'est pour ça on utilise la transformation de Park qui va le rendre simple à étudier [Ghe 2008].

Pour l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquence variable, nous avons le choix entre trois repères bien connus. Le premier se situe sur le champ rotorique (Repère lié au rotor). Le second se situe sur le champ tournant il voit par contre des grandeurs continues (repère lié au champ tournant) et est appelé dq . Et le troisième est situé sur le champ statorique (Repère lié au stator) et est communément appelé $\alpha\beta$, il voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique (Figure. III.2.).

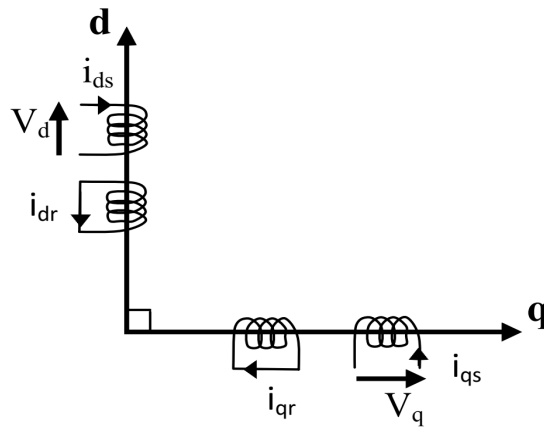


Figure. III.2. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.

Pour des contraintes de calcul, nous choisirons celle en dq situé sur le champ tournant. Cette transformation des équations triphasé en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [Haz 2006].

La matrice $P(\theta)$ de Park est donnée sous la forme suivante :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{III.8}$$

La matrice de passage $[P(\theta)]$ écrite sous cette forme est orthogonale, ce qui conduit à la conservation de la puissance instantanée. L'orthogonalité nous permet d'écrire :

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{III.9}$$

L'angle θ prend la valeur θ_s pour les grandeurs statorique et la valeur $(\theta_r = \theta_s - \theta)$ pour les grandeurs rotoriques.

de ce fait:
$$[X_{dq}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad \text{III.10}$$

X : pouvant représenter la tension, le courant et le flux.

La transformation inverse s'écrit :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{dq}] \quad \text{III.11}$$

En utilisant la matrice de passage $[P(\theta)]$, on obtient dans le plan biphasé dq les nouvelles équations suivantes :

✓ Équations des tensions

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_a \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} - \omega_a \varphi_{ds} \end{cases} \quad \text{III.12}$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_m) \varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_m) \varphi_{dr} = 0 \\ V_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\varphi_{os}}{dt} \\ V_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\varphi_{or}}{dt} \end{cases} \quad \text{III.13}$$

$V_{dr} = 0 = V_{qr}$, parce que le rotor est court-circuité.

✓ Équations des flux

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M_{sr} i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M_{sr} i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M_{sr} i_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M_{sr} i_{qs} \\ \varphi_{or} = L_{or} i_{or} \\ \varphi_{os} = L_{os} i_{os} \end{cases} \quad \text{III.14}$$

✓ Équation de la vitesse

On a :
$$\omega_m = p \times \Omega \quad \text{III.15}$$

Et :
$$C_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad \text{III.16}$$

Substitution (III.14) et (III.15) dans (III.7), nous obtenons l'équation suivante :

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p^2}{J} \frac{M_{sr}}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) - \frac{P}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_m \quad \text{III.17}$$

Avec :

p : Nombre de pair de pôles ;

On prend le système de coordonnées où d et q sont fixes par rapport au champ tournant. Dans ce cas, $\omega_a = \omega_s$, les systèmes (III.12) et (III.13) devient [Mih 2002].

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \varphi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \varphi_{dr} = 0 \end{cases} \quad \text{III.18}$$

III.2.3 Modèle d'état de la machine asynchrone

La théorie des variables d'état constitue l'un des outils les plus modernes pour l'étude des systèmes, elle s'applique à des systèmes linéaires ou non linéaires continus ou échantillonnés, invariant dans le temps ou n'es pas.

Les variables d'état peuvent être considérées comme les composantes d'un vecteur que l'on appelle vecteur d'état $[X(t)]$ [Gui 2015].

Les équations d'état se mettent sous la forme :

$$\begin{cases} \frac{d[X]}{dt} = [\dot{X}] = f([X],[U],t) \\ [Y] = g([X],[U],t) \end{cases} \quad \text{III.19}$$

$[X]$: Vecteur d'état du système.

$[Y]$: Vecteur de sortie du système.

$[U]$: Vecteur d'entrée du système.

Le choix des variables d'état liées soit au commande soit à l'observation. Pour le modèle complet, la vitesse mécanique, dont on veut contrôler l'évolution, est une variable d'état. Le cas où le système considéré est linéaire et stationnaire le système d'équations III.19 devient [Mih 2002] :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A] \times [X] + [B] \times [U] \\ [Y] = [C] \times [X] + [D] \times [U] \end{cases} \quad \text{III.20}$$

$$\text{➤ Le vecteur d'état : } X = [i_{ds}, i_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}, \omega_m]^T \quad \text{III.21}$$

$$\text{➤ Le vecteur d'entrée : } U = [V_{ds}, V_{qs}]^T \quad \text{III.22}$$

$$\text{➤ Le vecteur de sortie : } Y = C^T X \quad \text{III.23}$$

Ce choix de variables se justifie d'une part par le fait que les courants statorique sont mesurables et d'autre part parce que l'on veut réguler la norme du flux rotorique. Bien entendu, d'autres choix associant uniquement les courants ou les flux statorique et rotorique sont possibles. Les entrées du modèle de la machine asynchrone sont les tensions de commande V_{ds} et V_{qs} .

Pour mettre les équations sous forme de représentation d'état, nous devons modifier les deux premières équations des tensions statorique (V_{ds} et V_{qs}) système d'équations (III.18) afin d'exprimer les flux φ_{ds} et φ_{qs} en fonction des variables d'état : i_{ds} , i_{qs} , i_{dr} et i_{qr} . En considérant la première et la quatrième équation des flux du système des d'équations (III.14) et en introduisant le coefficient de dispersion magnétique σ , tel que :

$$\sigma = 1 - \frac{L_{sr}^2}{L_s L_r} \quad \text{III.24}$$

On trouve les composantes du flux statorique :

$$\begin{cases} \varphi_{d_s} = \sigma L_s i_{d_s} + \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_{d_r} \\ \varphi_{q_s} = \sigma L_s i_{q_s} + \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_{q_r} \end{cases} \quad \text{III.25}$$

En remplaçant dans les équations des tensions rotorique (V_{dr} et V_{qr}) système d'équations (III.18) les courants rotoriques i_{dr} et i_{qr} par la première et la quatrième équations des flux du système d'équations (III.14), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \varphi_{d_s} = -R_r \left(\frac{\varphi_{d_r}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot i_{d_s} \right) + \varphi_{q_r} \cdot (\omega_s - \omega) \\ \frac{d}{dt} \varphi_{q_s} = -R_r \left(\frac{\varphi_{q_r}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot i_{q_s} \right) + \varphi_{d_r} \cdot (\omega_s - \omega) \end{cases} \quad \text{III.26}$$

La première et la deuxième équation des tensions statorique du système d'équations (III.18) prennent donc la forme :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} id_s = -\left(\frac{R_s L_r^2 + M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) \cdot id_s + \omega_s iq_s + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \cdot \varphi d_r + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \cdot \varphi q_r + \frac{1}{\sigma L_s} V d_s \\ \frac{d}{dt} iq_s = -\left(\frac{R_s L_r^2 + M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) \cdot iq_s + \omega_s id_s + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \cdot \varphi q_r + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \cdot \varphi d_r + \frac{1}{\sigma L_s} V q_s \end{cases} \quad \text{III.27}$$

En introduisant les définitions suivantes :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \alpha = \frac{R_s}{\sigma L_s}, \beta = \frac{R_r}{\sigma L_r}, k = \frac{L_{sr}}{\sigma L_s L_r} \text{ et } \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r L_{sr}^2}{\sigma L_s L_r^2} \quad \text{III.28}$$

On utilise les équations (III.26) et (III.27) avec les définitions (III.28) pour obtenir le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} id_s \\ iq_s \\ \varphi d_r \\ \varphi q_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{k}{T_r} & \omega k \\ -\omega_s & -\gamma & -\omega k & \frac{k}{T_r} \\ \frac{L_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{L_{sr}}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} id_s \\ iq_s \\ \varphi d_r \\ \varphi q_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V d_s \\ V q_s \end{bmatrix} \quad \text{III.29}$$

III.3 Simulation et interprétation :

III.3.1 Première partie : convertisseur matriciel direct :

Dans ce travail, trois tests de simulation ont été réalisés pour démontrer l'intérêt de l'utilisation de la machine à induction en étoile alimentée par un seul convertisseur matriciel. La première simulation présente la machine à induction alimentée par un seul convertisseur matriciel, où la tension de sortie est caractérisée par une fréquence fondamentale de $f_0 = 50$ Hz et une amplitude de $V_0 = 350$ V. Les paramètres de la source de tension d'entrée et de la machine à induction sont présentés dans le tableau III.1. D'autre part, en raison de la distorsion pouvant survenir dans le courant d'entrée et afin d'éviter la propagation de ce type de pollution harmonique vers la source, un filtre d'entrée LC est inséré, comme indiqué sur la Fig.2 où sont les paramètres se trouvent dans le tableau 1. [Lye 2011, Rie 2016]

III.3.1.1 Algorithme de modulation de Venturini :

Dans ce cas, la tension de sortie et le courant de sortie du convertisseur matriciel sont présentés aux Figure. III.3 et Figure. III.5, respectivement. Distorsion harmonique totale (THD) des formes d'onde de tension et de courant de sortie, définies dans l'équation. (III.27), sont présentés aux

Figure. III.4 et Figure. III.6, respectivement. On peut en conclure que les rayons harmoniques se situent autour des fréquences de commutation ($n \times f_s$) où il est pris comme $f_s = 4 \text{ kHz}$

$$THD = \sqrt{\frac{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}{V_1^2}} \quad \text{III.27}$$

L'amplitude harmonique fondamentale de la tension de sortie est de 157.7 V avec un THD de 140,88%, comme illustré à la Figure. III.4, et des rayons harmoniques peuvent être clairement remarqués autour de la fréquence de commutation. Cependant, en raison de la nature inductive du moteur à induction, le courant de sortie possède un THD bas de 6,34%. Les Figure. III.7 et Figure. III.8 montrent le découplage réalisé entre le flux et le couple électromagnétique. Le découplage entre le couple et la vitesse de la machine est clairement noté surtout à l'intervalle de 1,5 s à 2,5 s. La forme de la Tension en mode commun est illustrée à la Figure. III.9.

Table III-1 Paramètres de simulation de la machine asynchrone (pour Venturini).

V_s	Tension d'entrée	440 V
f_s	Fréquence d'entrée	50 Hz
L_f	Filtre inductance	0.03 H
R_f	Résistance de filtre	0.5 Ω
C_f	Capacité de filtrage	25 μF
R_s	Résistance du stator	4.85 Ω
R_r	Résistance du rotor	3.81 Ω
L_s	Inductance du stator	0.274 H
L_r	Inductance du rotor	0.274 H
L_m	Inductance mutuelle	0.258 H

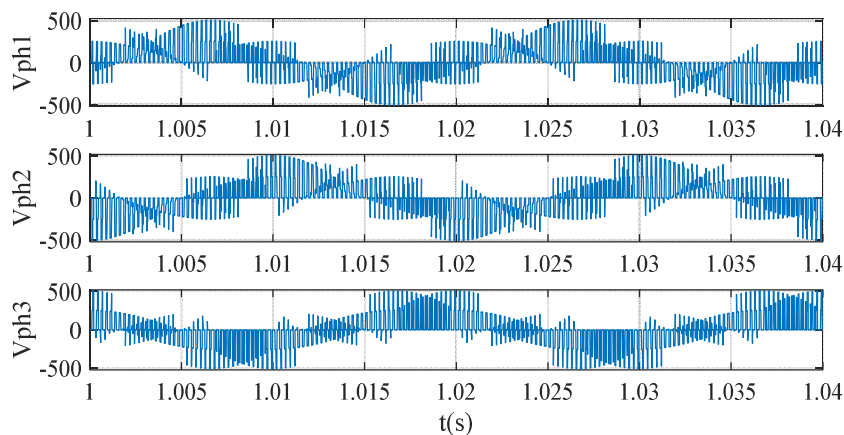


Figure. III.3. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (Venturini).

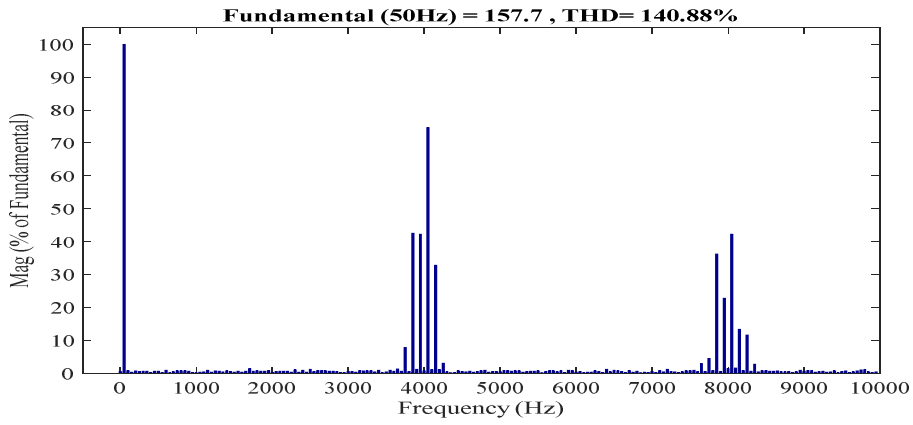


Figure. III.4. Le spectre de la tension (Venturini).

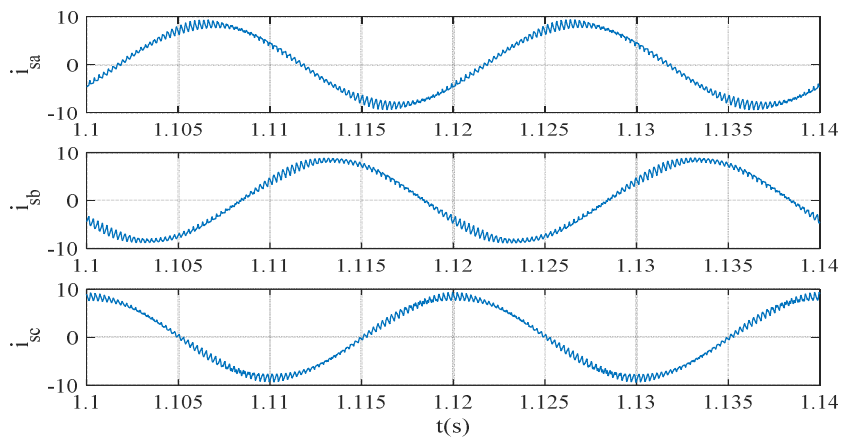


Figure. III.5. Courants statorique (Venturini).

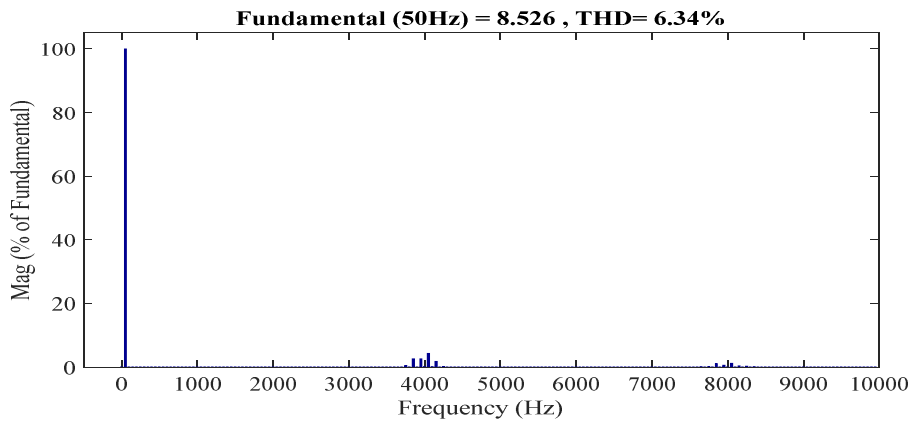


Figure. III.6. Spectre harmonique du courant de sortie (Venturini) (Venturini).

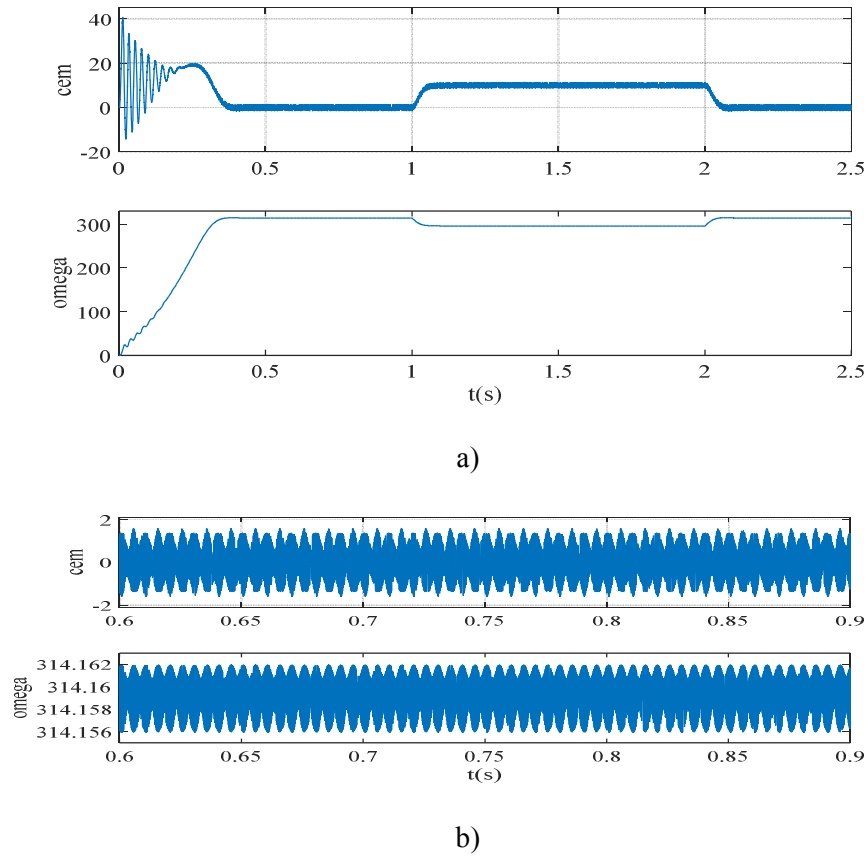


Figure III.7. a) Couples électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction.

b) zoom. (Venturini).

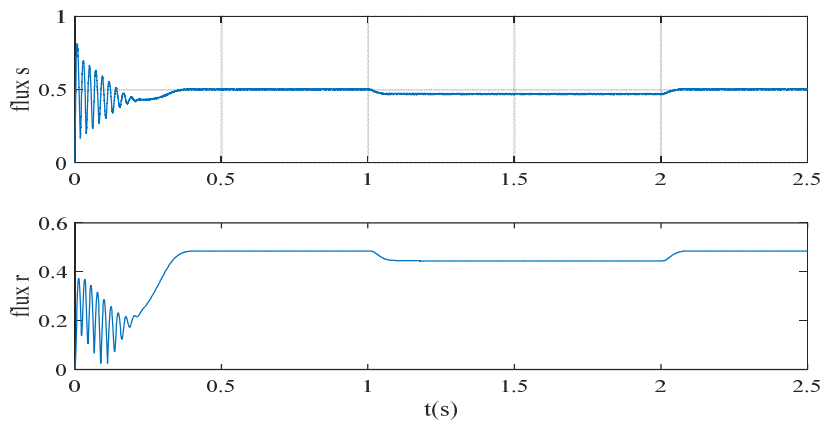


Figure III.8. Flux ϕ_{i_s} (wb), Flux ϕ_{i_r} (wb) (Venturini).

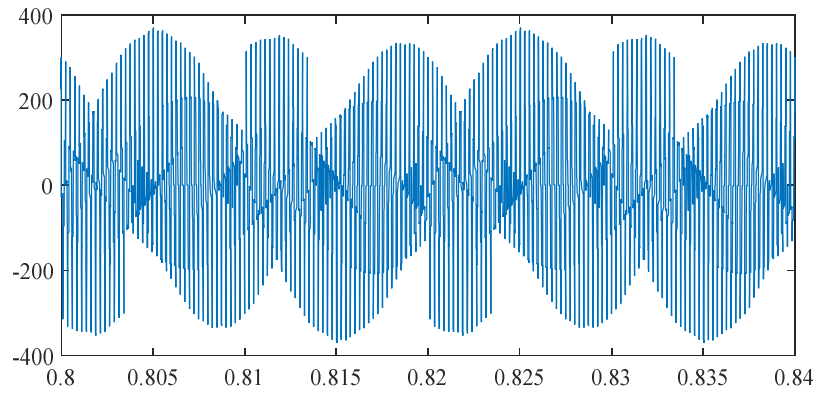


Figure. III.9. Tension en mode commun (Venturini).

III.3.1.2 La modulation du neutre (Venturini améliorer) :

La tension de sortie et le courant de sortie du convertisseur matriciel sont présentés aux Figure. III.10 et Figure. III.12, respectivement. La distorsion harmonique totale (THD) des formes d'onde de tension et de courant de sortie, définie dans l'équation. (III.27), sont présentés aux Figure. III.11 et Figure. III.13, respectivement. On peut en conclure que les rayons harmoniques se situent autour des fréquences de commutation ($n \times f_s$) où il est pris comme $f_s = 4 \text{ kHz}$.

L'amplitude harmonique fondamentale de la tension de sortie est de 168,5 V avec un THD de 90,73%, comme illustré à la Figure. III.11, et des rayons harmoniques peuvent être clairement remarqués autour de la fréquence de commutation. Cependant, en raison de la nature inductive du moteur à induction, le courant de sortie possède un THD bas de 5,13% Figures. III.13. Les figures Figure. III.14 et Figure. III.15 montrent le découplage réalisé entre le flux et le couple électromagnétique. Le découplage entre le couple et la vitesse de la machine est clairement noté surtout à l'intervalle de 1,5 s à 2,5 s.

La forme de la tension en mode commun est illustrée à la Figure. III.16.

Table III-2 Paramètres de simulation de la machine asynchrone.

V_s	Input voltage	220 V
f_s	Input frequency	50 Hz
L_f	Filter inductance	0.03 H
R_f	Filter Resistance	0.5 Ω
C_f	Filter Capacitance	25 μF
R_s	Stator resistance	4.85 Ω
R_r	Rotor resistance	3.81 Ω
L_s	Stator inductance	0.274 H
L_r	Rotor inductance	0.274 H
L_m	Mutual inductance	0.258 H

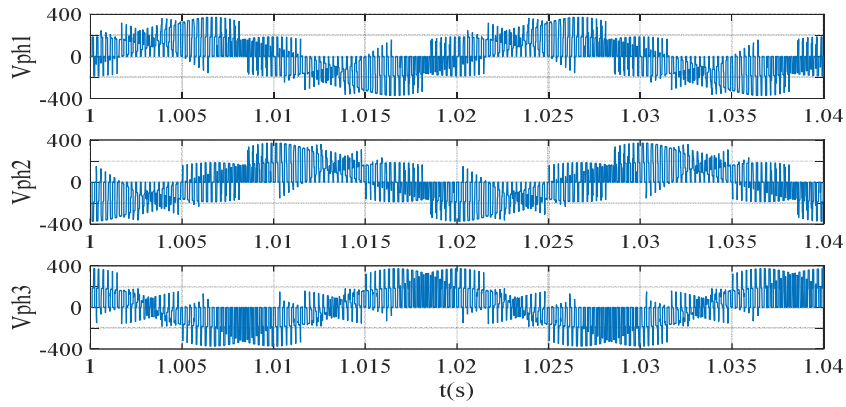


Figure. III.10. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (Venturini amélioré).

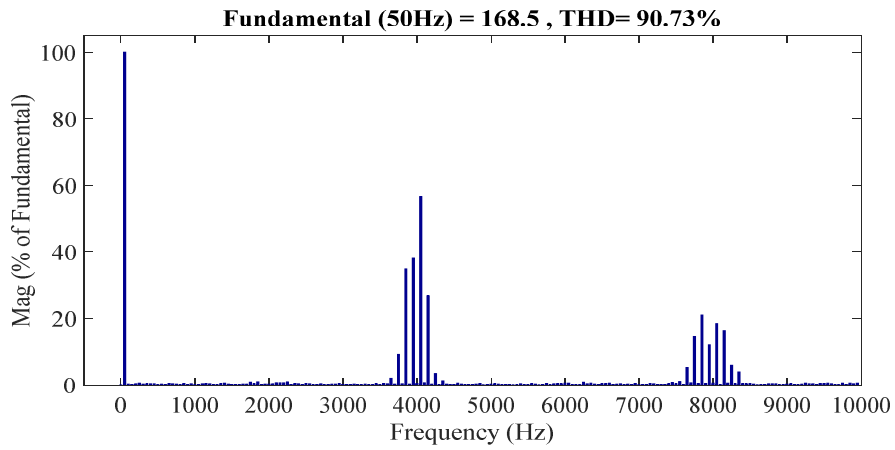


Figure. III.11. Le spectre de la tension (Venturini amélioré).

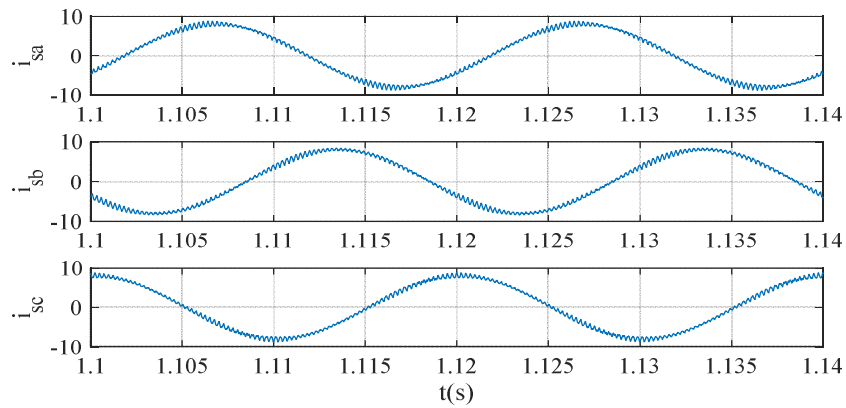


Figure. III.12. Courant statorique (Venturini amélioré).

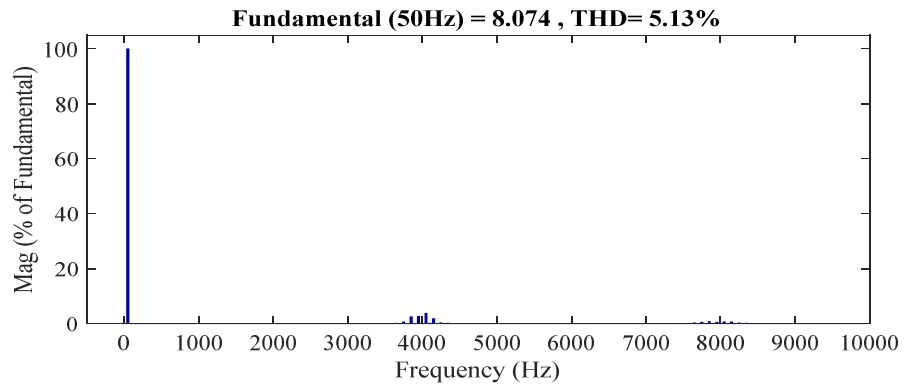


Figure. III.13. Spectre harmonique du courant de sortie (Venturini améliorer).

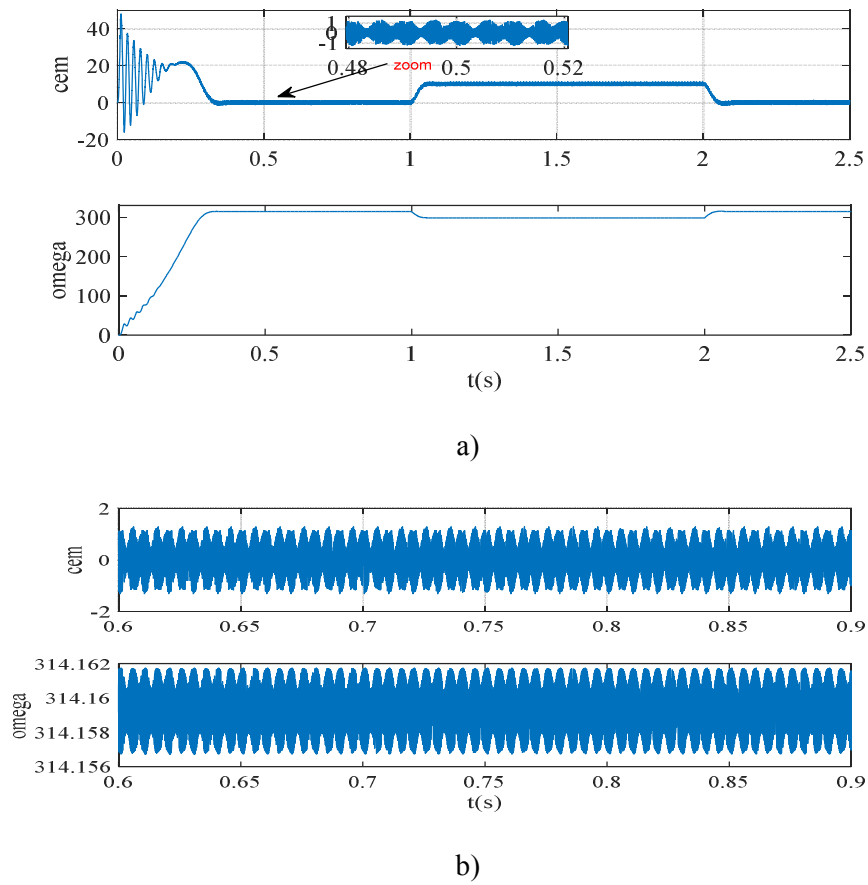


Figure. III.14. a) Couples électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction.

b) zoom (Venturini extrémité ouverte). (Venturini améliorer).

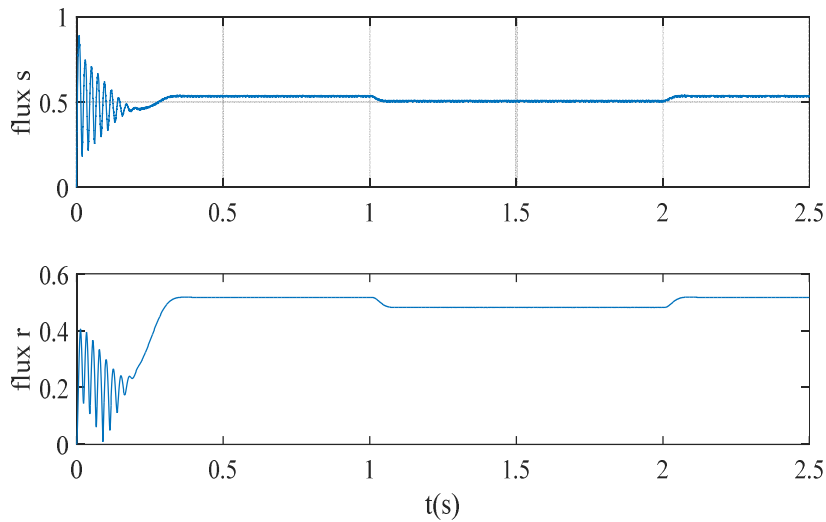


Figure. III.15. Flux p $i_s(wb)$, Flux p $i_r(wb)$ (Venturini améliorer).

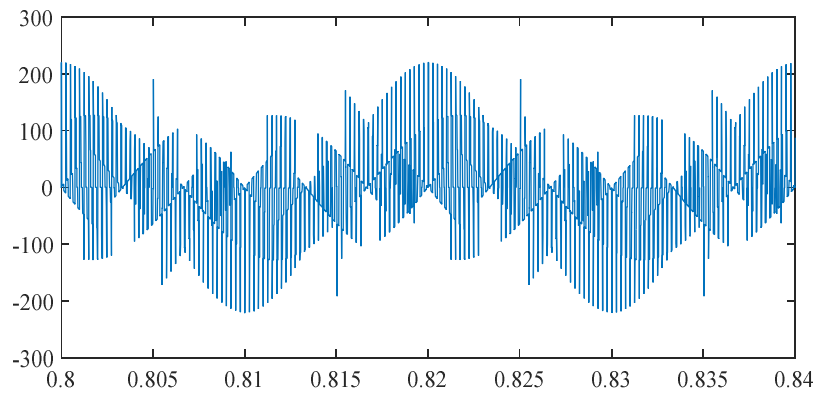


Figure. III.16. Tension en mode commun (Venturini améliorer).

III.3.1.3 La modulation du vecteur d'espace :

Un seul convertisseur matriciel triphasé est utilisé pour alimenter un moteur à induction triphasé. La tension de sortie et le courant de sortie du convertisseur matriciel sont présentés aux Figure. III.17 et Figure. III.19, respectivement. Distorsion harmonique totale (THD) des formes d'onde de tension et de courant de sortie, définie dans Equation. (III.27), sont présentés aux Figure. III.18 et Figure. III.20, respectivement. On peut en conclure que les rayons harmoniques se situent autour des fréquences de commutation ($n \times f_s$) où il est pris comme $f_s = 4$ kHz

L'amplitude harmonique fondamentale de la tension de sortie est de 161,8 V avec un THD de 47,93%, comme illustré à la Figure. III.18, et des rayons harmoniques peuvent être clairement remarqués autour de la fréquence de commutation. Cependant, en raison de la nature inductive du moteur à induction, le courant de sortie possède un THD bas de 8,1% Figures. III.20. Les figures Figure. III.21 et Figure. III.22 montrent le découplage réalisé entre le flux et le couple électromagnétique. Le découplage entre le couple et la vitesse de la machine est clairement noté surtout à l'intervalle de 1,5 s à 2,5 s.

La forme de la tension en mode commun est illustrée à la Figure. III.23.

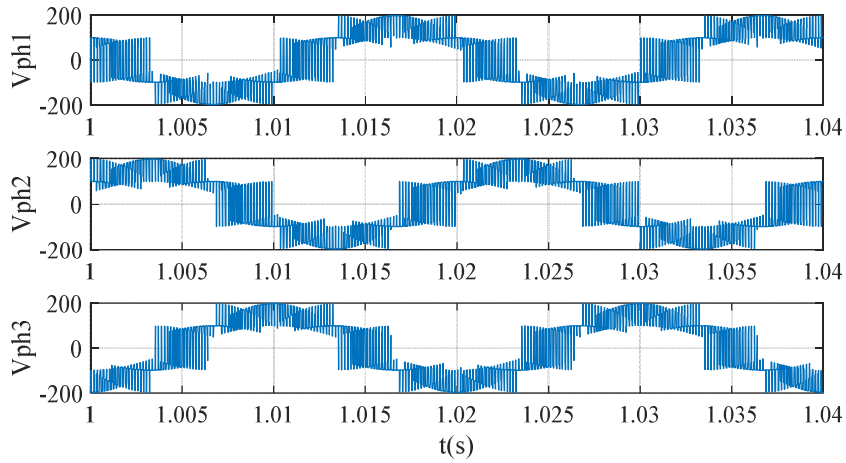


Figure. III.17. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (SVM).

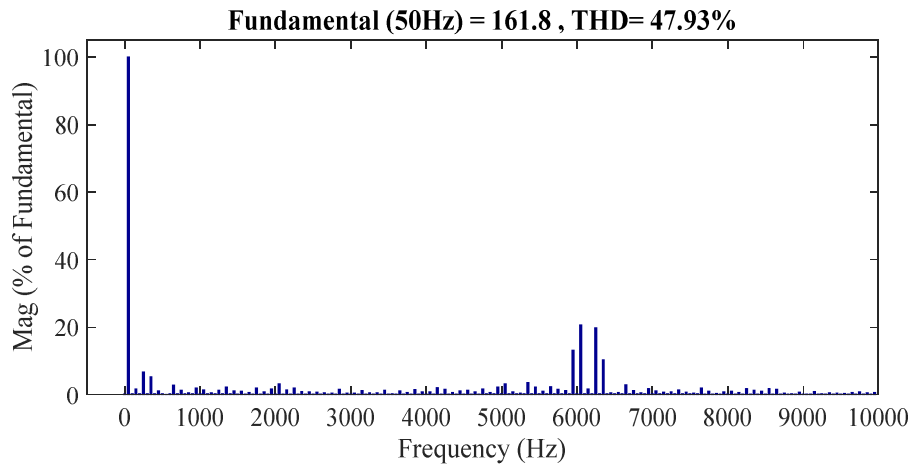


Figure. III.18. Le spectre de la tension (SVM).

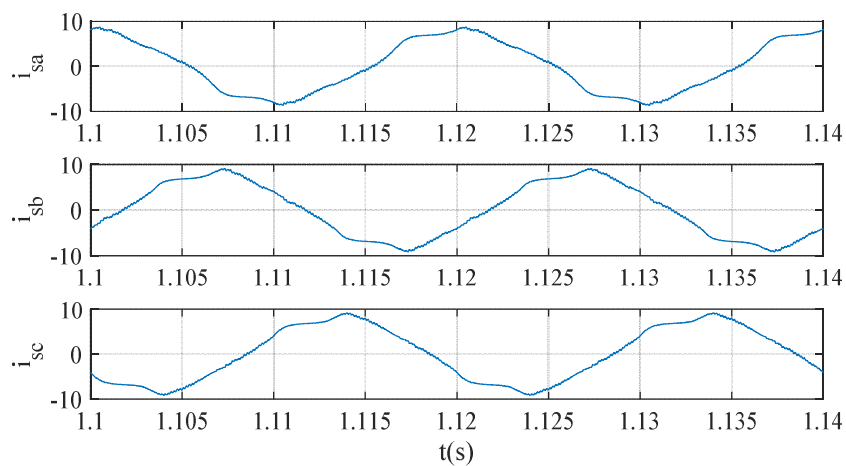


Figure. III.19. Courant statorique (SVM).

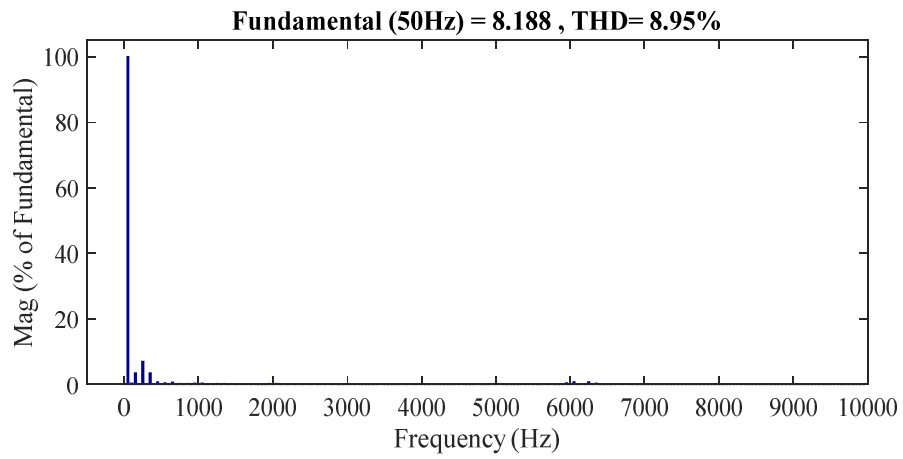
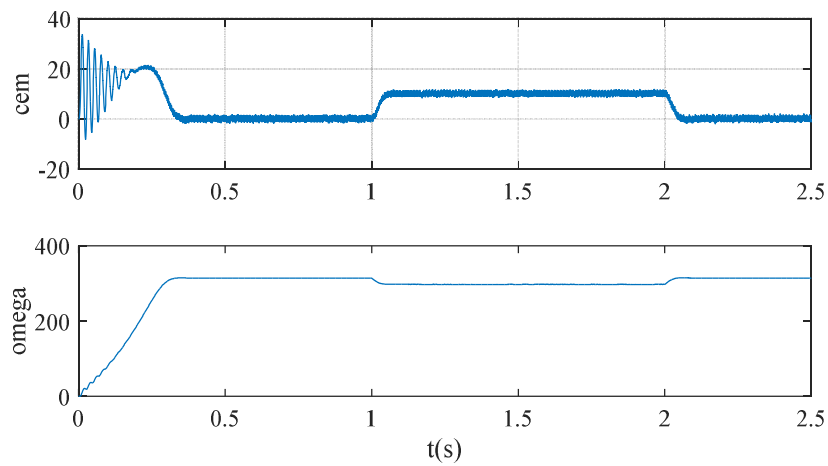
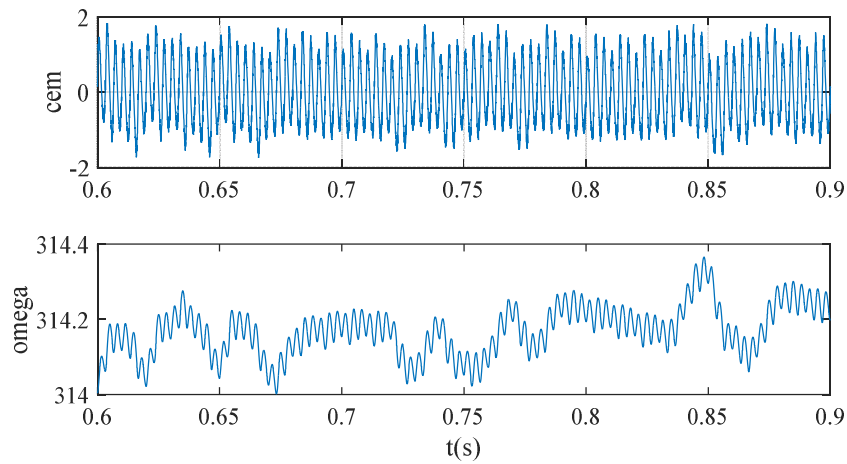


Figure. III.20. Spectre harmonique du courant de sortie (SVM).



a)



b)

Figure. III.21. a) Couples électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction.

b) zoom (Venturini extrémité ouverte) (SVM).

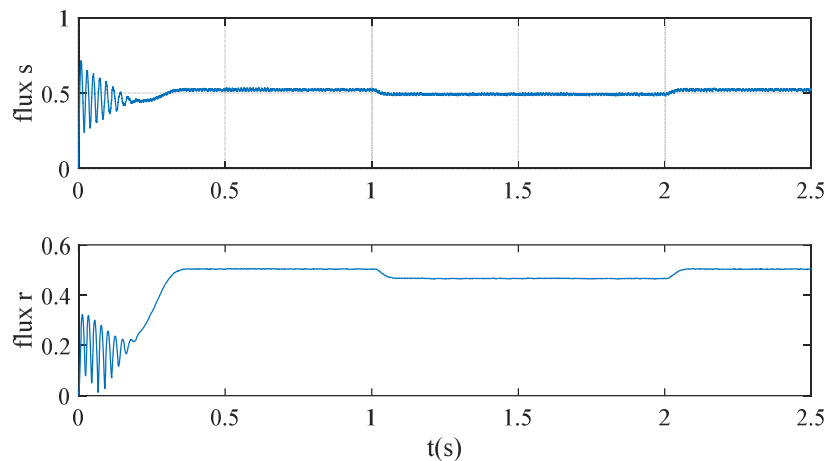


Figure. III.22. Flux $p i_s(wb)$, Flux $p i_r(wb)$ (SVM).

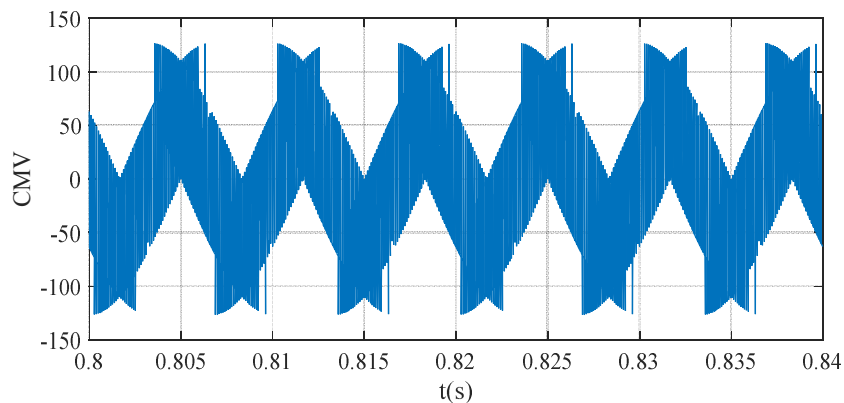


Figure. III.23. Tension en mode commun (SVM).

III.3.2 Deuxième partie convertisseur matriciel indirect :

III.3.2.1 La modulation du vecteur d'espace :

Un seul convertisseur matriciel triphasé est utilisé pour alimenter un moteur à induction triphasé. La tension de sortie et le courant de sortie du convertisseur matriciel sont présentés aux Figure. III.24 et Figure. III.26, respectivement. Distorsion harmonique totale (THD) des formes d'onde de tension et de courant de sortie, définie dans l'équation. (III.27), sont présentés aux Figure. III.25 et Figure. III.27, respectivement. On peut en conclure que les rayons harmoniques se situent autour des fréquences de commutation ($n \times f_s$) où il est pris comme $f_s = 6$ kHz

L'amplitude harmonique fondamentale de la tension de sortie est de 168,5 V avec un THD de 154,9%, comme illustré à la Figure. III.25, et des rayons harmoniques peuvent être clairement remarqués autour de la fréquence de commutation. Cependant, en raison de la nature inductive du moteur à induction, le courant de sortie possède un THD bas de 8,55%. Les Figure. III.28 et Figure. III.29 montrent le découplage réalisé entre le flux et le couple électromagnétique. Le découplage entre le couple et la vitesse de la machine est clairement noté surtout à l'intervalle de 1,5 s à 2,5 s. La forme d'onde du courant d'alimentation est illustrée à la Fig.30.

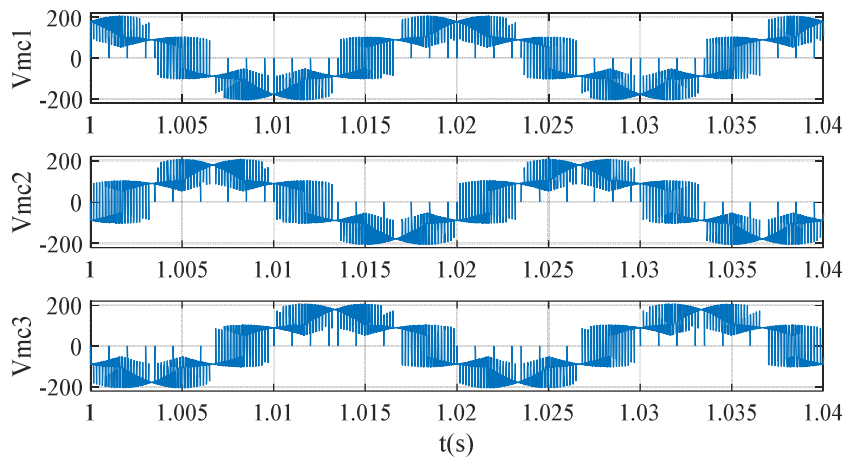


Figure. III.24. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (SVM convertisseur indirect).

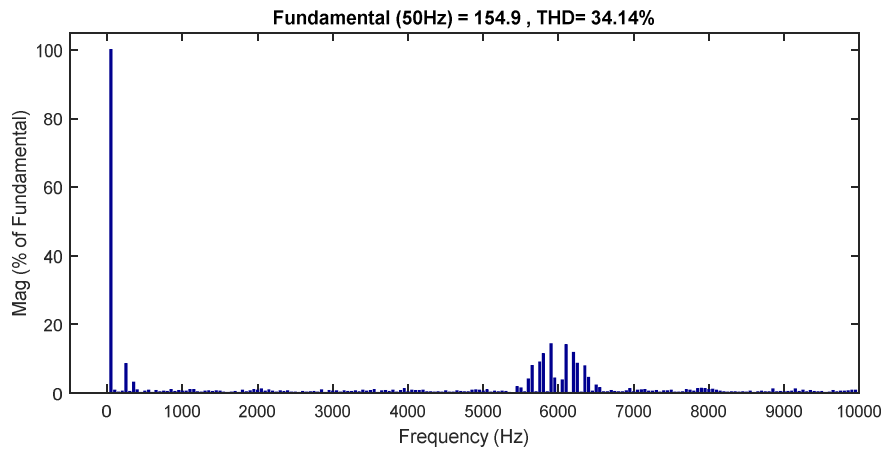


Figure. III.25. Le spectre de la tension (SVM convertisseur indirect).

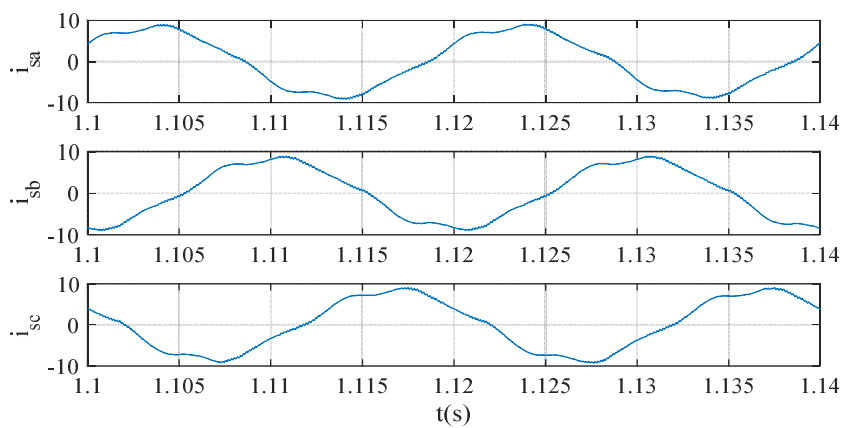


Figure. III.26. Courants statoriques (SVM convertisseur indirect).

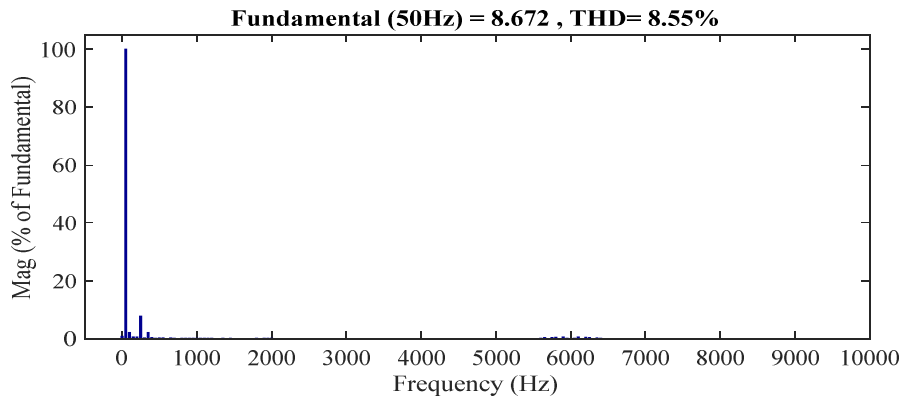
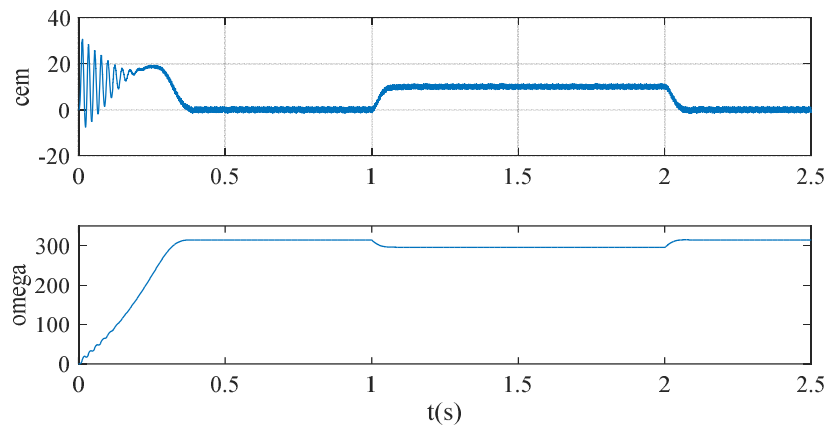
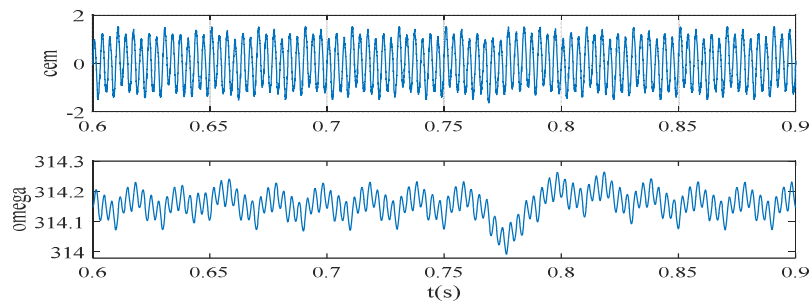


Figure. III.27. Spectre harmonique du courant (SVM convertisseur indirect).



a)



b)

Figure. III.28. a) Couples électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction.

b) zoom. (SVM convertisseur indirect).

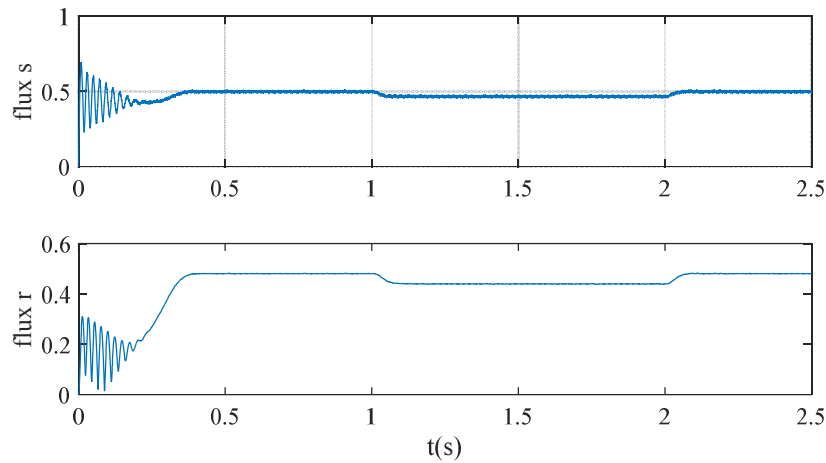


Figure. III.29. Flux $p i_s(wb)$, Flux $p i_r (wb)$ (SVM convertisseur indirect).

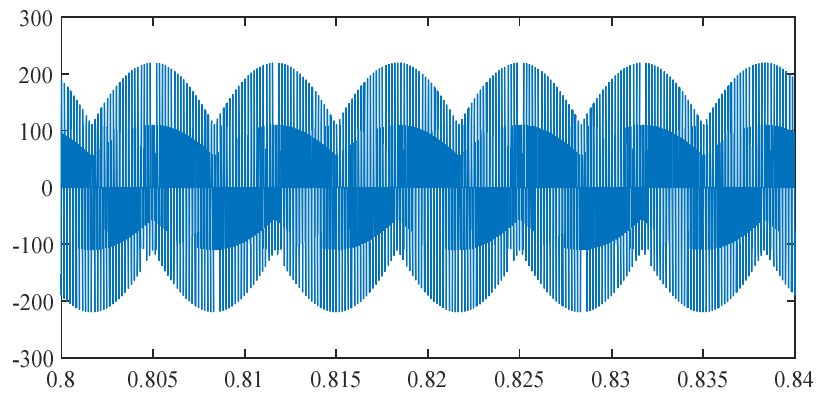


Figure. III.30. Tension en mode commun (SVM convertisseur indirect).

III.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons associé la machine asynchrone classique (en étoile) avec les convertisseurs matriciels. Après une modélisation mathématique de la machine, les résultats obtenus, par simulation montrent bien la validité de la stratégie de commande en termes de taux d'harmonique de tension et du courant.

Les résultats obtenus sont satisfaisants pour les quatre techniques de commande employées. Toutefois la tension en mode commun reste considérable.

CHAPITRE IV

Commande du moteur à trois phases indépendantes alimenté par MC 3x3

IV.1. Introduction

L'avantage majeur de la machine asynchrone à trois phases indépendante est l'absence du couplage électrique entre les phases, la machine à trois phases indépendantes est la première configuration qui peut être acceptée comme une machine polyphasée, nom généralement utilisé pour les machines de plus de trois phases [Gui 2015, Abd 2017]. On appelle la machine à trois phases indépendantes « machine polyphasée » car c'est le nombre de degrés de liberté qui motive l'appellation. Et pour raison de l'absence du couplage électrique entre les phases. Cet avantage, permet d'avoir accès à trois courants indépendants [Sha 2010, Iqb 2013].

Ce chapitre présente la modélisation et la commande de la machine asynchrone à trois phases indépendantes alimentée par deux convertisseurs matriciels triphasés, ils montrent l'avantage que présente cette machine par rapport à la machine asynchrone triphasée classique en fonction de THD du courant et de la tension ainsi qu'au niveau des ondulations du couple.

IV.2 Machines à trois phases indépendantes

La fiabilité et la disponibilité deviennent de plus en plus une priorité dans les entraînements industriels à vitesses variables telles que les applications ferroviaires, la propulsion électrique des navires, l'entraînement des véhicules électriques, les applications pour le domaine aéronautique.

Ces entraînements sont essentiellement basés sur les machines asynchrones triphasées associées aux convertisseurs triphasés mais cette association n'est pas sans inconvénient [Tuy 2016, Nay 2015].

En effet, de fortes contraintes apparaissent sur les composants d'électronique de puissance et sur le système d'isolation des enroulements statoriques des machines asynchrones. Pour améliorer la durée de vie et par conséquent améliorer la disponibilité de cette association convertisseur machine asynchrone, plusieurs configurations ont été développées que ce soit au niveau des structures des convertisseurs, on cite pour les convertisseurs [Lak 2017, Wu 2017], [Red 2011] et [Siv 2009] :

- les convertisseurs en cascade.
- les onduleurs en « H » mise en cascade.
- les onduleurs multi niveaux à cellules imbriquées.

Pour la machine elle-même :

- la machine asynchrones Multi-étoile.
- la machines asynchrones multi-phases.
- la machines asynchrones à trois phases indépendantes (MAAPI).

Cette dernière machine, est le sujet de ce chapitre est une machine asynchrone à trois phases indépendantes qui est alimentée par deux convertisseurs matriciels, un de chaque côté de l'enroulement statorique.

La figure IV.1 montre la machine asynchrone à trois phases indépendantes alimentée par deux convertisseurs matriciels [Red 2012].

Dans ce chapitre, nous examinons trois parties :

La première partie est consacrée à la modélisation de la machine asynchrone à trois phases indépendantes dans le repère triphasé, ensuite dans le repère biphasé, (α, β) et enfin dans le repère de Park.

La deuxième partie est consacrée à la mise en œuvre d'un modèle de simulation de la machine pour une alimentation en tension. Le modèle développé sera testé et validé dans l'environnement de « Matlab-Simulink ».

Et la dernière partie de ce chapitre se terminera par une analyse du taux d'harmoniques de la tension statorique et du courant ainsi que le taux d'ondulation du couple tout en faisant une comparaison avec la machine asynchrone classique.

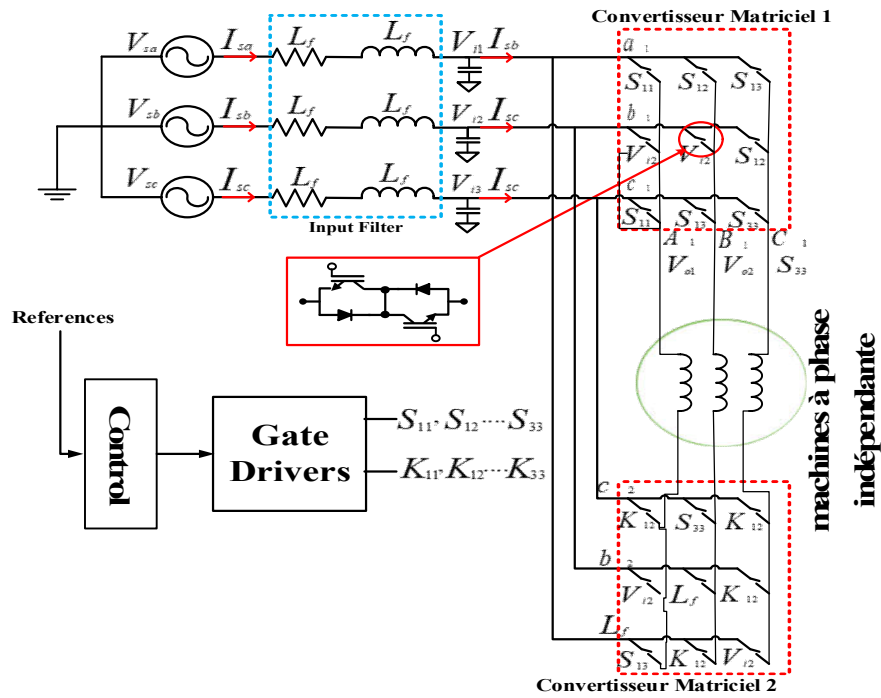


Figure. IV.1. Alimentation en tension de la machine asynchrone à trois phases indépendantes par deux convertisseurs matriciels.

En utilisant les propriétés physiques des machines électriques de symétrie et de régularité spatiale de construction, des transformations algébriques comme celle de Concordia permettent de définir une équivalence de ces trois courants indépendants avec deux courants en quadrature et un courant associé à la composante homopolaire.

Dans une machine triphasée, la composante homopolaire est associée à une famille d’harmoniques constitués des multiples de trois (3, 9, 15, etc.). Nous allons considérer ces harmoniques comme étant des harmoniques de « basse fréquence » [Vin 2017]. On rappelle à ce point que la présence du courant homopolaire est généralement associée à des pertes Joule supplémentaires. De même, ce courant est également responsable des pulsations de couple suite à l’interaction avec une possible force électromotrice homopolaire. Ainsi, un flux d’énergie lié au courant homopolaire, doit être contrôlé.

À part le courant homopolaire « basse fréquence », une autre composante de courant homopolaire existe du fait de l’alimentation par onduleurs de tension en Modulation en Largeur d’Impulsions. Nous allons associer cette composante de courant à l’appellation « haute fréquence » car elle est caractérisée par les fréquences de commutation des interrupteurs.

Par rapport à une machine triphasée à neutre isolé, la structure de commande pour la topologie indépendante est plus complexe [Kum 2014, Mut 2014]. La structure de commande doit comporter un module supplémentaire pour la composante homopolaire. Une partie doit prendre en charge la composante de basse fréquence. On contrôle ainsi le flux d’énergie homopolaire et les pertes Joule, ainsi que les pulsations de couple associées [Pat 2017, Wan 2017]. L’autre partie, orientée sur la

haute fréquence, contrôlée par les techniques de modulation, a un impact sur la valeur instantanée de la composante homopolaire. Celle-là est associée aux pertes Joule dues au courant de haute fréquence mais aussi au choix du calibre des interrupteurs [Wan 2017].

IV.3. Modélisation de la machine asynchrone à trois phases indépendantes

Pour décrire le fonctionnement de la machine asynchrone à trois phases indépendantes et étudier son comportement, nous avons développé un modèle d'état permettant d'analyser les différents modes de fonctionnement [Nay 2015, Wan 2017] et [Sri 2010].

L'alimentation en tension de la machine asynchrone à trois phases indépendantes est représentée dans la figure IV.2.

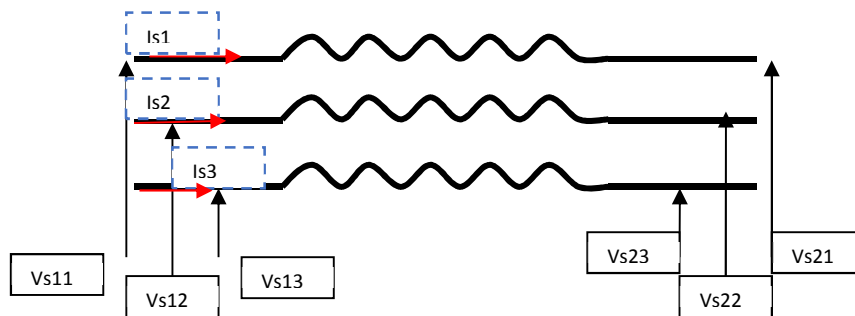


Figure. IV.2. Alimentation en tension de la machine asynchrone à trois phases indépendantes.

V_{s1n} : Tension alimentation a la première entrée de la machine.

V_{s2n} : Tension alimentation a la deuxième entrée de la machine.

Avec $n = \{1,2,3\}$

Chaque phase de la machine asynchrone à trois phases indépendantes est alimentée par deux convertisseurs statiques par rapport à la machine asynchrone classique à étoile [Nay 2013, Kum 2018]. Le rotor est constitué d'une cage décalée de θ par rapport aux enroulements du stator. Nous représentons dans la figure IV.3, les enroulements triphasés du stator, (S_1, S_2, S_3),

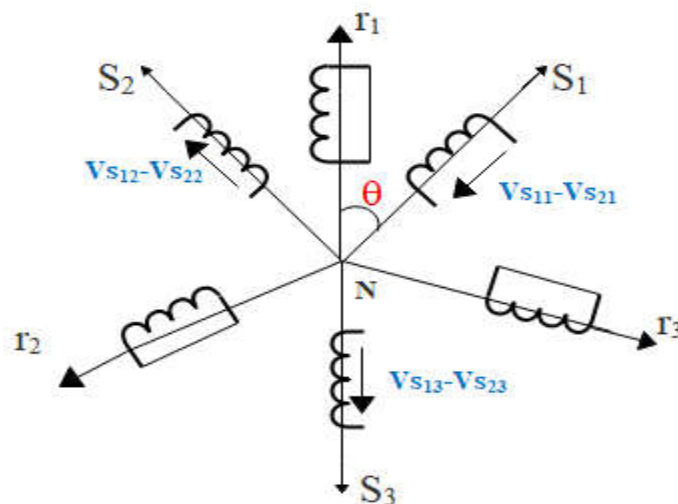


Figure. IV.3. Système triphasé de la machine à trois phases indépendantes.

Les vecteurs de courants, tensions et flux statorique de la machine sont :

$$[I_s] = [I_{s1}, I_{s2}, I_{s3}]^T : \text{vecteur de courant du stator.}$$

$$[V_{s1}] = [V_{s11}, V_{s12}, V_{s13}]^T : \text{vecteur de tension délivrée par le premier convertisseur matriciel.}$$

$$[V_{s2}] = [V_{s21}, V_{s22}, V_{s23}]^T : \text{vecteur de tension délivrée par le deuxième convertisseur matriciel.}$$

$$[V_s] = [V_{s11} \quad V_{s21}, V_{s12} \quad V_{s22}, V_{s13} \quad V_{s23}]^T : \text{vecteur de tension aux bornes des enroulements statoriques de la machine asynchrone à trois phases indépendantes.}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{s1}, \Phi_{s2}, \Phi_{s3}]^T : \text{vecteur flux du stator.}$$

Les vecteurs de courants, tensions et flux rotoriques de la machine sont :

$$[I_r] = [I_{r1}, I_{r2}, I_{r3}]^T : \text{vecteur de courant du rotor.}$$

$$[V_r] = [V_{r1}, V_{r2}, V_{r3}]^T : \text{vecteur de tension du rotor.}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{r1}, \Phi_{r2}, \Phi_{r3}]^T : \text{vecteur flux du rotor.}$$

Le modèle développé repose sur les hypothèses suivantes :

- On néglige l'effet magnétostrictions.
- On néglige la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courant de Foucault,
- Les fmm des enroulements statoriques sont à répartition spatiale sinusoïdale.
- On néglige l'effet de peau qui augmente les résistances et diminue les inductances.

Les équations électriques de la machine sous forme matricielle s'écrivent à la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} [V_s] \\ [V_r] \end{bmatrix} = [R'] \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\Phi_s] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} \quad \text{IV.1}$$

Les éléments de la matrice diagonale $[R']$ sont les valeurs des résistances des différents enroulements :

$$[R'] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \text{IV.2}$$

Les flux statorique et les flux rotoriques sous forme matricielle :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r] \quad \text{IV.3}$$

$$[\Phi_r] = [L_{sr}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \quad \text{IV.4}$$

Avec

$$[\Phi_s] = [\Phi_{s1} \quad \Phi_{s2} \quad \Phi_{s3}] \quad \text{IV.5}$$

$$[\Phi_r] = [\Phi_{r1} \quad \Phi_{r2} \quad \Phi_{r3}] \quad \text{IV.6}$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{sa} & m_{ss} & m_{ss} \\ m_{ss} & L_{sa} & m_{ss} \\ m_{ss} & m_{ss} & L_{sa} \end{bmatrix} \quad \text{IV.7}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{ra} & m_{rr} & m_{rr} \\ m_{rr} & L_{ra} & m_{rr} \\ m_{rr} & m_{ss} & L_{ra} \end{bmatrix} \quad \text{IV.8}$$

$$[L_{sr}]^T = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}-\theta\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}-\theta\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}-\theta\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\frac{2\pi}{3}-\theta\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}-\theta\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}-\theta\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{IV.9}$$

Avec :

m_{ss} : l'inductance mutuelle maximale entre deux bobine statorique.

m_{rr} : l'inductance mutuelle maximale entre deux bobine rotorique.

m_{sr} : l'inductance mutuelle maximale entre bobine statorique et bobine rotorique.

L_{sa} : inductance propre d'une phase statorique.

L_{ra} : inductance propre d'une phase rotorique.

Après la modélisation de la machine asynchrone à trois phases indépendantes dans le repère triphasé, nous transformons le repère triphasé en repère biphasé, (α, β) et enfin dans le repère de Park. Cette transformation permet de réduire l'état magnétique créé par le système à trois phases par l'intermédiaire d'un système à deux phases équivalent représenté sur la figure IV.4.

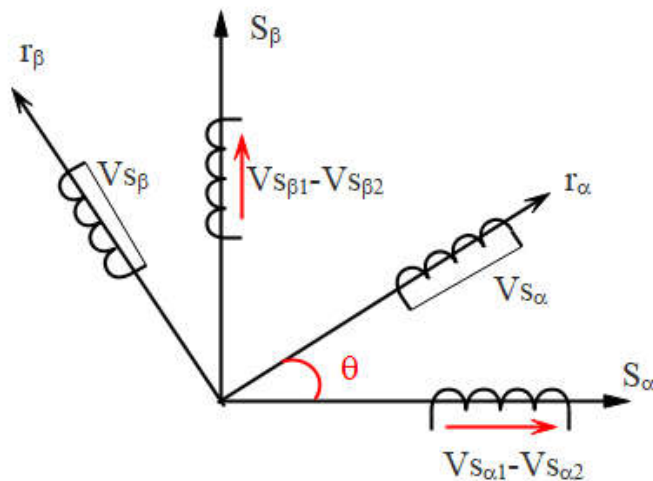


Figure. IV.4. Représentation de la machine asynchrone à trois phases indépendantes. Dans les repères (s_α, s_β).

En effet les grandeurs statoriques triphasées (des courants, des tensions ou des flux) décalées de $\frac{2\pi}{3}$ (s_1, s_2, s_3) sont ramenées vers les grandeurs biphasées équivalentes (s_α, s_β). De même les

grandeurs rotoriques triphasées (des courants, des tensions ou des flux) décalées de $\frac{2\pi}{3}$ ramenées aussi vers les grandeurs équivalentes (r_α, r_β) .

Les équations des flux de la machine asynchrone à trois phases indépendantes suivant le nouvel axe (α, β) sous forme matricielle s'écrit comme :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & Msr \cos \theta & -Msr \sin \theta \\ 0 & L_s & Msr \sin \theta & Msr \cos \theta \\ Msr \cos \theta & Msr \sin \theta & L_r & 0 \\ -Msr \sin \theta & Msr \cos \theta & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} \quad \text{IV.10}$$

$$Msr = \frac{3}{2} m_{sr}$$

$$Ls = L_{sa} \quad m_{ss}$$

$$Lr = L_{ra} \quad m_{rr}$$

Les équations suivant l'axe (α, β) de la machine asynchrone à trois phases indépendantes s'écrit sous forme matricielle comme :

$$\begin{bmatrix} Vs\alpha_1 - Vs\alpha_2 \\ Vs\beta_1 - Vs\beta_2 \\ Vr\alpha \\ Vr\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad \text{IV.11}$$

La transformation de Park suivant l'axe (d, q) représenter sur la figure IV.5.

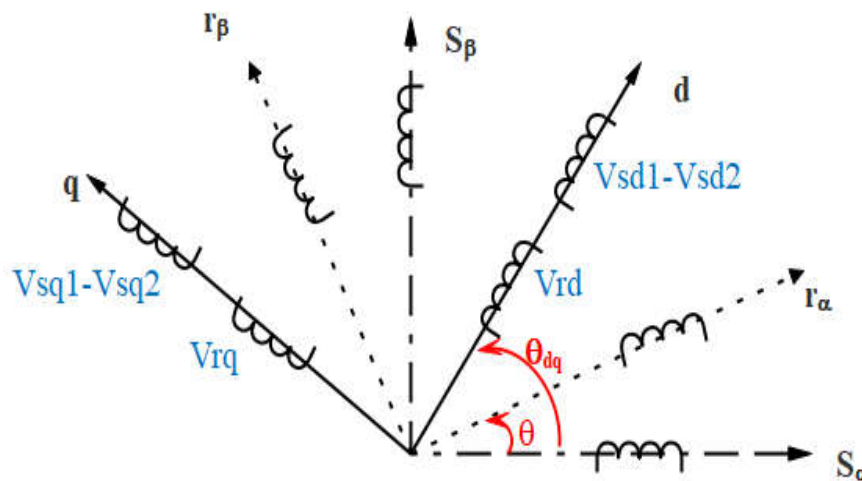


Figure. IV.5. Représentation de la machine asynchrone à trois phases indépendantes dans les repères (d, q) .

L'évolution des courants et des tensions, et de flux de la machine suivant l'axe (d, q) s'écrit sous forme matricielle comme :

Les équations de flux :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M_{sr} & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M_{sr} \\ M_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M_{sr} & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad \text{IV.12}$$

Les équations de la tension et de courant :

$$[V] = [R] \cdot [I] + \frac{d}{dt}[\Phi] + [\omega] \cdot [\Phi] \quad \text{IV.13}$$

$$[V] = [V_{sd1} \quad V_{sd2} \quad V_{sq1} \quad V_{sq2} \quad V_{rd} \quad V_{rq}]^T \quad \text{IV.14}$$

$$[I] = [I_{sd} \quad I_{sq} \quad I_{rd} \quad I_{rq}]^T \quad \text{IV.15}$$

$$[\Phi] = [\Phi_{sd} \quad \Phi_{sq} \quad \Phi_{rd} \quad \Phi_{rq}]^T \quad \text{IV.16}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \text{IV.17}$$

$$[\omega] = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{dq} & 0 & 0 \\ \omega_{dq} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -(\omega_{dq} - \omega) \\ 0 & 0 & (\omega_{dq} - \omega) & 0 \end{bmatrix} \quad \text{IV.18}$$

IV.4. Modèle de simulation de la machine pour une alimentation en tension

Si la machine asynchrone à trois phases indépendantes est alimentée dans les deux côtés par deux sources de tension, on peut écrire le modèle mathématique de la machine sous la forme d'une équation d'état non linéaire, dans un repère (d, q) tournant à la vitesse ω_{dq} .

$$\frac{dX(t)}{dt} = [A(\omega, \omega_{dq})][X(t)] + [B]U(t) \quad \text{IV.19}$$

$$Y(t) = [C] \cdot X(t)$$

Avec

$$X(t) = () = [\quad_{sd} \quad \quad_{sq} \quad \quad_{rd} \quad \quad_{rq}]: \text{vecteur d'état}$$

$$U(t) = U_1(t) \quad U_2(t) = [V_{sd1} \quad V_{sd2} \quad V_{sq1} \quad V_{sq2}]: \text{le vecteur de commande}$$

$$Y(t) = (I) = [I_{sd} \quad I_{sq} \quad I_{rd} \quad I_{rq}]: \text{le vecteur de sortie}$$

Schéma fonctionnel correspondant à ce procédé est donné par la Figure IV.6.

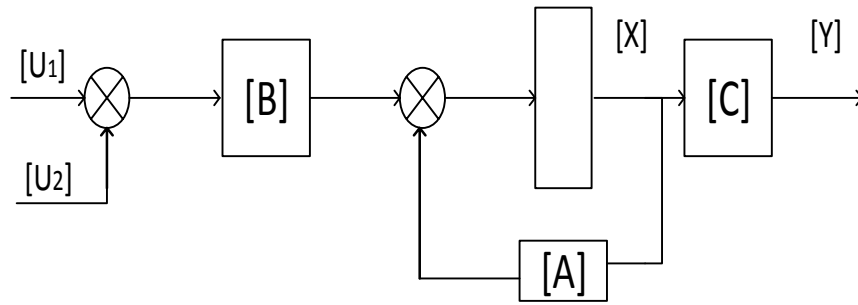


Figure. IV.6. Schéma fonctionnel de la machine asynchrone à trois phases indépendantes.

$$[I] = [L]^{-1} \cdot [\Phi] \tag{IV.20}$$

À partir de l'équation (13) et l'équation (20) on a obtenu trois matrices [A], [B] et [C] :

Nous considérons les paramètres suivants :

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ Constante de temps pour le stator}$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ Constante de temps pour le rotor}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r} : \text{Coefficient de dispersion de Blondel}$$

R_r : Résistance rotorique. R_s : Résistance statorique

L_r : Inductance cyclique du rotor. L_s : Inductance cyclique du stator

M_{sr} : l'inductance Mutuelle maximale entre une bobine rotorique et une bobine statorique.

La matrice [A] :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & \omega_{dq} & \frac{M_{sr}}{\sigma T_s L_r} & 0 \\ -\omega_{dq} & -\frac{1}{\sigma T_s} & 0 & \frac{M_{sr}}{\sigma T_s L_r} \\ \frac{M_{sr}}{\sigma T_s L_r} & 0 & -\frac{1}{\sigma T_s} & \omega_{dq} - \omega \\ 0 & \frac{M_{sr}}{\sigma T_s L_r} & -(\omega_{dq} - \omega) & -\frac{1}{\sigma T_s} \end{bmatrix} \tag{IV.21}$$

La matrice [B] :

$$[B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{IV.22}$$

La matrice [C] :

$$[C] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \quad \text{IV.23}$$

Le modèle étant le long des axes (d, q) ensuite ramené au repère (α, β) , certaines transformations doivent être prises en compte:

La mesure des courants de rotor doit être effectuée après la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} Ir\alpha \\ Ir\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ird \\ Irq \end{bmatrix} \quad \text{IV.24}$$

Les équations mécaniques sont :

$$C_{em} - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega \quad \text{IV.24}$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad \text{IV.25}$$

IV.5. Simulation et interprétation :

Dans ce chapitre, les deux extrémités de la machine asynchrone à trois phases indépendantes sont connectées à deux convertisseurs matriciels similaires ayant la même structure et les mêmes caractéristiques. Quatre tests de simulation numérique sous l'environnement Matlab Simulink ont été réalisés pour démontrer l'avantage de l'utilisation de la machine asynchrone à trois phases indépendantes alimentées par deux convertisseurs matriciels présentant la même topologie et les mêmes caractéristiques.

Les quatre tests de simulation dévisée en deux parties. La première partie pour l'alimentation de la machine avec deux convertisseurs matriciels directs, la deuxième partie l'alimentation de la machine avec deux convertisseurs matriciels indirects.

Les paramètres de la source de tension d'entrée et de la machine à induction sont présentés dans le tableau 1. D'autre part, en raison de la distorsion pouvant survenir dans le courant d'entrée et afin d'éviter la propagation de ce type de pollution par les harmoniques vers la source, un filtre LC d'entrée est inséré, comme le montre clairement la figure 2 et le tableau. 1. [Ben 2012, Lye 2011]

Table IV-1 Paramètres de simulation de la machine asynchrone à trois phases indépendantes

Vs	Tension d'entrée	350 V
fs	Fréquence d'entrée	50 Hz
Lf	Filtre inductance	0.03 H

Rf	Résistance de filtre	0.5 Ω
Cf	Capacité de filtrage	25 μ F
Rs	Résistance du stator	4.85 Ω
Rr	Résistance du rotor	3.81 Ω
Ls	Inductance du stator	0.274 H
Lr	Inductance du rotor	0.274 H
Lm	Inductance mutuelle	0.258 H

IV.5.1. Première partie deux convertisseurs matriciels directs :

Dans ce travail, trois tests de simulation ont été réalisés pour démontrer l'intérêt de l'utilisation de la machine à induction à enroulement à extrémité ouverte alimentée par deux convertisseurs matriciels directs ayant la même topologie et les mêmes caractéristiques. La première simulation présente la machine à induction alimentée par deux convertisseurs matriciels, où la tension de sortie est caractérisée par une fréquence fondamentale de $f_0 = 50$ Hz et une amplitude de $V_0 = 350$ V. Les paramètres de la source de tension d'entrée et de la machine à induction sont présentés dans le tableau 1. D'autre part, en raison de la distorsion pouvant survenir dans le courant d'entrée et afin d'éviter la propagation de ce type de pollution harmonique vers la source, un filtre d'entrée LC est inséré où sont les paramètres se trouvent dans le tableau 1. [Lye 2011- Rie 2016]

IV.5.1.1. Algorithme de modulation de Venturini :

Dans ce cas, deux convertisseurs matriciels triphasés alimentent les deux côtés de l'enroulement à extrémité ouverte de la même machine à induction indiquée précédemment. Sous cette topologie, la tension en mode commun (CMV) sera totalement supprimée et la charge triphasée peut être contrôlée indépendamment. En raison de la nature équilibrée de la charge, la tension appliquée à chaque phase de la charge est la même, à l'exception du déphasage éventuellement requis. Les Figure. III.7 et Figure. III.9 illustrent les tensions entre les deux bornes de la machine et les courants de charge, respectivement. Il est évident que l'intensité fondamentale de la tension est de 157,3 V avec un THD de 102,77%, tandis que le courant fondamental est de 8,5 A avec un THD de 5,71%, ce qui signifie que la qualité de la tension et du courant est améliorée par rapport à la situation dans laquelle la machine est alimentée par un seul convertisseur matriciel triphasé. Dans le même temps, on peut clairement remarquer des rayons moins harmoniques à proximité de la fréquence de commutation $f_s = 4$ kHz. La tension à deux niveaux est clairement observée et la tension à trois niveaux aux bornes de la charge est également bien évidemment observée. Les Figure. III.11 et Figure. III.12 montrent le découplage effectué entre le flux et le couple

électromagnétique. En même temps, le découplage entre le couple et la vitesse de la machine est visible surtout à un intervalle compris entre 1,5 s et 2,5 s.

La forme de la tension en mode commun est illustrée à la Figure. IV.13.

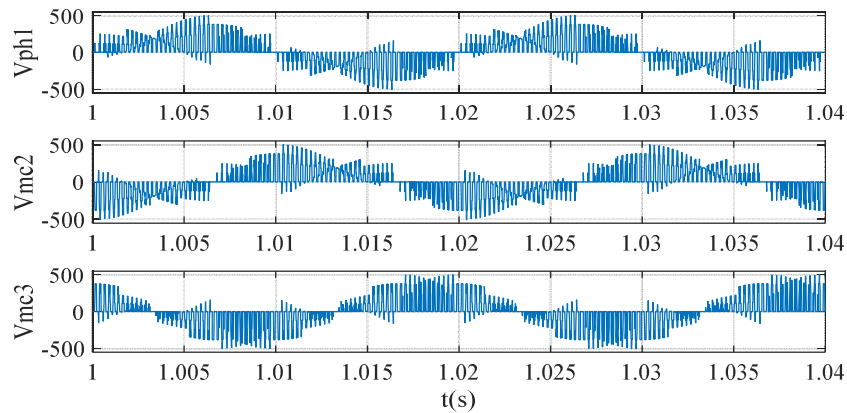


Figure. IV.7. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (Venturini extrémité ouverte).

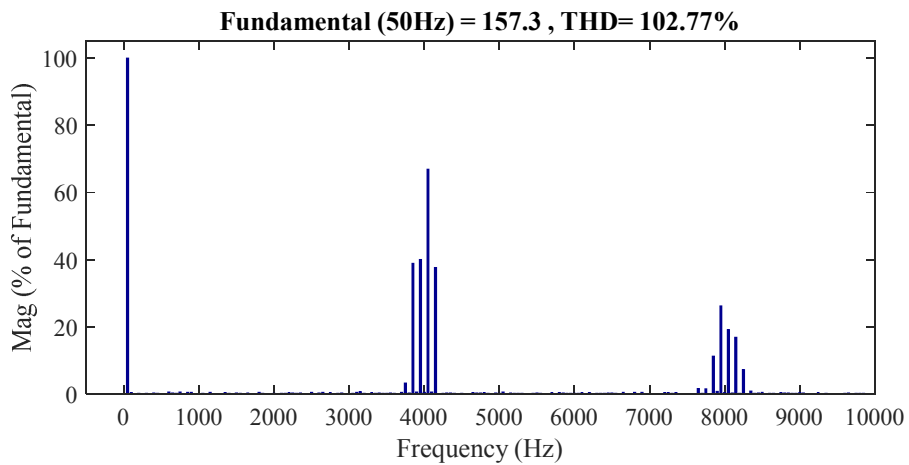


Figure. IV.8. Le spectre harmonique de la tension de sortie appliquée à une phase du moteur à induction.

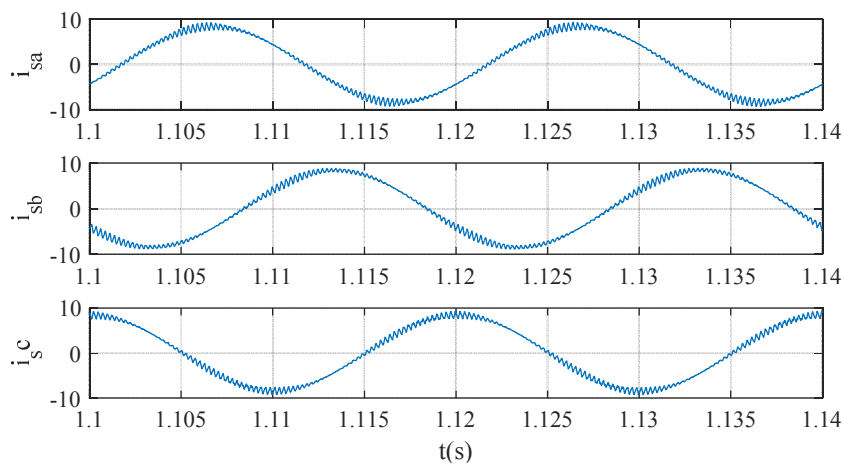


Figure. IV.9. Courants statorique (Venturini extrémité ouverte).

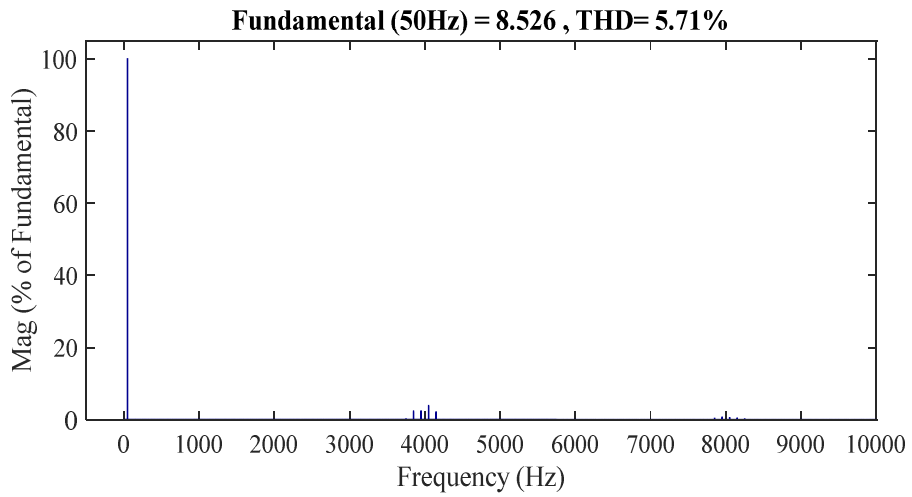


Figure. IV.10. Spectre harmonique du courant (Venturini extrémité ouverte).

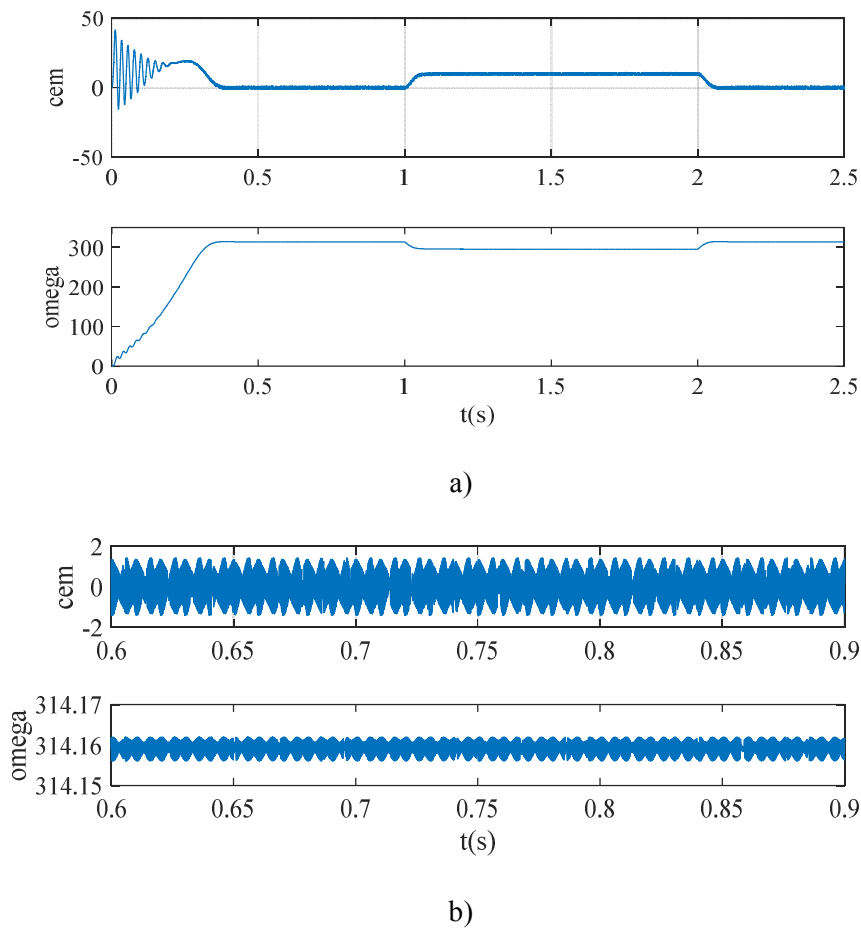


Figure. IV.11. a) Couples électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction
 b) zoom (Venturini extrémité ouverte).

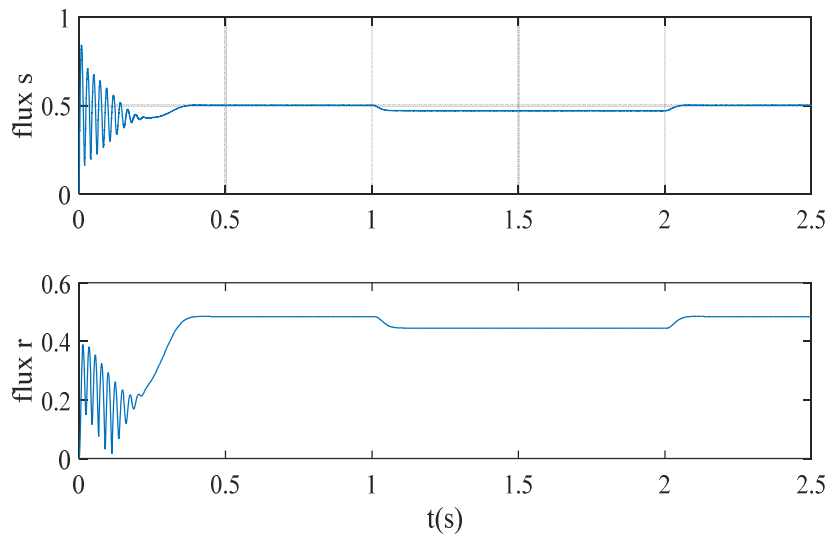


Figure. IV.12. Flux $p i_s(wb)$, Flux $p i_r (wb)$ (Venturini extrémité ouverte).

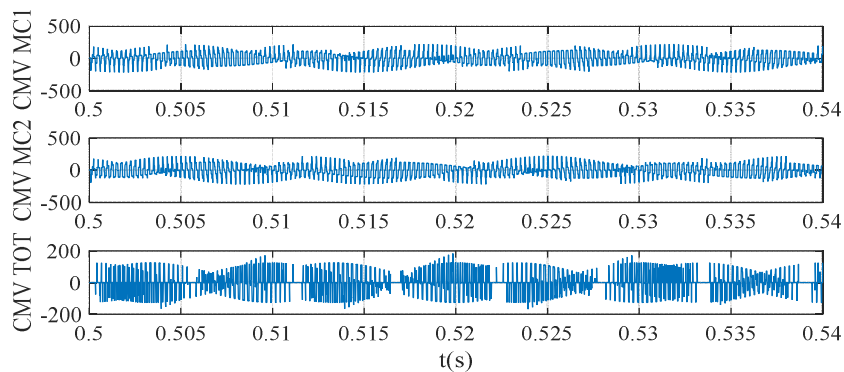


Figure. IV.13. Les formes d'onde de la tension en mode commun (Venturini extrémité ouverte).

IV.5.2. La modulation du neutre (Venturini amélioré) :

Les tensions entre les deux bornes de la machine et les courants de charge sont présentés aux Figure. III.14 et Figure. III.16, respectivement. Distorsion harmonique totale (THD) des formes d'onde de tension et de courant de sortie, définie dans l'équation (III.27), sont présentés aux Figure. III.15 et Figure. III.17, respectivement. On peut en conclure que les rayons harmoniques se situent autour des fréquences de commutation ($n \times f_s$) où il est pris comme $f_s = 4 \text{ kHz}$

L'amplitude harmonique fondamentale de la tension de sortie est de 168,5 V avec un THD de 71,07%, comme illustré à la Figure. IV.15, et des rayons harmoniques peuvent être clairement remarqués autour de la fréquence de commutation. Cependant, en raison de la nature inductive du moteur à induction, le courant de sortie possède un THD bas de 4,67% Figures. IV.17. Les figures Figure. IV.18 et Figure. IV.19 montrent le découplage réalisé entre le flux et le couple électromagnétique. Le découplage entre le couple et la vitesse de la machine est clairement noté surtout à l'intervalle de 1,5 s à 2,5 s.

La forme de la tension en mode commun est illustrée à la Figure. IV.20.

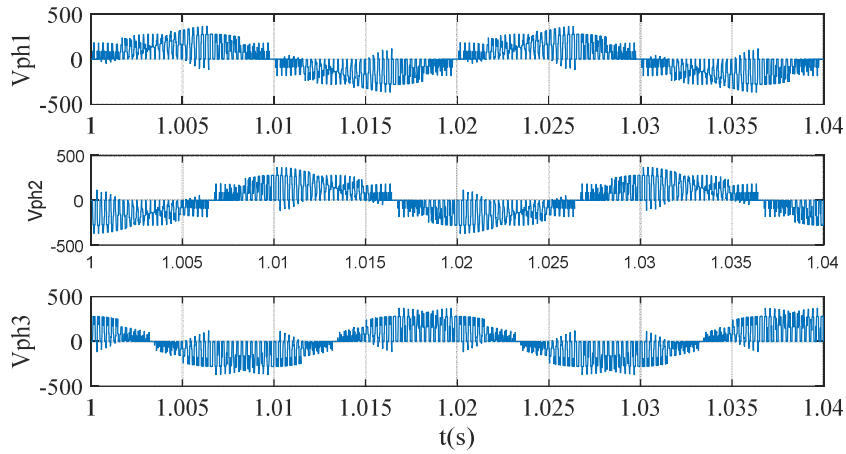


Figure. IV.14. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (Venturini amélioré extrémité ouverte).

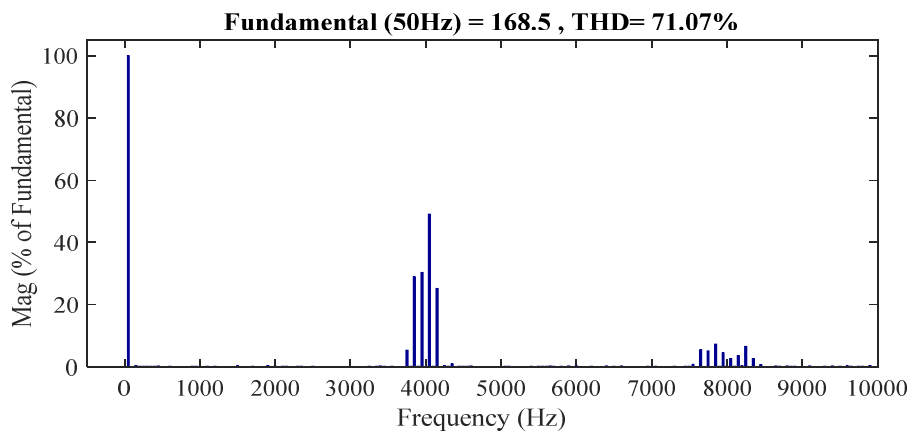


Figure. IV.15. Le spectre harmonique de la tension de sortie appliquée à une phase du moteur à induction (Venturini amélioré extrémité ouverte).

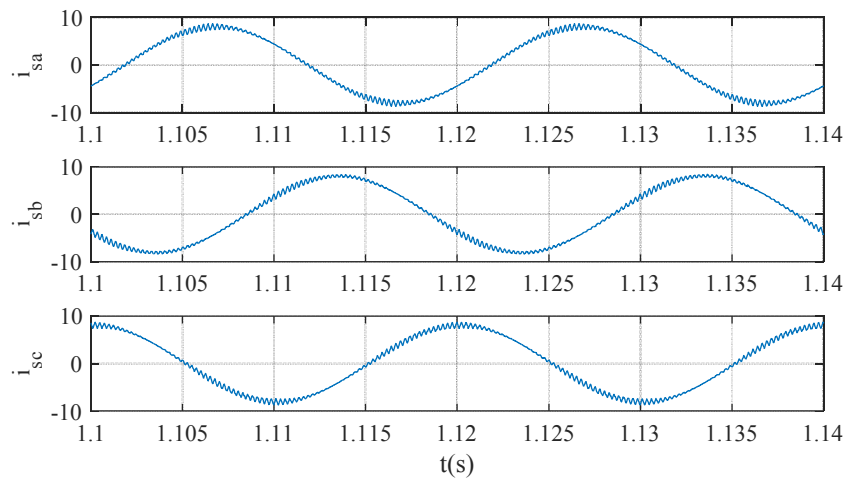


Figure. IV.16. Courants statoriques (Venturini amélioré extrémité ouverte).

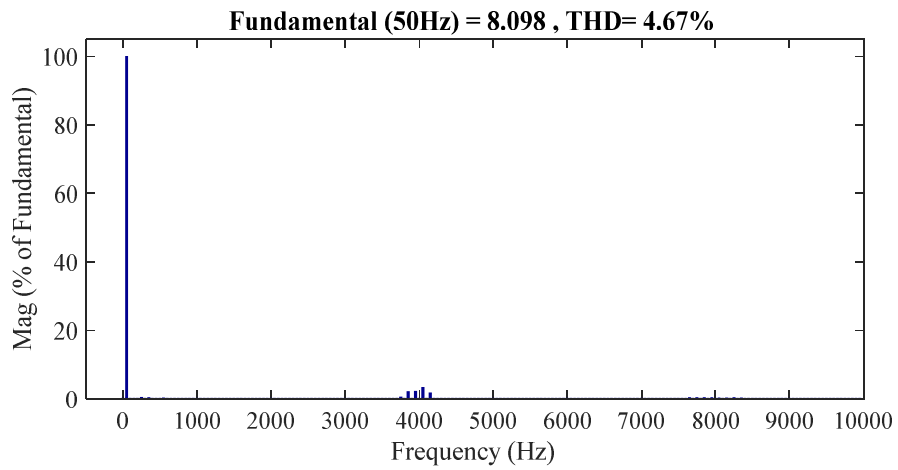


Figure IV.17. Spectre harmonique du courant (Venturini amélioré extrémité ouverte).

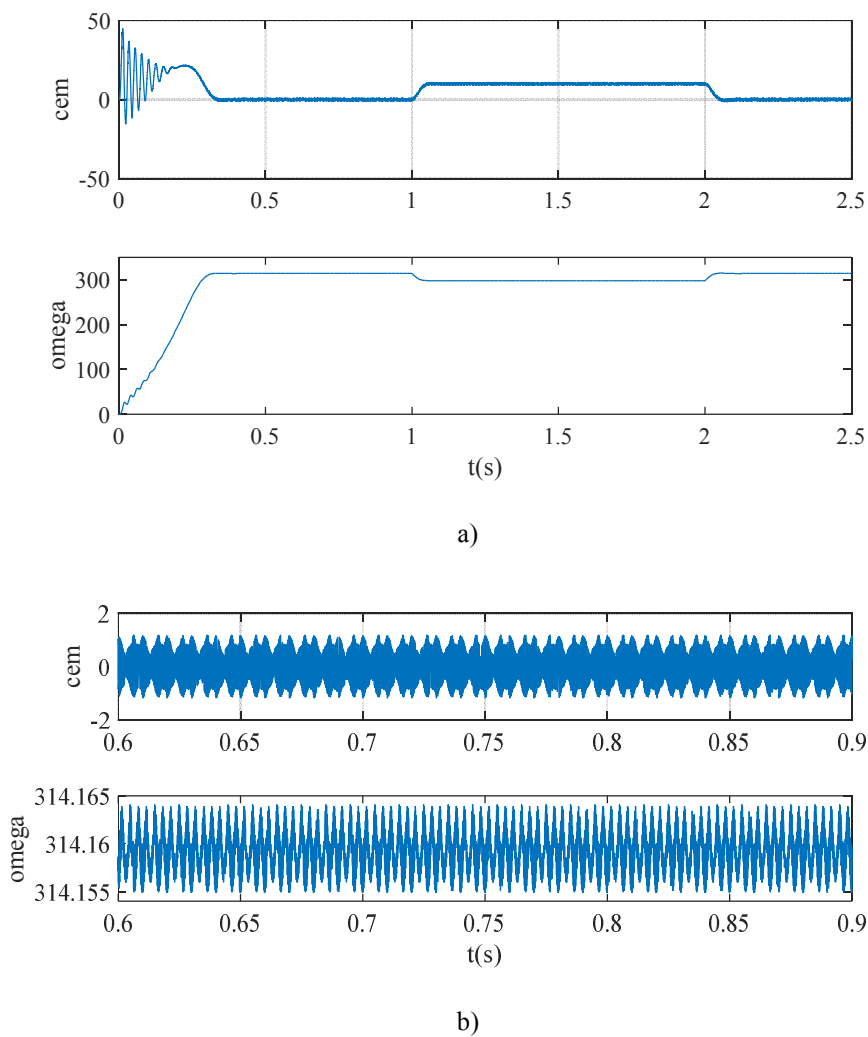


Figure IV.18. a) Coups électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction.
 b) zoom (Venturini extrémité ouverte).

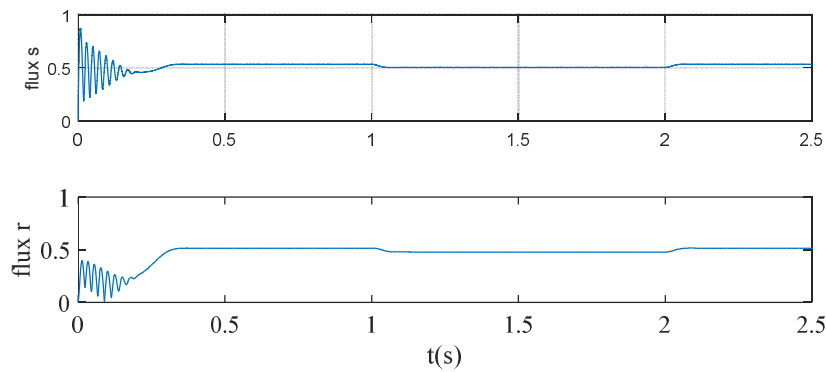


Figure. IV.19. Flux $p i_s(wb)$, Flux $p i_r (wb)$ (Venturini amélioré extrémité ouverte).

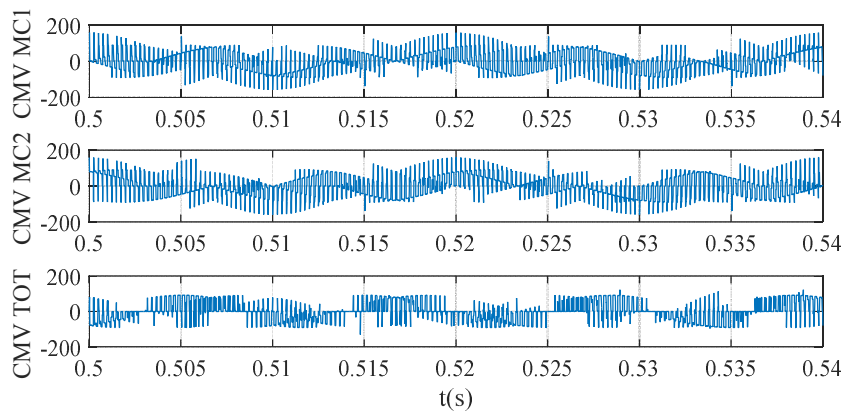


Figure. IV.20. Les formes d'onde de la tension en mode commun (Venturini amélioré extrémité ouverte).

IV.5.3. La modulation du vecteur d'espace :

Les tensions entre les deux bornes de la machine et les courants de charge sont présentés aux Figure. III.21 et Figure. III.23, respectivement. Distorsion harmonique totale (THD) des formes d'onde de tension et de courant de sortie, sont présentés aux Figure. III.22 et Figure. III.24, respectivement. On peut en conclure que les rayons harmoniques se situent autour des fréquences de commutation ($n \times f_s$) où il est pris comme $f_s = 6 \text{ kHz}$

L'amplitude harmonique fondamentale de la tension de sortie est de 160,2 V avec un THD de 32,66%, comme illustré à la Figure. IV.22, et des rayons harmoniques peuvent être clairement remarqués autour de la fréquence de commutation. Cependant, le courant de sortie possède un THD de 12,23% Figures. IV.24. Les Figure. IV.25 et Figure. IV.26 montrent le découplage réalisé entre le flux et le couple électromagnétique. Le découplage entre le couple et la vitesse de la machine est clairement noté surtout à l'intervalle de 1,5 s à 2,5 s.

La forme de la tension en mode commun est illustrée à la Figure. IV.27.

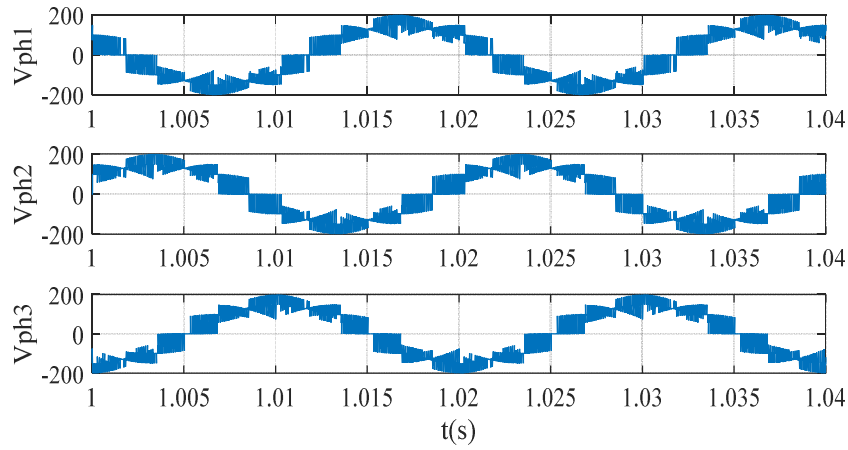


Figure. IV.21. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (SVM extrémité ouverte).

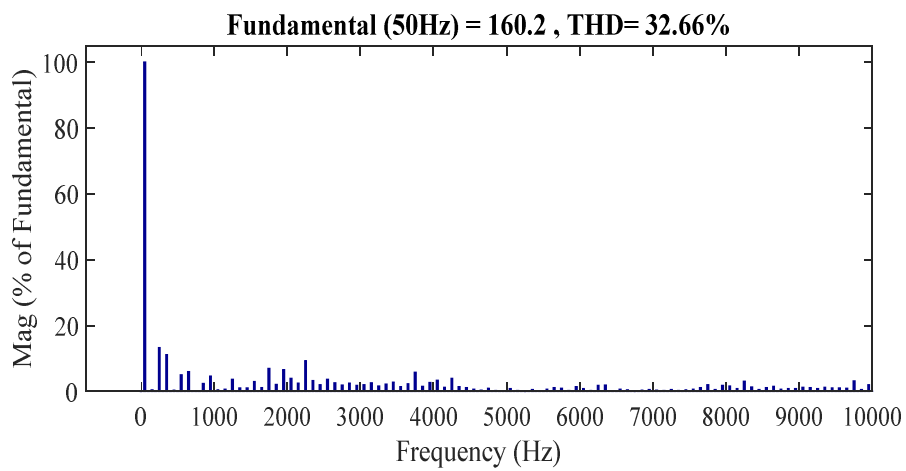


Figure. IV.22. Le spectre harmonique de la tension de sortie appliquée à une phase du moteur à induction (SVM extrémité ouverte).

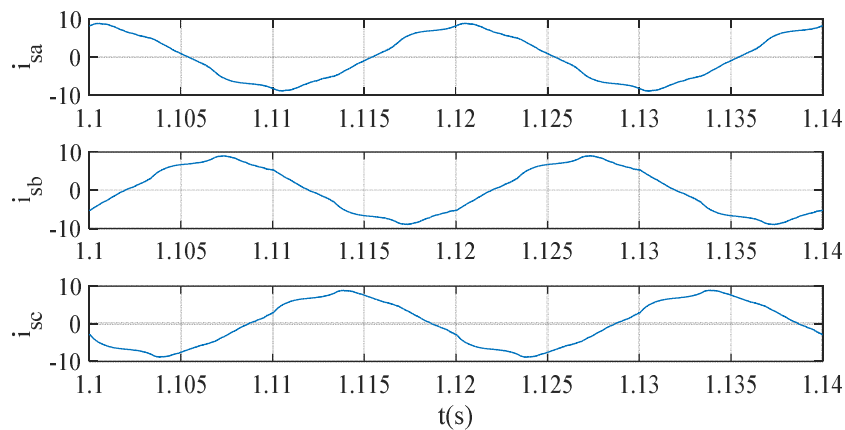


Figure. IV.23. Courants statoriques (SVM extrémité ouverte).

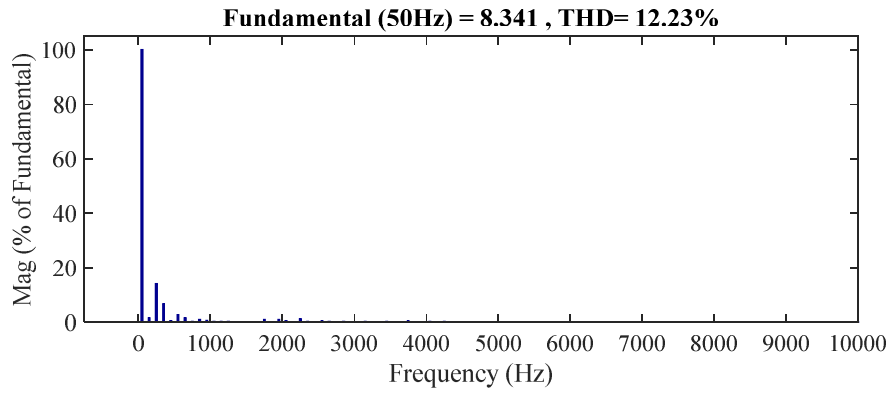
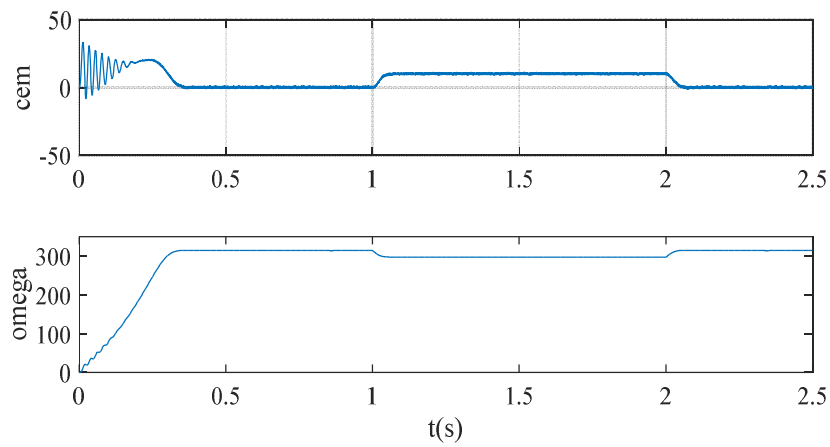
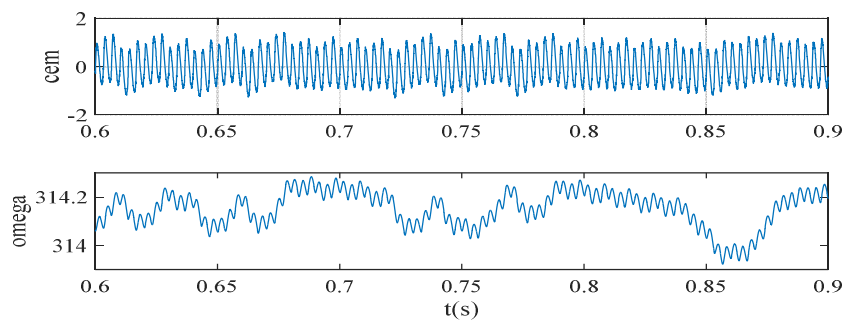


Figure IV.24. Spectre harmonique du courant (SVM extrémité ouverte).



a)



b)

Figure IV.25. a) Couples électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction.

b) zoom (SVM extrémité ouverte).

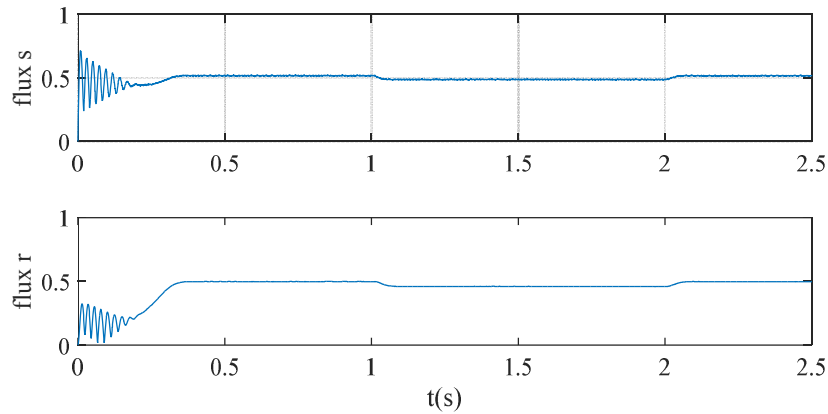


Figure. IV.26. Flux $p i_s (wb)$, Flux $p i_r (wb)$ (SVM extrémité ouverte).

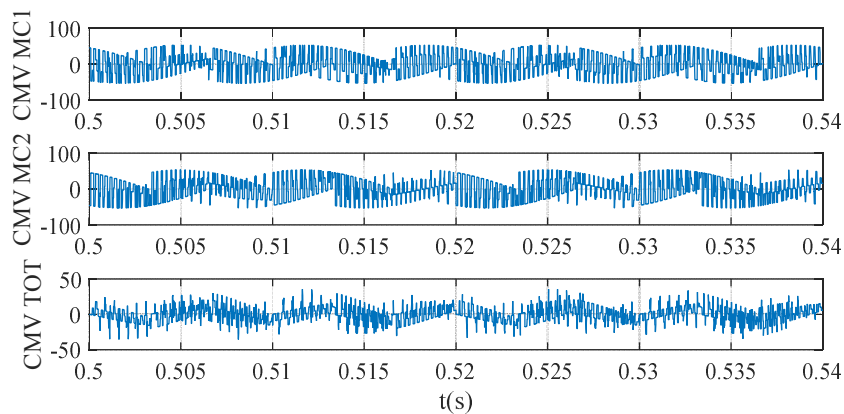


Figure. IV.27. Les formes d'onde de la tension en mode commun (SVM extrémité ouverte).

IV.5.2. Deuxième partie deux convertisseurs matriciels indirects :

IV.5.2.1 La modulation du vecteur d'espace :

Les tensions entre les deux bornes de la machine et les courants de charge sont présentés aux Figure. III.28 et Figure. III.30, respectivement. Distorsion harmonique totale (THD) des formes d'onde de tension et de courant de sortie, sont présentés aux Figure. III.29 et Figure. III.31, respectivement. On peut en conclure que les rayons harmoniques se situent autour des fréquences de commutation où il est pris comme $f_s = 6 \text{ kHz}$

L'amplitude harmonique fondamentale de la tension de sortie est de 161,3 V avec un THD de 28,91%, comme illustré à la Figure. IV.29, et des rayons harmoniques peuvent être clairement remarqués autour de la fréquence de commutation. Le courant de sortie possède un THD de 16,83% Figures. IV.31. Les Figure. IV.32 et Figure. IV.33 montrent le découplage réalisé entre le flux et le couple électromagnétique. Le découplage entre le couple et la vitesse de la machine est clairement noté surtout à l'intervalle de 1,5 s à 2,5 s.

La forme de la tension en mode commun est illustrée à la Figure. IV.34.

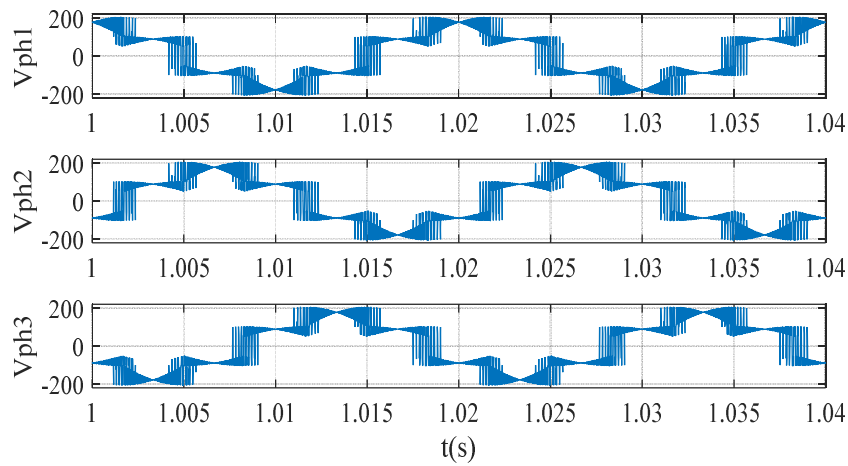


Figure. IV.28. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).

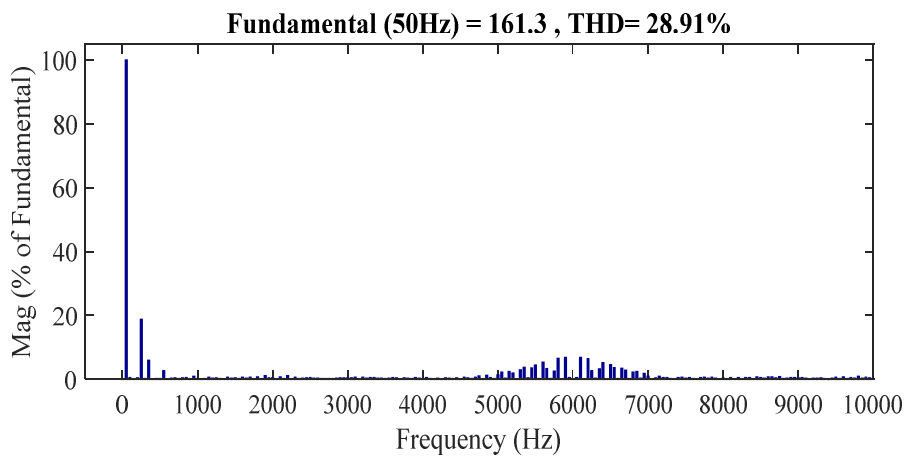


Figure. IV.29. Le spectre harmonique de la tension de sortie appliquée à une phase du moteur à induction (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).

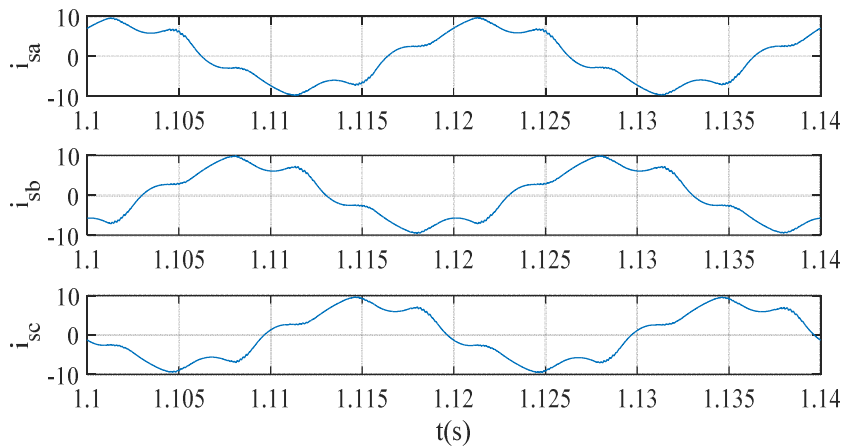


Figure. IV.30. Courants statoriques (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).

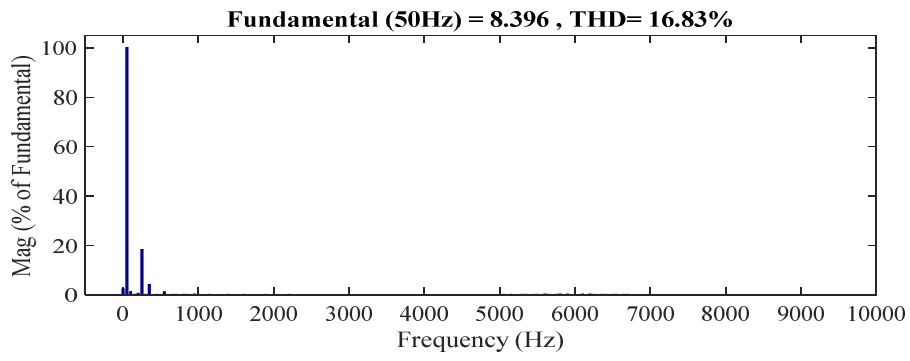
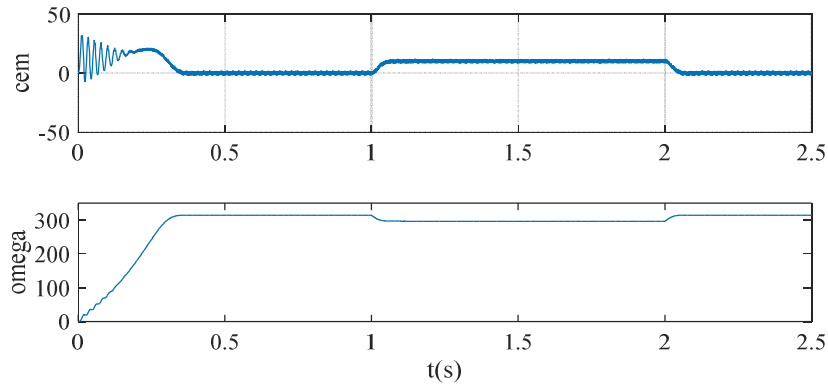
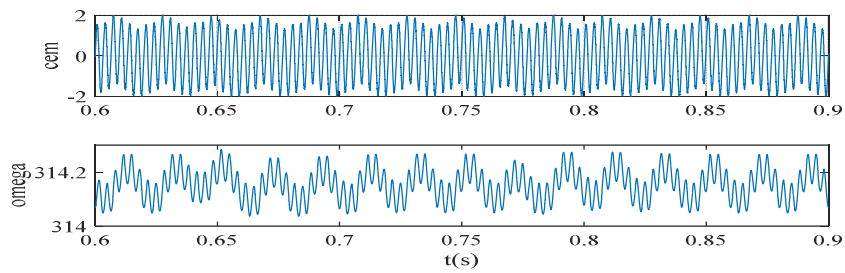


Figure. IV.31. Spectre harmonique du courant (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).



a)



b)

Figure. IV.32. a) Couples électromagnétiques en haut et vitesse en bas du moteur à induction.

b) zoom (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).

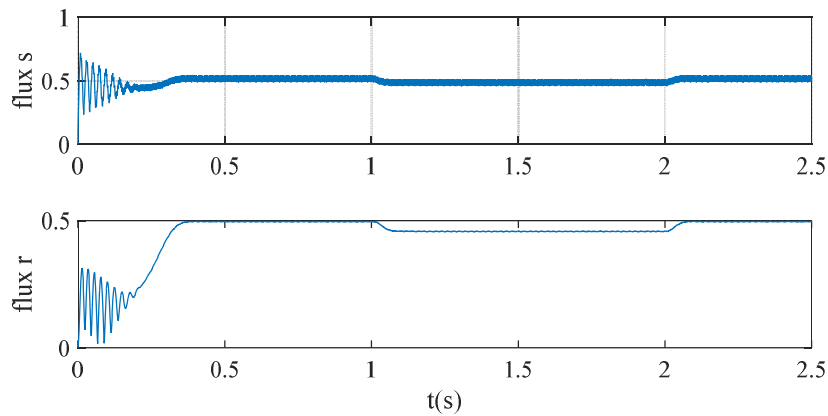


Figure. IV.33. Flux p i_s (wb), Flux p i_r (wb) (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).

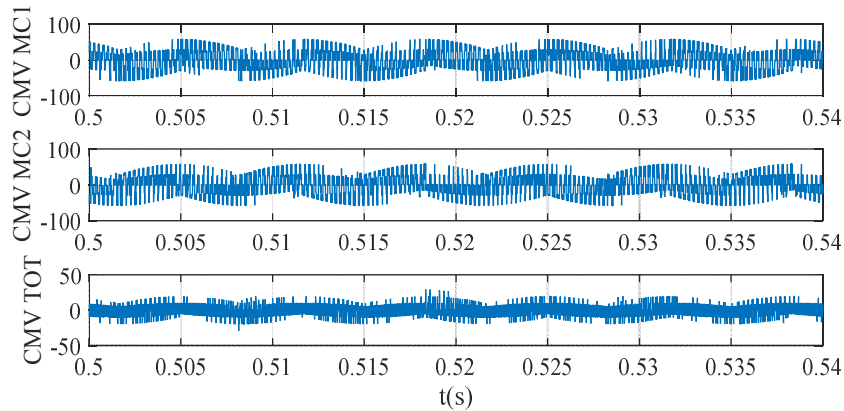


Figure. IV.34. Les formes d'onde de la tension en mode commun (SVM extrémité ouverte convertisseur indirect).

IV.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, les résultats de la simulation démontrent les principaux avantages du convertisseur matriciel double utilisé dans la structure open-end. Les résultats montrent une nette amélioration de la qualité des tensions imposées à la commande de la machine à induction et l'élimination de la tension de mode commun, problème majeur dans toutes les applications de charges triphasées, en particulier dans les machines électriques triphasées. D'autre part, en raison de la nature multiniveau de la tension appliquée à la borne de la machine à trois phases indépendantes, la qualité du courant est également améliorée, le THD étant diminué par rapport à la topologie classique basée sur un convertisseur matriciel.

Conclusion générale

Cette thèse synthétise les recherches menées au cours de ces quatre années de réalisation portant sur la contribution à l'analyse et à la commande des convertisseurs matriciels double pour les applications des charges open-end en triphasées et son application à la conduite des machines asynchrones à extrémités ouvertes, à partir d'un réseau alternatif triphasé. Les avantages d'une connexion à enroulement à extrémité ouverte par rapport à une machine standard connectée en étoile ont été décrits, le plus important étant la possibilité de réduire la tension de mode commun du système. Ce sujet de recherche est d'actualité, sujet prometteur dans l'industrie, en particulier pour les applications de traction électrique, de propulsion navale et pour les systèmes compacts.

L'étude est menée par simulation sur Matlab.

Avant d'approcher le convertisseur matriciel, nous avons présenté dans le premier chapitre deux types de convertisseurs matriciels : convertisseur matriciel direct et convertisseur matriciel indirect; aussi, on a présenté les différentes configurations pour chaque convertisseur. Et on a vu les interrupteurs à semi-conducteurs utilisés dans le convertisseur matriciel ; ainsi que le filtre d'entrée et le circuit de protection.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié quatre stratégies de commande dont trois ont été appliquées au convertisseur matriciel direct [3x3], et une dernière a été appliquée au convertisseur matriciel indirect, les deux alimentant une charge triphasée, qui sont :

- La modulation Venturini.
- Technique de modulation du neutre.
- Méthode de modulation du vecteur d'espace pour le convertisseur direct.
- Modulation indirecte du vecteur d'espace pour le convertisseur matriciel indirect.

On applique ces techniques premièrement avec un seul convertisseur alimentant une charge triphasée en étoile. Et deuxièmement avec deux convertisseurs matriciel alimentant une charge triphasée à des phases indépendantes.

Sur la base des résultats de la simulation obtenue, il apparaît clairement que la tension de mode commun résultante a été réduite de manière significative sur la charge triphasée, tandis que le contrôle de la tension de sortie et de la fréquence est assuré. D'autre part, il est confirmé que l'utilisation d'un convertisseur à double matrice est plus fiable en cas de défaillance d'un ou plusieurs commutateurs.

Conclusion générale

À la lumière des résultats obtenus, on peut constater que la topologie présentée peut avoir une utilisation importante dans les applications de machines électriques sur la base des avantages mentionnés ci-dessus, en particulier dans les installations industrielles où la tension de mode commun est un problème important et où une commande à tolérance de pannes est nécessaire pour assurer le fonctionnement continu, fonctionnement des processus industriels sous des défauts éventuels.

L'association de la machine asynchrone classique (en étoile) avec le convertisseur matriciel. Après une modélisation mathématique de la machine, les résultats obtenus, par simulation montrent bien la validité de la stratégie de commande en termes de taux d'harmonique de tension et du courant.

Les résultats obtenus sont satisfaisants pour les quatre techniques de commande employées dans ce chapitre. Mais la tension en mode commun reste considérables.

Enfin, les résultats de la simulation démontrent les principaux avantages du convertisseur matriciel double utilisé dans la structure open-end. Les résultats montrent une nette amélioration de la qualité des tensions imposées à la commande de la machine à induction et l'élimination de la tension de mode commun, problème majeur dans toutes les applications de charges triphasées, en particulier dans les machines électriques triphasées. D'autre part, en raison de la nature multiniveau de la tension appliquée à la borne de la machine à trois phases indépendantes, la qualité du courant est également améliorée, le THD étant diminué de près de 48% par rapport à la topologie classique basée sur un convertisseur matriciel. Un problème important est que l'utilisation d'un convertisseur à double matrice est plus fiable en cas de défaillance d'un ou de plusieurs commutateurs. Ce problème peut être résolu en ajustant facilement les signaux de commande des commutateurs. Enfin, on peut dire que la topologie présentée peut avoir une grande utilisation dans les applications de machines électriques dans l'industrie, en se basant sur les avantages susmentionnés.

En perspective, le convertisseur matriciel multiniveau peut être utilisé pour donner plus de souplesse au contrôle de cette topologie, pour améliorer la qualité de l'énergie absorbée par la source d'alimentation et de l'alimentation fournie à la charge, et enfin pour garantir un système à tolérance de panne dans les applications industrielles lourdes.

Une étude de dimensionnement optimal du système de filtrage d'entrée du convertisseur matriciel de type L-C doit être réalisée, en prenant en compte la stratégie de modulation choisie, la fréquence de coupure souhaitée, le volume et la taille.

Conclusion générale

Pour finir, le circuit de protection “Clamp” est relativement volumineux pour un dispositif dont l’avenir est certainement lié à son intégration à l’intérieur même de la machine, et il serait intéressant d’approfondir son dimensionnement (méthode d’initialisation du convertisseur quand on supprime le redresseur à diode connecté sur le réseau d’entrée, dimensionnement minimal de la capacité de stockage du circuit "Clamp"...)

BIBLIOGRAPHIE

- [Gyu 1970]. Gyugi, L., "Generalized Theory of Static Power Frequency Changers", Electrical Engineering, University of Salford, UK, Ph.D. Thesis, 1970
- [Ven 1980]. Venturini, M., "A New Sine Wave In Sine Wave Out, Conversion Technique which Eliminates Reactive Elements", Proc. POWERCON 7, pp. E3_1 – E3_15, 1980.
- [Kol 2002]. Kolar, JW., Baumann, M., Stogerer, F., and Ertl, H., "Novel Three Phase AC–DC-AC Sparse Matrix Converter; Part I – Derivation, Basic Principles of Operation, Space Vector Modulation and Dimensioning", Proceedings of the 17th IEEE APEC'02, Vol.2, pp.777-791, 2002.
- [Ito 2004]. Itoh, J.I., Sato, I., Odaka, A., Ohguchi, H., Kodatchi, H., and Eguchi, N., "A Novel Approach to Practical Matrix Converter Motor Drive System with Reverse Blocking IGBT", 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, pp. 2380 – 2385, 2004.
- [Dan 1978]. Daniels, A., and Slattery, D., "Application of Power Transistors to Polyphase Regenerative Power Converters", Proc. Inst. Elect. Eng., Vol. 125, No. 7, pp.643 -647, July 1978.
- [Dan 1978]. Daniels, A., and Slattery, D., "New Power Converter Technique Employing Power Transistors", Proc. Inst. Elect. Eng., Vol. 125, no. 7, pp. 643-647, July 1978.
- [Tak 2010]. Takeshita, T., and Andou, Y., "PWM Control of Three Phase to Three Phase Matrix Converters for reducing the Number of Commutations", Electrical Eng. Japan, Vol.170, No.2, pp. 60-69, 2010.
- [Wan 2005]. Wang, L., Xu, F., Sun, K., and Huang, L., "A Novel Safe Shut-Down Strategy for Matrix Converter even under Fault Condition", Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2005), pp.1786 – 1790, 2005.
- [Min 1993]. Minari, Y., Shinohara, K., and Ueda, R., "PWM Rectifier/Voltage Source Inverter without DC- Link Components for Induction Motor Drive", IEEE Proceedings B-Elect. Power Appl., Vol.140, pp. 363-368, 1993.
- [Gyu 1976]. L.Gyugyi, B.Pelly "static power converter", new york wiley 1976.
- [Rez 2015]. REZAOUI Mohamed Mounir, " Modélisation et Commande d'un Convertisseur Matriciel Direct [3xn] Alimentant une Machine Asynchrone Polyphasée", thèse de doctorat en sciences en Automatique, ENP Alger, 2015.
- [Ben 2012]. BENALI YUCEF Mohamed " Commande d'un Convertisseur Matriciel Triphasé Par Réseaux de Neurones –Entraînement d'une machine Asynchrone", Mémoire Magister en sciences en Génie Électrique, UNIVERSITE HASSIBA BEN BOUALI DE CHLEF, 2012.
- [Lye 2011]. Lyes Aït Oubelli, "MISE EN ŒUVRE D'UN MODÈLE GÉNÉRIQUE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL DANS LES ENVIRONNEMENTS EMTP RV ET MATLABSIMULINK", Mémoire de maîtrise, Polytechnique Montréal, 2011.
- [Fra 1996]. B. François : « *Formalisme de Modélisation et de Synthèse des Commandes applique aux Convertisseurs Statiques à Structure Matricielle* », Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille (L2EP), Janvier 1996.

Bibliographie

- [Rie 2016]. J. Riedemann, J. C. Clare, P. W. Wheeler, R. Blasco-Gimenez, M. Rivera and R. Peña, "Open-End Winding Induction Machine Fed by a Dual-Output Indirect Matrix Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 7, pp. 4118-4128, July 2016.
- [Ahm 2015]. S. M. Ahmed, H. Abu-Rub and Z. Salam, "Common-Mode Voltage Elimination in a Three-to-Five-Phase Dual Matrix Converter Feeding a Five-Phase Open-End Drive Using Space-Vector Modulation Technique," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 10, pp. 6051-6063, Oct. 2015.
- [Wei 2002]. L. Wei, T.A. Lipo et H. Chan, "Matrix converter topologies with reduced number of switches", *IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 57-63, 2002.
- [Yeo 2014]. B. Yeongsu, L. Eunsil et L. Kyo-Beum, "An indirect matrix converter for dual output AC-drive system with reduced number of power transistors", *IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, pp.360-364, 2014, Johor Bahru.
- [Sun 2014]. Y. Sun, X. Li, M. Su, H. Wang, "Indirect Matrix Converter-Based Topology and Modulation Schemes for Enhancing Input Reactive Power Capability", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. PP, no. 99, 2014.
- [Ell 2013]. O. Ellabban, H. Abu-Rub, "Grid connected quasi-Z-Source direct matrix converter", *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'13)*, pp. 798– 803, 2013, Vienna.
- [Jus 2005]. M. Jussila, M. Eskola, H. Tuusa, "Analysis of non-idealities in direct and indirect matrix converters", *European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005, Dresden.
- [CHI 2012]. VENUGOPAL CHITRA, " Design of Soft Computing Techniques based Controllers in Closed Loop Control system for Matrix Converter and Speed Control of Induction Motor", thèse de doctorat en "Electrical and Electronics Engineering", Tamil Nadu, India, 2012.
- [Fra 2010]. François Gruson, " Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse.", thèse de doctorat en en Génie Electrique, Université Lille Nord-de-France, 2010.
- [Cam 1996]. J.P. Cambronne : « Synthèse des commandes des systèmes électrotechniques à convertisseurs statiques entièrement commandés », Mémoire d'habilitation à diriger des recherches, Université des Sciences et Technologies de Lille, Novembre 1996.
- [Cha 2010]. H.J. Cha : "Analysis and design of matrix converter for adjustable speed drives and distributed power sources", Thèse de Doctorat de l'université A&M Texas Etats-Unis, août 2010.
- [Ben 2012]. Benali youcef Mohamed "Commande d'un Convertisseur Matriciel Triphasé Par Réseaux de Neurones Entraînement d'une machine Asynchrone" mémoire magister, 2012, universite hassiba ben bouali de chlef.
- [Ham 1997]. P. W. Hammond, "Medium voltage PWM drive and method," U.S. Patent 5 625 545, Apr. 1997.
- [Mey 1998]. T. Meynard, J. P. Lavieville, P. Carrere, J. Gonzalez, and O. Bethoux, "Electronic circuit for converting electrical energy," U.S. Patent 5706188, Jan. 1998.
- [Rod 2002]. J. Rodriguez, L. Jih-Sheng, and P. Fang Zheng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 724-738, 2002.
- [Rod 2009]. J. Rodriguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. Leon, R. C. Portillo, M. A. M. Prats, et al., "Multilevel Converters: An Enabling Technology for High Power Applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, pp. 1786-1817, 2009.

Bibliographie

- [Sah 2013]. A. K. Sahoo, R. Otero-De-Leon, and N. Mohan, "Review of modular multilevel converters for teaching a graduate-level course of power electronics in power systems," in North American Power Symposium (NAPS), 2013, pp. 1-6.
- [Gli 2005]. M. Glinka and R. Marquardt, "A new AC/AC multilevel converter family," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 52, pp. 662-669, 2005.
- [Rec 2007]. C. Rech and J. R. Pinheiro, "Hybrid Multilevel Converters: Unified Analysis and Design Considerations," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 1092-1104, 2007.
- [McM 1971]. W. McMurray, "Fast response stepped-wave switching power converter circuit," *US Patent No. 3,581,212*, 1971.
- [Riz 2004]. S. Rizzo and N. Zargari, "Medium voltage drives : what does the future hold?," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, 2004, pp. 82-89 Vol.1.
- [Bru 1997]. H. Brunner, M. Hierholzer, T. Laska, and A. Porst, "Progress in development of the 3.5 kV high voltage IGBT/diode chipset and 1200 a Module applications," in *Power Semiconductor Devices and IC's, 1997. ISPSD'97., 1997 IEEE International Symposium on*, 1997, pp. 225-228.
- [Ste 1999]. P. K. Steimer, H. E. Gruning, J. Werninger, E. Carroll, S. Klaka, and S. Linder, "IGCT-a new emerging technology for high power, low cost inverters," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 5, pp. 12-18, 1999.
- [Rod 2007]. J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 2930-2945, 2007.
- [Aré 2008]. S.L. Arévalo : " Matrix converter for frequency changing power supply applications », Thèse de Doctorat de l'université de Nottingham Angleterre, 2008.
- [Mat 2001]. M. Matteini : " *Control techniques for matrix converter adjustable speed drives*", Thèse de Doctorat de l'université de Bologna Italie, 2001.
- [Whe 2008]. Wheeler, P.W., et al., Matrix converters: A technology review. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002. : p. 276-288.
- [hee 1997]. heeler, P. and D. Grant, Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter. *IEE Proceedings: Electric Power Applications*, 1997. : p. 53-60.
- [Cas 2002]. Casadei, D., et al., Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space-vector representation of the switch state. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002.: p. 370-381.
- [Pod 2004]. Podlesak, T.F., et al. A 150kVA vector controlled matrix converter induction motor drive. in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference; 39th IAS Annual Meeting, October 3, 2004 - October 7, 2004*.
- [Nef 1992]. Neft, C.L. And C.D. Schauder, Theory and design of a 30-hp matrix converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1992.: p. 546-551.
- [Bel 2016]. **Beladel Abdelkader**, Kouzou Abdellah, Ahmed Hafaiifa, Djilali Mahi, "dual matrix converter feeding an open-end winding load based on modified direct transfer approach ", *International Scientific Conference on Engineering, Technologies and Systems TECHSYS 2016*, Technical University – Sofia, Plovdiv branch 26 – 28 May 2016, Plovdiv, Bulgaria.

Bibliographie

- [den 2010]. DENDOUGA Abdelhakim " Contrôle des Puissances Active et Réactive de la Machine A Double Alimentation (DFIM) ", Thèse de Doctorat, Université de Batna 2010.
- [Bel 2018]. **Beladel A.**, Kouzou A., Hafaifa. Mahi D., Sünter S., " Three-phase open-end load supplied by a Dual AC-AC converter based on optimum-amplitude Venturini method", in *Electrotehnica, Electronica, Automatica (EEA)*, 2018, vol. 66, no. 3, pp. 35-42, ISSN 1582-5175.
- [Ste 1993]. H. Stemmler and P. Guggenbach, "Configurations of high-power voltage source inverter drives," in *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on*, 1993, pp. 7-14 vol.5.
- [Ale 1989]. A. Alesina and M. G. B. Venturini, "Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct AC-AC converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 101-112, Jan. 1989.
- [Hol 2003]. D. G. Holmes and A. L. Thomas, "Space Vector PWM for Multilevel Converters," in *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, ed: Wiley-IEEE Press, 2003, pp. 531-554.
- [Sri 2015]. P. Srinivasan, B. L. Narasimharaju, and N. V. Srikanth, "Space-vector pulse width modulation scheme for open-end winding induction motor drive configuration," *Power Electronics, IET*, vol. 8, pp. 1083-1094, 2015.
- [Sri 2008]. S. Srinivas and V. T. Somasekhar, "Space-vector-based PWM switching strategies for a three-level dual-inverter-fed open-end winding induction motor drive and their comparative evaluation," *Electric Power Applications, IET*, vol. 2, pp. 19-31, 2008.
- [Cho 2016]. S. Chowdhury, P. Wheeler, C. Patel, and C. Gerada, "A Multilevel Converter with a Floating Bridge for Open-ended Winding Motor Drive Applications," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. PP, pp. 1-1, 2016.
- [Red 2013]. B. V. Reddy and V. T. Somasekhar, "A Dual Inverter Fed Four-Level OpenEnd Winding Induction Motor Drive with a Nested Rectifier-Inverter," *IEEE Trans. on Ind. Info.*, vol. 9, pp. 938-946, 2013.
56. S. S. Sebthamadi, H. Pirasteh, S. H. A. Kaboli, A. Radan, S. Mekhilef, "A 12-sector space vector switching scheme for performance improvement of matrix-converter-based DTC of IM drive", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 7, pp. 3804-3817, Jul. 2015.
- [Bel 2017]. **Beladel Abdelkader**, Kouzou Abdellah, Ahmed Hafaifa, Djilali Mahi, Sedat Sunter, "Control strategy of a dual Matrix converter for an Open-end winding induction machine Drive based on Pulse Width Modulation", The 3rd International Conference on Power Electronics and their Applications (ICPEA 2017) Djelfa on 16-17 September, Algeria.
- [Bin 2006]. W. Bin, "Two Level Voltage Source Inverter," in *High-Power Converters and AC Drives*, ed: Wiley-IEEE Press, 2006, pp. 93-118.
- [rod 2007]. J. Rodriguez, S. Bernet, W. Bin, J. O. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 2930-2945, 2007.
- [Cas 2002]. D. Casadei, G. Serra, A. Tani and L. Zarri, "Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 370-381, April 2002.

Bibliographie

- [Huu 2014]. Huu-Nhan Nguyen and Hong-Hee Lee, "A new SVM method to reduce common-mode voltage in direct matrix converter," 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA), Hiroshima, 2014, pp. 1013-1020.
- [Sri 2015]. P. Srinivasan, B. L. Narasimharaju and N. V. Srikanth, "Space-vector pulse width modulation scheme for open-end winding induction motor drive configuration," in *IET Power Electronics*, vol. 8, no. 7, pp. 1083-1094, 7 2015.
- [Raj 2014]. V. Rajasekhar, J. K. Chatterjee, S. Subramanian and A. Kondalarao, "Comparative analysis of simple modulation technique and SVM of matrix converter," 2014 IEEE 2nd International Conference on Electrical Energy Systems (ICEES), Chennai, 2014, pp. 212-217.
- [Hub 1995]. L. Huber and D. Borojevic, "Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 6, pp. 1234-1246, Nov.-Dec. 1995.
- [Ale 2006]. S. Alepuz, S. Busquets-Monge, J. Bordonau, J. Gago, D. Gonzalez, and J. Balcells, "Interfacing Renewable Energy Sources to the Utility Grid Using a Three-Level Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, pp. 1504-1511, 2006.
- [Cho 2016]. S. Chowdhury, P. W. Wheeler, C. Gerada, and C. Patel, "Model Predictive Control for a Dual Active Bridge Inverter with a Floating Bridge," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. PP, pp. 1-1, 2016.
- [Rie 2013]. J. Riedemann, R. Peña, J. Clare, P. Wheeler, R. Cárdenas and M. Rivera, "Common mode voltage and zero sequence current reduction in an open-end load fed by a two output indirect matrix converter," 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille, 2013, pp. 1-9.
- [Pan 2008]. P. Panagis, F. Stergiopoulos, P. Marabeas, and S. Manias, "Comparison of state of the art multilevel inverters," in 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008, pp. 4296-4301.
- [Bin 2006]. W. Bin, "DiodeClamped Multilevel Inverters," in *High-Power Converters and AC Drives*, ed: Wiley-IEEE Press, 2006, pp. 143-177.
- [Bre 2000]. S. Bernet, "Recent developments of high power converters for industry and traction applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, pp.1102-1117, 2000.
- [Sch 2001]. B. P. Schmitt and R. Sommer, "Retrofit of fixed speed induction motors with medium voltage drive converters using NPC three-level inverter high-voltage IGBT based topology," in *Industrial Electronics*, 2001. Proceedings. ISIE 2001. IEEE International Symposium on, 2001, pp. 746-751 vol.2.
- [Che 2006]. Y. Cheng, C. Qian, M. L. Crow, S. Pekarek, and S. Atcitty, "A Comparison of Diode-Clamped and Cascaded Multilevel Converters for a STATCOM with Energy Storage," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, pp. 1512-1521, 2006
- [Nab 1981]. A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter," *Industry Applications*, *IEEE Transactions on*, vol. IA-17, pp. 518-523, 1981.
- [Men 2002]. R. Menz and F. Opprecht, "Replacement of a wound rotor motor with anadjustable speed drive for a 1400 kW kiln exhaust gas fan," in *Cement Industry Technical Confernece*, 2002. IEEE-IAS/PCA 44th, 2002, pp. 85-93

Bibliographie

- [Rod 2010]. J. Rodriguez, S. Bernet, P. K. Steimer, and I. E. Lizama, "A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 2219-2230, 2010.
- [Cel 2000]. N. Celanovic and D. Boroyevich, "A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 242-249, 2000.
- [Var 2007]. R. Vargas, P. Cortes, U. Ammann, J. Rodriguez, and J. Pontt, "Predictive Control of a Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, pp. 2697-2705, 2007.
- [Les 2003]. A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna, 2003*, p. 6 pp. Vol.3.
- [Mal 2010]. M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, and M. A. Perez, "A Survey on Cascaded Multilevel Inverters," *Ieee Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 2197-2206, Jul 2010.
- [Per 2015]. M. A. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, and R. Lizana, "Circuit Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 30, pp. 4-17, 2015.
- [Dix 2006]. J. Dixon, M. Ortuzar, R. Carmi, P. Barriuso, P. Flores, and L. Moran, "Static Var Compensator and Active Power Filter with Power Injection Capability, Using 27-level Inverters and Photovoltaic Cells," in *Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium on*, 2006, pp. 1106-1111.
- [Kou 2010]. S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, W. Bin, et al., "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 2553-2580, 2010.
- [Bru 2005]. T. Bruckner, S. Bernet, and H. Guldner, "The active NPC converter and its loss-balancing control," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.52, pp. 855-868, 2005.
- [Vee 2005]. M. Veenstra and A. Rufer, "Control of a hybrid asymmetric multilevel inverter for competitive medium-voltage industrial drives," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 655-664, 2005.
- [Mar 2002]. M. Marchesoni and P. Tenca, "Diode-clamped multilevel converters: a practicable way to balance DC-link voltages," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 752-765, 2002.
- [Mos 2015]. Mostafa I. Marei , Ahmed Mohy, Ahmed A. El-Sattar," An integrated control system for sparse matrix converter interfacing PMSG with the grid", *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Volume 73, December 2015, Pages 340-349.
- [Riv 2012]. Rivera M, Rodriguez J, Wu B, Espinoza JR, Rojas CA. Current control for an indirect matrix converter with iter resonance mitigation. *IEEE Trans Ind Electron* 2012;59(1):71–9.
- [Abr 2008]. ABROUS Ahmed "Modélisation, Commande et Réalisation d'un Convertisseur Matriciel " mémoire de magister, École Nationale Polytechnique, ENP 2008.
- [Abe 2010]. ABED Khoudir "Techniques De Commande Avancées Appliquées Aux Machines De Type Asynchrone " thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine 2010.

Bibliographie

- [Cho 1997]. CHOUITER D.R " Conception et réalisation d'une commande robuste de la machine asynchrone", Thèse de CEGELY, École Centrale de Lyon 1997.
- [Ghe 2008]. Ghedamsi.K "Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence: Application à la conduite de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, ENP 2008.
- [Haz 2006]. HAZZAB Abdeldjebar "Commande des systèmes par logique floue, réseaux neurones et algorithmes génétiques" thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, USTO 2006.
- [Mih 2002]. Y. Mihoub "Commande Neuro-Floue D'une Machine Asynchrone" mémoire de magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, USTO 2002.
- [Gui 2015]. Guizani S, Ben Ammar F. Dual open-end stator winding induction machine fed by redundant voltage source inverters. *Turk J Elec Eng & Comp Sci* 2015; 23: 2171-2181.
- [Abd 2017]. Abdelmonoem NAYLI, Guizani S, Ben Ammar F. Modeling and analysis of a novel dual open-end stator windings wound rotor synchronous machine with dampers. *Turk J Elec Eng & Comp Sci.* (2017) 25: 995 -1009.
- [Sha 2010]. D. shaowu, Y. Zhang, X. Meng and A. Zhong, "Selecting the carrier frequency for two-stage matrix converter based on dual space vector and dual carrier modulation," *The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems*, Hefei, 2010, pp. 129-132.
- [Iqb 2013]. A. Iqbal, R. Alammari, H. Abu-Rub and S. M. Ahmed, "PWM scheme for dual matrix converters based five-phase open-end winding drive," *2013 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Cape Town, 2013, pp. 1686-1690.
- [Tuy 2016]. D. Tuyen, T. T. Vu, V. Phan and P. Q. Dzung, "SVPWM method for dual indirect matrix converter with zero-common mode voltage," *2016 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, Hanoi, 2016, pp. 163-168.
- [Nay 2015]. A. Nayli, S. Guizani and F. Ben Ammar, "The advantage of the open-end stator windings synchronous machines with wound rotor without damper windings," *2015 4th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, Sousse, 2015, pp. 155-160.
- [Lak 2017]. S. Lakshminarayanan, G. Mondal and K. Gopakumar, "Multilevel Inverter with 18-sided Polygonal Voltage Space Vector for an Open-end Winding Induction Motor Drive," *EUROCON 2007 - The International Conference on "Computer as a Tool"*, Warsaw, 2007, pp. 1810-1817.
- [Wu 2017]. B. Wu, M. Kang, J. Ji, D. Xu and W. Zhao, "Direct thrust force control of open-end winding linear vernier permanent-magnet motor with reduced force ripple," *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Beijing, 2017, pp. 3659-3663.
- [Red 2011]. B. V. Reddy and V. T. Somasekhar, "A SVM based four-level open-end winding-induction motor drive with voltage balancing of DC-link capacitors using SVM based HCC front-end converter," *2011 Annual IEEE India Conference*, Hyderabad, 2011, pp. 1-5.
- [Siv 2009]. K. Sivakumar, A. Das, R. Ramchand, C. Patel and K. Gopakumar, "A three level voltage space vector generation for open end winding IM using single voltage source driven dual two-level inverter," *TENCON 2009 - 2009 IEEE Region 10 Conference*, Singapore, 2009, pp. 1-5.

Bibliographie

[Red 2012]. B. V. Reddy and V. T. Somasekhar, "A space-vector modulation scheme for a four-level dual inverter fed open-end winding induction motor drive," 2012 IEEE 5th India International Conference on Power Electronics (IICPE), Delhi, 2012, pp. 1-6.

[Vin 2017]. B. R. Vinod, G. Shiny and M. R. Baiju, "Space vector direct torque control for five-level open-end winding induction motor drive to suppress harmonic spikes," 2017 IEEE Region 10 Symposium (TENSymp), Cochin, 2017, pp. 1-5.

[Kum 2014]. S. Kumar and P. Agarwal, "A novel eighteen-level inverter for an open-end winding induction motor," 2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE), Kurukshetra, 2014, pp. 1-6.

[Mut 2014]. R. Muthu, K. Govindarajan, D. Anbazhagan and S. Mahadevan, "Direct torque control of open-end-winding induction motor using matrix converter," 2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE), Kurukshetra, 2014, pp. 1-6.

[Pat 2017]. F. Patkar, A. Jidin, E. Levi and M. Jones, "Performance comparison of symmetrical and asymmetrical six-phase open-end winding drives with carrier-based PWM," 2017 6th International Conference on Electrical Engineering and Informatics (ICEEI), Langkawi, 2017, pp. 1-6.

[Wan 2017]. L. Wang, W. Huang and F. Bu, "The reduction of zero-sequence voltage for open-end winding asynchronous motor driver with dual inverter," 2017 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Sydney, NSW, 2017, pp. 1-5.

[Sri 2010]. P. Srinivasan, B. Venugopal Reddy and V. T. Somasekhar, "PWM switching strategy for the elimination of common mode voltage of a two-level inverter drive with an open-end winding induction motor configuration," 2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India, New Delhi, 2010, pp. 1-6.

[Nay 2013]. A. Nayli, S. Guizani and F. Ben Ammar, "Open-end winding induction machine supplied by two flying capacitor multilevel inverters," 2013 International Conference on Electrical Engineering and Software Applications, Hammamet, 2013, pp. 1-6.

[Kum 2018]. G. N. Kumar and S. Srinivas, "Carrier based PWM methods for CMV elimination in open-end winding induction motor drive," 2018 IEEE 12th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG 2018), Doha, 2018, pp. 1-6.

Annexe A

Code Matlab de l'algorithme de Venturini

```

function [SAa ,SAb,SAC,SBa,SBb,SBc,SCa,SCb,SCc, vrefa,vrefb,vrefc] = fcn(t)
fs=4000;
Ts=1/fs;
n=fix(t/Ts);
fo=30;
SAa=1;SAb=0;SAC=0;SBa=1;SBb=0;SBc=0;SCa=1;SCb=0;SCc=0;
vrefa=200/sqrt(3/2)*sin(2*fo*pi*n*Ts);
vrefb=200/sqrt(3/2)*sin((2*fo*pi*n*Ts)-2*pi/3);
vrefc=200/sqrt(3/2)*sin((2*fo*pi*n*Ts)+2*pi/3);
vina=420/sqrt(3/2)*sin(100*pi*n*Ts);
vinb=420/sqrt(3/2)*sin((100*pi*n*Ts-2*pi/3));
vinc=380/sqrt(3/2)*sin((100*pi*n*Ts+2*pi/3));
mAa=1/3*(1+(2*vrefa*vina/((380/sqrt(3/2))^2)));
mAb=1/3*(1+(2*vrefa*vinb/((380/sqrt(3/2))^2)));
mAa=1/3*(1+(2*vrefa*vinc/((380/sqrt(3/2))^2)));
mBa=1/3*(1+(2*vrefb*vina/((380/sqrt(3/2))^2)));
mBb=1/3*(1+(2*vrefb*vinb/((380/sqrt(3/2))^2)));
mBc=1/3*(1+(2*vrefb*vinc/((380/sqrt(3/2))^2)));
mCa=1/3*(1+(2*vrefc*vina/((380/sqrt(3/2))^2)));
mCb=1/3*(1+(2*vrefc*vinb/((380/sqrt(3/2))^2)));
mCc=1/3*(1+(2*vrefc*vinc/((380/sqrt(3/2))^2)));

if n*Ts<t && t<(mAa+n)*Ts
    SAa=1;SAb=0;SAC=0;

elseif (mAa+n)*Ts<t && t<(mAa+mAb+n)*Ts
    SAa=0;SAb=1;SAC=0;

elseif (mAa+mAb+n)*Ts<t && t<(1+n)*Ts
    SAa=0;SAb=0;SAC=1;
End

if n*Ts<t && t<(mBa+n)*Ts
    SBa=1;SBb=0;SBc=0;

elseif (mBa+n)*Ts<t && t<(mBa+mBb+n)*Ts
    SBa=0;SBb=1;SBc=0;

elseif (mBa+mBb+n)*Ts<t && t<(1+n)*Ts
    SBa=0;SBb=0;SBc=1;
End

if n*Ts<t<(n+mCa)*Ts
    SCa=1;SCb=0;SCc=0;

elseif (mCa+n)*Ts<t && t<(mCa+mCb+n)*Ts
    SCa=0;SCb=1;SCc=0;

elseif (mCa+mCb+n)*Ts<t && t<(1+n)*Ts
    SCa=0;SCb=0;SCc=1;
end

```

Code Matlab de l'algorithme de Technique de modulation du neutre

```

function [gAa ,gAb,gAc,gBa,gBb,gBc,gCa,gCb,gCc,vA,vB,vC] = fcn (t)
fs=4000;
Ts=1/fs;
fo=30;
fi=50;
wi=2*pi*fi;
wo=2*pi*fo;
vim=100*sqrt(2/3);
vom=87*sqrt(2/3);
k=fix(t/Ts);
wit=2*fi*pi*k*Ts;
wot=2*fo*pi*k*Ts;
q=vom/vim;
hj=2*pi/3;

gAa=1;gAb=0;gAc=0;gBa=1;gBb=0;gBc=0;gCa=1;gCb=0;gCc=0;

vA=vom*cos(2*fo*pi*k*Ts)-
(vom/6)*cos(3*2*fo*pi*k*Ts)+(vim/4)*cos(3*2*fi*pi*k*Ts);
vB=vom*cos((2*fo*pi*k*Ts)-2*pi/3)-
(vom/6)*cos(3*2*fo*pi*k*Ts)+(vim/4)*cos(3*2*fi*pi*k*Ts);
vC=vom*cos((2*fo*pi*k*Ts)+2*pi/3)-
(vom/6)*cos(3*2*fo*pi*k*Ts)+(vim/4)*cos(3*2*fi*pi*k*Ts);
va=vim*sin(2*fi*pi*k*Ts);%pi/2
vb=vim*sin((2*fi*pi*k*Ts-2*pi/3));
vc=vim*sin((2*fi*pi*k*Ts+2*pi/3));

ka1=(2*q)*cos(wit);
ka2=(2*q)*cos(wit-hj);
ka3=(2*q)*cos(wit+hj);
kb1=cos(wot);
kb2=cos(wot-hj);
kb3=cos(wot+hj);
kc=(1/2/sqrt(3))*cos(3*wit);
kd=(1/6)*cos(3*wot);
kf1=(2*q/3/sqrt(3))*cos(4*wit);
kf2=(2*q/3/sqrt(3))*cos(4*wit-hj);
kf3=(2*q/3/sqrt(3))*cos(4*wit+hj);
kg1=(2*q/3/sqrt(3))*cos(2*wit);
kg2=(2*q/3/sqrt(3))*cos(2*wit-hj);
kg3=(2*q/3/sqrt(3))*cos(2*wit+hj);
%-----
m11=(1/3)*(1+ka1*(kb1+kc-kd)-kf1+kg1);
m12=(1/3)*(1+ka2*(kb1+kc-kd)-kf2+kg2);
m13=(1/3)*(1+ka3*(kb1+kc-kd)-kf3+kg3);
m21=(1/3)*(1+ka1*(kb2+kc-kd)-kf1+kg1);
m22=(1/3)*(1+ka2*(kb2+kc-kd)-kf2+kg2);
m23=(1/3)*(1+ka3*(kb2+kc-kd)-kf3+kg3);
m31=(1/3)*(1+ka1*(kb3+kc-kd)-kf1+kg1);
m32=(1/3)*(1+ka2*(kb3+kc-kd)-kf2+kg2);
m33=(1/3)*(1+ka3*(kb3+kc-kd)-kf3+kg3);
pm=m11+m12+m13;
pml=m21+m22+m23;
pm2=m31+m32+m33;
if k*Ts<t && t<(m11+k)*Ts
    gAa=1;gAb=0;gAc=0;
elseif (m11+k)*Ts<t && t<(m11+m12+k)*Ts
    gAa=0;gAb=1;gAc=0;
elseif (m11+m12+k)*Ts<t && t<(1+k)*Ts
    gAa=0;gAb=0;gAc=1;
end

```

Annexe

```
if k*Ts<t && t<(m21+k)*Ts
    gBa=1;gBb=0;gBc=0;
elseif (m21+k)*Ts<t && t<(m21+m22+k)*Ts
    gBa=0;gBb=1;gBc=0;
elseif (m21+m22+k)*Ts<t && t<(1+k)*Ts
    gBa=0;gBb=0;gBc=1;
end

if k*Ts<t<(k+m31)*Ts
    gCa=1;gCb=0;gCc=0;
elseif (m31+k)*Ts<t && t<(m31+m32+k)*Ts
    gCa=0;gCb=1;gCc=0;
elseif (m31+m32+k)*Ts<t && t<(1+k)*Ts
    gCa=0;gCb=0;gCc=1;
end
```

ملخص

في الدراسة الحالية، تتم دراسة طوبولوجيا بمحول مصفوفة مزدوج للتحكم في آلة غير متزامنة عالية السرعة بدلا من تغذية أحد طرفي الجزء الثابت بمحول طاقة واحد، فإن هذا الهيكل يغذي جانبي متعرج الموالي باستخدام محول مصفوفة، مما يتيح الحصول على أشكال موجية للجهد الإخراج متعدد المستويات من خلال الحم ليتم توضيح هيكلية محولات المصفوفة المباشرة وغير المباشرة بالإضافة إلى تحليل لنظام محول المصفوفة واستراتيجيات التعديل واستراتيجيات التحكم الشائعة لهذا النظام.

أهداف البحث الرئيسية هي:
نمذجة محولات المصفوفة ثلاثية الطور (المباشرة وغير المباشرة) ، ونمذجة محرك غير متزامن بثلاث مراحل مستقلة ، وتنفيذ مخطط طريقة نهج وظيفة النقل المباشر) ، (Venturini (SVM) التعديل الشعاعي الفضائي (Venturini (Optimum Venturini).
أظهرت النتائج تحسنا واضحا في جودة الفولتية المفروضة على التحكم في آلة الحث والقضاء على الجهد المشترك، وهي مشكلة كبيرة في جميع تطبيقات الحمل ثلاثي الطور، وخاصة في الآلات الكهربائية ثلاثية الطور أخيرا، قد تثبت الطوبولوجيا المقدمه أنها ذات فائدة كبيرة في تطبيقات الآلات الكهربائية في الصناعة، بناءً على المزايا المذكورة أعلاه.

الكلمات المفتاحية

محول المصفوفة ، آلة الحث ، محرك التحريض ذو نهاية مفتوحة ، نهج وظيفة النقل المباشر (تقنية فونتريني) ، (SVM) تعديل ناقل الفضاء

Résumé :

Dans la présente étude une topologie à double convertisseur matriciel est étudiée pour la commande d'une machine asynchrone à grande vitesse. Au lieu d'alimenter une extrémité du stator avec un seul convertisseur de puissance, cette topologie alimente les deux côtés de l'enroulement du stator à l'aide de deux convertisseurs matriciels, permettant ainsi d'obtenir des formes d'onde de tension de sortie à multiveaux à travers la charge.

Une topologie de convertisseurs matriciels direct et indirect est détaillée ainsi qu'une analyse du système de convertisseur matriciel et des stratégies de modulation et les stratégies de contrôle populaires pour ce système.

Les principaux objectifs recherche à savoir :

La modélisation de convertisseurs matriciels triphasés (direct et indirect), la modélisation d'un moteur asynchrone à trois phases indépendantes, la mise en œuvre d'un schéma de méthode Venturini (approche de la fonction de transfert direct), la mise en œuvre d'un schéma optimal de modulation amplitude-Venturini (Technique de modulation du neutre) et l'implémentation d'un schéma de modulation de vecteur d'espace (SVM).

Les résultats montrent une nette amélioration de la qualité des tensions imposées à la commande de la machine à induction et l'élimination de la tension de mode commun, problème majeur dans toutes les applications de charges triphasées, en particulier dans les machines électriques triphasées.

Enfin, la topologie présentée peut s'avérer d'une grande utilisation dans les applications de machines électriques dans l'industrie, en se basant sur les avantages susmentionnés.

Mots-clés : convertisseur matriciel, machine asynchrone, enroulement à extrémité ouverte, moteur asynchrone à trois phases indépendantes, approche de la fonction de transfert direct, modulation de vecteur d'espace (SVM).

Summary:

In the present study a topology with a dual matrix converter is studied for the control of a high speed asynchronous machine. Instead of feeding one end of the stator with a single power converter, this topology feeds both sides of the stator winding using two matrix converters, thus enabling voltage waveforms to be obtained. Multilevel output through the load.

A topology of direct and indirect matrix converters is detailed as well as an analysis of the matrix converter system and modulation strategies and the popular control strategies for this system.

The main objectives research is:

The modeling of three-phase matrix converters (direct and indirect), the modeling of an asynchronous motor with three independent phases, the implementation of a Venturini method scheme (direct transfer function approach), the implementation of an optimal modulation-Venturini modulation scheme (Optimum Venturini) and the implementation of a space vector modulation (SVM).

The results show a clear improvement in the quality of the voltages imposed on the control of the induction machine and the elimination of the common mode voltage, a major problem in all three-phase load applications, in particular in three-phase electrical machines.

Finally, the topology presented may prove to be of great use in electrical machine applications in industry, based on the aforementioned advantages.

Keywords:

matrix converter, induction machine, open-end winding induction motor, direct transfer function approach, space vector modulation (SVM).