

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR - ANNABA -
BADJI MOKHTAR UNIVERSITY - ANNABA -



جامعة باجي مختار - عنابة -

Faculté : TECHNOLOGIE
Département : ELECTROTECHNIQUE
Domaine : SCIENCES ET TECHNOLOGIES
Filière : ELECTROTECHNIQUE
Spécialité : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du Diplôme de Master

Thème :

Commande indirecte d'un convertisseur matriciel

Présenté par : HAMDANI Youmna

GUESSAB Selma

Encadrant : MOHAMMEDI Moufid

Grade : MCA

Université : UBMA

Jury de Soutenance :

BENSIALI Nadia	Professeur	UBMA	Président
MOHAMMEDI Moufid	MCA	UBMA	Encadrant
SETTOUL Samir	MAB	UBMA	Examineur

Année Universitaire : 2023/2024

Remercîments

Toute notre gratitude, grâce et remerciement vont à **ALLAH** le tout puissant, Seigneur de l'univers et du trône, sans lui, nous n'aurions jamais pu congestionner ce travail. Il nous a donné la force, la patience, le courage et la volonté pour le terminer, et grand salut sur notre prophète Mohamed, que le salut soit sur lui.

Nous remercions notre encadrant M. MOHEMMEDI Moufid, d'avoir accepté de nous encadrer, et d'avoir été présent à tout moment pour la réalisation de ce projet. Nous le remercions pour tous ses précieux conseils afin de mener ce travail à bon port.

Nos remerciements vont aussi aux membres de jury pour le temps consacré à lire et à évaluer notre travail.

Dédicace

Je dédie ce mémoire à :

Mes chers parents, ***HAMDANI Layachi*** et ***CHAAB Dalila***, merci de m'avoir tout
donné depuis ma naissance jusqu'à aujourd'hui ;

Moi-même ;

Mes chers frères ;

Mon cher grand-père ;

Mon cher neveu, Chahine ;

Mon binôme, Selma.

Youmna.

Dédicace

Je dédie ce mémoire à :

Mon grand-père, dont le souvenir est encore gravé dans mon cœur. Bien qu'il soit décédé il y a quelques années, son influence et ses enseignements continuent de guider mes pas.

Ma mère, pour son amour sa patience et ses encouragements constants qui m'ont motivé à persévérer même dans les moments les plus difficiles.

Mon père, pour sa sagesse, ses conseils avisés et sa foi inébranlable en mes capacités.

Mes chers frères ; Ma chère sœur Nada ;

Tous mes oncles et tantes ;

Mon binôme youmna ;

Tous mes proches ;

Tous mes amies ;

Tous ce que j'aime.

Selma.

Résumé

Ce mémoire porte sur la modélisation et la commande d'un convertisseur matriciel triphasé, en mettant en avant ses avantages par rapport au convertisseur classique (AC-DC-AC). L'objectif principal de cette étude est de remplacer les convertisseurs conventionnels à circuit intermédiaire par des convertisseurs intégrés. Le convertisseur matriciel permet d'assurer une conversion alternative-alternative (AC-AC) directe, sans la présence d'une intermédiaire de bus continue DC. Sa structure topologique lui permet de générer une amplitude et une fréquence variables à la sortie à partir de grandeurs d'entrée constantes. Ces avantages par rapport aux convertisseurs classiques ont largement favorisé son adoption dans diverses applications, notamment dans les systèmes d'entraînement réglables et les énergies renouvelables. Cette étude introduit la technique de modulation vectorielle indirecte (ISVM) pour le convertisseur matriciel, basée sur les avancées récentes en recherche. L'étude théorique de cette stratégie de commande a été validée par simulation (MATLAB).

Mots clés : Convertisseur matriciel, Conversion AC-AC, convertisseur classique AC-DC-AC, commande vectorielle, la modulation vectorielle indirecte (ISVM).

Abstract

This thesis focuses on the modeling and control of a three-phase matrix converter, highlighting its advantages over the conventional (AC-DC-AC) converter. The main objective of this study is to replace conventional intermediate circuit converters with integrated converters. The matrix converter enables direct AC-AC conversion without the presence of a continuous DC bus intermediary. Its topological structure allows for variable amplitude and frequency output from constant input quantities. These advantages over conventional converters have greatly facilitated its adoption in various applications, particularly in adjustable drive systems and renewable energies. This study introduces the indirect space vector modulation (ISVM) technique for the matrix converter, based on recent research advances. The theoretical study of this control strategy has been validated by simulation (MATLAB).

Keywords: Matrix converter, direct AC-AC conversion, conventional AC-DC-AC converter, Vector control, Indirect space vector modulation (ISVM).

المخلص

تتناول هذه المذكرة نمذجة وتحكم محول مصفوفة ثلاثي الأطوار، مسلطاً الضوء على مزاياه مقارنةً بالمحول التقليدي (متناوب-مستمر-متناوب). الهدف الرئيسي من هذه الدراسة هو استبدال المحولات التقليدية ذات الدوائر الوسيطة بمحولات متكامل يتيح المحول المصفوفي تحويل التيار المباشر (متناوب-متناوب) دون وجود وسيط لمصدر التيار المستمر. تمكن هيكلته الطوبولوجيا من توفير وضمان الحصول على سعة وتردد متغيرين عند الإخراج من قيم ادخال ثابتة. لقد ساعدت هذه المزايا مقارنةً بالمحولات التقليدية في تعزيز اعتمادها في مجموعة متنوعة من التطبيقات، خاصةً في أنظمة القيادة القابلة للتعديل والطاقات المتجددة. يقدم هذا البحث تقنية التحكم بالناقل الفضائي غير المباشر للمحول المصفوفي، استناداً إلى الأبحاث الحديثة. تم التحقق من صحة الدراسة النظرية لاستراتيجية التحكم هذه عن طريق المحاكاة.

الكلمات المفتاحية

محول مصفوفي، تحويل تيار مباشر (متناوب-متناوب)، المحول التقليدي (متناوب-مستمر-متناوب)، تحكم اتجاهي، تعديل الشعاع الفضائي الغير مباشر.

Table des matières

Table des matières	i
Liste des figures	v
Liste des tableaux.....	viii
Liste des symboles	ix
Liste des abréviations.....	xii
Introduction générale	1
I. Etat de l'art des convertisseurs statiques	4
I.1 Introduction	4
I.2 Interrupteurs semi-conducteurs	4
I.2.1 Composants non commandables.....	6
I.2.2 Composants semi-commandables.....	7
I.2.3 Composants commandables.....	7
I.3 Différents types des convertisseurs statiques	9
I.4 Convertisseur continu-continu.....	10
I.4.1 Domaine d'applications des hacheurs.....	11
I.5 Convertisseur alternative-continu.....	12
I.5.1 Domaine d'applications des redresseurs.....	13
I.6 Convertisseur continu-alternatif.....	13
I.6.1 Différents types d'onduleur	14
I.6.1.1 Onduleurs autonomes	14
a. Onduleur de courant	15
b. Onduleur de tension.....	15
I.6.1.2 Onduleur non autonome	15
I.6.2 Domaine d'applications des onduleurs	16
I.7 Convertisseurs alternatif-alternatif.....	16
I.7.1 Convertisseurs indirects de fréquence	17
I.7.1.1 Principe.....	17
I.7.1.2 Problèmes liés aux convertisseurs AC-DC-AC	20
I.7.2 Convertisseurs directs de fréquence.....	20
I.7.2.1 Gradateur	21

I.7.2.1.1	Applications d'un gradateur	22
I.7.2.1.2	Avantages d'un gradateur	22
I.7.2.1.3	Inconvénients d'un gradateur	23
I.7.2.2	Cyclo convertisseur	23
I.7.2.2.1	Applications des cyclo convertisseurs	23
I.7.2.2.2	Avantages des cyclo convertisseurs	24
I.7.2.2.3	Inconvénients des cyclo convertisseurs	24
I.7.2.3	Convertisseur matriciel	25
I.8	Comparaison entre quelques types de convertisseurs utilisés pour les machines à courant alternatif	27
I.9	Conclusion	28
II.	Convertisseur matriciel , étude et simulation avec réponse libre.....	29
II.1	Introduction.....	29
II.2	Historique.....	29
II.3	Structure et constitution du convertisseur matriciel direct	30
II.3.1	Interrupteur bidirectionnel.....	30
II.3.1.1	Interrupteur à semi-conducteur utilisés dans le convertisseur matrice .	31
II.3.1.1.1	Topologie à transistor connecté à un pont à diode	31
II.3.1.1.2	Topologie à transistor.....	32
a.	Topologie à transistor et diode en tête bêche (antiparallèle)	32
b.	Topologie à transistor et diode en série	33
c.	Topologies à RB-IGBT	34
II.3.1.1.3	Avantages et inconvénients de chacun de ces interrupteurs	34
II.3.2	Filtre d'entrée	35
II.3.3	Protection de convertisseur matriciel	35
II.4	Modélisation du convertisseur matriciel direct	36
II.5	Stratégies de commande d'un convertisseur matriciel.....	41
II.5.1	Commande vectorielle indirecte d'un convertisseur matriciel	42
II.5.1.1	Principe de commande indirecte	43
II.5.1.1.1	Commande vectorielle pour la partie de redresseur	46
II.5.1.1.2	Commande vectorielle pour la partie de l'onduleur.....	52
II.5.1.1.3	Commande globale du convertisseur matriciel	58

II.6	Simulation des convertisseurs AC- AC avec une réponse libre.....	59
II.7	Interprétation des résultats	63
II.8	Conclusion.....	64
III. Convertisseur matriciel, étude et simulation avec réponse forcée.		72
III.1	Introduction	72
III.2	Définition de régulation	72
III.3	Performances de la régulation	73
III.3.1	La stabilité.....	73
III.3.2	La précision.....	73
III.3.3	La rapidité	74
III.4	Définition d'un correcteur	74
III.5	Objectif du correcteur.....	74
III.6	Différentes actions de corrections	75
III.6.1	Action proportionnelle (P).....	75
III.6.2	Action intégrale (I).....	76
III.6.3	Action dérivée (D)	76
III.7	Différents types du correcteur	77
III.7.1	Correcteur Proportionnelle (p).....	77
III.7.2	Correcteur Proportionnel Intégral (PI)	78
III.7.3	Correcteur proportionnel dérivé (PD).....	78
III.7.4	Correcteur proportionnel intégral dérivé (PID).....	79
III.8	Structures des correcteurs.....	80
III.8.1	Structure série	80
III.8.2	Structure parallèle.....	80
III.8.3	Structure mixte	81
III.9	Avantages et inconvénients des correcteur P, PI et PID	81
III.10	Simulation de régulateur PID.....	81
III.10.1	Interprétation des Résultats de Simulation	83
III.11	Simulation des convertisseur AC-AC avec une réponse forcé.....	84
III.12	Interprétation des Résultats de Simulation	87
III.13	Conclusion.....	88
Conclusion générale		90

Annexe 1	92
Annexe 2	94
Bibliographie	96

Liste des figures

Chapitre I

Figure I- 1: Divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance.....	9
Figure I- 2: Réversibilité et non réversibilité des convertisseurs statiques.....	10
Figure I- 3: Principe de base d'un hacheur.	11
Figure I- 4: Principe de base de redresseur.	12
Figure I- 5: Redresseur non commandé en pont monophasé (pont de GRAETZ).	12
Figure I- 6: Redresseur commandé de thyristors en pont monophasé.	13
Figure I- 7: Principe de base de l'onduleur.	14
Figure I- 8: Les différentes topologies de convertisseurs AC-AC.	17
Figure I- 9: La conversion indirecte de fréquence.	17
Figure I- 10: Topologie des variateurs de vitesse standards.	18
Figure I- 11: Topologie du convertisseur de fréquence standard.	19
Figure I- 12: Convertisseur direct AC-AC.	20
Figure I- 13: Principe de base du gradateur.	21
Figure I- 14: Interrupteur électronique utilisé dans le gradateur.....	21
Figure I- 15: Gradateur triphasé.....	22
Figure I- 16: Structure d'un cyclo convertisseur.	25
Figure I- 17: Convertisseur matriciel.	27

Chapitre II

Figure II- 1: Topologie du convertisseur matriciel triphasé.	30
Figure II- 2: Caractéristique statique de l'interrupteur bidirectionnel.	31
Figure II- 3: Topologie transistor connecté à un pont à diode.	32
Figure II- 4: Topologie à émetteur commun.	33
Figure II- 5: Topologie collecteur commun.	33
Figure II- 6: Topologie sans connexion central.	34
Figure II- 7: Structure de la technologie RB-IGBT.	34

Figure II- 8: Circuit de protection d'un convertisseur matriciel.....	36
Figure II- 9: Convertisseur matriciel idéalisé.	37
Figure II- 10: Différentes stratégies de commande d'un convertisseur matriciel.	42
Figure II- 11: Modelé du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif.....	43
Figure II- 12: Circuit équivalent de modulation indirecte.	44
Figure II- 13: Cellule de la phase A dans le circuit du convertisseur matriciel.	45
Figure II- 14: Redressement hypothétique des tensions d'alimentation.	46
Figure II- 15: Partie redresseur du circuit équivalent.	47
Figure II- 16: Différents états de commutation possible pour le redresseur.	48
Figure II- 17: Hexagone du courant de redresseur.	49
Figure II- 18: Synthétisation du vecteur de référence de courant ($mc = 1$).....	50
Figure II- 19: Partie onduleur pour le circuit équivalent.	53
Figure II- 20: Les différents états de commutation possible pour l'onduleur.	54
Figure II- 21: Hexagone de tension de l'onduleur.....	56
Figure II- 22: Synthétisation du vecteur de référence de la tension.	56
Figure II- 23: Schémas blocs de simulation des convertisseur AC-AC avec la technique de commande ISVM.	60
Figure II- 24: Les tensions d'entrée du convertisseur AC-DC-AC.....	60
Figure II- 25: La tension et le courant d'entrée du convertisseur matriciel.	61
Figure II- 26: Les tensions Vdc, Vab inverter, Vab load.....	61
Figure II- 27: Le courant et la tension de charge.....	62
Figure II- 28: FFT de tension et courant de la charge du convertisseur AC- DC- AC. ..	62
Figure II- 29: FFT de tension et courant de la charge du convertisseur matriciel.	63

Chapitre III

Figure III- 1: Schéma de principe d'une régulation.	72
Figure III- 2: Stabilité du système.	73
Figure III- 3: Performances d'un système de commande [7].	74
Figure III- 4: Symbole de l'Action proportionnelle.	75
Figure III- 5: Symbole de l'Action Intégrale.....	76
Figure III- 6: Symbole de l'Action dérivée.	77

Figure III- 7: Symbole de correcteur p.....	77
Figure III- 8: Symbole de correcteur PI.	78
Figure III- 9: Symbole de correcteur PID.	79
Figure III- 10: Le schéma fonctionnel d'un PID série [47].....	80
Figure III- 11: Le schéma fonctionnel d'un PID parallèle [47].....	80
Figure III- 12: Le schéma fonctionnel d'un PID mixte [47].	81
Figure III- 13: Schéma bloc d'un régulateur PID.	82
Figure III- 14: Schémas blocs de simulation des convertisseur AC-AC avec la technique de commande ISVM.	85
Figure III- 15: Les tensions d'entrée du convertisseur AC-DC-AC.	85
Figure III- 16: La tension et le courant de sortie du convertisseur matriciel.	86
Figure III- 17: Les tensions V_{dc} , V_{ab} , inverter, V_{ab} load	86
Figure III- 18: Le courant et la tension de charge.	87
Figure III- 19: La valeur efficace (RMS) de la tension.	87

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I- 1: Comparaison entre l'onduleur de tension et de courant.....	15
Tableau I- 2: Comparaison entre les différents types de convertisseurs directs.	27

Chapitre II

Tableau II- 1: Synthèse des interrupteurs.	34
Tableau II- 2: Les 9 états des commutateurs du redresseur de la modulation indirecte. .	49
Tableau II- 3: Les 8 états de commutations de l'onduleur de la modulation indirecte. ..	55
Tableau II- 4: Comparaison entre les deux convertisseurs en termes de THD.....	64

Chapitre III

Tableau III- 1: Avantages et des inconvénients du correcteur P, PI, PID [48].	81
---	----

Liste des symboles

Chapitre I

i	Courant.
v	Tension.
i_g	Courant de gâchette de thyristor.
V_{GS}	Tension entre la gâchette et la sortie de transistor MOSFET.
i_B	Courant de base de BJT.
V_{GE}	Tension entre la gâchette et la sortie de transistor IGBT.
i_g	Courant de gâchette de thyristor GTO.

Chapitre II

$V_{nn'}$	Tension de mode commun entre ces deux potentiels de référence apparaît.
V_E	L'amplitude de tension d'entrée.
F_{IN}	Fréquence d'entrée.
I_E	L'amplitude de courant d'entrée.
$v_{rn}; v_{sn}; v_{tn}$	Les vecteurs de tension d'entrée.
$i_r^*; i_s^*; i_t^*$	Les vecteurs de référence de courant d'entrée.
P_E	Puissance d'entrée.
P_S	Puissance de sortie.
v_s	L'amplitude de tension de sortie.
f_{OUT}	Fréquence de sortie.
φ_S	Déphasage par rapport aux tensions simples de sortie.
F	Matrice de connexion.
f_{ij}	Des fonctions de connexion.
t_{ij}	Représente le temps de fermeture de l'interrupteur.
T	Période de découpage.
m_{ij}	Rapports cycliques des fermetures des interrupteurs.
U_{rec}	La tension intermédiaire.

x_a, x_b, x_c	Vecteur d'état.
\hat{x}	La valeur maximale.
$\overrightarrow{X_s}$	Phaseur spatial du système.
ω	Pulsation.
φ_0	Déphasage par rapport à la tension de sortie.
$V_0(t)$	Est la tension de sortie.
$V_{AB}; V_{BC}; V_{CA}$	Les tensions de ligne.
$V_A; V_B; V_C$	Les trois tensions des phases de sortie.
$I_A; I_B; I_C$	Les trois courants des phases de sortie.
$V_a; V_b; V_c$	Les trois tensions des phases d'entrée.
$I_a; I_b; I_c$	Les trois courants des phases d'entrée.
V_{CC}	Tension continue fictive.
V_{CC+}	Tension de la phase positive.
V_{CC-}	Tension de la phase négative.
I_{CC}	Courant continue fictive.
I_{CC+}	Courant de la phase positive.
I_{CC-}	Courant de la phase négative.
M^T	Transposée de la fonction de transfert.
M	Fonction de transfert.
I_e	La valeur maximale de courant d'entrée.
$I_\gamma; I_\delta$	Vecteurs de commutation adjacents de courant.
$d_\gamma; d_\delta$	Rapport cyclique.
T_p	Intervalle de commutation.
I_e^*	Le vecteur de référence.
θ_c	L'angle du vecteur de référence du courant dans le secteur de courant.
m_c	Représente l'indice de modulation du courant.
$\cos(\varphi_e)$	Le facteur de puissance.

Chapitre III

$C(p)$	Le correcteur.
$W(t)$	Consigne.
$X(t)$	Mesure.
$U(t)$	Commande.
$\mathcal{E}(t)$	Erreur (W-X).
K_p	Gain proportionnel.
K_i	Gain intégral.
K_d	Gain dérivée.
T_i	Temps d'intégration.
T_d	Temps dérivatif.
$G(p)$	Fonction de Transfer.

Liste des abréviations

Chapitre I

AC	Alternating current (Courant alternatif).
DC	Direct current (Courant continu).
BJTs	Transistors Bipolaires à Jonctions.
MOSFETs	Transistors à effet de champ Metal-Oxyde-Semi-conducteur.
GTO	Gate-Turn-Off Thyristors.
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée.
CF	Commande Fermée.
CO	Commande Ouvert.
MCC	Moteur à courant continu.
MG	Mégawatts.
KHZ	Kilohertz.
MW	Milliwatts.
GW	Gigawatts.
KW	Kilowatts.
ASI	Alimentation sans interruption.

Chapitre II

SVM	La modulation du vecteur d'espace.
CM	Convertisseur matriciel.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
CMI	Convertisseur matriciel indirect.
ROY	Contrôle scalaire.
MATLAB	Matrix Laboratoire (Logiciel de simulation numérique).

Chapitre III

P	Régulateur proportionnel.
PI	Régulateur proportionnel Intégral.

PD	Régulateur dérivé.
PID	Régulateur proportionnel Intégral dérivée.
BF	Boucle fermée.
BO	Boucle ouverte.

Introduction générale

L'une des applications industrielles en pleine expansion est l'alimentation des moteurs électriques à travers des variateurs de vitesse utilisant des convertisseurs électroniques de puissance. Un variateur permet de contrôler le couple ou la vitesse d'une machine tournante tout en offrant un rendement élevé.

Les convertisseurs statiques, composés de semi-conducteurs de puissance (diodes, thyristors, transistors, etc.), sont utilisés dans divers domaines, notamment les systèmes d'entraînement électrique, les systèmes de conversion d'énergie, les énergies renouvelables, l'aérodynamique et les systèmes navals.

Grâce aux avancées dans ces composants et leur mise en œuvre, l'électronique de puissance a pris une importance considérable dans le domaine de l'électricité industrielle. Les quatre principaux types de convertisseurs sont : le redresseur pour la conversion AC-DC, l'hacheur pour la conversion DC-DC, l'onduleur pour la conversion DC-AC et les convertisseurs AC-AC.

Les convertisseurs AC-AC se divisent en deux familles : ceux qui assurent une conversion indirect AC-DC-AC, une conversion AC-DC suivie d'une conversion DC-AC, largement répandus dans l'industrie, et ceux qui assurent une conversion directe AC-AC, soit par gradateurs, cyclo convertisseurs, soit par convertisseurs matriciels.

Actuellement, les convertisseurs AC-DC-AC sont les plus courants dans l'industrie. Leur structure comprend un redresseur, un onduleur et un bus continu avec une capacité de stockage, qui est coûteuse et a une durée de vie limitée. Les recherches en électronique de puissance tendent vers un nouveau convertisseur AC-AC sans condensateur. Le convertisseur matriciel, introduit dans les années 1980, offre de nombreux avantages par rapport aux convertisseurs classique (AC-DC-AC) : il n'utilise pas de condensateur, réduit les coûts, permet un facteur de puissance réglable proche de l'unité, et il est bidirectionnel en tension et courant, ce qui permet de récupérer l'énergie de la charge (pendant les périodes de freinage par exemple), c'est un enjeu majeur dans la lutte contre le réchauffement climatique. Cependant, Malgré ses avantages, sa commande complexe limite son utilisation industrielle.

Ce mémoire s'intéresse à la conversion directe AC-AC à l'aide des convertisseurs matriciels. Elle est organisée en trois chapitres :

➤ Le premier chapitre présentera tout d'abord une étude théorique sur les différents types de convertisseurs statiques : les redresseurs, les hacheurs, les onduleurs, et les convertisseurs AC-AC. Nous décrirons les différents types de convertisseurs AC-AC, ainsi que leurs avantages et inconvénients. Nous soulignerons également une comparaison entre quelques types de convertisseurs utilisés pour les machines à courant alternatif.

➤ Le deuxième chapitre présentera l'état de l'art des convertisseurs matriciels et leurs deux principaux types, en détaillant la modélisation et la topologie de chacun de ces types. De plus, nous discuterons les avantages et les inconvénients de ces convertisseurs. Ensuite, nous développerons un modèle de simulation des convertisseurs AC-AC alimentant une charge RL, en utilisant la technique de commande basée sur la modulation vectorielle indirecte (ISVM). Les résultats de simulation seront discutés.

➤ Le troisième chapitre été consacré à une étude détaillée sur la régulation des systèmes électriques. Nous appliquerons cette régulation au convertisseur matriciel et convertisseur classique AC-DC-AC lors d'une perturbation sur un intervalle de temps bien déterminé, en utilisant un régulateur PI. Les résultats de simulation seront présentés et analysés.

➤ Enfin, nous terminerons par une conclusion générale pour résumer les principaux résultats obtenus et présenter les perspectives futures.

Chapitre I
Etat de l'art des
convertisseurs statiques

I. Etat de l'art des convertisseurs statiques

I.1 Introduction

Depuis la fin du XIXe siècle, dans le domaine de l'électrotechnique, des machines exploitant les propriétés du magnétisme, notamment du ferromagnétisme, ont été inventées pour réaliser différentes conversions d'énergie électrique. Cependant, avec l'avènement, de l'électronique de puissance et l'évolution de l'informatique, il est désormais possible de substituer ces "machines" par des convertisseurs statiques utilisant des composants électroniques à commutation.

Un convertisseur statique est un dispositif qui assure l'adaptation de la source d'énergie électrique aux besoins spécifiques d'une charge donnée.

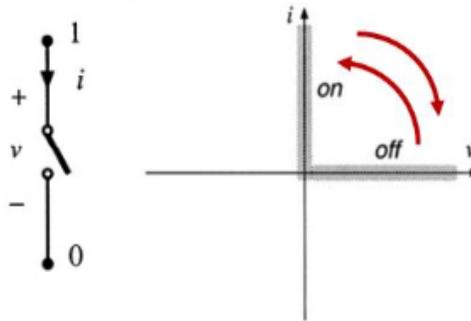
Exemples :

- Une alimentation stabilisée convertit la tension alternative sinusoïdale du réseau électrique en une tension continue (exemples de la famille des redresseurs).
- Un onduleur de secours convertit la tension continue fournie par les batteries en une tension alternative pour alimenter des équipements informatiques, par exemple (exemples de la famille des onduleurs).

Ce chapitre présente une étude bibliographique sur les différents types de convertisseurs statiques, en exposant leurs topologies, ainsi que ces avantages et inconvénients, et nous l'avons conclu par une comparaison entre quelques types de convertisseurs utilisés pour les machines à courant alternatif.

I.2 Interrupteurs semi-conducteurs

La conception d'un convertisseur statique repose principalement sur l'utilisation de composants à semi-conducteurs agissant comme des interrupteurs électroniques on-off. Un interrupteur idéal est considéré comme un dipôle orienté en mode récepteur selon la convention. Sa caractéristique statique est ainsi définie par les différents segments présents sur les axes du repère (v, i) .



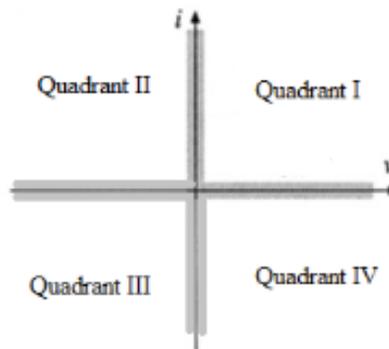
➤ **Le plan (v, i) est composé de 4 quadrants :**

Quadrant I : tension et courant positives

Quadrant II : tension négative, courant positif

Quadrant III : tension et courant négative

Quadrant IV : tension positive, courant négatif



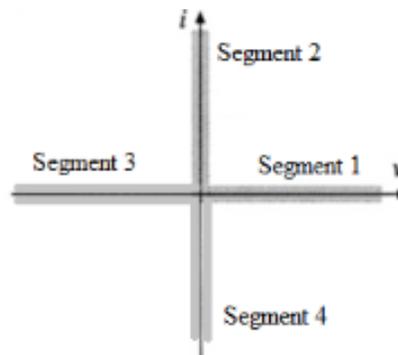
➤ **Le repère (v, i) est composé de 4 segments :**

Segment 1 : L'interrupteur est à l'état OFF ($i=0$), il est polarisé en direct ($v>0$)

Segment 2 : L'interrupteur a l'état ON ; il conduit un courant direct $i>0$

Segment 3 : L'interrupteur est à l'état OFF ($i=0$), il est polarisé en inverse ($v<0$)

Segment 4 : L'interrupteur est à l'état ON, il conduit un courant inverse $i < 0$



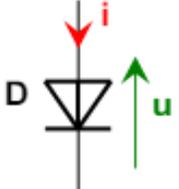
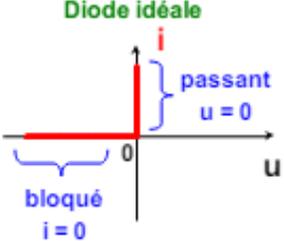
Nous allons décrire les principales caractéristiques externes des composants, qui peuvent être classés en trois groupes :

- 1) **Diodes** : Elles peuvent être dans un état fermé ou ouvert, contrôlé par le circuit de puissance.
- 2) **Thyristors** : Elles sont fermées par un signal de commande, mais doivent être ouvertes par le circuit de puissance (blocage naturel).
- 3) **Interrupteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture** : Ils peuvent être ouverts et fermés par un signal de commande.

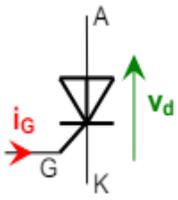
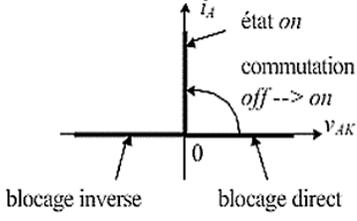
La catégorie des interrupteurs commandables inclut de nombreux types de composants :

- Transistors Bipolaires à Jonctions (Bipolar Junction Transistors - BJTs)
- Transistors à effet de champ Metal-Oxyde-Semi-conducteur (MOSFETs)
- Thyristors commandés à l'ouverture (Gate-Turn-Off Thyristors – GTO Thyristors)
- Transistors bipolaires à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistors - IGBTs)

I.2.1 Composants non commandables

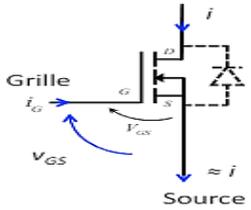
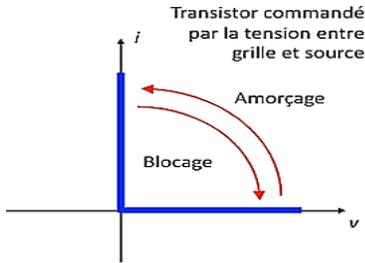
Diode	<p>La diode de puissance, est un composant non commandable (ni à la fermeture ni à l'ouverture).</p> <ul style="list-style-type: none"> ➤ Interrupteur à deux segments ➤ Blocage et amorçage naturel ➤ Unidirectionnel en courant ➤ Elle n'est pas réversible en tension et ne supporte qu'une tension anode-cathode négative ($u < 0$) à l'état bloqué. ➤ Elle n'est pas réversible en courant et ne supporte qu'un courant dans le sens anode-cathode positif à l'état passant ($i > 0$). ➤ L'état (ON-OFF) est déterminé par la tension appliquée par le circuit extérieur <div style="display: flex; justify-content: space-around; align-items: center;"> <div style="text-align: center;">  <p>The diagram shows a diode symbol with a triangle pointing towards a vertical line. A red arrow labeled 'i' points downwards into the top terminal (anode). A green arrow labeled 'u' points upwards from the bottom terminal (cathode).</p> </div> <div style="text-align: center;">  <p>The graph is titled 'Diode idéale'. The vertical axis is current 'i' and the horizontal axis is voltage 'u'. The origin is marked '0'. For $u < 0$, the current $i = 0$ (labeled 'bloqué'). For $u > 0$, the current i is positive (labeled 'passant') and the voltage $u = 0$.</p> </div> </div>
--------------	--

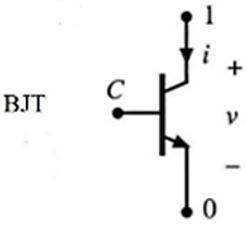
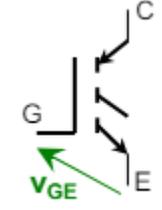
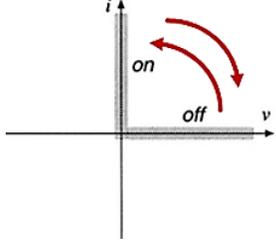
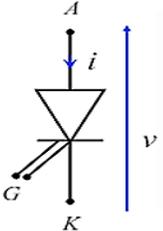
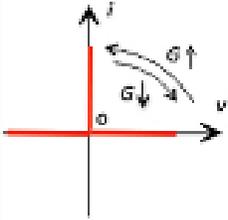
I.2.2 Composants semi-commandables

Thyristor	<p>Le thyristor est un interrupteur commandé à la fermeture seulement à trois segments ; il possède une (ou deux) électrode(s) de commande ou gâchette.</p> <ul style="list-style-type: none"> ➤ Interrupteur à trois segments (Bidirectionnel en tension) ➤ Blocage naturel et amorçage commandé ➤ Unidirectionnel en courant ➤ Conduit un courant direct (segment 2) ➤ Bloque positive et négative tension (segments 1 et 3 respectivement) ➤ Interrupteur CF par impulsion de courant i_g <div style="display: flex; justify-content: space-around; align-items: center;">   </div>
------------------	--

I.2.3 Composants commandables

Plusieurs types de composants semi-conducteurs de puissance peuvent être commandés à l'ouverture et à la fermeture, en cite au suivant : MOSFET, IGBT, BJT et GTO.

Transistor MOSFET	<p>Le transistor MOSFET est un interrupteur unidirectionnel en tension et Bidirectionnel en courant.</p> <p>A l'avantage d'une commande relativement simple qui nécessite peu de puissance.</p> <ul style="list-style-type: none"> ➤ Interrupteur à trois segments (Bidirectionnel en courant) ➤ Amorçage et blocage par V_{GS} (commande en tension) ➤ Conduit un courant direct (segment 2) ➤ Conduit un courant inverse par sa diode interne (segment 4) ➤ Bloque une tension positive (segment 1) ➤ Interrupteur commandé (CF et CO) <div style="display: flex; justify-content: space-around; align-items: center;">   </div>
--------------------------	--

<p>BJT et Transistor IGBT</p>	<p>L'IGBT est un composant commandé en tension. L'amorçage est identique à celui du MOSFET</p> <ul style="list-style-type: none"> ➤ Interrupteur à deux segments ➤ Blocage et amorçage commandés par la tension de grille V_{GE} ➤ Conduit un courant direct (segment 2) ➤ Conduit un courant direct (segment 2) ➤ Bloque une tension positive (segment 1) ➤ Commandé à la fermeture (CF) ➤ Commandé à l'ouverture (CO) ➤ BJT commandé par courant i_B ➤ IGBT commandé par tension V_{GE} <div style="display: flex; justify-content: space-around; align-items: center;"> <div style="text-align: center;">  <p>BJT</p> </div> <div style="text-align: center;">  <p>Transistor IGBT</p> </div> <div style="text-align: center;">  </div> </div>
<p>Thyristors GTO</p>	<p>C'est un thyristor auquel on a ajouté une électrode pour l'ouverture. Il est donc commandable à l'ouverture et la fermeture, un courant i_G négatif (par la gâchette)</p> <ul style="list-style-type: none"> ➤ Interrupteur à trois segments (Bidirectionnel en tension) ➤ Conduit un courant direct (segment 2) ➤ Bloque positive et négative tension (segments 1 et 3 respectivement) ➤ Interrupteur CF et CO par impulsion de courant i_G. <div style="display: flex; justify-content: space-around; align-items: center;"> <div style="text-align: center;">  </div> <div style="text-align: center;">  </div> </div>

I.3 Différents types de convertisseurs statiques

Les convertisseurs statiques jouent un rôle crucial dans la conversion et le contrôle de l'énergie électrique, son rôle principal est de garantir une adaptation appropriée entre la source et le récepteur.

Les convertisseurs statiques exploitent des dispositifs semi-conducteurs tels que les transistors, les thyristors et les diodes, qui fonctionnent en mode de commutation, agissant comme des interrupteurs ouverts ou fermés. Ils sont accompagnés d'éléments réactifs tels que des inductances et des condensateurs pour garantir un rendement de conversion atteignant quasiment 100% [1].

On distingue généralement quatre fonctions de convertisseurs dans l'électronique de puissance :

Conversion continu-continu, alternatif-continu, continu-alternatif et alternatif-alternatif, la figure ci-dessous présente ces quatre conversions :

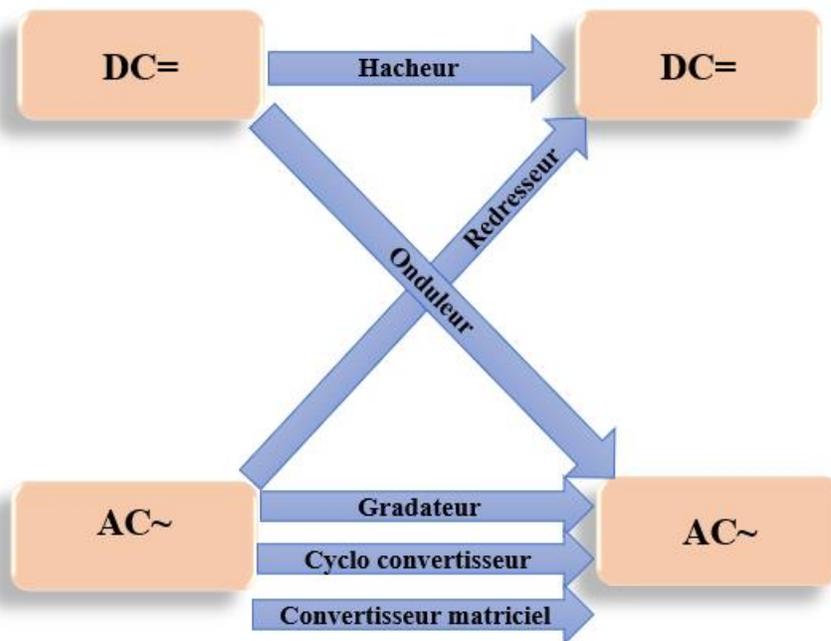


Figure I- 1: Divers types de convertisseurs statiques en électronique de puissance.

La notion **réversible** est très importante. Un convertisseur statique d'énergie est dit réversible lorsqu'il permet le transit de l'énergie dans les deux sens, c'est-à-dire de la source vers le récepteur ou du récepteur vers la source, de manière soit naturelle soit commandée.

Certains convertisseurs sont naturellement réversibles (onduleur) ou naturellement non réversibles (redresseur à diode) suivant leurs schémas de structure.

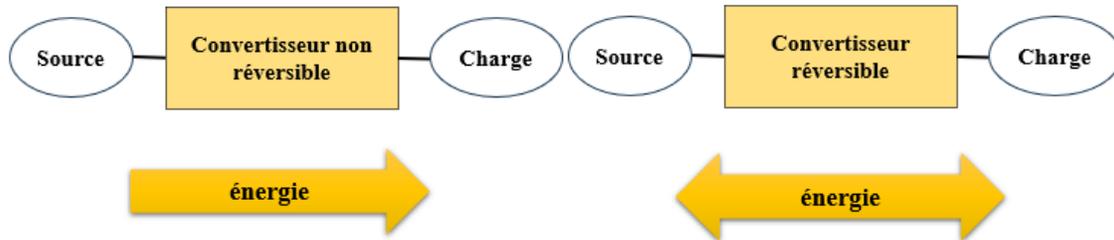


Figure I- 2: Réversibilité et non réversibilité des convertisseurs statiques.

Exemple :

Dans le cas du freinage d'une voiture électrique, l'énergie mécanique est convertie en énergie électrique (moteur \rightarrow génératrice). Cette énergie électrique est ensuite utilisée pour recharger les accumulateurs à travers un redresseur réversible, également appelé redresseur commandé.

Les principaux critères de performance d'un convertisseur sont :

- Excellent rendement ;
- Le poids le plus faible possible ;
- Un système le moins encombrant ;
- Réduction du coût relatif, grâce aux avancées dans la fabrication et l'assemblage des composants ;
- Facilité de contrôle ;
- Garantir une fiabilité élevée [2].

I.4 Convertisseur continu-continu

Un hacheur est un convertisseur statique DC-DC, alimenté par une source de tension continue fixe qui produit une valeur réglable de tension continue (une tension ondulée de valeur moyenne réglable) aux bornes d'une charge.

- Les hacheurs peuvent être construits sur la base de thyristors pour atteindre des niveaux de puissance élevés (plusieurs 100 MW, avec fréquence de découpage de quelques KHZ).

- Comme il peut être construit à base de transistors pour des puissances faibles (quelques centaines de Kilowatts 100 KW) avec une grande fréquence de hachage jusqu'à 100 KH.

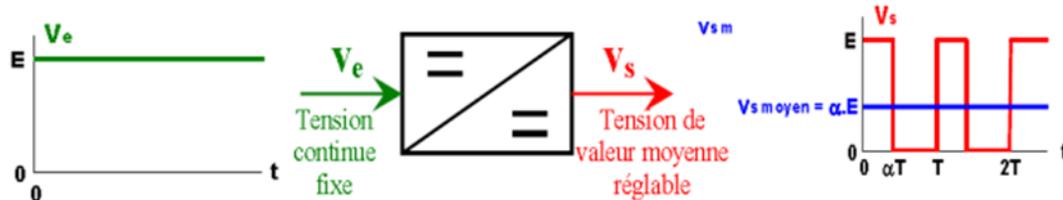


Figure I- 3: Principe de base d'un hacheur.

➤ Différents types d'hacheurs

Selon la position des interrupteurs et des hacheurs, différents types de convertisseurs de tension peuvent être réalisés :

- abaisseur de tension « Buck »;
- élévateur de tension « Boost »;
- Abaisseur élévateur de tension « Buck-Boost ».

I.4.1 Domaine d'applications des hacheurs

Les hacheurs sont largement utilisés dans divers domaines, notamment :

- Variation de vitesse des moteurs à courant continu (MCC) : Ils équipent la plupart des engins de moyenne traction, tels que ceux utilisés dans les métros. La première génération de TGV (TGV Sud Est) est également équipée d'ensembles hacheurs-moteurs à courant continu ;
- Utilisation de l'énergie éolienne ou solaire : Les hacheurs permettent de maintenir constante une tension d'entrée très variable, ce qui les rend indispensables dans les systèmes d'énergie renouvelable ;
- Alimentation des moteurs pas à pas : Les hacheurs sont également utilisés pour fournir l'alimentation nécessaire aux moteurs pas à pas, souvent utilisés dans les applications nécessitant un positionnement précis, comme les imprimantes 3D et les machines-outils à commande numérique.

I.5 Convertisseur alternative-continu

Les redresseurs sont des convertisseurs AC-DC d'électronique de puissance qui effectuent la conversion directe de l'énergie alternatif-continu. Ils sont alimentés par une source de tension alternative, qu'elle soit monophasée, triphasée ou polyphasée, et ils fournissent une tension continue à la charge connectée à leur sortie [3].

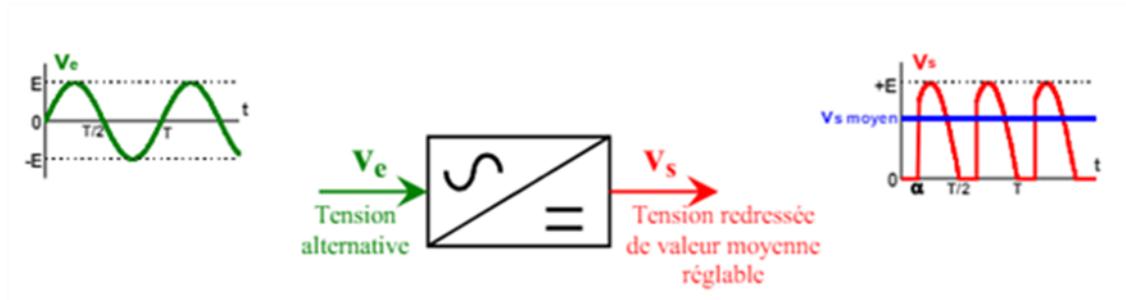


Figure I- 4: Principe de base de redresseur.

On peut les classer en deux classes : les redresseurs non commandés et les redresseurs commandés.

- Les redresseurs à diodes, également appelés redresseurs non commandés, ne permettent pas de réguler le rapport entre les tensions alternatives d'entrée et la tension continue de sortie. De plus, ils sont irréversibles, ce qui signifie que la puissance ne peut être transférée que du côté alternatif vers le côté continu.

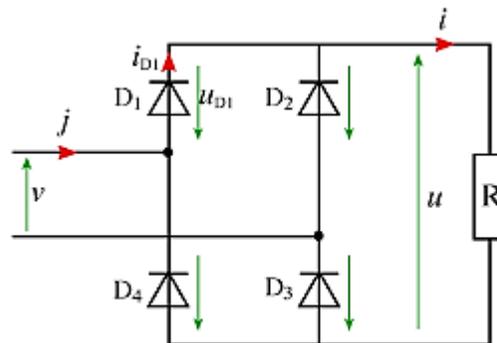


Figure I- 5: Redresseur non commandé en pont monophasé (pont de GRAETZ).

- Les redresseurs à thyristors (SCR) ou des transistors, ou redresseurs commandés, offrent la possibilité de réguler la tension continue de sortie pour une tension alternative d'entrée donnée. De plus, ils sont réversibles, ce qui signifie qu'ils

peuvent assurer le transfert de puissance du côté continu vers le côté alternatif lorsque nécessaire [4].

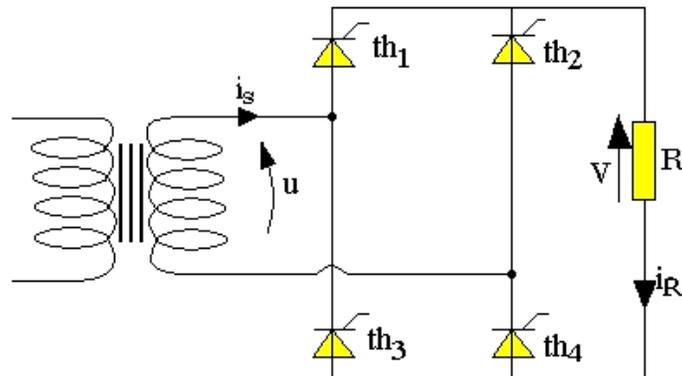


Figure I- 6: Redresseur commandé de thyristors en pont monophasé.

I.5.1 Domaine d'applications des redresseurs

La conversion alternative-continue est utilisée dans une vaste gamme de puissances :

- De quelques mW (milliwatts) pour alimenter de petits dispositifs électroniques tels que les chargeurs de téléphones portables ;
- À plusieurs GW (gigawatts) pour l'interconnexion des réseaux de distribution d'énergie électrique de différentes phases ;
- L'alimentation des circuits électroniques en tension continue de faible niveau (3,3V à 15V) à partir du réseau 50Hz, dans des domaines tels que la télévision et l'électroménager ;
- La recharge des batteries d'appareils portables tels que les téléphones et les ordinateurs portables ;
- L'entraînement des machines à courant continu à vitesse variable ;
- L'électrolyse dans l'industrie électrochimique [5].

I.6 Convertisseur continu-alternatif

Un onduleur est un appareil d'électronique de puissance qui transforme l'énergie électrique continue (DC) en énergie électrique alternative (AC) (éventuellement réglable en fréquence et en amplitude) pour alimenter des charges en courant alternatif. Cet échange d'énergie repose sur un composant semi-conducteur qui peut être commandé rapidement et robuste [6]. Il permet d'obtenir une tension alternative à fréquence et valeur efficace

réglables au niveau de la borne du récepteur, en utilisant une séquence de commande appropriée.

Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance, selon qu'il s'agit d'une commande à un seul créneau par alternance ou d'une commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (Pulse Width Modulation) [7].

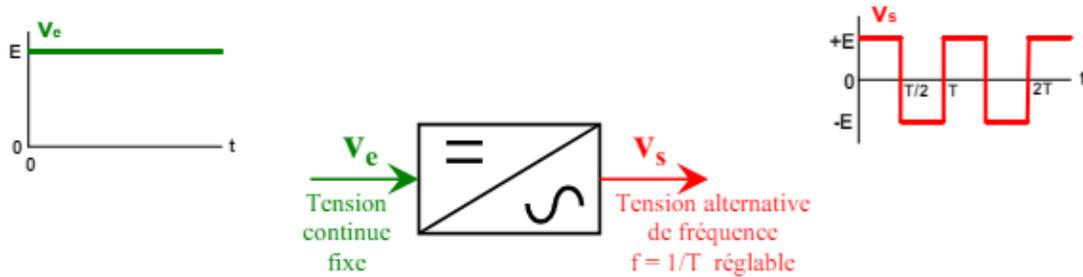


Figure I- 7: Principe de base de l'onduleur.

Les onduleurs sont employés pour :

- Produire une tension ou un courant alternatif avec une fréquence et une amplitude variable, ce qui est notamment utile pour la variation de vitesse des moteurs asynchrones.
- Fournir une ou plusieurs tensions alternatives avec une fréquence et une amplitude constante, comme c'est le cas pour les alimentations de sécurité, souvent alimentées par des batteries [6].

I.6.1 Différents types d'onduleur

Les onduleurs sont utilisés pour diverses applications et se divisent en deux grandes catégories :

I.6.1.1 Onduleurs autonomes

Les onduleurs autonomes sont des dispositifs de commutation utilisant des transistors ou des thyristors, avec des temps de commutation définis par des circuits externes. Ces onduleurs fournissent à la charge une tension de sortie dont la fréquence et la forme d'onde sont déterminées par l'onduleur lui-même. On parle d'onduleur autonome lorsque ce dernier impose sa propre fréquence à la charge. Il existe deux types principaux d'onduleurs autonomes :

a. Onduleur de courant

Les onduleurs de courant sont utilisés pour convertir un courant continu en courants triphasés dans les enroulements de la machine. Ils peuvent fonctionner selon deux modes : la commutation naturelle, utilisée par les machines synchrones, et la commutation forcée, employée par toutes les autres machines. Ce type d'onduleur ne permet que le réglage de la fréquence des grandeurs de sortie, tandis que l'amplitude de ces grandeurs doit être ajustée en agissant sur la grandeur d'entrée [9].

b. Onduleur de tension

Les onduleurs de tension sont employés pour transformer une tension continue en une tension alternative triphasée, fournissant ainsi une forme spécifique de tension adaptée à la machine, quelle que soit la quantité de courant consommée. Dans la plupart des cas, les onduleurs triphasés utilisent une modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour fonctionner, avec un contrôle approprié permettant de régler à la fois la fréquence et l'amplitude des sorties [9].

Onduleur	Interrupteurs Électroniques	Source continue D'alimentation	Charge alimentée en alternatif
De tension	Bidirectionnels en Courant	Source de tension.	La tension est imposée, le Courant dépend de la charge.
De courant	Unidirectionnels En courant	Source de courant.	Le courant est imposé, la Tension dépend de la charge.

Tableau I- 1: Comparaison entre l'onduleur de tension et de courant.

I.6.1.2 Onduleur non autonome

Un onduleur non autonome, également appelé assisté, est un système de commutation à thyristors où les instants de commutation sont dictés par la charge [8]. Dans ce contexte, la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont déterminées par le réseau alternatif auquel l'onduleur est connecté (Si la fréquence est imposée par la charge, exemple : onduleur débitant sur le réseau on parle d'un onduleur assisté). Ce type d'onduleur est utilisé pour :

- Le transport d'énergie en courant continu : Le transport d'énergie en courant continu permet le transfert de grandes puissances à des tensions très élevées, atteignant jusqu'à plusieurs millions de volts, via des lignes aériennes sur des distances considérables allant de 500 à 1000 kilomètres. Ce choix s'avère avantageux dans les cas où les lignes à courant alternatif rencontrent des difficultés sensibles telles que l'instabilité et les pertes. De plus, le transport sur de plus courtes distances à travers des câbles souterrains, dont la capacité est très élevée, restreint leur utilisation en courant alternatif [10].
- Le freinage par récupération : Le freinage par récupération consiste à récupérer l'énergie pendant le freinage d'une machine à courant continu, qui peut agir comme une génératrice. Dans ce processus, l'énergie produite peut être récupérée et transférée au réseau alternatif grâce à un onduleur assisté, notamment dans le domaine de la traction électrique [11].

I.6.2 Domaine d'applications des onduleurs

Les onduleurs sont utilisés dans divers domaines tels que :

- La commande des moteurs alternatifs, les filtres actifs et les systèmes d'alimentation sans interruption (ASI). Ces derniers sont utilisés, par exemple, pour assurer des alimentations de secours où il est essentiel de maintenir une tension de sortie constante indépendamment de la charge ;
- Les onduleurs de tension à fréquence variable sont employés pour réaliser des entraînements à vitesse variable avec des moteurs à courant alternatif ;
- Quant aux onduleurs de courant, ils sont utilisés dans les entraînements à vitesse variable des moteurs à courant alternatif.

I.7 Convertisseurs alternatif-alternatif

Il existe plusieurs topologies de convertisseurs AC-AC. La première famille réalise une conversion alternatif-continu suivie d'une conversion continu-alternatif, également appelée conversion indirecte AC-DC-AC. Cette approche est la plus répandue actuellement. La seconde famille réalise une conversion directe alternatif-alternatif AC-AC sans passer par un circuit continu intermédiaire. Cette conversion peut être réalisée soit par des cyclo

convertisseurs ou des gradateurs, soit par des convertisseurs avec une topologie matricielle appelé les convertisseurs matriciels.

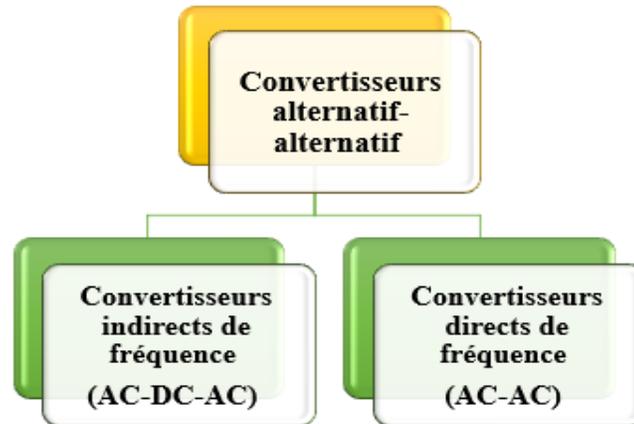


Figure I- 8: Les différentes topologies de convertisseurs AC-AC.

I.7.1 Convertisseurs indirects de fréquence

I.7.1.1 Principe

Les variateurs de vitesse standards, traditionnellement utilisés dans l'industrie, présentés à la Figure I.10, sont constitués de deux convertisseurs connectés par un étage intermédiaire continu (bus DC), composé de condensateurs [12], agissant comme un circuit de stockage d'énergie. Cette configuration permet d'effectuer une conversion indirecte de type AC-DC-AC.

Le premier convertisseur est un redresseur à diodes, non commandable, robuste et peu coûteux, qui produit une tension continue aux bornes du bus DC à partir d'un réseau d'entrée monophasé (pour les faibles puissances) ou triphasé (pour les puissances plus élevées). Ce bus DC est ensuite connecté à un onduleur de tension triphasé, commandé en Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) [13], permettant de réguler à la fois l'amplitude et la fréquence du fondamental des tensions appliquées au moteur.

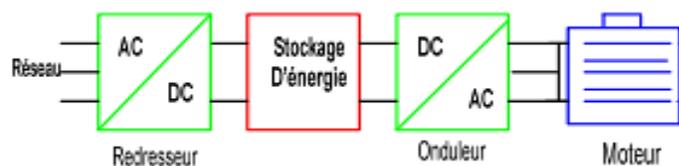


Figure I- 9: La conversion indirecte de fréquence.

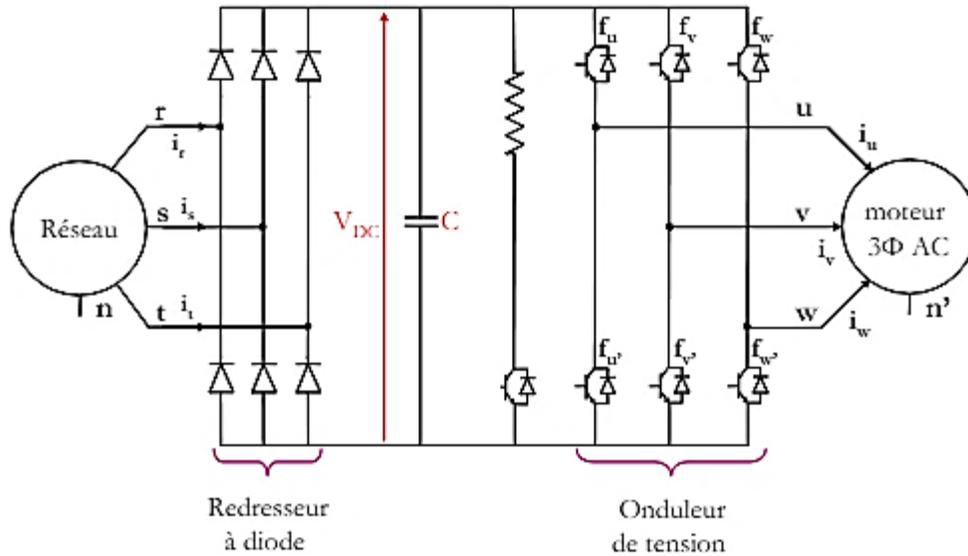


Figure I- 10: Topologie des variateurs de vitesse standards.

Cette configuration offre la possibilité de générer les tensions requises pour alimenter la machine, quelles que soient les perturbations éventuelles sur le réseau, grâce au bus continu qui agit comme un tampon. Cependant, le redresseur à diodes n'est pas réversible en puissance et présente une limitation importante : il ne permet pas de renvoyer de l'énergie vers le réseau lors de phases de freinage électrique, risquant ainsi d'augmenter dangereusement la tension du bus continu. Afin de pallier ce problème, un dispositif de freinage comprenant un interrupteur en série avec une résistance est nécessaire sur le bus continu. Cette fonction est cruciale pour assurer la sécurité de la conversion en maintenant la tension du bus continu à un niveau sécuritaire [14]. Cette topologie présente un inconvénient majeur en ce qu'elle génère des courants de ligne très polluants [15]. Une approche courante pour résoudre ce problème consiste à utiliser un redresseur commandé, tel que des IGBT ou des GTO, plutôt que des diodes, comme le montre la figure (I. 11). Cette solution permet de contrôler la forme des courants du réseau indépendamment des tensions appliquées à la machine, réduisant ainsi considérablement la taille des composants du filtre d'entrée. De plus, cette configuration rend le convertisseur réversible en puissance. Cependant, le coût d'un redresseur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sera généralement plus élevé qu'un simple pont à diodes [16].

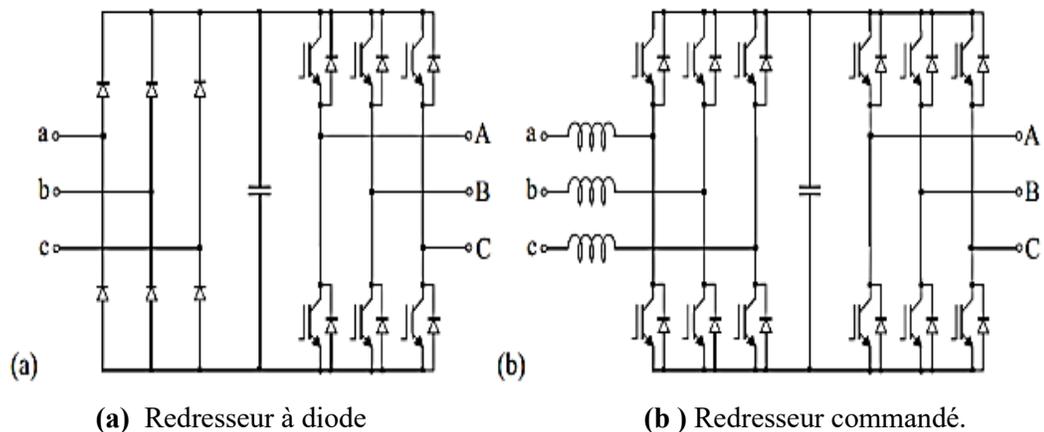


Figure I- 11: Topologie du convertisseur de fréquence standard.

Il y a essentiellement trois types différents de convertisseurs de fréquence indirects [17] :

- 1) Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de courant continu. Dans ce type de convertisseur, le circuit intermédiaire est composé d'une inductance de stockage, régulant le courant du circuit intermédiaire vers les phases de la charge. Bien que la configuration et la régulation de ce convertisseur soient relativement simples, il présente plusieurs inconvénients :
 - L'ondulation de puissance est très marquée ;
 - La dynamique des courants de sortie est limitée ;
 - L'inductance de stockage pose des problèmes du point de vue constructif.
- 2) Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire de tension continue. Ce type de convertisseur est le plus couramment utilisé en raison de sa simplicité de configuration et de régulation.
- 3) Le convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire oscillant fonctionne également avec une tension intermédiaire. En utilisant un circuit de résonance LC et des commutateurs auxiliaires, les principaux commutateurs de la partie onduleur peuvent commuter, par exemple, à tension nulle. Cela permet d'augmenter considérablement la fréquence de pulsation, offrant ainsi une excellente dynamique de courant en sortie. Cependant, ce type de convertisseur n'est pas largement utilisé en raison de la complexité de sa configuration et de sa régulation [18].

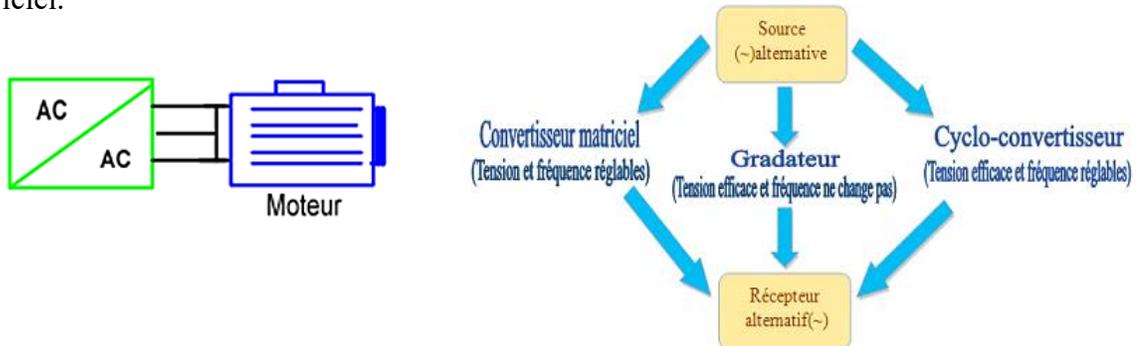
I.7.1.2 Problèmes liés aux convertisseurs AC-DC-AC

- Les condensateurs électrolytiques du bus continu ont une durée de vie limitée ;
- Le stockage capacitif du bus continu occupe beaucoup d'espace, représentant entre 30 et 50 % du volume total du variateur pour des niveaux de puissance supérieurs au kilowatt ;
- Il y a des pertes de puissance attribuables aux composants passifs ;
- Les courants d'entrée présentent des harmoniques sévères (pollution importante des courants de ligne) ;
- L'encombrement est accru en raison de la présence du condensateur ;
- Il existe une sensibilité élevée aux températures élevées, ce qui limite son utilisation dans certaines applications ;
- Le circuit n'est pas réversible et ne peut être utilisé que pour le fonctionnement moteur ;
- Les capacités sont coûteuses [16].

Avec les progrès technologiques, les chercheurs cherchent à résoudre ces problèmes, et une nouvelle technique émerge : la conversion directe de fréquence AC-AC.

I.7.2 Convertisseurs directs de fréquence

Les convertisseurs directs AC-AC, selon leur principe de fonctionnement, assurent une conversion directe de fréquence (figure I.12.a). En général, ces convertisseurs peuvent être classés en trois topologies distinctes : gradateur, cyclo-convertisseur et convertisseur matriciel.



a) Conversion directe de fréquence.

b) Structure de Convertisseurs direct.

Figure I- 12: Convertisseur direct AC-AC.

I.7.2.1 Gradateur

Un gradateur est un dispositif de l'électronique de puissance conçu pour ajuster un signal électrique afin de faire varier sa tension et son intensité de sortie tout en maintenant la fréquence du signal d'entrée. Son objectif est de réguler la puissance fournie à la charge. Typiquement utilisé avec des tensions alternatives, souvent sinusoïdales, il agit comme un convertisseur direct alternatif-alternatif [19]. Un gradateur utilise généralement un triac pour ajuster la tension efficace en sortie. Pour les applications à haute puissance, des groupes de thyristors montés en antiparallèle peuvent être employés, tandis que dans les réseaux polyphasés, des associations thyristor-diode peuvent être utilisées pour construire des gradateurs. La structure de base d'un gradateur repose sur un interrupteur électronique bidirectionnel, capable de conduire dans les deux sens lorsqu'il est activé et de bloquer la tension dans les deux sens lorsqu'il est désactivé. Ce type d'interrupteur peut être réalisé de plusieurs manières :

- Gradateur monophasé avec un seul composant : le triac.
- Gradateur monophasé avec deux thyristors tête-bêche.
- Gradateur triphasé [20].

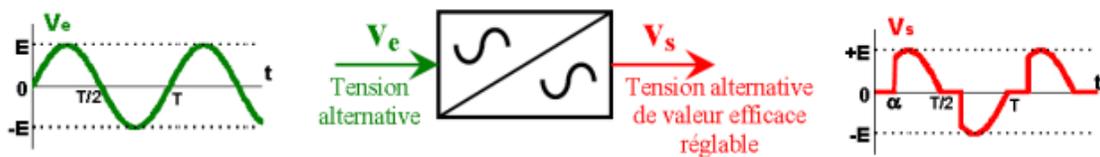


Figure I- 13: Principe de base du gradateur.

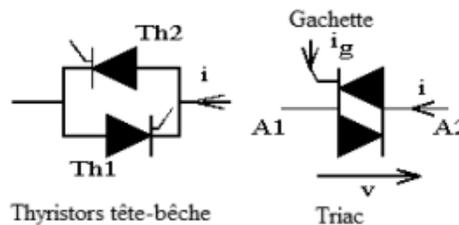


Figure I- 14: Interrupteur électronique utilisé dans le gradateur.

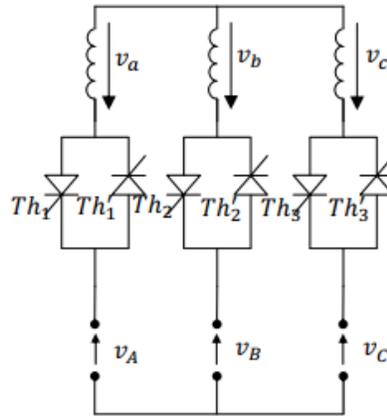


Figure I- 15: Gradateur triphasé.

On distingue trois types de commande d'un gradateur :

- Commande par angle de phase ;
- Commande par train d'onde ;
- Commande par hachage (commande MLI).

I.7.2.1.1 Applications d'un gradateur

- Variateurs de lumière pour lampes halogènes dans le domaine domestique ;
- Régulation de la tension pour les aspirateurs domestiques ;
- Variateurs de vitesse pour l'outillage électroportatif ;
- Régulation du chauffage électrique ;
- Démarrage des moteurs asynchrones dans divers processus industriels.

I.7.2.1.2 Avantages d'un gradateur

- Topologie la plus simple est utilisée pour ajuster l'amplitude d'un signal alternatif ;
- Fonctionnement automatique avec arrêt automatique ;
- Compatibilité avec une gamme étendue de lampes : dispositifs à lumière blanche et LED colorées ;
- Protection des ampoules contre les dommages causés par les surtensions dans le réseau ;
- Possibilité de simuler la présence des propriétaires d'une maison ou d'un appartement, contribuant ainsi à protéger la propriété contre les intrusions non autorisées ;

- La capacité à régler les paramètres lumineux via un canal radio, en utilisant un effet de bruit (comme celui du coton) ou la voix, à l'aide d'un rayonnement infrarouge.

I.7.2.1.3 Inconvénients d'un gradateur

Les limitations du gradateur se manifestent de la manière suivante :

- Risque d'interférences électromagnétiques ;
- Dépendance non linéaire des caractéristiques de la tension de sortie ;
- Incompatibilité avec certaines lampes, notamment celles connectées via des Ballasts ;
- Production d'une forme d'onde de tension de sortie non sinusoïdale ;
- Efficacité réduite lors de l'utilisation avec des ampoules à incandescence.

I.7.2.2 Cyclo convertisseur

C'est un convertisseur de forte puissance à commutation naturelle, qui permet de produire une ou plusieurs tensions de fréquence inférieure à celle du réseau d'alimentation, à partir d'un réseau de fréquence donnée [21].

Son fonctionnement repose sur la prise de fractions des tensions sinusoïdales du réseau pour générer une onde de fréquence inférieure. Cependant, son utilisation entraîne des perturbations harmoniques significatives qui détériorent le facteur de puissance du dispositif [22]. Ce type de convertisseur est couramment employé dans des applications et des processus de métallurgie nécessitant une grande dynamique et des performances en couple. Il est capable d'alimenter aussi bien des machines synchrones que des machines asynchrones.

Malgré sa simplicité apparente, il présente un inconvénient majeur : il perturbe fréquemment le réseau électrique d'alimentation en générant des harmoniques et des fluctuations de puissance réactive [23].

I.7.2.2.1 Applications des cyclo convertisseurs

Les applications des cyclo convertisseurs découlent de leurs propriétés, et ils sont utilisés pour :

- Alimenter à la fois les moteurs synchrones et les moteurs asynchrones triphasés de grande puissance, tels que les moteurs d'entraînement de broyeurs de ciment, qui nécessitent un fort couple et une faible vitesse ;
- Alimenter un ensemble de moteurs devant fonctionner à des vitesses proches les unes des autres, comme c'est le cas pour les moteurs de rouleaux de laminoirs [24].

I.7.2.2.2 Avantages des cyclo convertisseurs

- Employée lorsque la fréquence de sortie est nettement inférieure à celle de la source d'entrée ;
- Cette topologie synthétise la forme d'onde de sortie à partir de segments de la forme d'onde d'entrée ;
- Un cyclo-convertisseur peut être utilisé dans de nombreuses applications à faible vitesse et constitue également un système compact ;
- Sa capacité à affecter directement la conversion de fréquence et de puissance sans aucun étage intermédiaire impliquant une alimentation en courant continu constitue un autre avantage considérable ;
- Fonctionne selon un principe de commutation naturelle, ce convertisseur ne requiert pas de circuit auxiliaire pour bloquer les thyristors ;
- Étant un convertisseur direct, il offre un rendement très élevé puisque le courant entre l'entrée et la sortie ne traverse qu'un ou deux semi-conducteurs ;
- La commande et la protection des semi-conducteurs ne posent pas de difficultés particulières [25].

I.7.2.2.3 Inconvénients des cyclo convertisseurs

Malgré les avantages que nous procure le cyclo convertisseur, il présente des inconvénients souvent nocifs pour le réseau d'alimentation.

- Son utilisation est également restreinte en raison de la présence d'harmoniques sévères et d'une plage de fréquence de sortie limitée ;
- Le montage nécessite beaucoup de thyristors, Pour une sortie triphasée, il en faut au moins 18, presque toujours 36 ;
- Surtout, de par son principe même, le cyclo convertisseur consomme une puissance réactive importante ;

- Une consommation importante de puissance réactive ;
- Limitation de la fréquence de sortie qui doit rester nettement inférieure à la fréquence d'entrée [26].

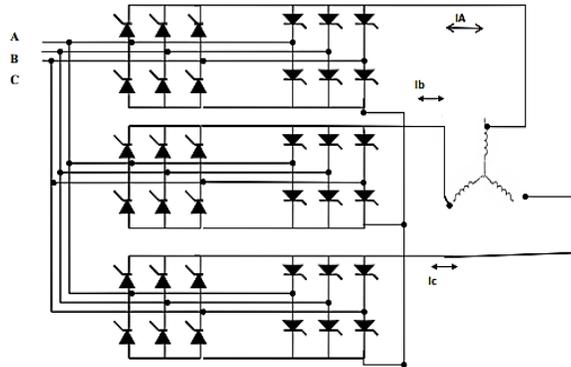


Figure I- 16: Structure d'un cyclo convertisseur.

I.7.2.3 Convertisseur matriciel :

Un convertisseur matriciel (CM), appelé aussi convertisseur à commutation forcée, il est de type AC-AC direct et utilise une matrice $n \times m$ d'interrupteurs bidirectionnels en puissance, pour connecter directement les n phases d'entrée au m phases de sortie. La figure I.16 présente un convertisseur matriciel triphasé.

Le convertisseur matriciel est une nouvelle topologie de conversion de la fréquence directe, il permet d'obtenir un système de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel.

A. Avantages du CM

- Le plus polyvalent et ne présente aucune limitation quant à la fréquence et à l'amplitude de sortie ;
- Il remplace les multiples étapes de conversion et l'élément intermédiaire de stockage de l'énergie par une seule conversion de puissance ;
- La fourniture d'une haute qualité d'onde d'entrée/sortie signifie que les valeurs moyennes des tensions de phase de la charge et des courants d'entrée du convertisseur matriciel conservent une forme sinusoïdale en régime stationnaire ;

- Le rapport d'amplitude entre la tension fondamentale de phase de la charge et la tension fondamentale d'entrée varie de 0 à une valeur maximale de 0,866 pour une modulation sinusoïdale de tension ;
- Il utilise une matrice de commutateurs à semi-conducteurs, avec un interrupteur relié chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie ;
- Il offre également une large gamme de fréquences de sortie ;
- La capacité de générer des tensions de sortie avec une fréquence et une amplitude variable ;
- Son encombrement réduit et sa grande durée de vie (plus fiable), en raison de l'absence de circuit intermédiaire DC, ce qui élimine la nécessité d'éléments de stockage tels que les capacités électrolytiques [27] ;
- La capacité d'assurer un fonctionnement bidirectionnel en tension et en courant sur les quatre quadrants ;
- La possibilité de régler le facteur de puissance d'entrée indépendamment de la charge ;
- Le convertisseur matriciel est capable de fonctionner à des températures élevées, supérieures à 300°C ;
- La production de signaux d'entrée (courant) et de sortie de haute qualité.

B. Inconvénients du CM

- L'amplitude de la tension de sortie est limitée à 87% de la tension d'entrée pour éviter les phénomènes de distorsion basse fréquence [27] ;
- Le coefficient de transfert de tension est estimé à environ 0.867, ce qui indique une limite dans la transmission optimale de la tension ;
- La complexité de ces commandes ;
- Il existe une sensibilité notable aux perturbations, ce qui pourrait affecter la stabilité ou la performance du système.

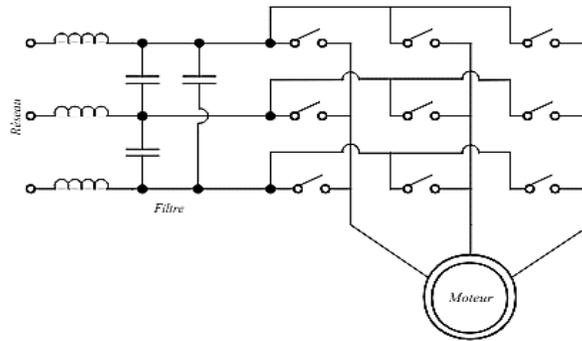


Figure I- 17: Convertisseur matriciel.

I.8 Comparaison entre quelques types de convertisseurs utilisés pour les machines à courant alternatif :

Le tableau ci-dessous présente une étude comparative entre les quatre structures de convertisseurs les plus utilisés :

	Gradateur	Cyclo-convertisseur	Convertisseur Indirect de Fréquence	Convertisseur Matriciel
Technologie	Ancienne	Ancienne	Moderne	En cours de Développement
Conversion	AC-AC	AC-AC	AC-DC-AC	AC-AC
Fréquence Limite	Fréquence de L'entrée	40% de la Fréquence d'entrée	Illimité	Illimité
Nombre D'interrupteur	3 Bidirectionnel	36 unidirectionnel	≥ 18 uni-directionnel	9 bidirectionnel
Qualité du Signal de sortie	Acceptable	Acceptable	Bonne	Très Bonne
Quadrant de Fonctionnement	4 quadrants	4 quadrants	4 quadrants	4 quadrants
Complexité	Simple	Moyenne	Grande	Grande
Pertes	Faible	Faible	Grande	Pratiquement faible
Poids physique	Leger	Lourd	Moyen	Leger

Tableau I- 2: Comparaison entre les différents types de convertisseurs directs.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons procédé à la présentations des différents types des convertisseurs statiques. Notre procédure nous a permis de constater que le convertisseur matriciel est le plus performant parmi ces derniers. En effet, il est susceptible d'accomplir différentes tâches, entre autres, (formes des courants d'entrée et des tensions de sortie, facteur de puissance réglable à l'entrée, etc...).

Dans le chapitre suivant nous nous permettrons de consacrer une étude exhaustive du convertisseur matriciel (AC-AC), celui-ci étant fréquemment employé en milieu industriel vu sa grande performance.

Chapitre II
Convertisseur matriciel,
étude et simulation avec réponse libre

II. Convertisseur matriciel, étude et simulation avec réponse libre.

II.1 Introduction

Le convertisseur matriciel est devenu un axe de recherche important et attractif pour de nombreux chercheurs, notamment dans le domaine des entraînements à vitesse variable et des turbines éoliennes, en raison des avantages qu'il présente par rapport aux convertisseurs classiques AC-DC-AC. Alors, L'objectif principal de ce chapitre est d'étudier le convertisseur matriciel direct (AC-AC) avec la commande vectorielle indirecte inspirée du convertisseur indirect de fréquence (AC-DC-AC).

II.2 Historique

Le convertisseur triphasé AC-AC, connu sous le nom de "convertisseur matriciel," permet de connecter directement deux systèmes multiphasés indépendants, tels qu'une source d'alimentation et un moteur.

- Le développement du convertisseur matriciel a commencé en 1976 avec la formulation de la première théorie par L. Gyugyi, suivie de la proposition de la première topologie de ce convertisseur par L. Gyugyi et B. Pelly.

- En 1985, Kastner et Rodriguez ont introduit l'utilisation des vecteurs d'espace pour l'analyse et la commande des convertisseurs matriciels.

- En 1989, Huber et d'autres chercheurs ont appliqué les principes de la modulation par vecteur spatial au convertisseur matriciel.

- Les travaux de Kastner et Rodriguez en 1985, ainsi que ceux de Neft et Schauder en 1992, ont confirmé expérimentalement que le convertisseur matriciel, avec seulement neuf commutations, peut être utilisé efficacement pour la commande vectorielle d'un moteur à induction, produisant des courants de sortie et d'entrée de haute qualité.

- En 2000, le premier convertisseur matriciel industriel a été commercialisé.

- Ces dernières années, les convertisseurs matriciels ont suscité un intérêt croissant de la part de la communauté scientifique, en particulier pour des applications où l'encombrement, la masse et la fiabilité sont des paramètres cruciaux, comme dans le domaine de l'aéronautique [1].

II.3 Structure et constitution du convertisseur matriciel direct

Le convertisseur matriciel (CM), a été proposé en 1976 par Guygyi et Pelly. Il s'agit d'un convertisseur direct, totalement réversible. La dénomination "direct" indique l'absence d'un étage de stockage intermédiaire dans la chaîne de conversion. Ce convertisseur transforme un réseau triphasé en un autre réseau triphasé de fréquence et d'amplitude variables [28].

La figure II.1 illustre la structure idéale du convertisseur matriciel triphasé à neuf interrupteurs, qui alimente une charge RL depuis une source de tension triphasée. Un filtre passif est inséré entre la source et le convertisseur. Dans le fonctionnement du convertisseur, il est impératif de prévenir tout court-circuit sur les phases d'entrée et de maintenir un flux continu de courant en sortie sans interruption [20].

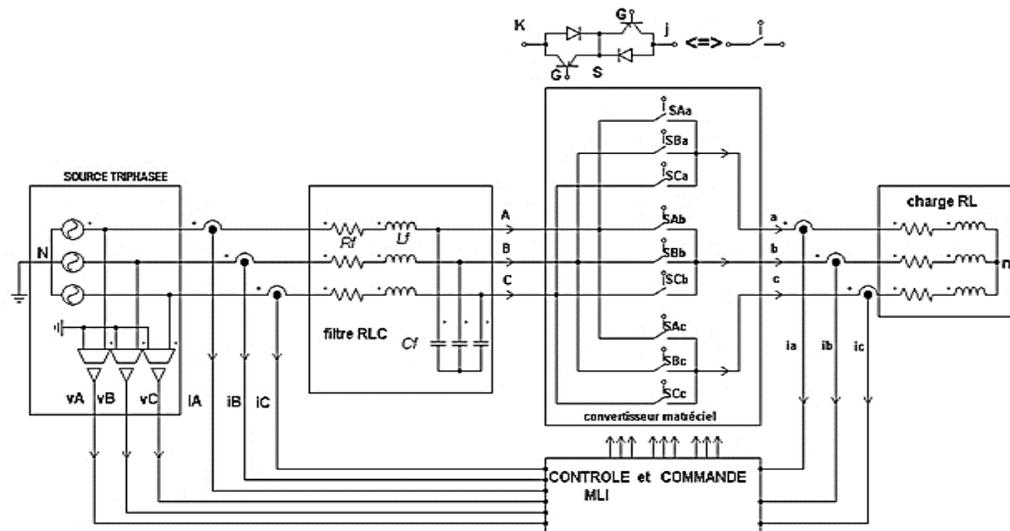


Figure II- 1: Topologie du convertisseur matriciel triphasé.

II.3.1 Interrupteur bidirectionnel

Un interrupteur est un composant bipolaire qui établit une connexion électrique binaire (ouvert-fermé) au sein d'un circuit électrique. Son fonctionnement statique est caractérisé par la tension à ses bornes lorsqu'il est ouvert et le courant qui le traverse lorsqu'il est fermé, démontrant sa bidirectionnalité. Ses transitions d'état définissent son comportement dynamique et sa capacité à être commandé. Dans le cadre du convertisseur matriciel, neuf interrupteurs à quatre segments sont nécessaires, leur fonctionnement statique est illustré

dans la figure II.2. Ces interrupteurs, commandables, sont capables de conduire le courant indépendamment de son orientation [29].

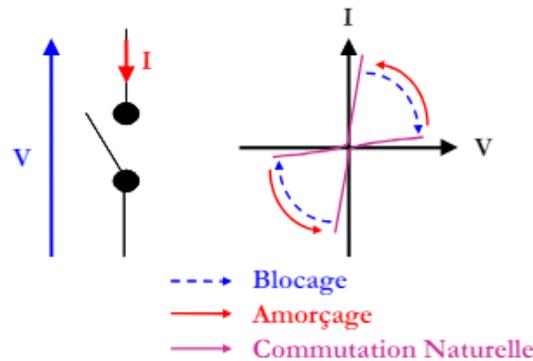


Figure II- 2: Caractéristique statique de l'interrupteur bidirectionnel.

II.3.1.1 Interrupteur à semi-conducteur utilisés dans le convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel nécessite l'utilisation de neuf interrupteurs à quatre segments, dont les caractéristiques statiques sont représentées à la Figure II.2.

Les interrupteurs réversibles en courant et en tension sont des composants capables de conduire le courant dans les deux sens et de bloquer une tension, quel que soit son signe. Ils sont réalisés en assemblant des diodes, des transistors, des IGBT ou d'autres composants commandables en ouverture et en fermeture à haute fréquence.

Les principales topologies d'interrupteurs utilisées dans le convertisseur matriciel sont les suivantes :

- Topologie à transistor connecté à un pont à diode ;
- Topologie à transistor.

II.3.1.1.1 Topologie à transistor connecté à un pont à diode

La première topologie proposée est une configuration simple, composée d'un transistor placé au centre d'un pont à diodes (figure II.3) [30][31]. Les diodes sont intégrées pour conférer au transistor la capacité de bloquer la tension inverse qui lui manque. Le principal avantage de cette configuration est sa simplicité, nécessitant un seul composant. Cela réduit non seulement les coûts et la complexité de la commande, mais aussi le nombre d'alimentations isolées nécessaires pour alimenter les circuits drivers (Le circuit driver est le dispositif d'interfaçage entre la partie commande et la partie puissance), qui génèrent les

signaux de commande de grille (une alimentation isolée par interrupteur à quatre segments).

Cependant, l'inconvénient de cet interrupteur est que trois composants (deux diodes et un transistor) sont en conduction lors de son activation, entraînant une chute de tension importante à ses bornes. Cette chute de tension se traduit par des pertes de conduction significatives, limitant ainsi le rendement du convertisseur.

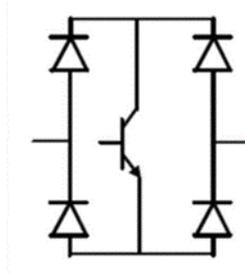


Figure II- 3: Topologie transistor connecté à un pont à diode.

II.3.1.1.2 Topologie à transistor

a. Topologie à transistor et diode en tête bêche (antiparallèle)

Les interrupteurs utilisés dans ce contexte sont constitués d'un arrangement comprenant un transistor connecté en antiparallèle à une diode, offrant ainsi une capacité bidirectionnelle en courant et unidirectionnelle en tension. Deux configurations sont envisageables pour la conception d'un interrupteur à quatre segments basés sur ce schéma [30][31].

- **Interrupteur quatre segment à émetteur commun**

Cet interrupteur se compose de deux diodes et deux transistors interconnectés. Les diodes sont responsables de fournir la capacité de blocage en tension inverse.

Cette structure présente l'avantage d'offrir un degré de liberté supplémentaire dans la gestion de la commutation de l'interrupteur, tout en réduisant les pertes par conduction, car seuls deux éléments (un transistor et une diode) sont en état de conduction à un moment donné.

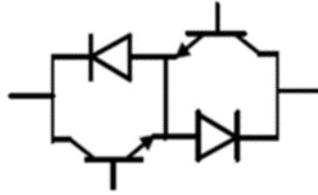


Figure II- 4: Topologie à émetteur commun.

▪ Interrupteur bidirectionnel à collecteur commun

Cet interrupteur présente des caractéristiques similaires à son prédécesseur, mais avec une disposition des transistors en configuration à collecteur commun (Figure II.5). Les pertes par conduction restent strictement identiques à celles de la configuration à émetteur commun. Du fait que les émetteurs des deux transistors ne sont pas communs, l'interrupteur à quatre segments requiert deux alimentations isolées. Pour mettre en œuvre le convertisseur matriciel, six alimentations isolées sont adéquates grâce à la mise au même potentiel de certains émetteurs de transistors appartenant à différents interrupteurs.

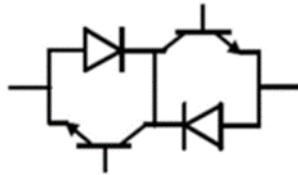


Figure II- 5: Topologie collecteur commun.

b. Topologie à transistor et diode en série

Deux autres configurations possibles sont créées à partir d'un transistor en série avec une diode. Ces configurations génèrent un composant bidirectionnel en tension, mais unidirectionnel en courant. L'interrupteur à quatre segments est constitué de deux composants disposés en antiparallèle comme le montre la figure II.6 [30]. La possibilité (a) conduit au même nombre d'alimentations isolées que la topologie à collecteur commun illustrée dans la figure II.5. La solution (b), en revanche, qui ne dispose pas de potentiel commun entre les émetteurs, nécessite deux alimentations isolées par interrupteur à quatre segments. Pour mettre en œuvre le convertisseur matriciel selon cette configuration, dix-huit alimentations isolées sont nécessaires.



Figure II- 6: Topologie sans connexion central.

c. Topologies à RB-IGBT

La plus récente avancée dans les structures d'interrupteurs est le RB-IGBT, dérivé de la technologie N.P.T (Non-Punch-Through) des IGBT (Figure II.7). Ce nouveau type d'interrupteur offre la capacité de contrôler la tension dans les deux sens, ce qui en fait un composant bidirectionnel commandable.

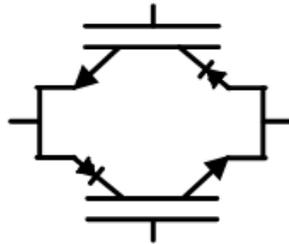


Figure II- 7: Structure de la technologie RB-IGBT.

II.3.1.1.3 Avantages et inconvénients de chacun de ces interrupteurs

Association des semi-conducteurs	Facilité de Commande	Chute de tension En conduction	Alimentations isolée Nécessaire pour la CM
Transistor et pont à diode	Simple	Élevé	9
Transistor et diode en antiparallèle	Plus complexe	Moyenne	6 ou 9
Transistor et diodes en anti-série	Plus complexe	Moyenne	6 ou 18
RB-IGBT	Plus complexe	Faible	6

Tableau II- 1: Synthèse des interrupteurs.

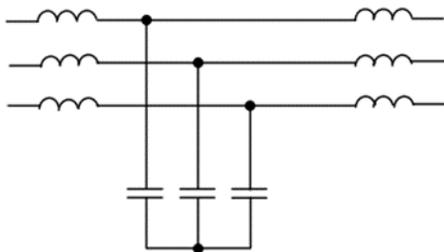
La connexion de semi-conducteurs la plus utilisée pour le convertisseur matriciel est celle à collecteur commun [32].

II.3.2 Filtre d'entrée

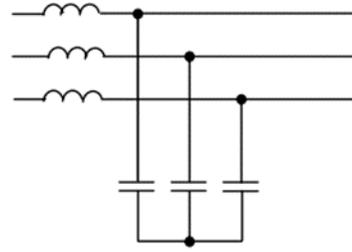
Le rôle du dispositif de filtrage placé en amont du convertisseur matriciel, qui vise à réduire les courants harmoniques renvoyés vers le réseau en leur fournissant un chemin à faible impédance. En plus de respecter les normes de qualité de l'onde, le filtre d'entrée doit satisfaire les critères suivants :

- La fréquence de coupure du filtre d'entrée doit être inférieure à la fréquence de commutation ;
- Il doit introduire un minimum d'angle de déphasage à l'entrée ;
- Son coût doit être minimal.

Différents circuits de filtrage peuvent être envisagés en fonction de l'importance accordée à ces critères, mais la topologie la plus couramment utilisée demeure un circuit série LC en raison de sa simplicité de mise en œuvre et de son faible coût [21].



a) : filtres passe bas de type LCL.



b) : filtres passe bas de type LC.

II.3.3 Protection de convertisseur matriciel

Des surtensions potentiellement destructrices pour les semi-conducteurs peuvent apparaître aux bornes du convertisseur en particulier du côté de la charge. Un dispositif de protection des surtensions est donc indispensable. Le circuit le plus répandu est représenté sur la figure II.9, il permet de protéger le convertisseur des surtensions provenant du réseau comme de la charge. Il utilise 12 diodes à recouvrement rapide de calibre nettement inférieur aux diodes utilisées dans le circuit principal. Ce circuit peut être réduit à seulement 6 diodes dans le cas où le convertisseur est composé d'un mélange d'interrupteurs à émetteurs communs et à collecteurs communs. En cas de coupure de l'alimentation du système, les circuits de commandes s'arrêtent et tous les IGBT s'ouvrent. L'absence de circuit de roue libre ne permet pas d'évacuer l'énergie stockée dans les

inductances de la charge. L'énergie est alors transférée dans ce circuit de protection. Le condensateur peut être dimensionné pour absorber l'énergie stockée dans les inductances du moteur sans dépasser une tension limite [33].

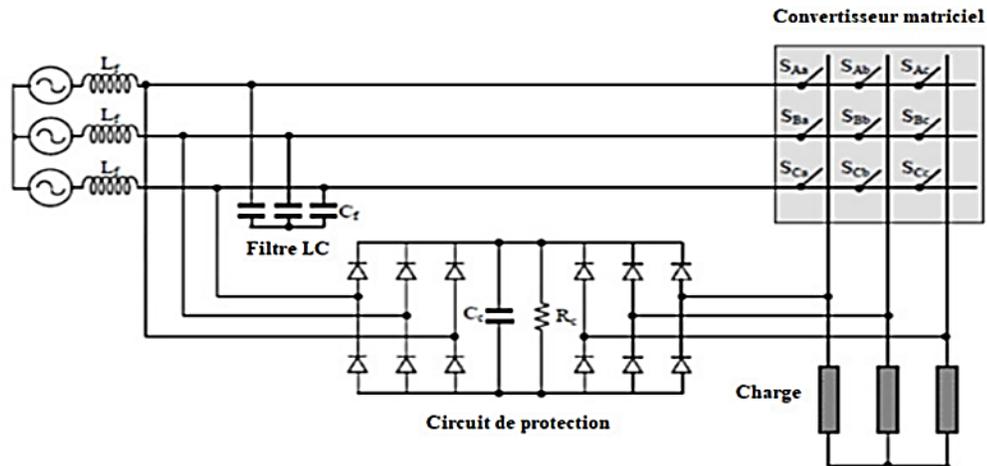


Figure II- 8: Circuit de protection d'un convertisseur matriciel.

II.4 Modélisation du convertisseur matriciel direct

Le convertisseur matriciel est constitué de trois cellules de commutation, chacune identifiée par la phase de sortie qu'elle connecte (u, v, w).

Les potentiels d'entrée, nommés r, s et t, sont connectés à la sortie du filtre, engendrant une source de nature capacitive à 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 u, v et w, sont connectés à un moteur. Le moteur, étant de nature inductive, se comporte comme une source de courant, respectant ainsi l'alternance des sources. Ces potentiels de sortie sont référencés à un neutre moteur n' . Une tension de mode commun entre ces deux potentiels de référence apparaît, nommée $V_{nn'}$.

Le convertisseur matriciel idéalisé est illustré à la Figure II.9.

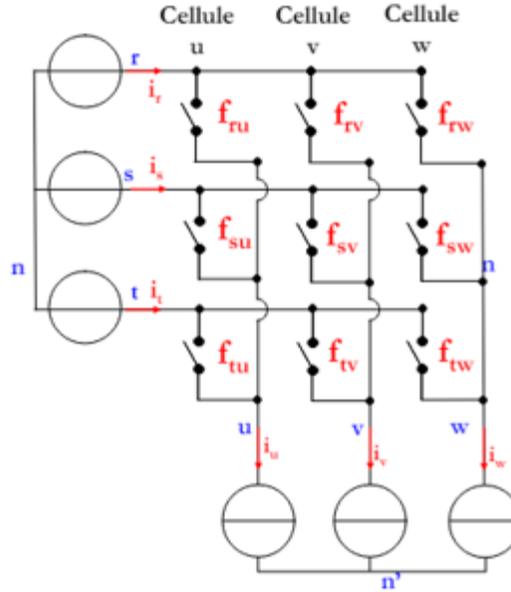


Figure II- 9: Convertisseur matriciel idéalisé.

Le réseau d'entrée peut être représenté par un vecteur de tension d'amplitude V_E et de fréquence f_{IN} (équation II.1). De même, la référence du courant de ligne à extraire du réseau d'entrée, d'amplitude I_E et en phase avec la tension simple d'entrée, est définie par l'équation II.2.

Les grandeurs de référence seront notées par leur nom suivi d'une étoile (*), tandis que les grandeurs mesurées seront notées uniquement par leur nom.

$$\begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} = V_E \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{IN} t) \\ \cos(2\pi f_{IN} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_{IN} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

$$\begin{bmatrix} i_r^* \\ i_s^* \\ i_t^* \end{bmatrix} = I_E \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{IN} t) \\ \cos(2\pi f_{IN} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_{IN} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

La puissance instantanée délivrée par le réseau d'entrée, notée P_E , est égale au produit scalaire des vecteurs de tension et de courant, comme défini par l'équation II.3.

$$P_E = \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix}^T = v_{rn} \times i_r + v_{sn} \times i_s + v_{tn} \times i_t \quad (\text{II.3})$$

La référence de tension du réseau de sortie peut être représentée par un vecteur d'amplitude v_s et de fréquence f_{OUT} , comme décrit par l'équation II.4. De même, les

courants de sortie, d'amplitude I_S et déphasés de φ_S par rapport aux tensions simples de sortie, sont définis par l'équation II.5.

$$\begin{bmatrix} v_{un}^* \\ v_{vn}^* \\ v_{wn}^* \end{bmatrix} = V_S \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{OUT} t) \\ \cos(2\pi f_{OUT} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_{OUT} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} = I_S \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{OUT} t + \varphi_S) \\ \cos(2\pi f_{OUT} t + \varphi_S + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_{OUT} t + \varphi_S - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

La puissance instantanée délivrée en sortie, notée P_S , est égale au produit scalaire des vecteurs de tension et de courant de sortie, comme défini par l'équation II.6.

$$P_S = \begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}^T = v_{un} \times i_u + v_{vn} \times i_v + v_{wn} \times i_w \quad (\text{II.6})$$

Le convertisseur matriciel, ne possédant aucun élément de stockage, permet de considérer que les puissances d'entrée et de sortie sont équivalentes.

$$P = P_E = P_S = v_{un} \times i_u + v_{vn} \times i_v + v_{wn} \times i_w = v_{rn} \times i_r + v_{sn} \times i_s + v_{tn} \times i_t \quad (\text{II.7})$$

La formulation des grandeurs électriques du convertisseur repose principalement sur une écriture matricielle de sa topologie (matrice de connexion nommée $[F]$) ainsi que sur l'utilisation des fonctions de connexion (f_{ij}), comme décrite par l'équation II.8 [34].

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{ru} & f_{rv} & f_{rw} \\ f_{su} & f_{sv} & f_{sw} \\ f_{tu} & f_{tv} & f_{tw} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Ces fonctions de connexion (fonctions logiques) décrivent l'état des interrupteurs constituant ce convertisseur. Une fonction de connexion égale à un ($f_{ij} = 1$) indique que l'interrupteur est fermé, tandis qu'une fonction de connexion égale à zéro ($f_{ij} = 0$) indique que l'interrupteur est ouvert [35].

Ainsi, la formulation matricielle du comportement électrique instantané du convertisseur peut être exprimée par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} = [F] \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} = [F]^T \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

La nature des sources impose de ne pas court-circuiter une source de tension et de ne pas ouvrir une source de courant. Par conséquent, chacune des cellules de commutation ne doit avoir qu'un seul interrupteur fermé à tout moment, ce qui se traduit par les relations suivantes :

$$\begin{cases} f_{ru} + f_{su} + f_{tu} = 1 \\ f_{rv} + f_{sv} + f_{tv} = 1 \\ f_{rw} + f_{sw} + f_{tw} = 1 \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} f_{ij} = 1: \text{interrupteur fermé} \\ f_{ij} = 0: \text{interrupteur ouvert} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Cela conduit à 27 états possibles pour le convertisseur (chaque colonne ayant 3 états possibles, donc $3^3=27$).

Dans un convertisseur, les commandes de modulation de largeur d'impulsion (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, égale à $(\frac{1}{T})$, est nettement supérieure aux fréquences du réseau d'entrée et des références de sortie, on peut considérer les tensions d'entrée comme constantes sur une période de découpage T.

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 :

$$\begin{bmatrix} \langle v_{un'} \rangle_T \\ \langle v_{vn'} \rangle_T \\ \langle v_{wn'} \rangle_T \end{bmatrix} = \frac{1}{T} \begin{bmatrix} t_{ru} & t_{rv} & t_{rw} \\ t_{su} & t_s & t_{sw} \\ t_{tu} & t_{tv} & t_{tw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{un}^* \\ v_{vn}^* \\ v_{wn}^* \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Cette relation correspond à une formulation moyenne, introduisant les rapports cycliques des fermetures des interrupteurs, selon l'équation ci-dessous :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T} \quad (\text{II.12})$$

Afin de ne pas alourdir les notations, les valeurs moyennes sur une période de découpage T seront notées en gras, comme indiqué ci-dessous :

$$\begin{aligned} \langle v_{un'} \rangle_T &= \mathbf{v}_{un'} = v_{un}^* \\ \langle i_s \rangle_T &= \mathbf{i}_s = i_s^* \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

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. Ainsi, on utilisera uniquement la notation correspondant aux valeurs moyennes sur la période de découpage T.

Cette formulation moyenne conduit aux équations suivantes :

$$[\mathbf{M}] = \begin{bmatrix} m_{ru} & m_{rv} & m_{rw} \\ m_{su} & m_{sv} & m_{sw} \\ m_{tu} & m_{tv} & m_{tw} \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} = [\mathbf{M}] \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} = [\mathbf{M}]^T \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$$\begin{cases} m_{ru} + m_{su} + m_{tu} = 1 \\ m_{rv} + m_{sv} + m_{tv} = 1 \\ m_{rw} + m_{sw} + m_{tw} = 1 \end{cases} \text{ avec } 0 \leq m_{ij} \leq 1 \quad (\text{II.16})$$

Le convertisseur matriciel, ne comportant aucun élément de stockage, permet de considérer que ses puissances d'entrée et de sortie sont équivalentes. En régime sinusoïdal triphasé équilibré, les puissances moyennes sont constantes et égales, comme indiqué par l'équation II.17.

$$\mathbf{P} = \mathbf{P}_E = \mathbf{P}_S = \frac{3}{2} V_E \cdot I_E = V_S \cdot I_S \cdot \cos \varphi_S \quad (\text{II.17})$$

En raison de l'absence d'élément de stockage, le convertisseur matriciel présente une limite intrinsèque quant au niveau maximal de l'amplitude des tensions générées en sortie du variateur. À chaque instant, l'amplitude de la plus grande tension composée de sortie est inférieure ou égale à l'amplitude de la plus grande tension composée d'entrée. Ainsi, l'amplitude de la tension composée de sortie est limitée à la valeur minimale de la plus grande tension composée d'entrée, qui est égale à la tension composée d'entrée maximale multipliée par un facteur de $\sqrt{\frac{3}{2}} \approx 0.867$ [23].

Cette contrainte peut être étendue aux amplitudes des tensions simples. Un ratio de transformation en tension, appelé q , peut être défini comme le rapport entre l'amplitude de la tension de sortie et l'amplitude de la tension d'entrée. Compte tenu de l'égalité des puissances entre l'entrée et la sortie, ce ratio s'applique également aux courants (équation II.18) [23].

$$q = \frac{V_S}{V_E} = \frac{I_E}{I_S \cdot \cos(\varphi_S)} \quad (\text{II.18})$$

La limite maximale du ratio de transformation q , permettant d'obtenir des tensions de sortie sans harmoniques de basse fréquence, est de $\sqrt{\frac{3}{2}}$. Cette limite est commune à tous les convertisseurs AC-AC sans stockage.

II.5 Stratégies de commande d'un convertisseur matriciel

La commande des convertisseurs matriciels implique la génération de séquences de commutation pour moduler de manière sinusoïdale la moyenne des tensions de phase en sortie du convertisseur. Les amplitudes et fréquences des composantes fondamentales des tensions doivent être variables. Pour atteindre cet objectif, plusieurs méthodes basées sur la modulation, similaires à celles utilisées pour les convertisseurs de fréquence conventionnels, sont employées pour commander le convertisseur matriciel. Ces méthodes peuvent être classées en deux catégories principales : les méthodes scalaires et les méthodes vectorielles.

Parmi elles, on trouve :

- La méthode scalaire de Venturini ;
- La méthode scalaire de ROY ;
- La méthode vectorielle direct et indirect (Space Vector Modulation).

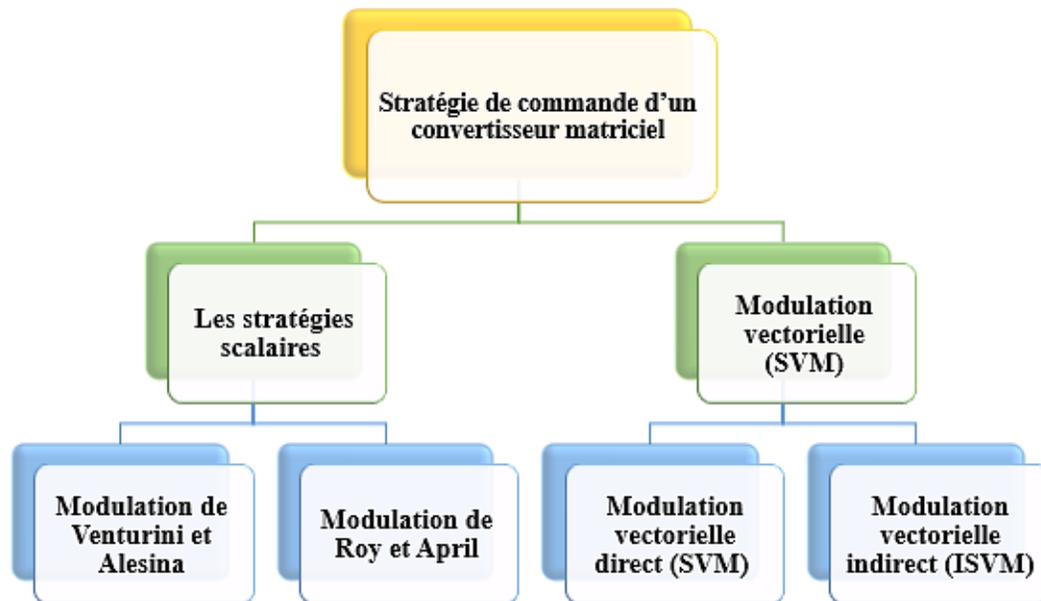


Figure II- 10: Différentes stratégies de commande d'un convertisseur matriciel.

Dans notre étude on s'intéresse à la modulation vectorielle indirecte et en fin on présentera les résultats de simulation.

II.5.1 Commande vectorielle indirecte d'un convertisseur matriciel

La modulation indirecte du vecteur d'espace vise à générer les tensions de sortie en fonction des tensions d'entrée, tout en assurant la correspondance des courants d'entrée avec les courants de sortie.

Cette conversion indirecte se fait via une tension intermédiaire fictive

Le principe de cette conversion est réalisé en deux étapes :

- Conversion AC – DC ;
- Conversion DC – AC [36].

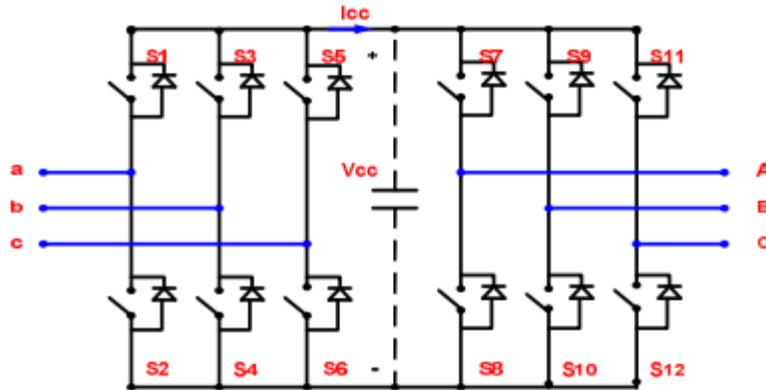


Figure II- 11: Modelé du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif.

En raison de la configuration spécifique du convertisseur matriciel, la mise en œuvre physique de cette méthode n'est pas réalisable, principalement en raison de l'absence d'un circuit intermédiaire continu.

L'introduction d'une tension intermédiaire fictive vise à permettre une analyse distincte du redressement et de l'ondulation.

II.5.1.1 Principe de commande indirecte

Presque tous les systèmes d'électronique de puissance sont associés à des circuits triphasés, que ce soit du côté du réseau d'alimentation ou du côté de la charge (comme les moteurs synchrones ou asynchrones). Pour la description des phénomènes stationnaires (souvent non sinusoïdaux) et transitoires, ces circuits triphasés sont largement utilisés. Ils sont essentiels pour la modélisation des convertisseurs statiques [37] (annexe 2).

Le convertisseur matriciel triphasé est représenté par une matrice 3×3 , où les neuf commutateurs bidirectionnels peuvent relier une phase d'entrée à une phase de sortie directement, sans aucun élément intermédiaire de stockage d'énergie. Ainsi, les tensions de sortie et les courants d'entrée du convertisseur matriciel peuvent être représentés par la fonction de transfert M et sa transposée M^T selon :

$$V_0 = M * V_i$$

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{aB} & S_{bB} & S_{cB} \\ S_{aC} & S_{bC} & S_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$I_i = M^T * I_0$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Les éléments de la matrice de transfert M définissent la relation de commutation entre les tensions instantanées d'entrée et les tensions instantanées de sortie [38]. Établir une stratégie de modulation revient à déterminer les valeurs des éléments de cette matrice de transfert.

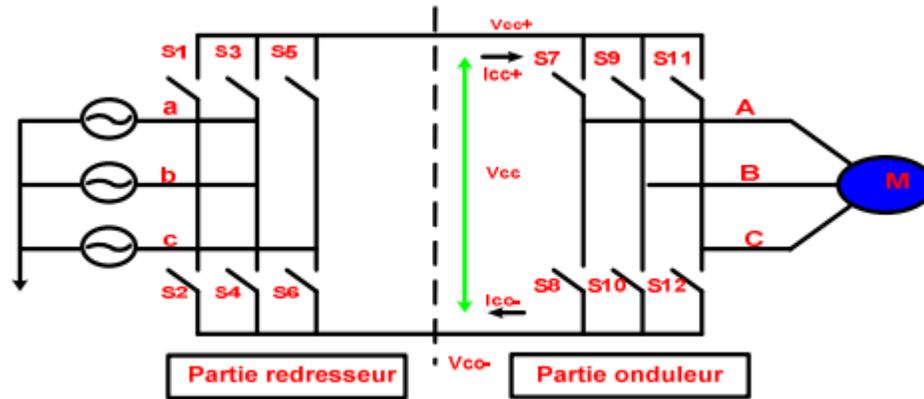


Figure II- 12: Circuit équivalent de modulation indirecte.

Dans le schéma équivalent précédent, la section de l'onduleur présente une topologie similaire à celle d'un onduleur de source de tension triphasée, avec six commutateurs [$S_7 \dots S_{12}$]. De même, la section de redressement adopte une topologie identique.

Les deux parties, directement connectées via une tension intermédiaire fictive, offrent des possibilités bidirectionnelles pour le flux de puissance en raison de leurs configurations symétriques.

Le fonctionnement de la modulation du vecteur d'espace sera démontré à l'aide d'une approche graphique. L'idée fondamentale de la technologie de modulation indirecte est de séparer la commande du courant d'entrée de celle de la tension de sortie. Ceci est réalisé en décomposant la fonction de transfert M dans l'équation (II.19) en un produit de deux matrices représentant les fonctions de transfert de l'onduleur et du redresseur [1].

$$M = O^T * R$$

$$\begin{bmatrix} S_{aA} & S_{bA} & S_{cA} \\ S_{aB} & S_{bB} & S_{cB} \\ S_{aC} & S_{bC} & S_{cC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

La matrice "O" est la fonction de transfert de l'onduleur. La matrice "R" est la fonction de transfert du redresseur.

En remplaçant (II.21) dans (II.19) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 \cdot S_1 + S_8 \cdot S_2 & S_7 \cdot S_3 + S_8 \cdot S_4 & S_7 \cdot S_5 + S_8 \cdot S_6 \\ S_9 \cdot S_1 + S_{10} \cdot S_2 & S_9 \cdot S_3 + S_{10} \cdot S_4 & S_9 \cdot S_5 + S_{10} \cdot S_6 \\ S_{11} \cdot S_1 + S_{12} \cdot S_2 & S_{11} \cdot S_3 + S_{12} \cdot S_4 & S_{11} \cdot S_5 + S_{12} \cdot S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

Les matrices de transfert exposées ci-dessus montrent que les phases de sortie sont composées par le produit et la somme des phases d'entrée et des commutateurs de l'onduleur ainsi que des commutateurs du redresseur.

La première rangée de l'équation (II.22) illustre comment la phase de sortie A est construite à partir des phases d'entrée a, b et c . La figure (II.13) montre comment l'ensemble des commutateurs du circuit équivalent de la figure (II.12) peut être transformé en un ensemble approprié de neuf commutateurs bidirectionnels du convertisseur matriciel pour la phase A.

Cette configuration présentée dans la figure (II.13) suggère que les rapports du convertisseur matriciel peuvent être obtenus en multipliant les rapports cycliques individuels correspondants du redresseur et de l'onduleur [39].

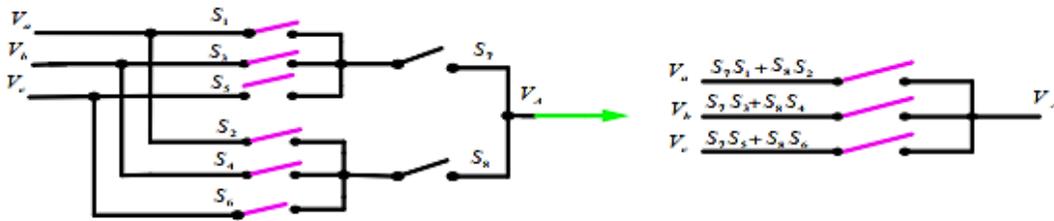


Figure II- 13: Cellule de la phase A dans le circuit du convertisseur matriciel.

Au cours des prochaines étapes, nous décrivons la modulation des deux parties indépendantes, à savoir les circuits équivalents du redresseur et de l'onduleur. Les résultats de la modulation des deux parties seront ensuite combinés pour créer une modulation correspondant au convertisseur matriciel.

II.5.1.1.1 Commande vectorielle pour la partie de redresseur

Le processus de redressement repose sur le principe selon lequel, pour chaque angle de phase de la tension d'alimentation (identique à l'angle de phase de la phase A), il existe au moins une phase qui est momentanément négative par rapport au point neutre de l'alimentation. Par conséquent, il est possible, par hypothèse, de définir à chaque instant une tension continue V_{CC} équivalente à la différence entre la tension positive V_{CC+} de la phase et la tension négative V_{CC-} de la phase (Figure II.14).

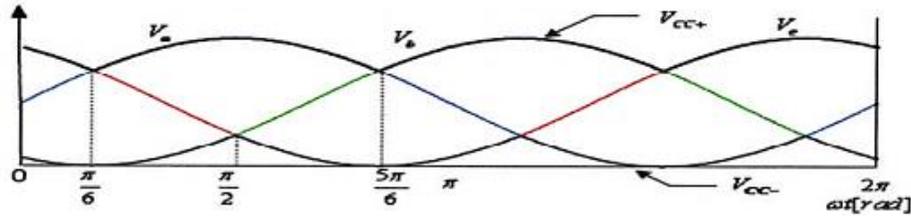


Figure II- 14: Redressement hypothétique des tensions d'alimentation.

Les tensions d'alimentation triphasées sont définies par :

$$V_a(t) = V_{in} \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{II.23})$$

$$V_b(t) = V_{in} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.24})$$

$$V_c(t) = V_{in} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{II.25})$$

L'allure de la tension $V_{CC} = V_{CC+} - V_{CC-}$ est représentée dans la figure II.14. Elle correspond à la tension de sortie d'un pont redresseur triphasé à diodes idéalisées.

La partie redresseur du circuit équivalent de la figure II.15 peut être assimilée à un redresseur alimentant une source de courant continu, I_{CC} . Les principes électriques décrits précédemment pour le convertisseur matriciel sont appliqués ici.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{CC+} \\ V_{CC-} \end{bmatrix} &= [M_{red}] \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{CC+} \\ V_{CC-} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.26})$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} &= [M_{red}]^T \cdot \begin{bmatrix} I_{CC+} \\ I_{CC-} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_3 & S_4 \\ S_5 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{CC+} \\ I_{CC-} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II.27})$$

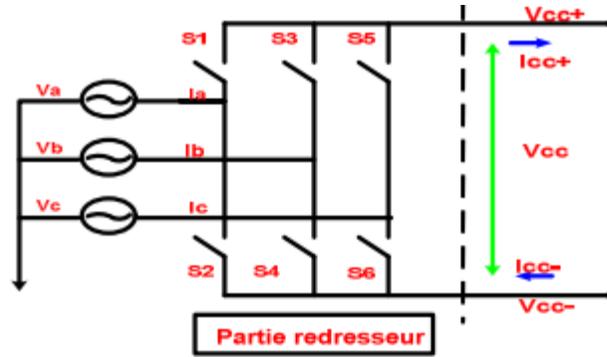


Figure II- 15: Partie redresseur du circuit équivalent.

La transformation complexe des vecteurs instantanés des tension d'entrée V_e et des courants d'entrée I_e sont définis par les équations suivants :

$$\begin{cases} V_e = \frac{2}{3} \cdot (V_a + V_b \cdot \alpha + V_c \cdot \alpha^2) \\ I_e = \frac{2}{3} \cdot (I_a + I_b \cdot \alpha + I_c \cdot \alpha^2) \end{cases}$$

$$V_e = \frac{2}{3} \cdot (V_a + V_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.28})$$

$$I_e = \frac{2}{3} \cdot (I_a + I_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.29})$$

Les commutateurs du redresseur $[S_1 \dots S_6]$ offrent neuf états possibles, ce qui permet d'éviter les courts-circuits de la source de tension d'entrée et les circuits ouverts de la source de courant équivalente du bus V_{CC} (Tableau II.2).

Ces neuf combinaisons peuvent être divisées en six vecteurs de courant d'entrée non nuls, appelés vecteurs actifs $[I_1 \dots I_6]$, et trois vecteurs de courant d'entrée nuls, appelés vecteurs zéros I_0 .

Les différents états de commutation du redresseur sont représentés dans la figure suivante (Figure II.16), où l'état "1" correspond à l'interrupteur fermé et l'état "0" à l'interrupteur ouvert.

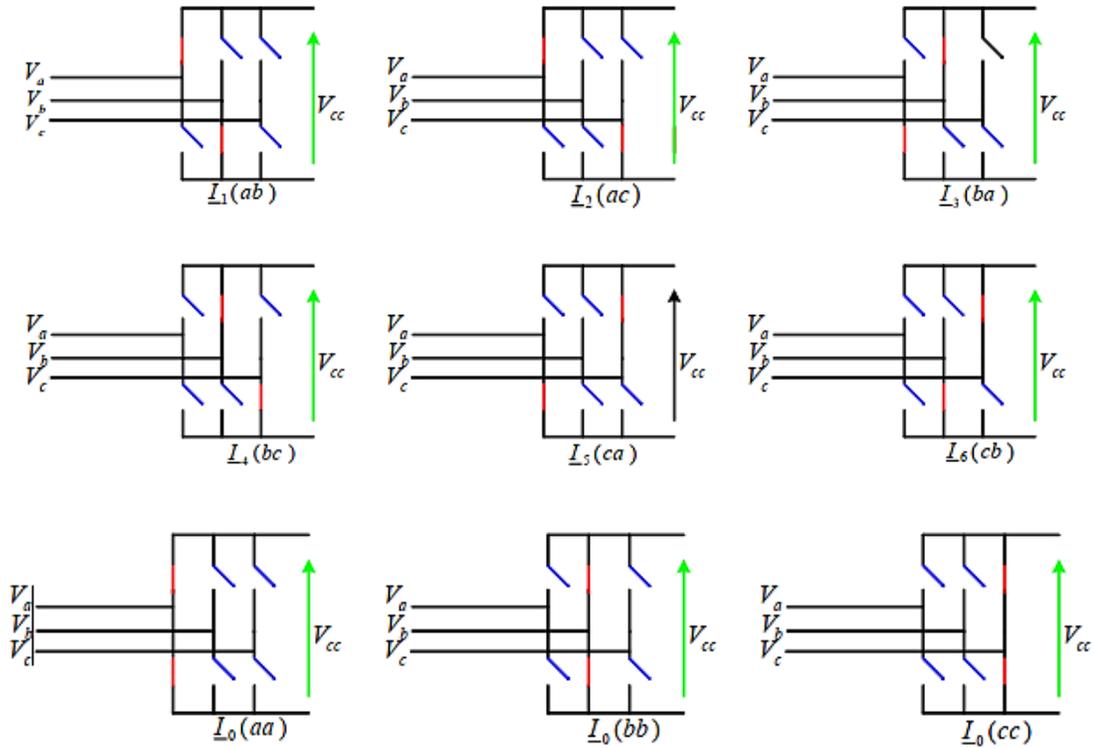


Figure II- 16: Différents états de commutation possible pour le redresseur.

Le tableau II.2 présente les états possibles des commutateurs et les vecteurs d'espace correspondants des courants. Il inclut également l'amplitude et l'angle des vecteurs d'espace des courants d'entrée pour les six vecteurs actifs et les trois vecteurs zéros.

Exemple III.1 : illustre que la phase d'entrée « a » est connectée au rail positif du courant continu fictif V_{cc+} , et la phase d'entrée « b » est connectée au rail négatif V_{cc-} . La magnitude de ce vecteur est déterminée par la relation suivante :

$$\begin{aligned}
 I_1 &= \frac{2}{3} \cdot \left(I_a + I_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \\
 I_1 &= \frac{2}{3} \cdot \left(I_{cc} - I_{cc} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + 0 \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \\
 I_1 &= \frac{2}{\sqrt{3}} I_{cc} \cdot e^{-j\frac{\pi}{6}}
 \end{aligned} \tag{II.30}$$

De la même manière seront obtenus les autres vecteurs.

Type	Vecteur	$\begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix}$	I_a	I_b	I_c	$ I_e $	φ_E	V_{CC}
Actif	$I_1[ab]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	I_{CC+}	I_{CC-}	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{CC}$	$-\frac{\pi}{6}$	V_{ab}
	$I_2[ac]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	I_{CC+}	0	I_{CC-}	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{CC}$	$\frac{\pi}{6}$	$-V_{ca}$
	$I_3[bc]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	0	I_{CC+}	I_{CC-}	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{CC}$	$\frac{\pi}{2}$	V_{bc}
	$I_4[ba]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	I_{CC-}	I_{CC+}	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{CC}$	$\frac{5\pi}{6}$	$-V_{ab}$
	$I_5[ca]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	I_{CC-}	0	I_{CC+}	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{CC}$	$-\frac{5\pi}{6}$	V_{ca}
	$I_6[cb]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	0	I_{CC-}	I_{CC+}	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{CC}$	$-\frac{\pi}{2}$	$-V_{bc}$
Zero	$I_0[aa][bb][cc]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$				0		0

Tableau II- 2: Les 9 états des commutateurs du redresseur de la modulation indirecte.

Les six vecteurs d'espace seront représentés par un hexagone dans un plan complexe, comme illustré par la figure II.17. Les autres vecteurs seront déterminés de manière similaire.

I_e : Un vecteur arbitraire dans l'hexagone peut être synthétisé par une somme de deux vecteurs parmi les six vecteurs de commutation de courant d'entrée [$I_1 \dots I_6$].

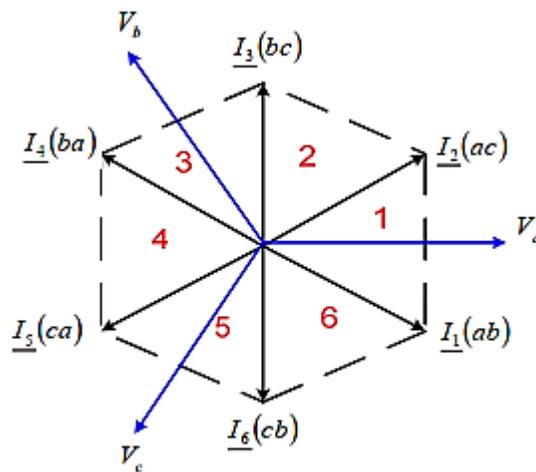


Figure II- 17: Hexagone du courant de redresseur.

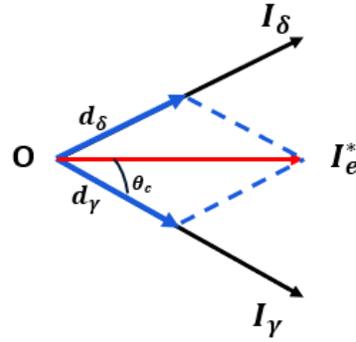


Figure II- 18: Synthétisation du vecteur de référence de courant ($m_c = 1$).

La figure (II.18) montre le vecteur de référence de courant d'entrée I_e^* dans un secteur du courant de l'hexagone. I_e^* est synthétisé en imposant les vecteurs de commutation adjacente I_γ et I_δ avec les rapports cycliques d_γ et d_δ respectivement.

Si les courants d'entrée sont considérés constant pendant un intervalle de commutation T_p , Le vecteur de référence peut être exprimé par la somme de produit de courant-temps des vecteurs actifs adjacents [1].

$$I_e^* = d_\gamma \cdot I_\gamma + d_\delta \cdot I_\delta \quad (\text{II.31})$$

Il est maintenant possible de déterminer les grandeurs moyennes produites par le redresseur :

$$[M_{red}] = (d_\gamma \cdot I_\gamma + d_\delta \cdot I_\delta) \quad (\text{II.32})$$

La durée des vecteurs actifs détermine la direction de I_e^* tandis que l'intervalle du vecteur zéro est employé pour ajuster l'amplitude de I_e^* .

La modulation du vecteur d'espace pour le redresseur est entièrement analogue à celle utilisée pour l'onduleur.

Les rapports cycliques des vecteurs actifs sont donnés par les relations suivantes :

$$d_\gamma = m_c \cdot \sin(\theta_c) \quad (\text{II.33})$$

$$d_\delta = m_c \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_c\right) \quad (\text{II.34})$$

$$d_{0c} = 1 - d_\gamma - d_\delta \quad (\text{II.35})$$

θ_c : Représente l'angle du vecteur de référence du courant dans le secteur de courant.

m_c : Représente l'indice de modulation du courant qui définit le rapport de transfert de courant désiré tel que :

$$0 \leq m_c \leq 1 \text{ et } m_c = \frac{I_e^*}{I_{CC}} \quad (\text{II.36})$$

L'indice de modulation du courant m_c , est souvent fixé à l'unité, tandis que l'indice de modulation de la tension m_v , varie en fonction d'un gain global. En l'absence de stockage d'énergie dans le convertisseur matriciel, la valeur moyenne du courant continu intermédiaire fictif I_{CC} , est déterminée par le principe selon lequel la puissance de sortie P_S est égale à la puissance continue à chaque instant.

$$\begin{aligned} P_{CC} &= P_S \\ P_{CC} &= V_{CC} \cdot I_{CC} \\ P_S &= \frac{3}{2} \cdot V_S \cdot I_S \cdot \cos(\varphi_S) \\ V_{CC} \cdot I_{CC} &= \frac{3}{2} \cdot V_S \cdot I_S \cdot \cos(\varphi_S) \\ I_{CC} &= \frac{3}{2} \cdot I_S \cdot \frac{V_S}{V_{CC}} \cdot \cos(\varphi_S) \\ I_{CC} &= \frac{3}{2} \cdot I_S \cdot m_v \cdot \cos(\varphi_S) \end{aligned} \quad (\text{II.37})$$

Avec :

V_S : est la valeur maximale de la tension de phase de sortie.

I_S : est la valeur maximale du courant de sortie.

φ_S : est l'angle déplacement de la charge de sortie.

Le courant continu intermédiaire fictif I_{CC} dépend de l'amplitude du courant de charge, de l'indice de modulation de la tension m_v et de l'angle de déphasage de la charge φ_S .

En état d'équilibre, en supposant I_{CC} constant, le redresseur doit générer une tension continue intermédiaire à partir des tensions d'entrée.

Le redresseur doit garantir des courants d'entrée sinusoïdaux avec un angle de déphasage contrôlable, en phase avec le système de tension d'entrée. Autrement dit, les courants d'entrée doivent être synchronisés avec le système de tension d'entrée, en respectant un angle de déphasage désiré.

Pour illustrer la synthèse du courant d'entrée sur un cycle de commutation dans le secteur du courant S_1 , considérons l'exemple suivant :

Puisque $I_\gamma = I_1$ et $I_\delta = I_2$ dans le secteur du courant S_1 , les valeurs moyennes des courants d'entrée et des tensions continues intermédiaires fictives peuvent être exprimées comme suit :

Sachant que : $[M_{red}] = (d_\gamma \cdot I_\gamma + d_\delta \cdot I_\delta)$

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

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \left(d_\gamma \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + d_\delta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} I_{CC+} \\ I_{CC-} \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

II.5.1.1.2 Commande vectorielle pour la partie de l'onduleur

Les indices de l'onduleur α, β et m_v sont remplacés par l'indice γ, δ et m_c pour le redresseur respectivement.

Dans cette partie, la source de tension est représentée par $V_{CC} = V_{CC+} + V_{CC-}$ comme le montre la figure (II.19).

La conversion de puissance est réalisée par la tension intermédiaire fictive V_{CC} . Les tensions de sortie peuvent être exprimées par la tension intermédiaire fictive V_{CC} multipliée par l'état des commutateurs de l'onduleur (la transposé de fonction de transfert de l'onduleur O^T). Simultanément, le courant continu intermédiaire fictif I_{CC} peut-être dérivé en utilisant la fonction de transfert de l'onduleur O telle que :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [M_{ond}]^T \cdot \begin{bmatrix} V_{CC+} \\ V_{CC-} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{CC+} \\ V_{CC-} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

$$\begin{bmatrix} I_{CC+} \\ I_{CC-} \end{bmatrix} = [M_{ond}] \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} I_{CC+} \\ I_{CC-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Puisque les vecteurs d'espace des tensions de sortie V_S et des courants de sortie I_S sont exprimés comme des vecteurs d'espace en utilisant la transformation suivante [40] :

$$V_S = \frac{2}{3} \left(V_A + V_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{II.42})$$

$$I_S = \frac{2}{3} \left(I_A + I_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + I_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{II.43})$$

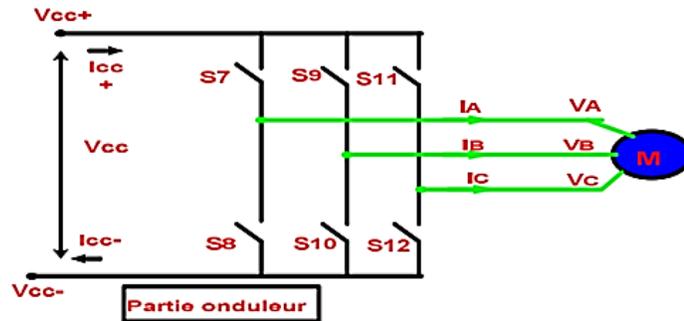


Figure II- 19: Partie onduleur pour le circuit équivalent.

L'onduleur possède huit états distincts, présentés dans le Tableau II.3, qui évitent les courts-circuits du bus V_{CC} équivalent et les circuits ouverts des phases du moteur. Ces huit combinaisons peuvent être divisées en six tensions de sortie non nulles, appelées vecteurs actifs, et deux tensions de sortie nulles, appelées vecteurs zéro V_0 .

Les différents états de commutation de l'onduleur sont illustrés dans la figure suivante (figure II.20), où l'état "1" représente un interrupteur fermé et l'état "0" un interrupteur ouvert.

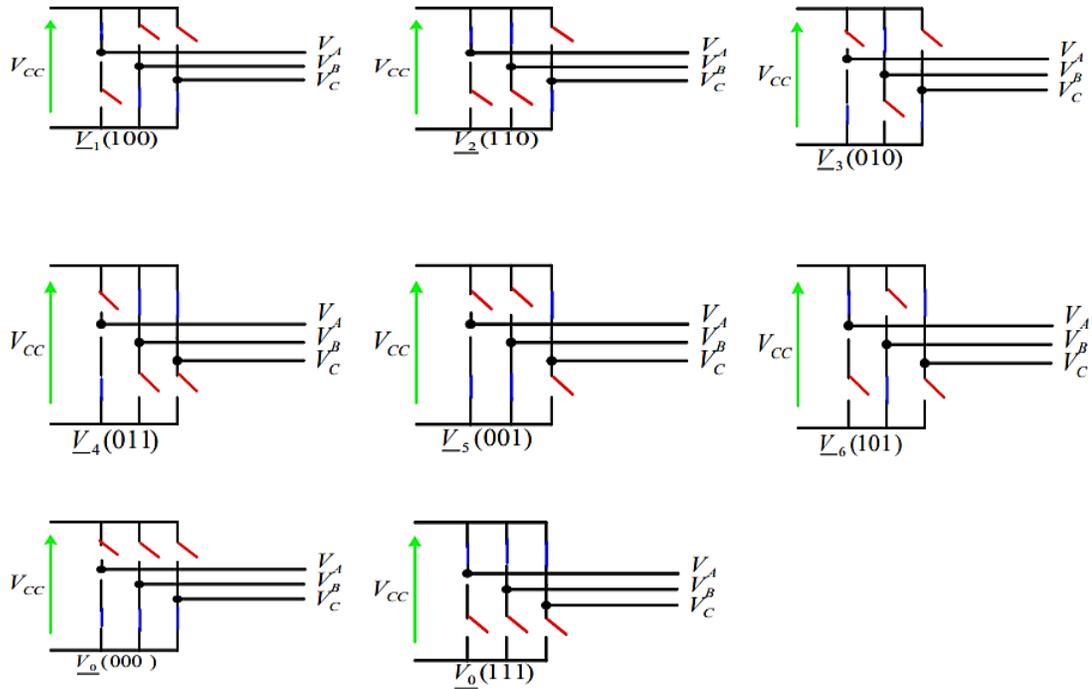


Figure II- 20: Les différents états de commutation possible pour l'onduleur.

Le tableau (II.3) présente les états possibles des commutateurs ainsi que les vecteurs d'espace de tension correspondants. De plus, il évalue l'amplitude et l'angle des vecteurs d'espace de tension de sortie pour les six vecteurs actifs et les deux vecteurs zéro.

Exemple (II.2) :

Le vecteur d'espace de tension $V_1[100]$ montre que la tension de phase de sortie V_A est reliée au rail positif V_{CC+} , tandis que les phases V_B et V_C sont reliées au rail négatif V_{CC-} . Sa grandeur est calculée comme suit :

$$V_1 = \frac{2}{3} (V_A + V_B \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}})$$

$$V_1 = \frac{2}{3} \left(\frac{2}{3} V_{CC} - \frac{1}{3} V_{CC} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} - \frac{1}{3} V_{CC} \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{II.44})$$

$$V_1 = \frac{2}{3} V_{CC}$$

De la même manière seront obtenus les autres vecteurs.

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

Tableau II- 3: Les 8 états de commutations de l'onduleur de la modulation indirecte.

Les six vecteurs d'espace peuvent être représentés sous la forme d'un hexagone dans un plan complexe, comme illustré par la figure (II.21). De manière analogue, les autres vecteurs sont obtenus.

V_S^* : Un vecteur arbitraire dans l'hexagone peut être synthétisé par la somme de deux vecteurs parmi les six vecteurs de commutation de tension de sortie $[V_1 \dots V_6]$.

L'amplitude maximale du vecteur de référence est égale au rayon du cercle intérieur de l'hexagone, dont le rayon est $\sqrt{3}/2 = 0.866$ de l'amplitude des vecteurs actifs.

Ainsi, la tension de sortie de référence est construite en appliquant la méthode de modulation du vecteur d'espace basée sur la tension intermédiaire fictive, de la même manière que dans un onduleur conventionnel.

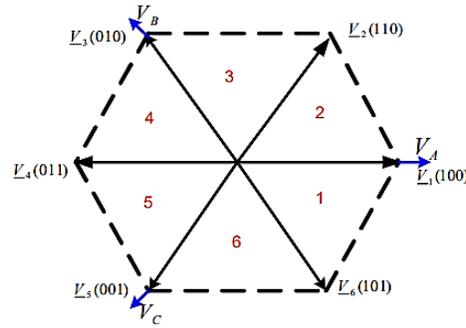


Figure II- 21: Hexagone de tension de l'onduleur.

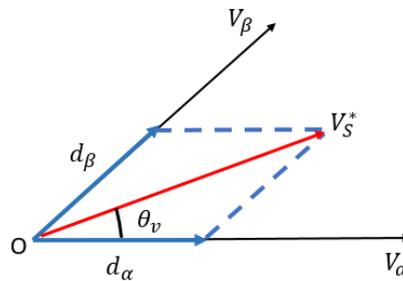


Figure II- 22: Synthétisation du vecteur de référence de la tension.

Le V_S^* est synthétisé en imposant les vecteurs actifs adjacents V_α et V_β avec les rapports cycliques d_α et d_β respectivement [41].

Si les tensions de sortie sont considérées comme constantes pendant un court intervalle de commutation T_ρ , le vecteur de référence peut être représenté par la somme des produits tension-temps des vecteurs actifs adjacents.

$$V_S^* = d_\alpha \cdot V_\alpha + d_\beta \cdot V_\beta \quad (\text{II.45})$$

Il est maintenant possible de déterminer les grandeurs moyennes produites par le redresseur :

$$[M_{ond}] = (d_\alpha \cdot V_\alpha + d_\beta \cdot V_\beta) \quad (\text{II.46})$$

La durée des vecteurs actifs détermine la direction de V_S^* tandis que l'intervalle du vecteur zéro est employé pour ajuster l'amplitude de V_S^* [1].

Les rapports cycliques des vecteurs actifs sont donnés par les relation suivantes :

$$d_\alpha = m_V \cdot \sin(\theta_v) \quad (\text{II.47})$$

$$d_\beta = m_v \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) \quad (\text{II.48})$$

$$d_{0V} = 1 - d_\alpha - d_\beta \quad (\text{II.49})$$

θ_v : Est l'angle du vecteur de tension de référence dans le secteur de tension.

m_v : Est l'indice de modulation de tension qui définit le rapport de transfert de la tension

$$m_v = \frac{\sqrt{3} V_S^*}{V_{CC}} \quad \text{et} \quad 0 \leq m_v \leq 1 \quad (\text{II.50})$$

La valeur de la tension intermédiaire fictive V_{CC} est déterminée par le principe que la puissance d'entrée moyenne P_E est égale à la puissance continue P_{CC} à chaque instant, étant donné l'absence de stockage d'énergie dans le convertisseur matriciel.

$$P_{CC} = P_E$$

$$V_{CC} \cdot I_{CC} = \frac{3}{2} V_E \cdot I_E \cdot \cos(\varphi_E) \quad (\text{II.51})$$

$$V_{CC} = \frac{3}{2} V_E \cdot \frac{I_E}{I_{CC}} \cdot \cos(\varphi_E) \quad (\text{II.52})$$

$$V_{CC} = \frac{3}{2} V_E \cdot m_c \cdot \cos(\varphi_E) \quad (\text{II.53})$$

Avec :

V_E : est la valeur maximale de la tension de phase d'entrée.

I_E : est la valeur maximale de courant d'entrée.

φ_E : est l'angle de déplacement d'entrée.

La tension intermédiaire fictive V_{CC} dépend de l'amplitude de tension de la phase d'entrée, de l'indice de modulation du courant m_c ainsi que de l'angle de déplacement d'entrée φ_E . Habituellement, la partie redresseur est actionnée avec $m_c = 1$ et un angle de déplacement d'entrée égal à l'unité ($\varphi_E = 1$). Ainsi, V_{CC} est simplifiée comme suit :

$$V_{CC} = \frac{3}{2} V_E \quad (\text{II.54})$$

La synthèse des tensions de phase de sortie pour un cycle de commutation dans le secteur de tension S_1 est choisie comme exemple.

Puisque $V_\alpha = V_6$ et $V_\beta = V_1$ dans le secteur de tension S_1 , les valeurs moyennes des tensions de sortie et des courants continus intermédiaires confirmés peuvent être exprimées comme suit :

$$\text{Sachant que : } [M_{ond}] = (d_\alpha \cdot V_\alpha + d_\beta \cdot V_\beta)$$

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = (d_\alpha \cdot V_6 + d_\beta \cdot V_1) \cdot \begin{bmatrix} V_{CC+} \\ V_{CC-} \end{bmatrix} = \left(d_\alpha \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} + d_\beta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} V_{CC+} \\ V_{CC-} \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

$$\begin{bmatrix} I_{CC+} \\ I_{CC-} \end{bmatrix} = \left(d_\alpha \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} + d_\beta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

II.5.1.1.3 Commande globale du convertisseur matriciel

Pour la commande du convertisseur matriciel, il est maintenant nécessaire de mettre en œuvre une double modulation, à la fois pour le vecteur de tension de sortie et pour le vecteur de courant d'entrée.

La modulation des courants correspond au processus de redressement, tandis que la modulation des tensions représente la fonction de l'onduleur.

La matrice de conversion $[M]$ du convertisseur matriciel est produit par une fusion des commandes de l'onduleur avec celui du redresseur par l'équation (II.57).

$$[M] = (d_\alpha \cdot V_\alpha^T + d_\beta \cdot V_\beta^T) \cdot (d_\gamma \cdot I_\gamma + d_\delta \cdot I_\delta) \quad (\text{II.57})$$

Il suffit ensuite de compléter la matrice $[M]$ avec un état nul pour que la somme de chaque colonne soit égale à 1 et respecte ainsi la nature des sources

$$[M] = (d_\alpha \cdot V_\alpha^T + d_\beta \cdot V_\beta^T) \cdot (d_\gamma \cdot I_\gamma + d_\delta \cdot I_\delta) + m_0 V_0 \quad (\text{II.58})$$

Ces deux processus sont exécutés simultanément, nécessitant le choix approprié parmi les six vecteurs de modulation de tension de sortie en fonction de l'état du redressement. En conséquence, il existe 36 combinaisons de vecteurs possibles.

Le rapport cyclique de chaque séquence est déterminé par le produit des rapports cycliques individuels comme suit [1] :

$$\begin{cases} d_{\gamma\alpha} = d_\gamma \cdot d_\alpha \\ d_{\delta\alpha} = d_\delta \cdot d_\alpha \\ d_{\gamma\beta} = d_\gamma \cdot d_\beta \\ d_{\delta\beta} = d_\delta \cdot d_\beta \end{cases} \quad (\text{II.59})$$

Le rapport cyclique du vecteur nul est calculé par :

$$d_0 = 1 - d_{\gamma\alpha} - d_{\delta\alpha} - d_{\gamma\beta} - d_{\delta\beta} \quad (\text{II.60})$$

Dans le but de minimiser le nombre de commutations, les vecteurs de tension de sortie et de courant d'entrée auront neuf séquences, et chaque séquence est calculée en multipliant le rapport cyclique correspondant par la période de commutation T_S , comme suit :

$$\begin{cases} T_{\gamma\alpha} = d_{\gamma\alpha} \cdot T_S \\ T_{\delta\alpha} = d_{\delta\alpha} \cdot T_S \\ T_{\gamma\beta} = d_{\gamma\beta} \cdot T_S \\ T_{\delta\beta} = d_{\delta\beta} \cdot T_S \end{cases} \quad (II.61)$$

En respectant l'ordre des séquences de commutation qui le suivant :

Lorsque la somme des secteurs de l'hexagone de courant et de tension est impaire, la séquence du vecteur de sortie doit être :

$$\gamma\alpha - \gamma\beta - \delta\beta - \delta\alpha - 0 - \delta\alpha - \delta\beta - \gamma\beta - \gamma\beta \quad (II.62)$$

Lorsque la somme des secteurs de l'hexagone de courant et de tension est impaire, la séquence du vecteur de sortie doit être :

$$\gamma\beta - \gamma\alpha - \delta\alpha - \delta\beta - 0 - \beta\alpha - \alpha\beta - \gamma\alpha - \gamma\beta \quad (II.63)$$

II.6 Simulation des convertisseurs AC- AC avec une réponse libre

Nous avons élaboré un modèle d'un convertisseur matriciel et le convertisseur AC-DC-AC dans l'environnement **SimpowerSystem** de **Matlab**, illustré dans la figure (II.23).

✓ Schémas blocs

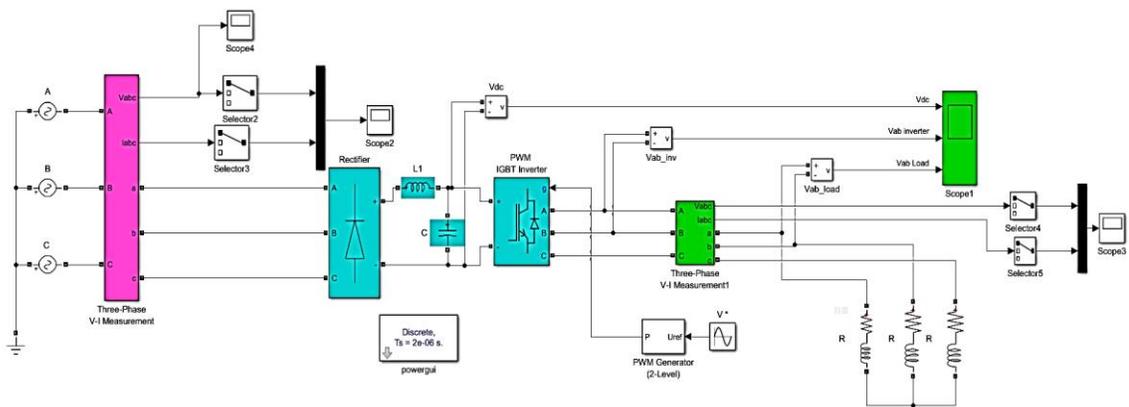


Figure (a) : Convertisseur AC-DC-AC

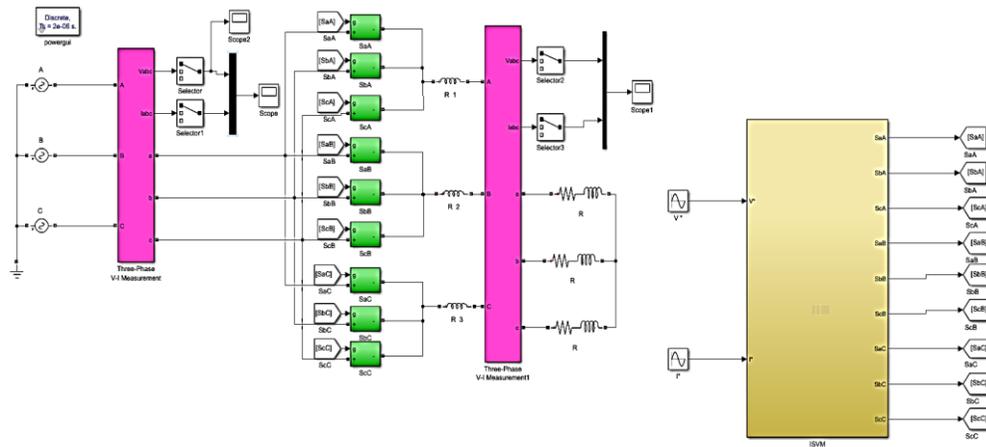


Figure (b) : convertisseur matriciel.

Figure II- 23: Schémas blocs de simulation des convertisseur AC-AC avec la technique de commande ISVM.

✓ Résultats de simulation

- La figure suivante représente l'allure de la tension d'entrée du convertisseur AC-DC-AC pour une fréquence de 50 Hz et d'amplitude 220 (V).

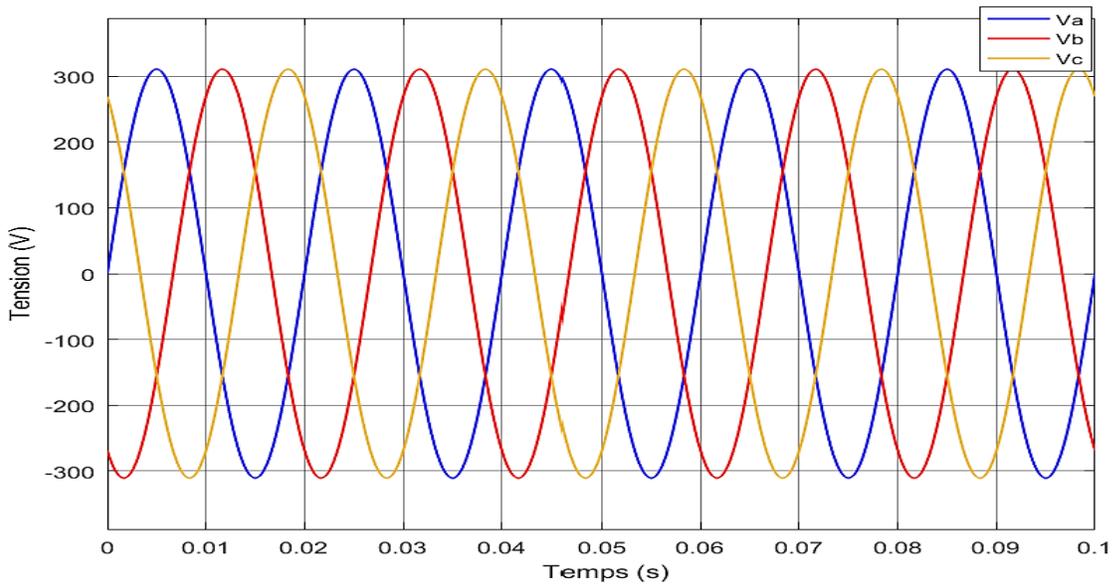


Figure II- 24: Les tensions d'entrée du convertisseur AC-DC-AC.

- La figure suivante représente l'allure de la tension et le courant d'entrée du convertisseur matriciel pour une fréquence de 50 Hz et d'amplitude 220 (V).

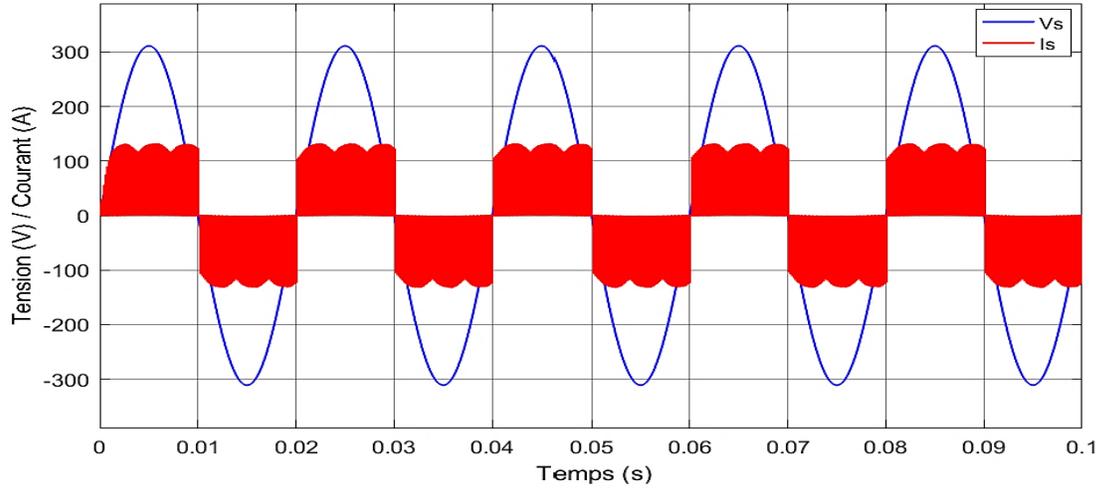


Figure II- 25: La tension et le courant d'entrée du convertisseur matriciel.

- Les figures suivantes représentent les tensions (V_{dc} , V_{ab} inverter, V_{ab} load).

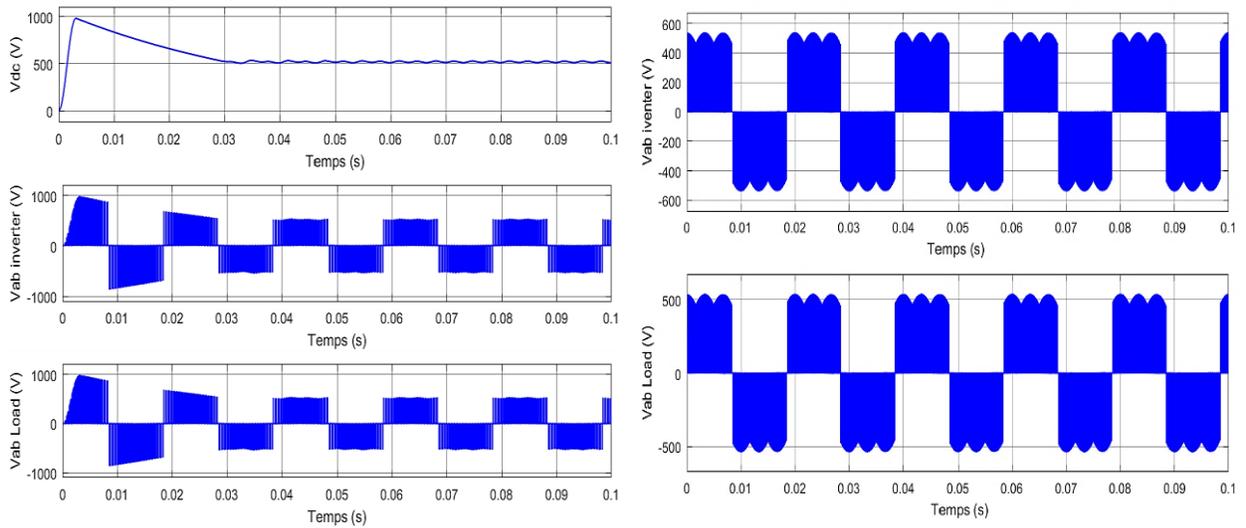


Figure (a) : convertisseur AC-DC-AC.

Figure (b) : convertisseur matriciel.

Figure II- 26: Les tensions V_{dc} , V_{ab} inverter, V_{ab} load.

- Les figures suivantes représentent la tension et le courant de la charge.

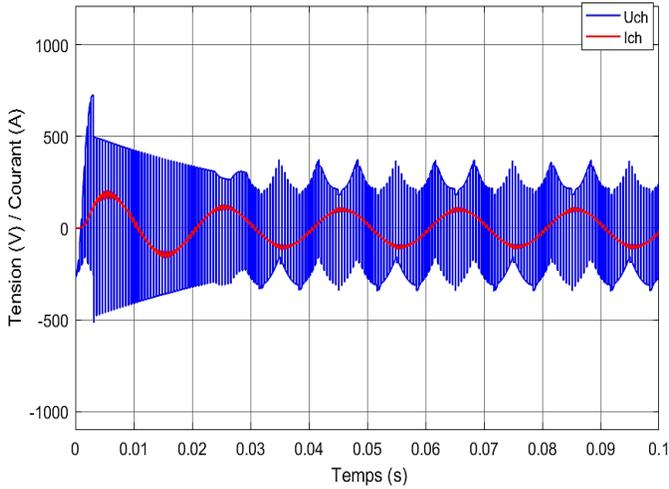


Figure (a) : convertisseur AC-DC-AC.

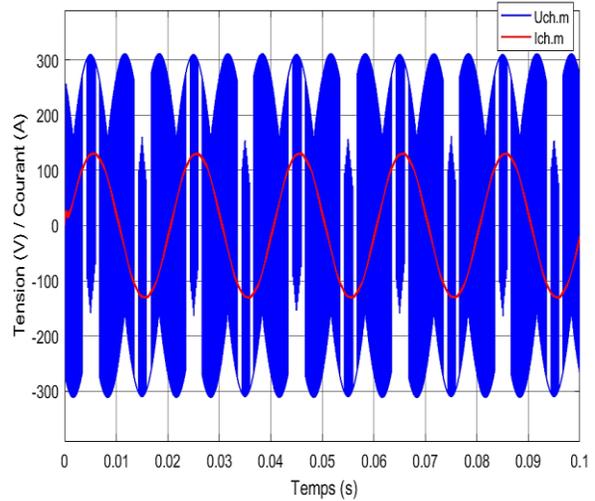


Figure (b) : convertisseur matriciel.

Figure II- 27: Le courant et la tension de charge.

- Les figures suivantes représentent l'analyse spectrale de la tension et du courant de la charge.

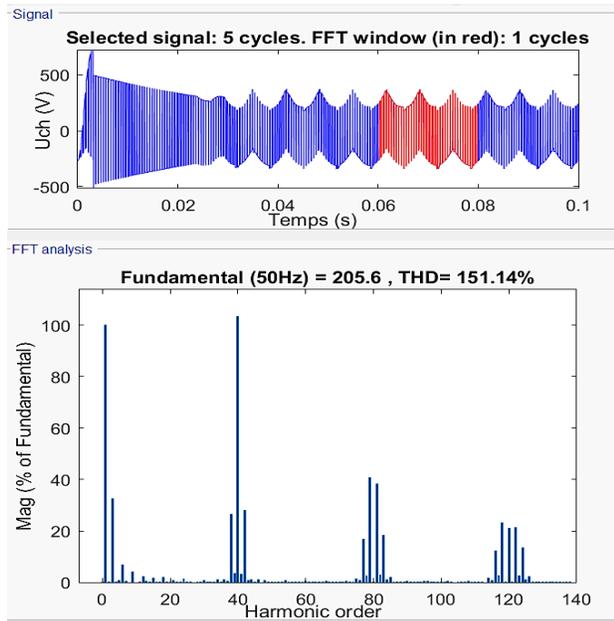


Figure (a) : la tension de la charge

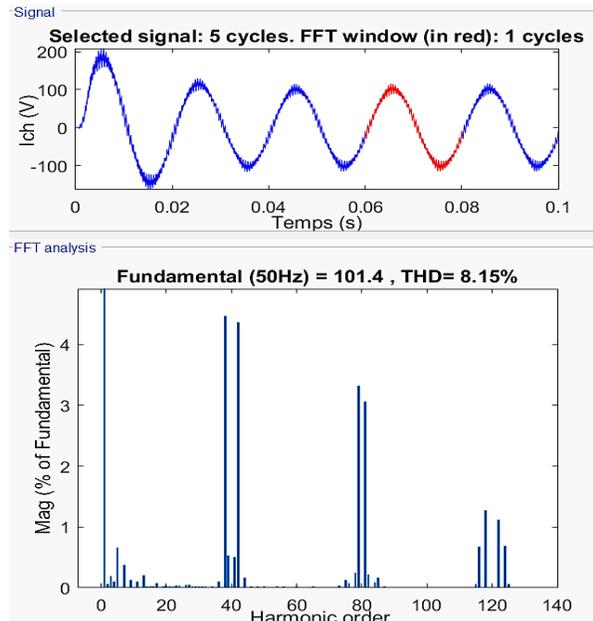


Figure (b) : le courant de la charge

Figure II- 28: FFT de tension et courant de la charge du convertisseur AC- DC- AC.

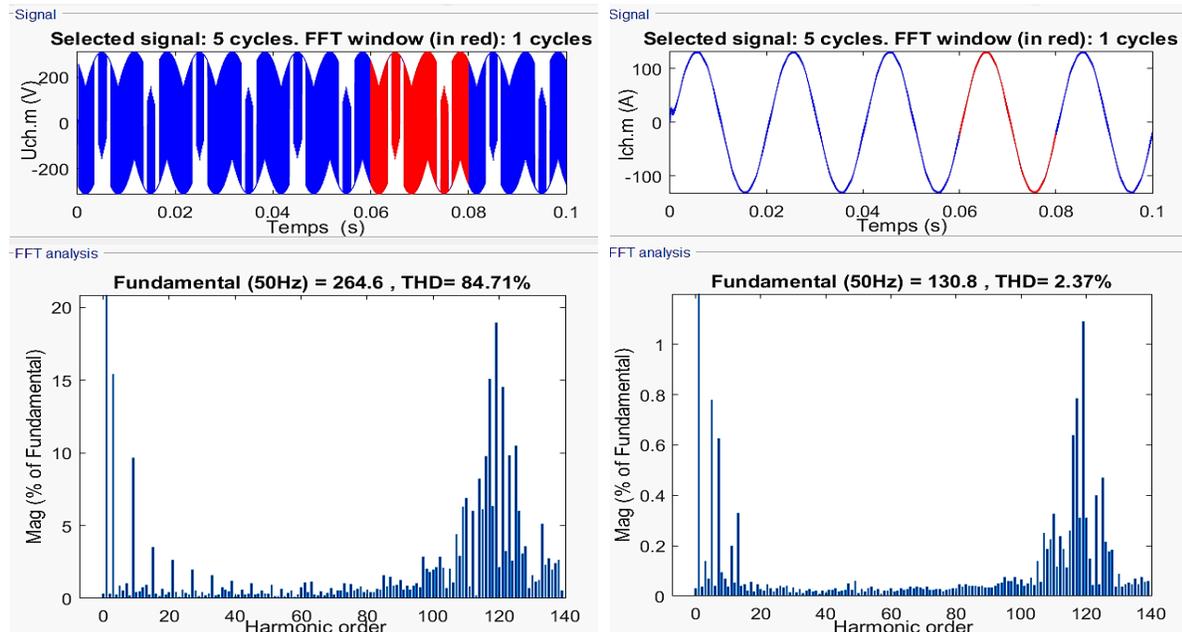


Figure (a) : la tension de la charge

Figure (b) : le courant de la charge

Figure II- 29: FFT de tension et courant de la charge du convertisseur matriciel.

II.7 Interprétation des résultats

❖ Comparaison entre les résultats obtenu pour les deux convertisseurs

La figure II.27 montre les formes d'onde de la tension et du courant simple de charge du convertisseur AC-DC-AC et du convertisseur matriciel, respectivement. Lors de la comparaison temporelle, nous constatons que la forme de la tension obtenue par le convertisseur matriciel est plus proche d'une sinusoïde par rapport à celle du convertisseur AC-DC-AC, qui présente des harmoniques importantes dans la tension. De même, pour le courant de charge, nous remarquons que la forme d'onde du convertisseur AC-DC-AC est bruitée avec la présence d'ondulations, contrairement à celle du convertisseur matriciel, qui est très lisse.

❖ Pour valider cette interprétation précédente, qui met en évidence l'avantage apporté par un convertisseur matriciel par rapport à un convertisseur classique AC-DC-AC, nous allons discuter l'analyse fréquentielle suivante :

Le tableau II.4 donne une comparaison du taux de distorsion harmonique (THD) des courants et tensions de la charge pour les deux convertisseurs présentés précédemment,

notant que la technique de commande proposée pour le convertisseur matriciel c'est bien la commande vectorielle indirect.

Convertisseur	Convertisseur AC-DC-AC	Convertisseur matriciel
THD %		
Tension de charge	151.14 %	84.71 %
Courant de charge	8.15 %	2.37 %

Tableau II- 4: Comparaison entre les deux convertisseurs en termes de THD.

La comparaison entre ces deux convertisseurs montre que la valeur du THD est faible pour le convertisseur matriciel (84.71%) par rapport au convertisseur classique AC-DC-AC (151.14%) dans la tension de charge, et la même remarque s'applique également au courant de sortie pour les deux convertisseurs.

La valeur du THD du courant côté convertisseur matriciel est inférieure à 5 % (conformément à la norme internationale), ce qui justifie que la qualité du signal obtenu avec le convertisseur matriciel est meilleure par rapport à celle obtenue avec le convertisseur classique AC-DC-AC.

II.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié le principe de fonctionnement et de commande du convertisseur matriciel. Nous avons présenté d'abord les diverses configurations possibles du convertisseur matriciel ainsi que la modélisation mathématique de chaque type. Ensuite, nous avons analysé la stratégie de commande choisie, basée sur la modulation de largeur d'impulsions (MLI) de la méthode de la ISVM du convertisseur matriciel.

Enfin, nous avons effectué une étude comparative par simulation entre un convertisseur matriciel et un convertisseur classique AC-DC-AC. Selon nos simulations, il est possible et facile de mettre en place ce genre de commande dans l'industrie, en adaptant correctement les filtres et les paramètres de la commande en fonction des puissances en jeu. Le chapitre suivant est consacré à l'étude du convertisseur matriciel associé à un régulateur PI.

Chapitre III
Convertisseur matriciel,
étude et simulation avec réponse forcée

III. Convertisseur matriciel, étude et simulation avec réponse forcée.

III.1 Introduction

La régulation joue un rôle fondamental dans l'amélioration des performances des systèmes de contrôle, en assurant leur stabilité, leur précision et leur rapidité. Ce chapitre explore les différentes actions de correction, telles que les actions proportionnelle (P), intégrale (I) et dérivative (D), ainsi que leurs combinaisons sous forme de correcteurs P, PI, PD et PID, et examine leurs effets sur les systèmes.

L'objectif de ce chapitre est l'étude de la réponse forcée de nos systèmes (AC-DC-AC et CM), c'est-à-dire que nos systèmes seront associés à un régulateur PI. Cette étude a pour but d'analyser l'impact de ce régulateur sur les performances du système lors de l'application d'une perturbation dans un intervalle de temps bien déterminé. Les résultats des simulations seront présentés ultérieurement.

III.2 Définition de régulation

La régulation comprend l'ensemble des techniques et moyens industriels utilisés pour contrôler une grandeur physique soumise à des perturbations, et la maintenir à une valeur désirée, appelée consigne. Cette grandeur physique est désignée comme la grandeur réglée. Une boucle de régulation se compose essentiellement d'un capteur-transmetteur mesurant et conditionnant la grandeur réglée, ainsi que d'un régulateur commandant un actionneur agissant sur cette grandeur.

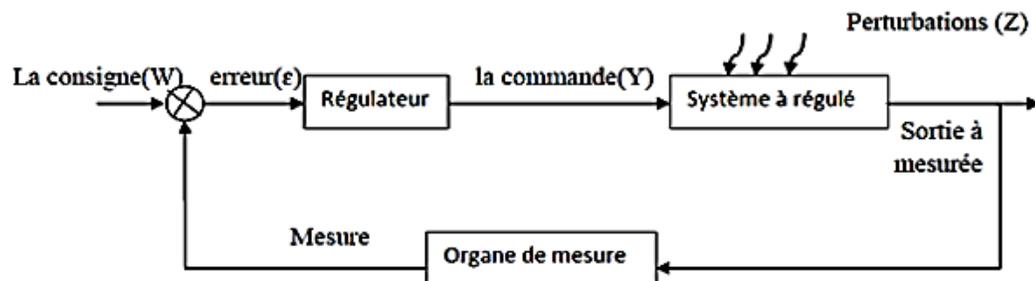


Figure III- 1: Schéma de principe d'une régulation.

III.3 Performances de la régulation

Les performances exigées les plus rencontrées industriellement sont la stabilité, la précision et la rapidité de la grandeur à réguler.

III.3.1 La stabilité

La performance essentielle pour un système de régulation est la stabilité. Dans une approche simplifiée, un système est considéré comme stable si, pour une grandeur à maîtriser le signal de sortie se stabilise à une valeur finie. Plus le régime transitoire d'un système soumis à une telle variation est amorti plus il est stable. Le degré de stabilité est alors caractérisé par l'amortissement de ce régime transitoire [42].

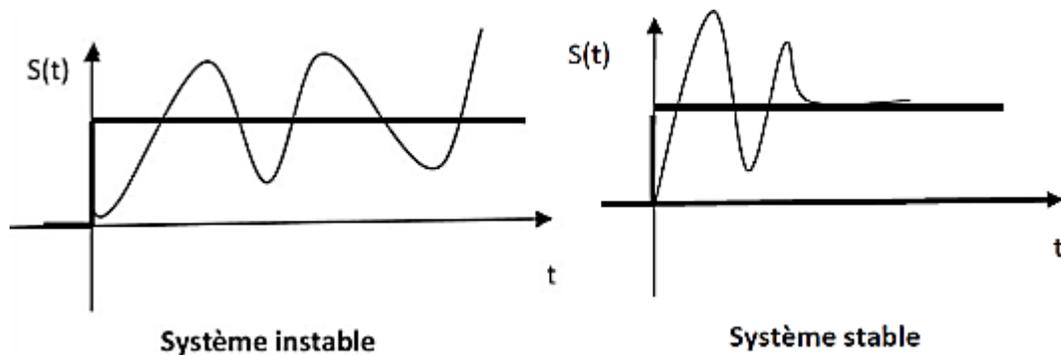


Figure III- 2: Stabilité du système.

III.3.2 La précision

La précision d'un procédé ou système régulé se mesure par l'écart entre la consigne demandée et la mesure en régime permanent de la grandeur réglée, on parle alors de précision statique. Plus l'écart statique est réduit, plus le système est précis. Compte à la précision dynamique, elle se définit par d'autres caractéristiques tel que : le premier dépassement. La précision d'un système se résume donc généralement par la qualité des paramètres de celui-ci [42].

III.3.3 La rapidité

La rapidité d'un système régulé s'évalue par le temps nécessaire à la mesure pour entrer dans une zone $\pm 5\%$ de sa valeur finale. Le système régulé est d'autant plus rapide que le temps de réponse à 5% est court [42].

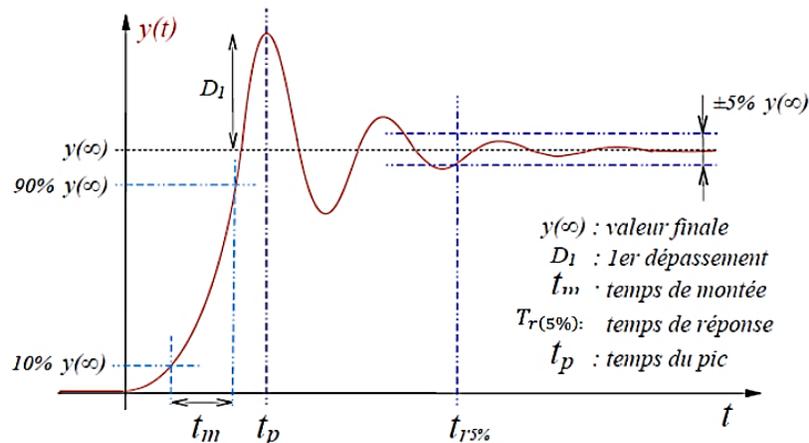


Figure III- 3: Performances d'un système de commande [7].

III.4 Définition d'un correcteur

Le correcteur, dans le contexte des systèmes asservis, est un dispositif conçu pour maintenir la sortie d'un système constante selon une consigne prédéfinie, en dépit des perturbations. Les composants fondamentaux du correcteur sont généralement construits à partir d'amplificateurs à courant continu ainsi que d'éléments résistifs et capacitifs [43].

III.5 Objectif du correcteur

En général, le correcteur $C(p)$ est positionné en amont des perturbations. Cependant, chaque processus présente des exigences spécifiques, adaptées aux impératifs de production et aux équipements. Pour un système asservi, les objectifs de la correction sont les suivants :

- Assurer la stabilité du système ;
- Améliorer la stabilité pour garantir un fonctionnement fiable ;
- Augmenter le gain du système en boucle ouverte, principalement dans les basses fréquences, afin d'améliorer la précision statique ;

- Assurer une réponse satisfaisante pour des signaux de consigne donnés dans le temps ;
- Fournir les caractéristiques fréquentielles (gain, déphasage) requises dans une bande de fréquences définie ;
- Les correcteurs doivent parvenir à établir un équilibre optimal entre précision, stabilité et rapidité du système étudié [44].

III.6 Différentes actions de corrections

III.6.1 Action proportionnelle (P)

La sortie $u(t)$ du régulateur proportionnel est donnée en fonction de son entrée ε qui représente l'écart entre la consigne et la mesure par la relation :

$$u(t) = K_p \cdot \varepsilon(t) \quad (\text{III.1})$$

La fonction de transfert du correcteur est alors donnée :

$$C(p) = K_p \quad (\text{III.2})$$

Avec K_p : Gain proportionnel.

Le rôle de l'action proportionnelle est de minimiser l'écart $\varepsilon(t)$ entre la consigne et la mesure, tout en réduisant le temps de montée et le temps de réponse. Il est observé qu'une augmentation du gain K_p du régulateur diminue l'erreur statique (améliorant ainsi la précision) et accélère la dynamique globale de la boucle fermée. On pourrait être tenté d'utiliser des valeurs de gain élevées pour accélérer la réponse du système, mais la stabilité de la boucle fermée impose des limites. En effet, un gain trop élevé augmente l'instabilité du système et entraîne des oscillations [45].

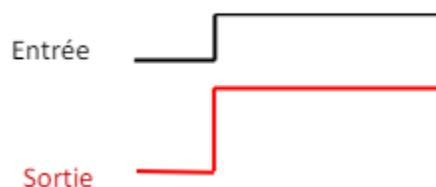


Figure III- 4: Symbole de l'Action proportionnelle.

III.6.2 Action intégrale (I)

L'action intégrale agit proportionnellement à l'aire de l'écart entre la consigne et la mesure, et elle continue d'agir tant que cette différence n'est pas nulle. On dit que l'action intégrale assure la précision statique en éliminant l'erreur statique. L'action intégrale est déterminée par le temps d'intégration T_i .

$$u(t) = \frac{1}{T_i} \int_0^t \varepsilon(t) \cdot dt \quad (\text{III.3})$$

La fonction de transfert du correcteur est alors donnée :

$$C(p) = \frac{1}{T_i p} \quad (\text{III.4})$$

La présence d'une intégration permet d'obtenir une bonne précision statique, mais il introduit un déphasage de -90° et risque donc de rendre le système instable [45].

T_i : Constante de temps d'intégration.



Figure III- 5: Symbole de l'Action Intégrale.

III.6.3 Action dérivée (D)

Elle est une action qui tient compte de la vitesse de variation de l'écart entre la consigne et la mesure, c'est une action qui amplifie les variations brusques de la consigne, elle joue aussi un rôle stabilisateur, contrairement à l'action intégrale. En effet, elle délivre une sortie variant proportionnellement à la vitesse de variation de l'écart ε .

$$u(t) = T_d \frac{d\varepsilon(t)}{dt} \quad (\text{III.5})$$

La fonction de transfert du correcteur est alors donnée :

$$C(p) = (1 + T_d p) \quad (\text{III.6})$$

La constante de temps permet de compenser une constante dominante et donc d'accroître la rapidité, mais aussi de réduire les risques d'instabilité [45].

T_d : Constante de temps d'intégration.

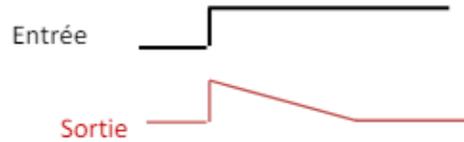


Figure III- 6: Symbole de l'Action dérivée.

III.7 Différents types du correcteur

III.7.1 Correcteur Proportionnelle (p)

Le correcteur à action proportionnelle, ou correcteur p, a une action simple et naturelle, puisqu'il construit une commande $U(t)$ proportionnelle à l'erreur $e(t)$.

Il assure une réponse instantanée du signal d'erreur. Son schéma fonctionnel est représenté par la figure suivante [46].

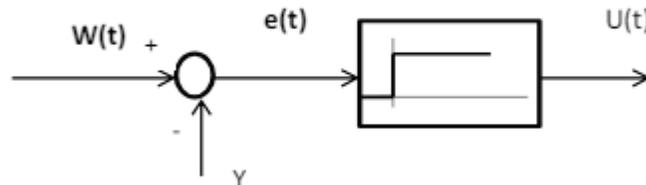


Figure III- 7: Symbole de correcteur p.

Ce correcteur délivre une commande de la forme :

$$U(t) = k_p e(t) = K_p (w(t) - y(t)) \quad (\text{III.7})$$

Sa fonction de transfert est de la forme :

$$G(p) = \frac{y(t)}{E(t)} = \frac{U(p)}{e(p)} = K_p \quad (\text{III.8})$$

➤ L'effet du correcteur se traduit par

- Une augmentation de la rapidité du système ;
- Une amélioration de la précision du système en BF ;
- Une augmentation de la marge de phase, ce qui améliore la stabilité globale du système [46].

Remarque : Le correcteur ne permet (P) pas de régler de manière indépendante la rapidité, la précision et les marges de stabilité.

III.7.2 Correcteur Proportionnel Intégral (PI)

Ce type de correcteur combine une action intégrale en basse fréquence et une action proportionnelle en haute fréquence. En basse fréquence, il agit pour éliminer l'erreur statique, avec un gain intégrateur tendant vers l'infini dans ce contexte.

La correction PI est appréciée en pratique pour sa précision et la robustesse qu'elle confère au système asservi [46].

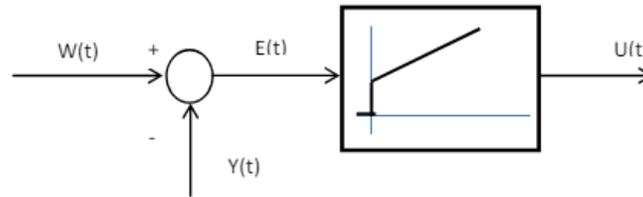


Figure III- 8: Symbole de correcteur PI.

La commande délivrée par ce correcteur est de la forme :

$$U(t) = K_P(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt) \quad (\text{III.9})$$

Sa fonction de transfert est la forme :

$$G(p) = \frac{y(t)}{E(t)} = \frac{U(p)}{e(p)} = K_P \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right) \quad (\text{III.10})$$

T_i : temps d'action intégrale (secondes) K_P : le gain d'action proportionnelle

➤ Les effets du correcteur PI sont les suivants

- Un gain en basses fréquences ($\ll 1/T_i$) infini, assurant une erreur statique nulle ;
- Amélioration de la précision grâce (l'augmentation du gain en BF) ;
- Diminution de la stabilité ;
- Ralentissement du système [46].

III.7.3 Correcteur proportionnel dérivé (PD)

Le correcteur proportionnel dérivé (PD) ne contribue pas à la précision, mais il est utile en régime transitoire. L'action dérivée améliore le comportement dynamique en augmentant la réactivité du correcteur aux changements d'erreurs. Elle permet d'anticiper

l'évolution du système. Ces propriétés confèrent à l'action dérivée un effet stabilisant ainsi qu'une amélioration de la rapidité du système.

La commande délivrée par ce correcteur est de la forme :

$$U(t) = K_P(e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt}) \quad (\text{III.11})$$

Sa fonction de transfert est la suivante :

$$G(p) = \frac{U(p)}{E(p)} = K_P(1 + T_d p) \quad (\text{III.12})$$

Avec

T_d : Constante de dérivation (plus T_d est grande, plus l'action dérivée est importante)

➤ **Les effets du correcteur sont les suivants**

- Augmentation de la stabilité ;
- Amélioration de la rapidité de réponse ;
- Augmentation de la sensibilité au bruit.

III.7.4 Correcteur proportionnel intégral dérivé (PID)

Le correcteur proportionnel intégral dérivé (PID) est couramment utilisé en pratique. Il permet de générer, à partir de la sortie du comparateur (représentant l'écart entre la consigne et la grandeur à réguler), un signal proportionnel à l'erreur, à sa dérivée et à son intégrale. Son schéma fonctionnel est le suivant :

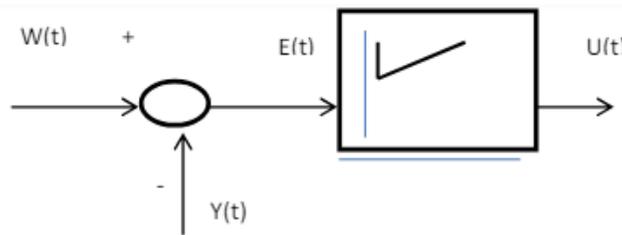


Figure III- 9: Symbole de correcteur PID.

La commande délivrée par ce correcteur est de la forme :

$$U(t) = K_P(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt}) \quad (\text{III.13})$$

Sa fonction de transfert est la suivante :

$$G(p) = \frac{U(p)}{E(p)} = K_P \frac{1+T_i p+T_i T_d p^2}{T_i p} \quad (\text{III.14})$$

III.8 Structures des correcteurs

On peut distinguer trois structures principales :

III.8.1 Structure série

Le schéma fonctionnel est représenté par la figure suivante :

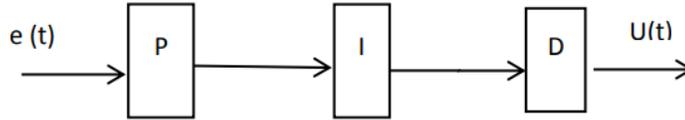


Figure III- 10: Le schéma fonctionnel d'un PID série [47].

La commande délivrée par ce correcteur est de la forme :

$$u(t) = K_p \left[\frac{T_i + T_d}{T_i} \right] e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{III.15})$$

Sa fonction de transfert est la suivante :

$$G_p = \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right) (1 + T_d p) \quad (\text{III.16})$$

III.8.2 Structure parallèle

Le schéma fonctionnel est représenté par la figure suivante :

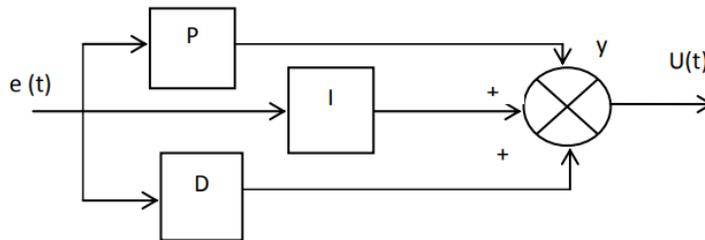


Figure III- 11: Le schéma fonctionnel d'un PID parallèle [47].

La commande délivrée par ce correcteur est de la forme :

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \quad (\text{III.17})$$

Sa fonction de transfert est la suivante :

$$G(p) = \frac{u(p)}{E(p)} = K_p + \frac{1}{T_i p} + T_d p \quad (\text{III.18})$$

III.8.3 Structure mixte

Le schéma fonctionnel est représenté par la figure suivante :

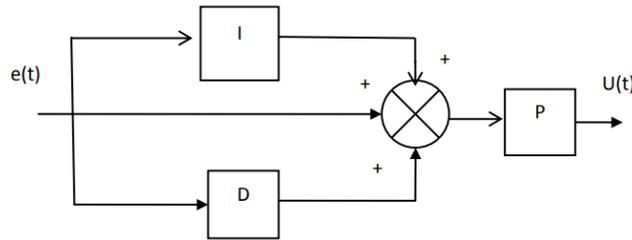


Figure III- 12: Le schéma fonctionnel d'un PID mixte [47].

La commande délivrée par ce correcteur est de la forme :

$$u(t) = K_p(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t)dt + T_d \frac{de(t)}{dt}) \quad (\text{III.19})$$

Sa fonction de transfert est la suivante :

$$G(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p} + T_d p \right) \quad (\text{III.20})$$

III.9 Avantages et inconvénients des correcteur P, PI et PID

Correcteur	Avantages	Inconvénients
P	Simplicité Meilleure précision	Risque d'instabilité
PI	Simplicité Erreur statique nulle	Système parfois lent en BF
PID	Très utilisé en industrie Action PI+PD	Réglage des paramètres plus difficile

Tableau III- 1: Avantages et des inconvénients du correcteur P, PI, PID [48].

III.10 Simulation de régulateur PID

On souhaite de modifier les valeurs des gains K_p, K_i, K_d de régulateur PID, les résultats de la simulation sont présentés ci-dessous :

➤ **Schéma bloc du PID**

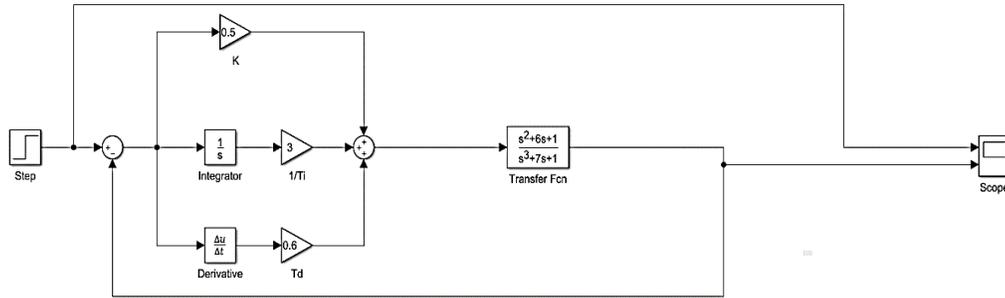
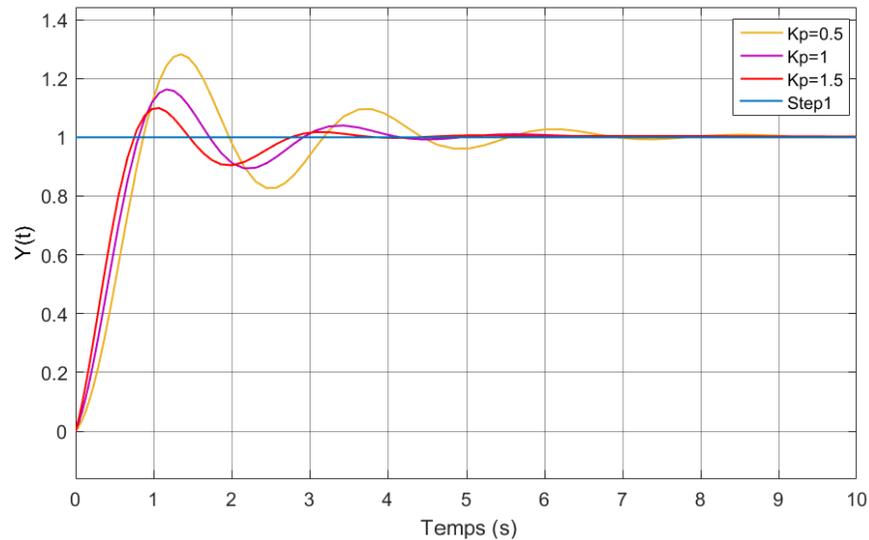


Figure III- 13: Schéma bloc d'un régulateur PID.

➤ **Effet de gain proportionnel (k_p)**

Changement de K_p : $K_p = 0.5, 1$ et 1.5

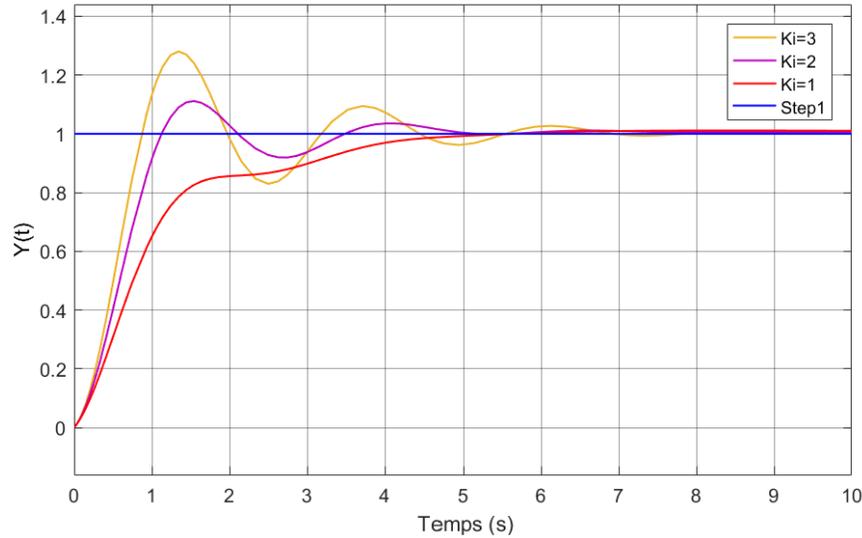
Avec : $K_d = 0.6, K_i = 3$.



➤ **Effet de gain intégral (k_i)**

Changement de K_i : $K_i = 3, 2$ et 1

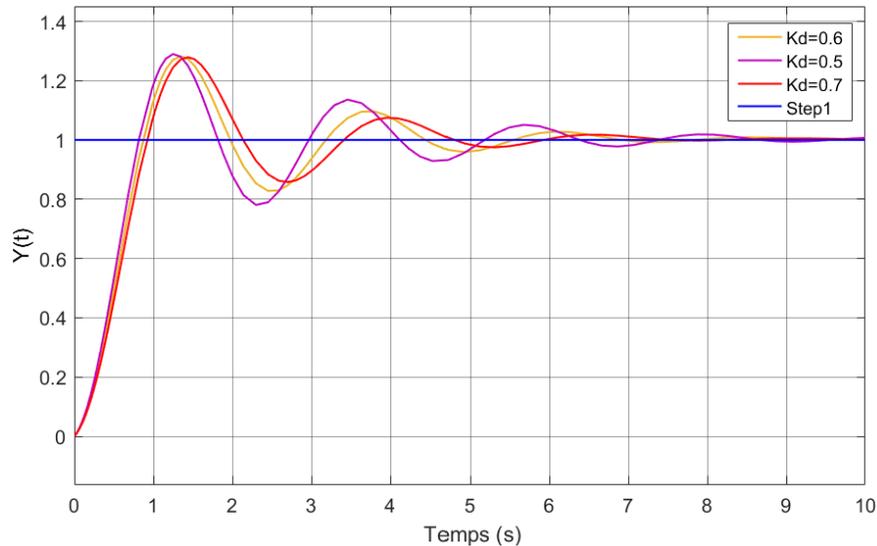
Avec $K_p = 0.5, K_d = 0.6$.



➤ **Effet de gain dérivatif (k_d)**

Changement de K_d : $K_d = 0.6, 0.5$ et 0.7

Avec $K_p = 0.6$, $K_i = 3$



III.10.1 Interprétation des Résultats de Simulation

Pour évaluer les performances d'un régulateur PID, nous avons mené une série de simulations en modifiant les valeurs des gains proportionnel (K_p), intégral (K_i) et dérivatif (K_d) sous l'environnement MATLAB. Les cas de simulation suivants ont été considérés :

➤ **Variation du gain proportionnel (K_p)**

$$K_p = 0.5, 1 \text{ et } 1.5$$

En modifiant le gain proportionnel, nous observons que L'augmentation du K_p provoque diminution de l'erreur statique (précision élevée), et entraîne une réponse plus rapide du système. Cependant, des valeurs trop élevées peuvent entraîner des oscillations et une instabilité.

- Variation du gain intégral (K_i)

$$K_i = 3, 2 \text{ et } 1$$

En modifiant le gain intégral, nous observons que L'augmentation du K_i améliore la correction de l'erreur. Toutefois, des valeurs trop élevées peuvent provoquer de risque d'instabilité.

- Variation du gain dérivatif (K_d)

$$K_d = 0.6, 0.5 \text{ et } 0.7$$

En modifiant le gain dérivatif, nous observons que L'augmentation du K_d , provoque l'amélioration de la rapidité de réponse, et également l'augmentation de la stabilité de la stabilité du système.

III.11 Simulation des convertisseur AC-AC avec une réponse forcé

Nous avons élaboré un modèle d'un convertisseur matriciel et le convertisseur AC-DC-AC avec une réponse forcé dans l'environnement **SimpowerSystem** de **Matlab**, illustré dans la figure (III.14).

- ✓ **Schémas blocs**

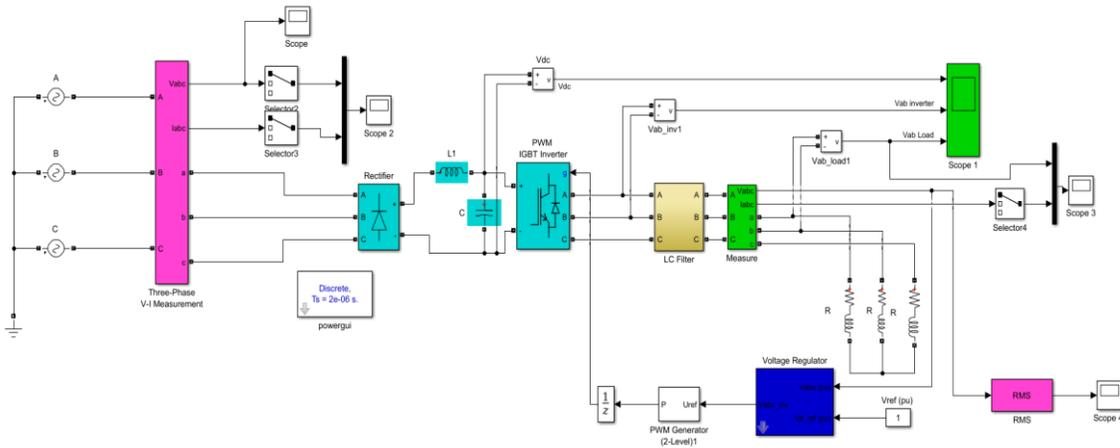


Figure (a) : convertisseur AC-DC-AC

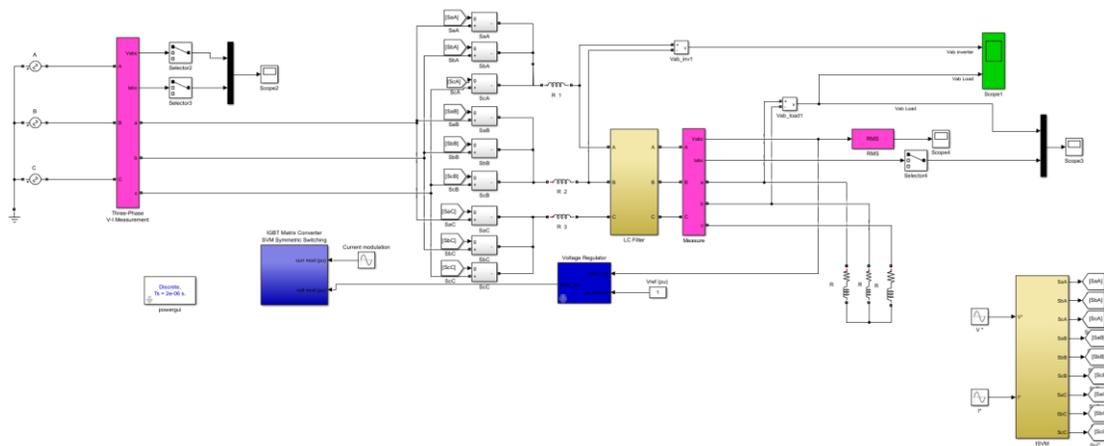


Figure (b) : convertisseur matriciel

Figure III- 14: Schémas blocs de simulation des convertisseur AC-AC avec la technique de commande ISVM.

✓ Résultats de simulation

○ La figure suivante représente l'allure de la tension d'entrée de convertisseur AC-DC-AC pour une fréquence de 50 Hz et d'amplitude 220 (V).

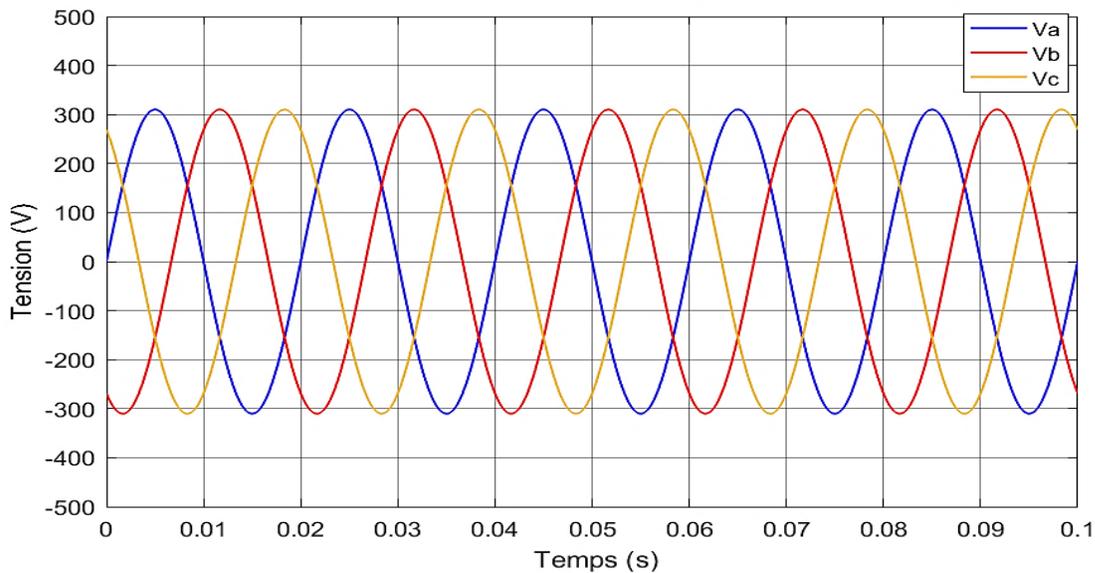


Figure III- 15: Les tensions d'entrée du convertisseur AC-DC-AC.

○ La figure suivante représente l'allure de la tension et le courant de sortie du convertisseur matriciel pour une fréquence de 50 Hz et d'amplitude 220 (V).

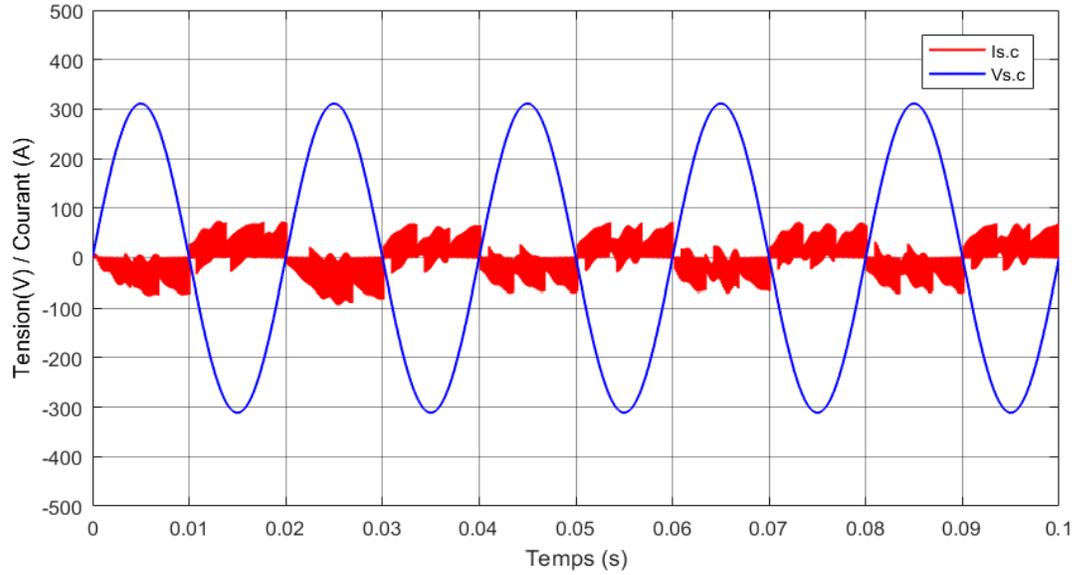


Figure III- 16: La tension et le courant de sortie du convertisseur matriciel.

- Les figures suivantes représentent les tensions (V_{dc} , V_{ab} inverter, V_{ab} load).

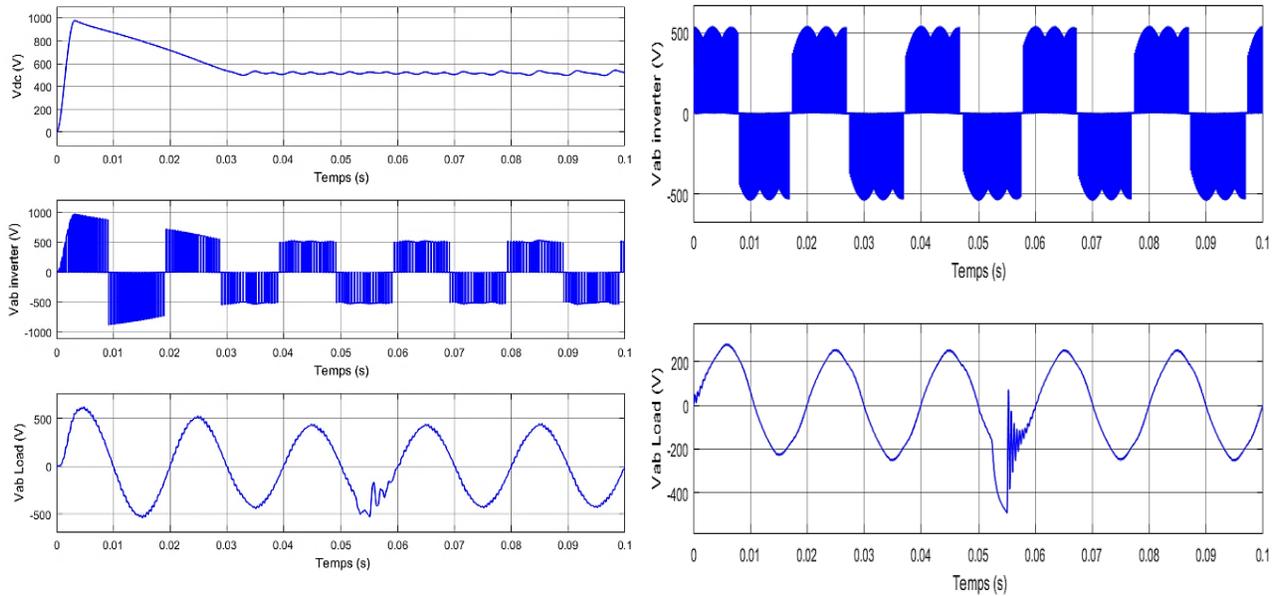


Figure (a) : convertisseur AC-DC-AC.

Figure (b) : convertisseur matriciel.

Figure III- 17: Les tensions V_{dc} , V_{ab} , inverter, V_{ab} load

- Les figures suivantes représentent la tension et le courant de la charge.

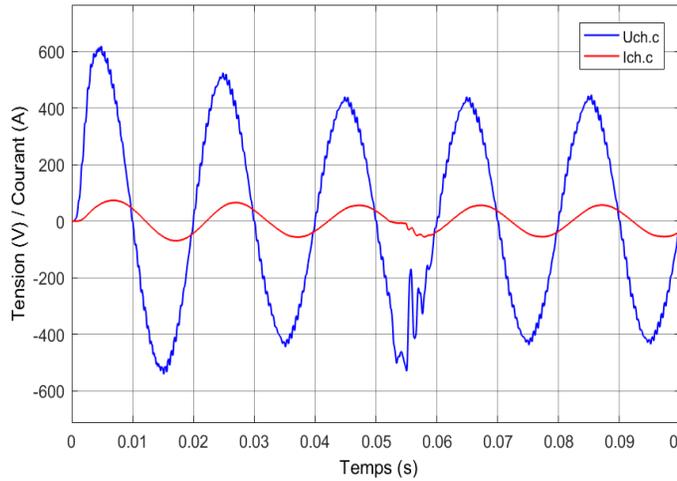


Figure (a) : convertisseur AC-DC-AC.

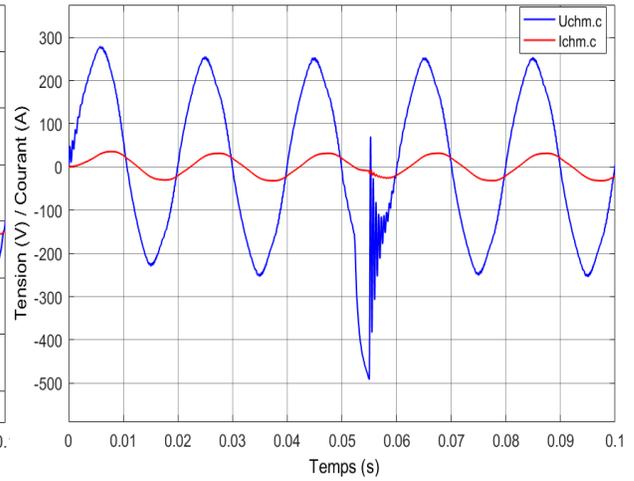


Figure (b) : convertisseur matriciel.

Figure III- 18: Le courant et la tension de charge.

- Les figures suivantes représentent la valeur efficace de la tension de charge.

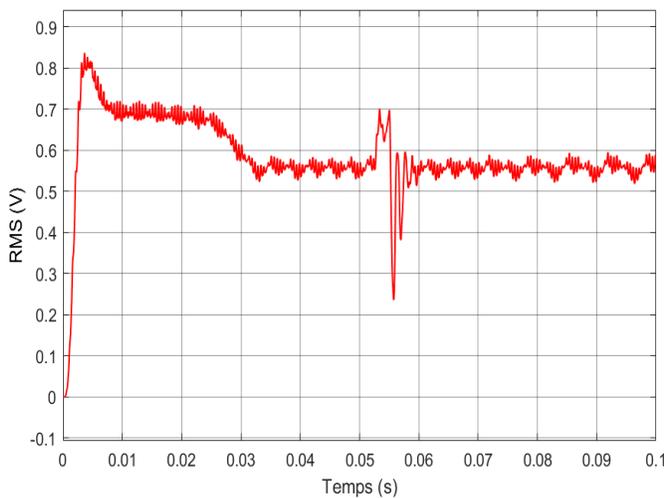


Figure (a) : convertisseur AC-DC-AC.

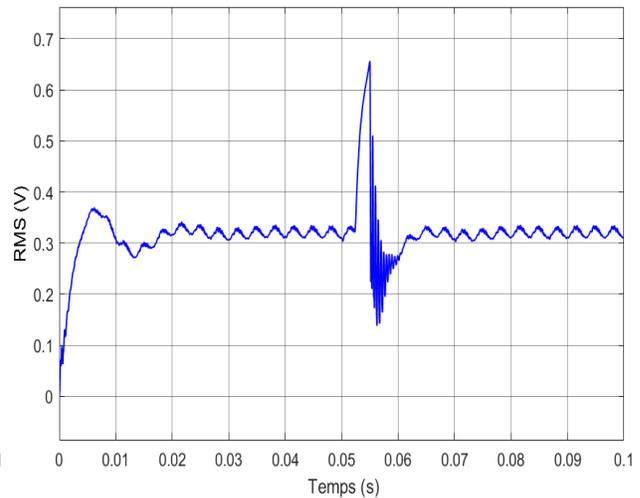


Figure (b) : convertisseur matriciel.

Figure III- 19: La valeur efficace (RMS) de la tension.

III.12 Interprétation des Résultats de Simulation

- ❖ Comparaison entre les résultats obtenu pour les deux convertisseurs

- Interprétation de la figure III.18

La figure (III.18) illustre les formes d'onde de la tension et du courant de la charge d'un convertisseur AC-DC-AC et CM lors de l'application d'une perturbation, représentée par une variation brusque de la charge de 2Ω à 20Ω à $t = 0.05s$.

On observe clairement une correction au niveau de la tension, validant ainsi la commande imposée (commande PI). La perturbation est éliminée après un délai de 0,01 seconde, indiquant que la commande intervient correctement. Cela explique pourquoi le signal reprend rapidement son état initial.

En comparant les deux convertisseurs, on remarque que le dépassement dynamique du convertisseur AC-DC-AC lors de la perturbation est moins prononcé par rapport au convertisseur matriciel. Cette différence s'explique par la présence de la capacité au niveau de la tension dans le convertisseur AC-DC-AC.

- Interprétation de la figure III.19

La figure (III.19) montre l'évolution temporelle de la valeur efficace (RMS) de la tension lors d'une perturbation, caractérisée par une variation brusque de la charge de 2Ω à 20Ω à $t = 0.05s$.

Cette analyse montre la capacité du convertisseur matriciel à converger rapidement vers la valeur de consigne après la perturbation. Le convertisseur matriciel, grâce à sa conception et à sa topologie, présente une réponse rapide et stable, se rapprochant ainsi du comportement attendu par le système de commande. Cette performance supérieure est due à la réduction des éléments de stockage intermédiaires, permettant une meilleure réactivité et une diminution des oscillations transitoires.

En revanche, bien que le convertisseur AC-DC-AC soit efficace, il montre des variations transitoires plus marquées avant d'atteindre la stabilité. La présence d'éléments de stockage de charge dans le convertisseur AC-DC-AC entraîne une performance légèrement inférieure en termes de rapidité de réponse par rapport au convertisseur matriciel.

III.13 Conclusion

La régulation des systèmes électriques avec des régulateurs P, PI, PD et PID est important pour assurer la stabilité, la rapidité, la précision des convertisseurs statistiques.

Ces régulateurs permettent d'éliminer les perturbations et de maintenir des conditions de fonctionnement souhaitées dans diverses applications. Ce chapitre se concentre à la régulation par un régulateur PI d'une perturbation appliquée sur un intervalle de temps bien déterminé, en comparant deux types de convertisseurs : le convertisseur classique AC-DC-AC alimentant une charge RL, et le convertisseur matriciel alimentant également la même charge. Les résultats de simulations montrent que le régulateur PI est très efficace pour éliminer les perturbations dans les deux convertisseurs étudiés.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte essentiellement sur l'étude du convertisseur matriciel que nous considérons comme une innovation technologique dans le domaine de l'électronique de puissance en raison de sa simplicité de conception et sa capacité à générer des tensions triphasées variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions d'entrée triphasées fixes, tout en maintenant un facteur de puissance égal à l'unité, et sans passer par un circuit intermédiaire.

Dans le premier chapitre, nous avons analysé les différents types de convertisseurs statiques et nous avons concentré à la conversion AC-AC avec ses deux familles :

Tout d'abord, la famille de convertisseurs indirect de fréquence AC-DC-AC avec les trois types différents de ce convertisseur, Nous avons également parlé de la deuxième famille, les convertisseurs directs de fréquence AC-AC, notamment le gradateur, le cyclo convertisseur et le convertisseur matriciel, en mentionnant leurs avantages, inconvénients et domaines d'utilisation. En particulier, le convertisseur matriciel, afin de l'étudier plus en détail dans la suite du mémoire.

Dans le deuxième chapitre, nous avons abordé l'état de l'art du convertisseur matriciel ainsi que la classification de ce dernier et ses topologies. Nous avons expliqué les constituants des interrupteurs bidirectionnels, le filtre d'entrée et comment assurer leur protection.

Parmi les différentes techniques de modulation appliquées aux convertisseurs, notre étude portée l'attention sur la modulation vectorielle indirecte en raison de la qualité supérieure des signaux de sortie qu'elle permet d'obtenir. Le but de ce chapitre est de comparer les performances du convertisseur matriciel AC-AC par rapport au convertisseur classique AC-DC-AC alimentant les deux une charge RL avec réponse libre, les résultats de simulation ont montré que le convertisseur matriciel présente les meilleures performances, mais qu'en raison de sa complexité de commande, il n'est toujours pas répandu dans l'industrie.

Dans le troisième chapitre, nous avons étudié la réponse forcée de notre système, convertisseur matriciel, également pour le convertisseur AC-DC-AC, cela se fait en les

connectant à un régulateur PI. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité d'un régulateur PI à éliminer les perturbations dans les deux convertisseurs étudiés.

Cette étude présente alors, une analyse approfondie et comparative des convertisseurs AC-AC, en insistant particulièrement sur le convertisseur matriciel. Elle montre que, malgré les avantages techniques du convertisseur matriciel, sa complexité limite encore son adoption dans l'industrie. La discussion sur la modulation vectorielle indirecte et l'efficacité de la régulation PI souligne les efforts pour optimiser la performance et la stabilité des systèmes de conversion AC-AC.

Annexe 1

1. Paramètres d'un convertisseur AC-DC-AC avec réponse libre

- Paramètre de source :

$$V_{\text{eff}}=220 \text{ V} ; F =50 \text{ HZ}$$

- Paramètre de Bloc de Diode :

$$R_s=100 \text{ ohms}; C_s=0.1 \mu\text{F}$$

$$L_{\text{on}}= 0 \text{ H}; R_{\text{on}}=10^{-3}\text{ohms}$$

- Paramètre de filtre d'entrée :

$$L_f = 200\mu\text{H} ; C_f=5000\mu\text{F}$$

- Paramètre de Bloc de IGBT inverter :

$$R_s = 1 \times 10^5 \text{ ohms} ; C_s = \text{inf}$$

$$R_{\text{on}} =1 \times 10^{-3} \text{ ohms} ; L_{\text{on}}= 0 \text{ H}$$

- Tension de référence :

$$V^* = 0.8 \text{ v}$$

- Paramètre de charge RL :

$$R_{\text{ch}}= 2 \text{ ohms} ; L_{\text{ch}} = 1 \times 10^{-3}\text{H}$$

2. Paramètre d'un convertisseur matriciel avec réponse libre

- Paramètre de source :

$$V_{\text{eff}}=220 \text{ V} ; F =50 \text{ HZ}$$

- Paramètre de Bloc de Diode :

$$R_s= 500 \text{ ohms}; C_s= 250 \times 10^{-3}\mu\text{F}$$

$$L_{\text{on}}= 0 \text{ H}; R_{\text{on}}=0.001\text{ohms}; V_f =0.8 \text{ v}$$

- Paramètre de filtre d'entrée :

$$L_f =2 \times 10^{-4} \text{ H}$$

- Paramètre de Bloc de IGBT inverter :

$$R_s = 1 \times 10^5 \text{ ohms} ; C_s = \text{inf}$$

$$R_{\text{on}} =1 \times 10^{-3} \text{ ohms} ; L_{\text{on}}= 0 \text{ H}$$

- Tension et courant de référence :

$$V^* = 0.8 \text{ v} ; I^* = 0.8$$

- **Paramètre de charge RL :**

$$R_{ch} = 2 \text{ ohms} ; L_{ch} = 1 \times 10^{-3} \text{H}$$

1. Paramètre d'un convertisseur AC-DC-AC avec réponse forcée

- **Paramètre de régulateur PID :**

$$K_{p1} = 0.5; K_{p2} = 1; K_{p3} = 1.5$$

$$K_d = 0.6 \quad K_i = 3.$$

$$K_{i1} = 3; K_{i2} = 2; K_{i3} = 1.$$

$$K_p = 0.5; K_d = 0.6.$$

$$K_{d1} = 0.6; K_{d2} = 0.5; K_{d3} = 0.7$$

$$K_p = 0.6 \quad K_i = 3.$$

- **Paramètre de filtrage de sortie (charge) :**

$$L_{f.ch} = 2 \times 10^{-3} \text{H} ; Q_c = 3 \times 10^3 \text{F}.$$

- **Paramètre de régulateur PI :**

$$K_p = 0.4 ; K_i = 500.$$

$$V_{réf} = 1 \text{pu}.$$

- **Paramètre de filtrage de sortie (charge) :**

$$L_{f.ch} = 2 \times 10^{-3} \text{H} ; Q_c = 3 \times 10^3 \text{F}.$$

- **Paramètre de régulateur PI :**

$$K_p = 0.4 ; K_i = 500$$

$$V_{réf} = 1 \text{pu} ; I_{réf} = 0.8 \text{A}.$$

Annexe 2

Relation de base

- **Phaseurs spatiaux**

Soit le système triphasé de variables d'états (x_a, x_b, x_c) tel que :

$$x_a(t) = \hat{x} \cdot \cos(\varphi(t))$$

$$x_b(t) = \hat{x} \cdot \cos(\varphi(t) + \frac{2\pi}{3})$$

$$x_c(t) = \hat{x} \cdot \cos(\varphi(t) + \frac{4\pi}{3})$$

$$\varphi(t) = \omega \cdot t + \varphi_0$$

Avec \hat{x} la valeur maximale.

\vec{X}_s : Phaseur spatial du système (vecteur résultant de ce système).

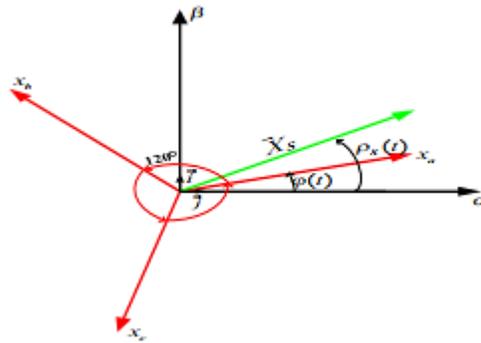


Figure 1 : Vecteur spatial représentatif du système triphasé

- **Représentation du vecteur spatial**

Le signal SVM synthétise la tension de sortie et le courant d'entrée sous la forme d'un vecteur spatial. Pour les systèmes triphasés symétriques, avec les variables d'état ($\{V_1, V_2, V_3\}, \{I_1, I_2, I_3\}$), il est possible de transformer ce système triphasé en un système biphasé (α, β), en décomposant le vecteur spatial en deux composantes selon le plan choisi [49].

$$V^s(t) = \begin{bmatrix} V_\alpha^s \\ V_\beta^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1(t) \\ V_2(t) \\ V_3(t) \end{bmatrix}$$

La représentation instantanée du vecteur spatial est comme suit :

$$\vec{X}_s = X_\alpha + j \cdot X_\beta = \frac{2}{3} (x_a + \vec{\alpha} x_b + \vec{\alpha}^2 x_c)$$

$$\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} = \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$\alpha^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = \alpha^* = \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) + j \sin\left(\frac{4\pi}{3}\right) = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

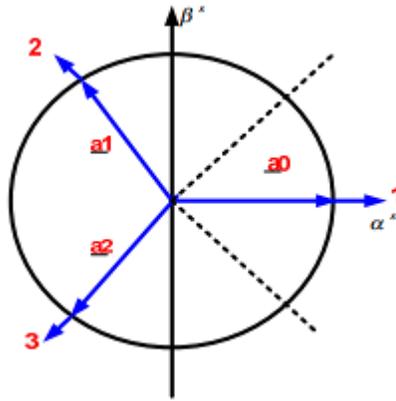


Figure 2 : Représentation vectorielle de α^0 , α^1 et α^2 .

On représente le vecteur composé de la tension de sortie par :

$$\vec{V}_0(t) = \frac{2}{3} (V_{AB} + \alpha V_{BC} + \alpha^2 V_{CA}) = V_0(t) \cdot e^{j\alpha_0(t)}$$

Avec : $\frac{2}{3}$ est le facteur d'échelle

$V_0(t)$: Est la tension de sortie

$V_{AB} V_{BC} V_{CA}$: Les tensions de ligne

La figure 2 montre la construction du vecteur spatial d'un système triphasé en régime stationnaire sinusoïdal.

Bibliographie

- [1] Abdellah, N., & Amari, K. (2016). Modulation vectorielle d'un convertisseur matriciel (Doctoral dissertation, Université Ibn Khaldoun-Tiaret).
- [2] Pinard, M. (2007). Convertisseurs et électronique de puissance : commande, description et mise en œuvre. Paris : Dunod.
- [3] Assia, B., & Aida, B. (2010). Méthodologies d'analyse des montages redresseurs (Master's thesis, Université Larbi Ben M'hidi d'Oum El Bouaghi).
- [4] Université de Savoie. Redressement (Course Materials).

- [5] Korichi, C., & Latreche, K. (2019). Étude de la structure de la nouvelle topologie d'un redresseur à faible taux de distorsion harmonique et à facteur de puissance élevé (Master's thesis, Université A. MIRA-BEJAIA).
- [6] Degla, O., & Sayah Lembarek, T. (2019). Étude par simulation d'un onduleur (Doctoral dissertation).
- [7] Elferd, H., & Zegaar, M. (2016-2017). Fonctionnement en mode dégradé d'un onduleur multi niveaux application au filtre actif parallèle (Master's thesis, Université Mohamed Boudiaf - M'sila).
- [8] Pinson, G. (n.d.). Physique appliquée : Onduleurs.
- [9] Bendaikha, A. M., & Chouaf, F. (2009). Commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimentant une machine à cage (étude comparative entre la modulation à séquence alignée à droite et celle à séquence symétrique) (Master's thesis, Université de M'Sila).
- [10] Milsant, F. (1993). Électrotechnique, électronique de puissance : Cours et problèmes. Paris : Ellipses.
- [11] Bendaikha, S., & Djermane, A. (2005). Étude sur la commande des onduleurs en pont triphasés (Engineering thesis, Centre Universitaire d'Oum El-Bouaghi).
- [12] Grbovic, P. (2010). Ultra-capacitor based regenerative energy storage and power factor correction device for controlled electric drives (Doctoral dissertation, École Centrale de Lille).

- [13] Labrique, F., Segulier, G., & Bausiere, R. (1995). Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Volume 4 : la conversion continu-alternatif. 2nd. Paris: TEC&DOC Lavoisier.
- [14] Gruson, F. (2010). Modulation Naturelle Généralisée Des Convertisseurs Matriciels Pour La Variation De Vitesse (Doctoral dissertation, École Centrale de Lille).
- [15] Paice, D. A. (1995). Power Electronic Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power. New York: IEEE Press.
- [16] Jussila, M. (2007). Comparison of Space-Vector-Modulated Direct and Indirect Matrix Converters in Low-Power Applications (Doctoral dissertation, Tampere University of Technology).
- [17] Mekkaoui, N. (2004). Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Minicentrale Eolienne à Base de Machines à Induction Simple et Double Alimentée (Magister thesis, Université De Batna).
- [18] Zorig, A., & Seghiri, A. (2007). Commande de la machine asynchrone en utilisant le convertisseur matriciel (Engineering thesis, Université De M'sila).
- [19] Techno-Science. (n.d.). Definition of redressement.
- [20] Souahi, S. E. (2022). Étude de différentes stratégies de commande d'un convertisseur matriciel triphasé (Doctoral dissertation).
- [21] Hechim, R., & Oulagha, H. (2013). Implémentation virtuelle de la modulation vectorielle pour un convertisseur matriciel direct (Master's thesis, Université Abderrahmane MIRA-Béjaïa).
- [22] Venturini, M., & Alesina, A. (1980). Generalised Transformer: A New Bidirectional, Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor. IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 242-252.
- [23] Alesina, A., & Venturini, M. (1988). Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM AC-AC converters. IEEE Power Electronics Specialists Conference.
- [24] Fouille, A. (n.d.). Électrotechnique à l'usage des ingénieurs. Ecole Nationale d'Ingénieurs.

- [25] Gadoum, A., & Hamraoui, N. (2010-2011). Analyse des convertisseurs indirects à structure matricielle (Master's thesis).
- [26] Taib, N. (n.d.). Application des Convertisseurs Matriciels à la Commande des Machines à Courants Alternatif (Magistère thesis, Université A. MIRA de BEJAIA).
- [27] Friedli, T., & Kolar, J. W. (2012). Milestones in matrix converter research. *IEEE Journal of Industry Applications*, 1(1), 2-14.
- [28] Gyugyi, L., & Pelly, B. (1976). *Static Power Frequency Changers*. New York : Wiley.
- [29] Huber, L., & Borojevic, D. (1992). Analysis, design, and implementation of the space vector modulator for forced-commutated cycloconverters. *IEE Proc., Elec. Power Appl.*, 139(2), 103-113.
- [30] Arevalo, S. L. (2008). Matrix converter for frequency-changing power supply application (Doctoral dissertation, University of Nottingham).
- [31] Matteini, M. (2001). Control technique for matrix converter adjustable speed drives (Doctoral dissertation, University of Bologna).
- [32] Duguay, L. (1988). Commande programmable pour un convertisseur direct (Doctoral dissertation, École Polytechnique de Montréal).
- [33] Oubelli, L. A. (2011). Mise en œuvre d'un modèle générique du convertisseur matriciel dans les environnements EMTP-RV Simulink (Doctoral dissertation, École Polytechnique de Montréal).
- [34] François, B. (1996). Formalisme de Modélisation et de Synthèse des Commandes appliquées aux Convertisseurs Statiques à Structure Matricielle (Doctoral dissertation, Université des Sciences et Technologies de Lille).
- [35] Cambronne, J. P. (1996). Synthèse des commandes des systèmes électrotechniques à convertisseurs statiques entièrement commandés (Habilitation to supervise research, Université des Sciences et Technologies de Lille).
- [36] Baghli, L. (1999). Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques (Doctoral dissertation, Université Henri Poincaré-Nancy I).

- [37] Boumediene, H. Stratégie de contrôle de la machine asynchrone alimentée par convertisseur matriciel.
- [38] Jurado, F., Ortega, M., & Cano, A. (2007). Matrix converter for reducing harmonics in microturbine generation system. In International Conference Electrical Power Quality and Utilization (pp. 1–6).
- [39] HAL. (N.d.). Contribution à la commande de la machine asynchrone.
- [40] Rajeshkumar, C., Abdalla, A. N., Ghoni, R., & Zakaria, N. F. (2011). Matrix converter for AC induction motor drive: Experimental results. *J. Appl. Sci.*, 11(5), 768-777.
- [41] Bottenberg, A. L., Lozano, G. D., Pérez, A., & Oliveira, S. V. Indirect matrix converter for AC induction motor drive: Experimental results.
- [42] Rabi, M. (2008). Régulation analogique industrielle. ESSTT.G. Thermique.
- [43] Boudjllab, K. (2009-2010). Simulation des correcteurs classiques (PID) sous PSpice Matlab (Simulink) (Mini-Project, Université/Mira de Bejaia).
- [44] Prouvost, P. (2016). Automatique contrôle et régulation : cours et exercices corrigés.
- [45] Silva, J. (2005). *PID Controller for Time-Delay Systems*. Springer.
- [46] Ferrier, J. L. (2016-2017). Cours d'automatique.
- [47] Åström, K. J., & Hägglund, T. (2006). *Advanced PID Control*. New York: ISA.
- [48] (2000). Cours automatique : Correcteurs des systèmes linéaires continus asservis (p. 31).
- [49] Aït Oubelli, L. (2011). Mise en œuvre d'un modèle générique du convertisseur matriciel dans les environnements EMTP-RV et Matlab-Simulink (Doctoral dissertation, École Polytechnique de Montréal).