

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE HASSIBA BEN BOUALI DE CHLEF



*Faculté de Technologie
Département de Génie Électrique*

Mémoire

En vue de l'obtention du diplôme de

MAGISTER

Ecole Doctorale Génie Electrique

Option : Entraînement des Systèmes Electriques

Présenté par :

ABDERRAHMEN BOUHANI BEN ZIANE

Ingénieur d'état en électrotechnique

THEME

*Étude et réalisation d'un
convertisseur matriciel monophasé*

Soutenu publiquement le 10/03/ 2012 devant le jury composé de :

ZAHLOUL Hamou	Professeur (U.H.B.Chlef)	Président
NEZLI Lazhari	M.C.A (E.N.P. ALGER)	Examineurs
MAHMOUDI MOHAND Oulhadj	Professeur (E.N.P. ALGER)	Examineur
BELMADANI Bachir	Professeur (U.H.B.Chlef)	Encadreur
DJAHBAR Abdelkader	M.C.B (U.H.B.Chlef)	Co-Encadreur

Année Universitaire: 2012

Remerciements

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers **ALLAH**, qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse continuer ce travail.

Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'a fait Monsieur **B. BELMADANI, PROFESSEUR AU DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE DE L'UNIVERSITÉ HASSIBA BENBOUALI de CHLEF**, d'accepter d'être rapporteur de ce mémoire et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoignés tout au long de la réalisation de ce travail.

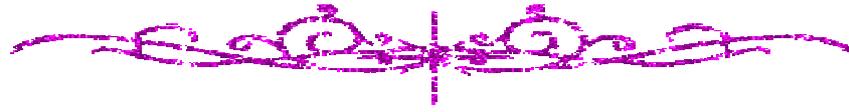
Je tiens également à remercier **MONSIEUR A.DJAHBAR**, docteur et chargé de cours au département de électrotechnique de l'Université HASSIBA BENBOUALI de CHLEF, pour avoir co-dirigé ce travail et avec qui j'ai beaucoup appris dans le domaine théorique. Je le remercie de tout mon cœur pour le temps qu'il m'a consacré.

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude à Monsieur **PR.ZAHLOUL, MAÎTRE DE CONFÉRENCES À (U.CHLEF)** d'avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance du présent mémoire.

Je tiens ensuite à remercier ceux qui ont bien voulu s'atteler à la lourde tâche de la relecture de ce mémoire, Monsieur **MO.MAHMOUDI, PROFESSEUR À L'ENP D'ALGER ET MONSIEUR EZLI.M.L MAITRE DE CONFÉRENCES À L'ENP**, mes sincères et vifs remerciements d'avoir acceptés d'examiner ce travail avec intérêt et de participer au jury de soutenance.

Je tiens par ailleurs à remercier vivement tous les enseignants du département de l'électrotechnique de l'université HASSIBA BENBOUALI de CHLEF et en particulier le chef du département **H. ALOUACHE, M.BENYAMINA ET A.MALLAKHI**.

A cette occasion, je témoigne ma reconnaissance à toute personne m'ayant aidé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail. Que ce mémoire soit pour vous tous une preuve de ma plus profonde et sincère reconnaissance.



Dédicaces

JE DÉDIE LE FRUIT DE MES EFFORTS :

À MES TRÈS CHERS PARENTS.

À MES TRÈS CHERS FRÈRES ET MES SŒURS.

À TOUS MES AMIS.

À TOUS CEUX QUI M'AIMENT ET QUE J'AIME.

وَبِأَشْرَمِ لِي صَدْرِي

وَبِأَمْرِي وَأَعْفِرْ لِي ذُنُوبِي



Sommaire

Sommaire

Introduction générale	01
------------------------------------	-----------

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone monophasée

Introduction :

I- 1 Généralités sur les moteurs asynchrones monophasés	03
I- 1- 1 constitution.....	03
I- 1- 2 Principe de fonctionnement	04
I- 1- 3 Principe de démarrage	05
I- 1-4. Remarque sur le dimensionnement de condensateur	06
I- 2 Modélisation de la machine asynchrone à condensateur permanent dans un référentiel lié au stator.....	07
I- 2- 1. Equations électriques de la machine	08
I- 2- 2 Equation mécanique de la machine étudié	11
I- 3.Simulation de la machine a condensateur permanent et interprétation.....	13
I.4-Alimentation MAS monophasée par onduleur monophasé.....	15
I-4.1- Modélisation de l'alimentation	15
I-4-2- Le redresseur.....	15
I.4.2.1- Le filtre	15
I.4.3- L'onduleur.....	16
I.4.3.1- Modélisation et fonctionnement de l'onduleur.....	16
I.4.3.1.1-Structure de l'onduleur.....	16
I-4-3-2. Stratégie de commande des onduleurs	17
I-5-Simulation et interprétation	18
Conclusion.....	18

CHAPITRE II : Modélisation d'un convertisseur matriciel

Introduction	20
II- 1 Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel $1\phi/1\phi$	20
II- 1- 1 Structure du convertisseur matriciel.....	20
II- 1- 2 Fonctionnement du convertisseur matriciel	21
II- 1- 3 Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel	22
II- 1- 4 Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel et l'application du réseau de Pétri.....	23
II- 1- 4- 1 Les différentes configurations d'une cellule du convertisseur matriciel	23
II- 1- 4-2 Application du réseau de Pétri à une cellule de commutation du Convertisseur matriciel.....	24
II- 2 Modélisation en vue de la commande.....	24
II- 2- 1 Hypothèses.....	24
II- 2- 2 Commandabilité des convertisseurs statiques	24
II-2- 2- 1 Fonction et matrice de connexion des interrupteurs	25
II-2- 2- 2 Fonction génératrice de connexion des interrupteurs	25
II- 2- 3 Modélisation aux valeurs instantanées	26

II- 2- 3- 1 Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion.....	26
II- 2- 3- 1- 1 Matrice de conversion des courants	26
II- 2- 3- 1- 2 Matrice de conversion des tensions.....	27
II- 2- 3- 2 La matrice de conversion d'un convertisseur matriciel	27
II- 2- 3- 3 Modèle de connaissance d'un convertisseur matriciel	28
II- 1 Structure et fonctionnement d'un convertisseur matriciel 3φ/1φ.....	30
II- 1- 1 Structure d'un convertisseur matriciel 3φ/1φ	30
II- 1- 2 Fonctionnement d'un convertisseur matriciel 3φ/1φ	30
II.1.2.3 Fonctionnement de commutation d'un 3φ/1φ	31
II.1.2.4 Fonction de connexion des interrupteurs	32
II.1.2.5 Fonctions génératrices de connexion des interrupteurs.....	32
II.1.2.6-Modèle de connaissance d'un convertisseur matriciel.....	33
II.1.2.6.1-Commande complémentaire.....	33
II.1.2.6.2-Fonction de conversion	34
Conclusion	35

Chapitre III : Stratégie de commande d'un convertisseur matriciel

Introduction.....	36
III.1. Commande à MLI pour monophasé/ monophasé 1φ/1φ.....	36
III.1.1- Le schéma du convertisseur matriciel 1φ/1φ	36
III.1.2- stratégie de commande à MLI	36
III.1.3- Le résultat de simulation	37
III.1.4-Interprétation des résultats de simulation	39
III.1.5 Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine..... asynchrone.....	39
III.1.6 Interprétation des résultats.....	41
III.2. L'algorithme de contrôle de Venturini.....	42
III.2.1. Principe de la méthode.....	42
III.2.2-Technique de commutation	43
III.2.3- Le résultat de simulation	46
III.2.4- Interprétation des résultats.....	47
III.2.5-Alimentation machine asynchrone par convertisseur.....	47
III.2.6-Interprétation des résultats.....	49
III.3.L'algorithme de ROY	49
III.3.1- Le résultat de simulation.....	53
III.3.2- Interprétation des résultats.....	55
III.3.3-Alimentation machine asynchrone par convertisseur matricielle	55
III.3.4-Interprétation des résultats.....	55
III.4.MLI à Trois Intervalles	56
III.4.1-Etude de la partie redresseuse.....	57
III.4.2-Etude de la partie onduleur.....	59

III.4.3-Modulation de la tension intermédiaire fictive.....	60
III.4.4- Le résultat de simulation.....	61
III.4.5-Interprétation des résultats.....	63
III.4.6- Alimentation machine asynchrone par convertisseur matricielle.....	64
III.4.7-Interprétation des résultats	64
III.5.méthode scalaire PH.D.....	65
III.5.1-Simulation et résultats.....	65
III.5.2- Le résultat de simulation.....	66
III.5.3-Interprétation des résultats	68
III.5.4- Alimentation machine asynchrone par convertisseur matricielle	69
III.5.5-Interprétation des résultats	70
CONCLUSION.....	70

Chapitre IV : Réalisation pratique d'un convertisseur matriciel

Introduction.....	71
IV.1- l'interface parallèle de PC	71
IV.1.1-Le port parallèle de l'ordinateur PC.....	71
IV.1.2-Brochage et performances	71
IV.1.3 -Les registre de commande.....	72
IV.1.4 –logicielle de commande.....	74
IV-2- Circuit d'attaque (Circuit d'alimentation stabilisée).....	76
IV-2-1-Alimentation (-5V+ 5V et +15V) pour la carte de commande.....	76
IV-2-2-Générateur d'horloge de hachage	77
IV-2-3-Interface de sorties digitales.....	77
IV-2-4-Circuit d'isolation galvanique.....	79
IV-2-5-Application la carte de command sur un gradateur monophasé.....	79
IV-2-6-Détecteur de passage par zéro	80
IV-3-Différentes configurations des commutateurs.....	82
IV-3-1 Commutation des interrupteurs quatre segments.....	82
IV-3-2 Problématique des commutations.....	83
IV-3-3 Stratégie de commutation à quatre étapes basée sur le signe du courant.....	84
IV-3-3 -A- Commutation en courant.....	84
IV-3-3-B- Commutation en tension.....	86
IV-4. Représentation matricielle utilise.....	88
IV-4-1 Choix de composant IGBT et diode	88
Conclusion.....	90

Chapitre V : Résultats Expérimentaux

V.1. Introduction.....	91
V.2-Résultats pratique de réalisations appliquent sur une charge R, L	91
V.3-1-Les résultats de réalisations par méthode de venterine.....	92
V.3-2-Les résultats de réalisations par méthode de ROY.....	94
V.3-3-Les résultats de réalisations par méthode de PH.D.....	97
V.3-4-Les résultats de réalisation par méthode de MLI à Troi Intarvalle	100
V.4-Conclusion.....	101
Conclusion générale	102
Annexe.....	104

Liste des Figures

CHAPITRE I :

I-1: Couple résultant à un seul enroulement statorique.	4
I-2-a : Schéma électrique avec enroulement auxiliaire.....	6
I-2-b: Couple résultant avec enroulement auxiliaire.....	6
I-3: Représentation schématique du moteur asynchrone monophasée à condensateur.....	8
I-4: Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique avec condensateur permanent (Marche en chargement $t=3s$ et $t=7s$).....	14
I-5 : Schéma de l'alimentation de la MAS monophasée.....	15
I-6: Redresseur diodes.....	15
I-7 : Onduleur déphasé à deux niveaux	17
I-8: Bras de l'onduleur à deux niveaux	17
I-9 : Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor diode.....	17
I-10: Commande triangulo-sinusoidal avec porteuse ($r= 0.8$, $m=15$).....	18
I-11 : Association MAS onduleur commandé en tension par MLI ($r =0.8$, $m=21$ $f=50Hz$ $Cr=5$ $N.m$).....	19

CHAPITRE II :

II-1: Structure générale du système électrotechnique.	21
II- 2 : Schéma de principe du convertisseur matriciel.....	22
II- 3: Schéma de principe d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.....	23
II-4: Description d'un interrupteur idéal par réseau de Pétri.....	24
II-5 : Les deux configurations possibles d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.....	24
II-6: Réseau de Pétri en fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.....	25

II-7: Modèle de connaissance du convertisseur matriciel.....	30
II- 8: Schéma de principe du convertisseur matriciel.....	31
II-9 : Interrupteur bidirectionnel équivalent.....	31
II.10 Les quatre configurations possibles d'une cellule de commutation du MC.....	32
II.8 Réseau de Petrie de fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel en mode commandable.....	34
CHAPITRE III:	
III.1-bloc simulations du convertisseur matriciel monophasé alimentant la charge R.....	36
III-2: Commande triangulo-sinusoïdal avec porteuse ($r= 0.8, m=21, F_0=50$).....	37
III-3-a-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=10\text{Hz}, r=0.86, F_s=1000\text{Hz}$	37
III-3-b-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=25\text{Hz}, r=0.86, F_s=1000\text{Hz}$	38
III-3-c-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=50\text{Hz}, r=0.86, F_s=1000\text{Hz}$	38
III-4-a : Formes du courant statorique, de la vitesse rotorique ($F_0=50\text{Hz},$ $C_{em}=5\text{N.m}$ entre $t=2\text{s}$ et $t=4\text{s}$).....	39
III-4-b : Formes du courant statorique, de la vitesse rotorique, couple électromagnétique et de tension V_c ($F_0=25\text{Hz}, C_{em}=5\text{N.m}$ entre $t=2\text{s}$ et $t=4\text{s}$).....	39
III-4-c : Formes du courant statorique, de la vitesse rotorique, couple électromagnétique et de tension V_c ($F_0=100\text{Hz},$ à vide).....	41
III-5: Les différents signaux M1, M2 de la stratégie de Venturini.....	43
III.6: PWM à trois intervalles qui commande la phase. De sortie. La période de ulsation est divisée en trois Intervalles correspondants aux trois intervalles d'enclenchement des commutateurs A, B et C.....	44

III-7-a-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_0=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$	45
III-7-b-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour	
$F_0=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$	46
III-7-c-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=50\text{Hz}$,	
$r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$	46
III-7-d-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=50\text{Hz}$,	
$r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$	46
III-7-e-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour	
$F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$	47
III-7-f-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour	
$F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$	47
III.8 : Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique avec	
condensateur permanent (applique un couple en temps $T=1\text{s}$ en $F_s=50\text{Hz}$).....	48
Figure III.9 la forme des fonctions V_K , V_L , V_M	52
III-10-a-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_0=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 1000\text{Hz}$	52
III-10-b-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_0=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 5000\text{Hz}$	53
III-10-c-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_0=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 1000\text{Hz}$	53
III-10-d-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_0=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 5000\text{Hz}$	53
III-10-e-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 1000\text{Hz}$	54
III-10-f-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 5000\text{Hz}$	54
III.11 : Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique avec	
condensateur permanent (applique un couple en temps $T=1\text{s}$ en $F_s=50\text{Hz}$).....	55

III.12. Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif.....	56
III.13- la forme de la tension intermédiaire fictive U_d	58
III.14 les différents signaux de la stratégie PWM à trois intervalles	
($m=21, r=0.86, f_o=25\text{hz}$)	60
III.15 principe de la stratégies PWM à trois intervalles ($m=0.9, r=0.8, f_o=25\text{HZ}$).....	61
III-16-a-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_o=25\text{Hz}, r=0.86, F_s= 1000\text{Hz}$	61
III-16-b-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_o=25\text{Hz}, r=0.86, F_s= 5000\text{Hz}$	61
III-16-c-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_o=50\text{Hz}, r=0.86, F_s= 1000\text{Hz}$	62
III-16-d-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_o=50\text{Hz}, r=0.86, F_s= 5000\text{Hz}$	62
III-16-e-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_o=100\text{Hz}, r=0.86, F_s=1000\text{Hz}$	62
III-16-f-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_o=100\text{Hz}, r=0.86, F_s= 5000\text{Hz}$	62
III.17 : Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique avec	
condensateur permanent (applique un couple en temps $T=2\text{s}$ en $F_s=50\text{Hz}$).....	63
III.18 Synoptique de la stratégie de modulation Ph.d.....	64
III.19 les différents signaux de la stratégie PH.D.($m=21, r=0.86, f_o=50\text{HZ}$).....	65
III-20-a-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_o=25\text{Hz}, r=0.86, F_s= 1000\text{Hz}$	66
III-20-b-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_o=25\text{Hz}, r=0.86, F_s= 5000\text{Hz}$	66
III-20-c-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_o=50\text{Hz}, r=0.86, F_s= 1000\text{Hz}$	66
III-20-d-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	

pour $F_0=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 5000\text{Hz}$	67
III-20-e-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 1000\text{Hz}$	67
III-20-f-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT	
pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 5000\text{Hz}$	67
III.21 : Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique avec	
condensateur permanent (applique un couple en temps $T=2\text{s}$ en $F_s=50\text{Hz}$).....	68

Chapitre IV:

Figure IV.1- Le port parallèle de l'ordinateur PC	71
Figure IV.2- Fenêtre de TURBO C.....	74
Figure IV.3- Fenêtre de logicielle exécutable (commande.exe).....	75
Figure IV -3-: Principe de fonctionnement d'une alimentation classique.....	76
Figure IV-4-: Circuit d'alimentation stabilisée (-5, +5V) (réalisation pratique).....	76
Figure IV-5-: Circuit d'alimentation stabilisée +15V (réalisation pratique).....	76
Figure IV-6- schéma d'un générateur d'horloge de hachage.....	77
Figure IV -7-: le signale de sortie de PIC voir le PC $f=5\text{KHZ}$	77
Figure IV.8: Interface de sorties digitales.....	78
Figure IV. 9. La maquette d'interface entre PC et la commande.....	78
Figure IV.10 : Circuit d'isolation galvanique.....	79
Figure IV.11-a : image de la tension de sortie pour $F=300\mu\text{s}$	79
Figure IV.11.b : image de la tension de sortie $F=150\mu\text{s}$	80
Figure IV.12 : Schéma électrique du détecteur de passage par zéro.....	80
Figure IV.13: Signal d'entrée et de sortie du détecteur de passage par zéro.....	81
Figure IV. 14. Maquette du détecteur de passage par zéro.....	81
Figure IV. 15. Différentes topologies pour les commutateurs de puissance.....	82
Figure IV. 16: Schéma de base pour l'étude des commutations.....	83
Figure IV. 17: Schématisation du risque lors de la commutation.....	83

Figure IV. 18: Schéma de base pour l'étude des commutations.....	84
Figure IV. 18 Interrupteurs commandés à la seconde étape de commutation.....	85
Figure IV. 19 Séquence de commutation en courant en quatre étapes.....	85
Figure IV. 20: Schéma de base pour l'étude des commutations.....	86
Figure IV. 21: Exemple de commutation en quatre étapes à l'aide de la tension composée...87	
Figure IV. 22: Représentation du convertisseur triphasé/ monophasé.....	87
Figure IV. 23 Circuit d'alimentation et de commande du convertisseur matricielle	88
Figure IV. 24 Photo de circuit de commande du convertisseur matricielle.....	88
Figure IV. 25 signale de sortie du circuit de commande du Convertisseur matricielle.....	89
Figure IV. 26 la carte de puissance du convertisseur matriciel.....	89

Chapitre V:

Figure V. 1. Signaux de commande des interrupteurs T_a et T_b de la sortie.....	91
Figure V-2-a-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=10\text{Hz}$, $r= 0.86,F_s=1000\text{Hz}$	92
Figure V-2-b-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=10\text{Hz}$, $r=0.86,F_s=5000\text{Hz}$	92
Figure V-2-c-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=25\text{Hz}$, $r=0.86,F_s=5000\text{Hz}$	92
Figure V-2-d-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=25\text{Hz}$, $r=0.86,F_s=1000\text{Hz}$	93
Figure V-2-e- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=50\text{Hz}$, $r=0.86,F_s=5000\text{Hz}$	93
Figure V-2-f- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=50\text{Hz}$, $r=0.86,F_s=1000\text{Hz}$	93
Figure V-2-g- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=100\text{Hz}$, $r=0.86,F_s=5000\text{Hz}$	94
Figure V-2-h- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=100\text{Hz}$, $r=0.86,F_s=1000\text{Hz}$	94
Figure V-3-a-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=10\text{Hz}$, $r=0.86,f_s=5000\text{Hz}$	94

Figure V-3-b-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=10\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$	95
Figure V-3-c-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$	95
Figure V-3-d-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$	95
Figure V-3-e-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$	96
Figure V-3-f- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$	96
Figure V-3-g-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$	96
Figure V-3-h- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$	97
Figure V-4-a- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=10\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$	97
Figure V-4-b-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=10\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$	97
Figure V-4-c-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$	98
Figure V-4-d-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$	98
Figure V-4-e-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$	98
Figure V-4-f- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$	99
Figure V-4-g-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$	99
Figure V-4-h-les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales pour $F_o=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$	99
Figure V-5-a- les résultats de tensions simulation et réalisation pour $F_o=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$	100

NOTATIONS

Généralement l'indice s indique les grandeurs statorique et r indique les grandeurs rotorique. Le moteur asynchrone monophasé est noté par **MASM**.

d - q	: Axes correspondant au référentiel de Park.
x_d, x_q	: Les composantes de la grandeur x dans le repère (d - q).
Φ, v, i	: Le flux, Tension, Courant.
ω_s, ω_m	: Vitesses angulaires électrique statorique et rotorique.
ω_{gl}	: Glissement de vitesse angulaire électrique.
Ω_m	: Vitesse mécanique.
θ_s, θ_m	: Angles électrique statorique et rotorique.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
T_r, C_r	: Couple résistant.
R_r, R_s	: Résistance d'enroulement statorique et rotorique par phase.
L_r, L_s	: Inductances cycliques statorique et rotorique par phase.
$M_{d,q}$: Inductance mutuelle propre.
f_v, J	: Coefficient de frottement visqueux ; Moment d'inertie.
L_f, C_f	: Inductance et capacité du filtre.
p_m	: Nombre de paire de pôles.
t	: Temps.
$f = 50$ Hz	: Fréquence du réseaux.
m	: Indice de modulation.
r	: Taux de modulation.
τ	: Fonction de modulation de redressement.
U_{cmk}	: Fonction d'ondulation,
u_i ($i = x, y, z$)	: Tension simple par rapport au neutre du réseau.

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

Introduction Générale

Introduction Générale

Introduction Générale :

L'avancement technologique dans les semi-conducteurs et la technologie des microprocesseurs durant ces dernières années a libéré le moteur à induction de sa position initiale comme moteur à fréquence fixe. D'habitude, les moteurs à courant continu étaient utilisés dans les applications à vitesse variable malgré le grand nombre d'avantages que présente le moteur à courant alternatif comme l'infériorité de son coût, sa robustesse, sa maintenance et sa fiabilité.

La raison de tout ceci est la facilité de contrôle des moteurs à courant continu, afin d'avoir une vitesse variable avec une bonne réponse dynamique, et la capacité de fonctionner en quatre quadrants. Le progrès en commutation des interrupteurs de puissance ainsi qu'en technologie de contrôle (microprocesseurs) a bénéficié au développement de plusieurs convertisseurs AC/AC, qui transforment, principalement la tension du réseau d'alimentation à fréquence fixe en une source de tension variable en amplitude et en fréquence comme demandé par les moteurs à courant alternatifs pour varier leur vitesse.

Cette thèse s'intéresse plus spécialement à un type de convertisseur AC/AC connu sous le nom de convertisseur matriciel. C'est un cycloconvertisseur à commutation forcée. Il est constitué d'une matrice d'interrupteurs de puissance bidirectionnels tels que la phase de sortie peut se connecter à la phase d'entrée. Aux convertisseurs matriciels triphasés/monophasé, il y a 6 interrupteurs bidirectionnels. Le convertisseur en question est apte à contrôler le facteur de puissance à son entrée, quelque soit la charge à sa sortie.

Il offre les avantages suivants :

- a. Fonctionnement en quatre quadrants.
- b. Ondes sinusoïdales à l'entrée et à la sortie.
- c. Stockage minimum d'énergie.
- d. Facteur de puissance contrôlable.

L'inconvénient majeur de ce type de convertisseur est que la tension de sortie est limitée à 86,6% de la tension d'entrée. En plus, sa réalisation n'est pas simple du fait que le circuit de puissance ne présente pas de chemin de roue libre.

L'objectif principal de cette thèse est de réaliser un convertisseur matriciel destiné à alimenter des machines à courant alternatif monophasé. L'objectif est donc de réaliser un circuit de puissance basé sur des transistors IGBT, et de le commander afin qu'il puisse alimenter une machine asynchrone monophasé de 0.5 kW.

Introduction Générale

Notre travail comporte cinq chapitres qui sont structurés comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone monophasée en vue d'une alimentation par convertisseur statique.

Au deuxième chapitre, nous présentons la modélisation du convertisseur matriciel, en élaborant son modèle de connaissance à partir du réseau de Pétri, et son modèle de commande.

Dans le troisième chapitre, nous avons développé les différentes stratégies de commande qui sont :

1. la stratégie de Venturini.
2. La stratégie de ROY.
3. La stratégie de modulation MLI à trois intervalles.
4. La stratégie scalaire PH.D.

Au quatrième chapitre, nous avons dimensionné le circuit de puissance, et nous avons réalisé les différentes cartes d'alimentation, commande, et d'interface pour la commande des IGBT.

Au dernier chapitre, nous avons donné les différents résultats expérimentaux, à commencer par l'étalage des résultats de l'association du convertisseur à une charge R, L monophasée.

Nous avons clôturé notre travail par une conclusion.

Chapitre I :

Modélisation de la machine asynchrone

monophasée

Introduction :

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (présence de balais, maintenance coûteuse, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages (la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit).

Dans ce chapitre, après présentation du principe de fonctionnement, nous envisageons de modéliser la machine asynchrone monophasée dans la configuration de Park. La machine étudiée n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes complexes interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, le courant de Foucault, etc.....

I- 1 Généralités sur les moteurs asynchrones monophasés :

Les moteurs asynchrones monophasés sont des moteurs utilisés pour des applications de petites puissances. La vitesse de rotation d'un moteur asynchrone monophasé est toujours inférieure à la vitesse du synchronisme [1] [2].

Ces moteurs ont généralement une puissance inférieure à 1 kW, ils sont utilisés dans l'industrie et les installations domestiques ou ils équipent une bonne partie des appareils électroménagers.

I- 1- 1 constitution :

La machine asynchrone monophasée est constituée de deux parties essentielles, la première fixe, appelée 'stator' et la deuxième tournant, appelée 'rotor'.

Le stator : C'est un cylindre creux, dont la surface interne est formée par des pôles, sur lesquels se trouve un bobinage principal et un autre auxiliaire, le stator est alimenté directement du réseau avec une tension de fréquence f_s (de pulsation ω_s), produisant un champ tournant à la vitesse de rotation :

$$n_s = f_s / p_m \quad [\text{tr/s}]$$

La vitesse angulaire : $\Omega_s = 2 \pi n_s \quad [\text{rad/s}]$

Tel que p_m est le nombre de paire de pôles.

Le rotor : C'est la partie mobile dans la machine, formée d'un cylindre feuilleté se trouvant à l'intérieur du stator et tourne sous l'effet du champ tournant créé par le stator, sur un axe fixe avec une vitesse de rotation $n_r < n_s$, une vitesse angulaire ($\Omega_r < \Omega_s$).

Le rapport $(\Omega_r - \Omega_s) / \Omega_s$ est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator; on peut varier la vitesse n_r du moteur asynchrone qui est égal à $(f_s / p_m) / (1-g)$ par:

- *Par modification du nombre de paire de pôles.
- *Par variation du glissement.
- *Par variation de la fréquence f_s d'alimentation.

I- 1- 2 Principe de fonctionnement :

La f.m.m statorique crée un flux alternatif pulsant pouvant être décomposé en deux flux de même amplitude et tourne avec la même vitesse mais dans des sens différents. Ce qui développe sur le rotor deux couples de mêmes amplitudes agissant respectivement dans le sens direct et inverse [3].

Chaque flux induit dans le stator des courants et tend à l'entraîner dans le même sens que lui, un moteur asynchrone est donc équivalent à deux moteurs triphasés identiques dont les rotors sont situés sur le même arbre, les enroulements statorique sont connectés en série de façon à ce que le champ magnétique engendrés tournent dans l'espace en sens inverse.

Le moment du couple électromagnétique du moteur monophasé est la somme algébrique des moments des couples des moteurs triphasés équivalents (figure.I-1).

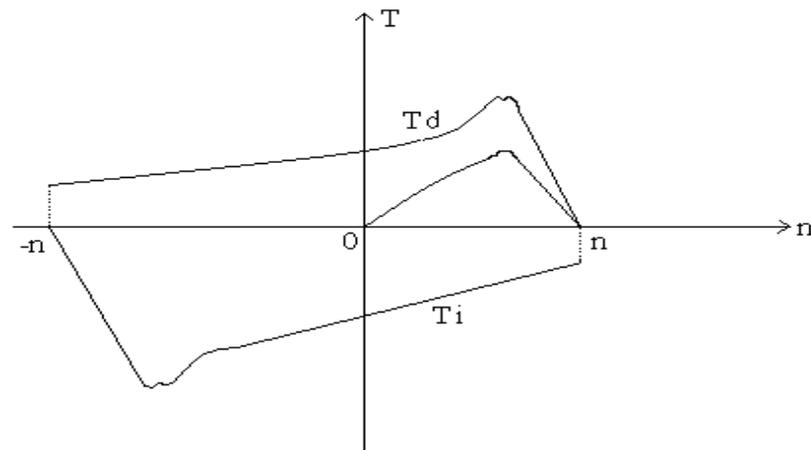


Figure (I-1) : Couple résultant à un seul enroulement statorique.

Ou C_d : le couple direct.

C_i : le couple inverse.

T_r : le couple résultant.

Le couple résultant au démarrage sera nul, le stator ne tourne dans un sens ou dans l'autre que si on lui donne un couple initial qui favorise l'un des deux couples.

I- 1- 3 Principe de démarrage :

Pour démarrer le moteur asynchrone monophasé, on le transforme en moteur diphasé en munissant le stator d'un enroulement auxiliaire.

-Décalé de 90° électriques par rapport à l'enroulement principal.

-Traversé par un courant déphasé de $\pi/2$ sur le courant dans l'enroulement principal. [4]

Dans un sens bien déterminé, pour avoir un meilleur fonctionnement en charge, on munit le stator d'un enroulement auxiliaire de façon à ce que le champ alternatif qu'il est produit soit perpendiculaire au champ produit par l'enroulement principal. Cet enroulement auxiliaire est alimenté à travers un condensateur qui déphase le courant dans les deux enroulements d'un angle d'environ $\pi/2$ mais suffisant pour créer un champ tournant, dans ce cas le couple au démarrage est non nul et relativement important.

Pour les petites puissances, la phase auxiliaire est en série avec un condensateur à papiers imprégnés d'huile, la vibration du moteur est éliminée en fonctionnement à pleine charge ;

Pour les grandes puissances on utilise un condensateur électrolytique ayant une grande capacitance pour assurer un grand couple de démarrage. Lorsque le moteur atteint 75% de la vitesse de synchronisme on débranche ce condensateur. [5]

Le condensateur peut être branché au démarrage seulement puis déconnecter dès que la machine atteinte 60% à 80% de sa vitesse de synchronisme .Ou bien, il peut être brancher en permanence et dans ce cas le moteur est à peu près équivalent à un moteur biphasé.

On peut inverser le sens de rotation car les deux enroulements sont en service:

Ralentissement \longrightarrow Arrêt \longrightarrow Marche en pleine vitesse en sens inverse.

On peut aussi introduire une phase auxiliaire qui soit décalée dans l'espace de 90° électrique à partir d'un interrupteur centrifuge fixé sur elle, et qui s'ouvre quand la vitesse atteint 75% de sa vitesse nominale (pôle stator = pôle rotor), $\Phi_{\text{principale}} = \Phi_{\text{auxiliaire}}$.

Le déphasage est également inférieur à 90° . [5]

La figure (I-2) présente le schéma électrique et le couple résultant avec l'enroulement auxiliaire.

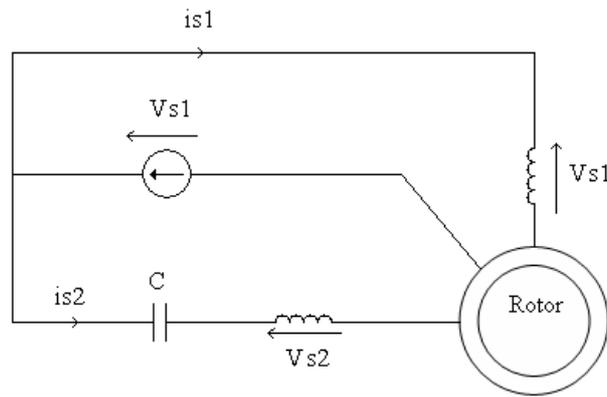


Figure (I-2-a) : Schéma électrique avec enroulement auxiliaire.

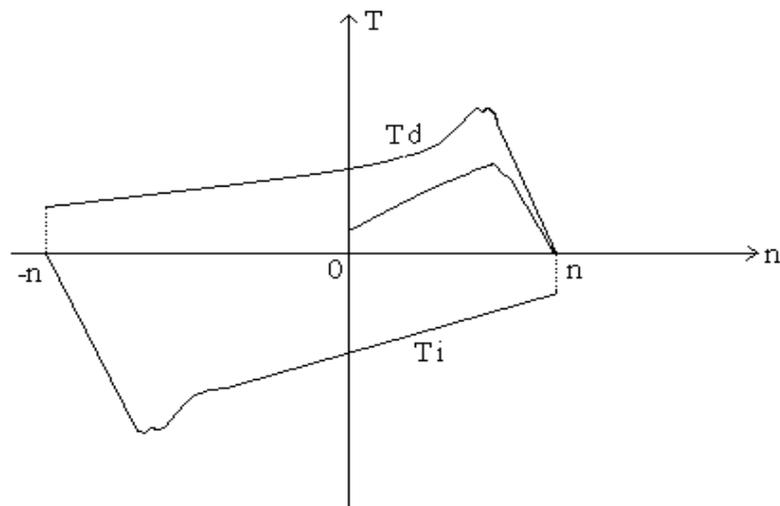


Figure (I-2-b): Couple résultant avec enroulement auxiliaire.

Il est clair que pour chaque fréquence le couple résultant avec l'enroulement auxiliaire est plus important que celui à un seul enroulement statorique.

I- 1-4. Remarque sur le dimensionnement du condensateur :

La quadrature des courants i_{s1} et i_{s2} est recherchée :

Posons : $V_{s1} = V_{max} \cdot \cos(\omega t)$ (I-1)

i_{s1} est déphasé par rapport à V_{s1} , le condensateur de capacité C doit rendre i_{s2} en quadrature avant sur i_{s1} , donc en avance de phase sur V_{s1} . On suppose que les deux phases présentent un modèle équivalent identique, constitué d'une inductance L en série avec une résistance R .

$$\begin{pmatrix} i_{s2} \\ i_{s1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R + jL\omega \\ R + j(L\omega - \frac{1}{C\omega}) \end{pmatrix} \quad (I-2)$$

La condition : $\arg\left(\frac{i_{s2}}{i_{s1}}\right) = \pi / 2$ (I-3)

On calcule C par la formule suivante :

$$C = \frac{L}{R^2 + (L\omega)^2} \quad (I-4)$$

I- 2 Modélisation de la machine asynchrone à condensateur permanent dans un référentiel lié au stator :

Le moteur asynchrone monophasé est constitué d'un stator possédant deux enroulements en quadrature, le rotor est à cage d'écureuil que nous assimilons à deux enroulements court-circuités en quadrature [6].

Et pour cela, on considère les hypothèses de simplification suivantes :

- a- On néglige l'effet de saturation et le phénomène d'hystérésis, ce qui permet de supposer que la machine est linéaire. Pour les flux (circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante), on considère une densité de courant uniforme de condensateurs élémentaires.
- b- La répartition spatiale de l'induction magnétique est sinusoïdale.
- c- Les pertes principales est auxiliaire ont le même nombre de pôles, mais les nombres de spires peuvent être différents.
- d- Les pertes fer, l'effet thermique, l'effet de peau sont aussi négligées.

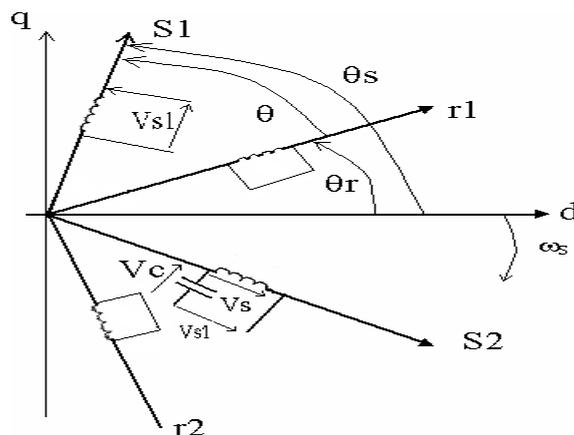


Figure (I-3) : Représentation schématique du moteur asynchrone monophasée à condensateur.

I- 2- 1. Equations électriques de la machine :

D'après les (figure.I-3) et en se basant sur les hypothèses citées ci-dessus, les équations électriques de fonctionnement de la machine synchrone monophasée à condensateur permanent peuvent s'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{S1} = R_{S1} i_{S1} + \frac{d \Phi_{S1}}{dt} \\ V_{S2} = R_{S2} i_{S2} + \frac{d \Phi_{S2}}{dt} + V_C \\ 0 = R_r i_{r1} + \frac{d \Phi_{r1}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r2} + \frac{d \Phi_{r2}}{dt} \\ i_{S2} = i_C = \frac{d V_C}{dt} = \frac{d q}{dt} \end{array} \right. \quad (I-5)$$

L'indice **s** et **r** indiquent les grandeurs dans le stator et le rotor respectivement.

et **r**₁, **r**₂ sont les composantes d'un vecteur tournant avec la vitesse $\omega_r = p\Omega_r$.

Soit $\frac{d\theta}{dt} = \omega_r = p\Omega_r$ $\theta(0)=0$ (I-6)

Les équations (1.5) peuvent se mettre sous la forme matricielle :

$$e = R i + \frac{d \phi}{dt} \quad (I-7)$$

Avec : $V = (V_{S1} \ V_{S2} \ 0 \ 0 \ 0)^t$

$I = (i_{S1} \ i_{S2} \ i_{r1} \ i_{r2} \ V_C)^t$

$\Phi = (\Phi_{S1} \ \Phi_{S2} \ \Phi_{r1} \ \Phi_{r2} \ q)$

R : la matrice de résistance d'ordre 5 :

$$\text{Et } [R] = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{S2} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & C \end{bmatrix}$$

Avec $[\Phi] = [L].[i]$ (I-8)

$$[L]= \begin{bmatrix} L_{S1} & 0 & M_{S1,r1} & M_{S1,r2} & 0 \\ 0 & L_{S2} & M_{S2,r1} & M_{S2,r2} & 0 \\ M_{r1,S1} & M_{r1,S2} & L_{r1} & 0 & 0 \\ M_{r2,S1} & M_{r2,S2} & 0 & L_{r2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix}$$

La diagonale de L est constante car l'entrefer est constant.

Les mutuelles entre les enroulements dépendent des positions relatives de θ_s et θ_r .

$$\begin{aligned} M_{s1,r1} &= M_d \cdot \cos(\theta_r - \theta_s) \\ M_{s1,r2} &= M_d \cdot \sin(\theta_r - \theta_s) \quad \text{avec } \theta = \theta_r - \theta_s. \\ M_{s2,r1} &= M_q \cdot \sin(\theta_r - \theta_s) \\ M_{s1,r2} &= M_q \cdot \cos(\theta_r - \theta_s) \end{aligned}$$

Avec M_d et M_q sont les mutuelles inductances maximales, donc le vecteur est présenté par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{S1} \\ \Phi_{S2} \\ \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{S1} & 0 & M_d \cdot \cos(\theta) & M_d \cdot \sin(\theta) & 0 \\ 0 & L_{S2} & -M_q \cdot \sin(\theta) & M_q \cdot \cos(\theta) & 0 \\ M_d \cdot \cos(\theta) & -M_q \cdot \sin(\theta) & L_{r1} & 0 & 0 \\ M_d \cdot \sin(\theta) & M_q \cdot \cos(\theta) & 0 & L_{r2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{r1} \\ i_{r2} \\ V_c \end{bmatrix} \quad (I-9)$$

Transformation de Park dans un référentiel lié au stator :

Nous allons transformer les vecteurs $(i_{r1}, i_{r2}), (\Phi_{r1}, \Phi_{r2})$ du référentiel lié au rotor, aux vecteurs $(i_d, i_q), (\Phi_q, \Phi_d)$ écrits dans un autre lié au stator (s_1, s_2) .

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = [As] \cdot \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = [As] \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

$$\text{Avec } [As] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

[As] : Matrice de Park.

Donc l'équation (1.5) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{S1} = R_{S1} i_{S1} + \frac{d \phi_{S1}}{dt} \\ V_{S2} = R_{S2} i_{S2} + \frac{d \phi_{S2}}{dt} + V_c \\ 0 = R_r i_d + \frac{d \phi_d}{dt} + \omega_r \cdot \phi_q \quad (\text{I-11}) \\ 0 = R_r i_q + \frac{d \phi_q}{dt} + \omega_r \cdot \phi_d \\ i_{S2} = i_c = \frac{dV_c}{dt} \end{array} \right.$$

Les expressions des flux statoriques en fonctions des courants statorique et rotorique:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{S1} = L_{S1} i_{S1} + M_d i_d \\ \Phi_{S2} = L_{S2} i_{S2} + M_q i_q \end{array} \right. \quad (\text{I-12})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_d = L_{r1} i_d + M_d i_{S1} \\ \Phi_q = L_{r2} i_q + M_q i_{S2} \end{array} \right. \quad (\text{I-13})$$

Avec $L_{r1}=L_{r2}=L_r$ (à cause du moteur a cage d'écuriel).

En éliminant i_d , i_q et Φ_q , Φ_d des équations de la machine, nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{S1} = R_{S1} i_{S1} + \frac{M_d}{L_r} \cdot \frac{d \Phi_d}{dt} + \left(L_{S1} - \frac{M_d^2}{L_r} \right) \cdot \frac{d i_{S1}}{dt} \\ V_{S2} - V_c = R_{S2} i_{S2} + \frac{M_q}{L_r} \cdot \frac{d \Phi_q}{dt} + \left(L_{S2} - \frac{M_q^2}{L_r} \right) \cdot \frac{d i_{S2}}{dt} \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_d - \frac{R_r}{L_r} \cdot M_q \cdot i_{S1} + \frac{d \Phi_d}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_q \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_q - \frac{R_r}{L_r} \cdot M_q \cdot i_{S2} + \frac{d \Phi_q}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_d \\ i_{S2} = c \cdot \frac{dV_c}{dt} = i_c \end{array} \right. \quad (\text{I-14})$$

I- 2- 2 Equation mécanique de la machine étudiée :

Le couple électromagnétique développé par la machine est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = p_m \cdot I_m \overline{(i_r, \Phi_r)} \quad (I-15)$$

Avec

$$\overline{i_r} = i_d + j i_q$$

$$\overline{\Phi_r} = \Phi_d + j \Phi_q$$

De l'expression (I.8) et l'utilisation des équations (I-12) et (I-13) on déduit l'équation finale du couple électromagnétique.

$$Te = p_m \cdot \left(\frac{M_d}{L_r} \cdot \Phi_q \cdot i_{S1} - \frac{M_q}{L_r} \cdot \Phi_d \cdot i_{S2} \right) \quad (I-16)$$

L'équation mécanique du moteur est donne par :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_v \cdot \Omega_r \quad (I-17)$$

J : le moment d'inertie des machines

C_r : le coup résistant

f_v : le coefficient de frottement.

En ajoutant les dynamiques du rotor (I-17) aux dynamiques électromagnétiques (I-14) et en arrangeant les équations dans la forme d'un espace d'état.

Le modèle du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d \Omega_r}{dt} = \frac{p_m}{J L_r} \cdot (M_q \cdot \Phi_d \cdot i_{S2} - M_d \cdot \Phi_q \cdot i_{S1}) - \frac{f_v}{J} \cdot \Omega_r - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d \Phi_d}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_d + p_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_q + \frac{R_r}{L_r} \cdot M_d \cdot i_{S1} \\ \frac{d \Phi_q}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_q - p_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_d + \frac{R_r}{L_r} \cdot M_q \cdot i_{S2} \\ \frac{d i_{S1}}{dt} = -\frac{M_d \cdot R_r}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r^2} \cdot \Phi_d - \frac{p_m \cdot M_d}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot \Phi_q - \frac{M_d^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_{S1}}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r^2} \cdot i_{S1} + \frac{V_{S1}}{\sigma_d \cdot L_{S1}} \\ \frac{d i_{S2}}{dt} = \frac{M_q \cdot R_r}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r^2} \cdot \Phi_q - \frac{p_m \cdot M_q}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot \Phi_d - \frac{M_q^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_{S2}}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r^2} \cdot i_{S2} + \frac{V_{S1} - V_c}{\sigma_q \cdot L_{S2}} \\ \frac{d V_c}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_{S2} \end{array} \right. \quad (I-18)$$

$$\sigma_d = \frac{L_{S1} \cdot L_r - M_d^2}{L_{S1} \cdot L_r}$$

Tel que :

$$\sigma_q = \frac{L_{S2} \cdot L_r - M_q^2}{L_{S2} \cdot L_r}$$
(I-19)

Le vecteur des variables d'états dans ce cas est : $(\Omega_r \Phi_d \Phi_q i_{s1} i_{s2})^t$

Si nous cherchons un modèle du moteur dont le vecteur d'état a pour composantes : la vitesse rotorique, les courants rotorique et statorique et la tension aux bornes du condensateur sont :

$$(\Omega_r i_{s1} i_{s2} i_d i_q)^t$$

Nous devons remplacer $\Phi_d \Phi_q$ par leurs expressions en fonction des courants i_{s1}, i_{s2}, i_d et i_q en utilisant (I-12) le modèle du moteur monophasée avec condensateur est donc donnée par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d \Omega_r}{dt} = \frac{p_m}{J} \cdot (M_q \cdot i_d \cdot i_{s2} - M_d \cdot i_q \cdot i_{s1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d i_{s1}}{dt} = -\frac{R_{S1}}{\sigma_d \cdot L_{S1}} i_{s1} + \frac{p_m \cdot M_d \cdot M_q}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} \Omega_r \cdot i_{s2} - \frac{M_d \cdot R_r}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} i_q + \frac{p_m}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} \Omega_r \cdot i_q + \frac{V_{S1}}{\sigma_d \cdot L_{S1}} \\ \frac{d i_{s2}}{dt} = \frac{p_m \cdot M_d \cdot M_q}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \Omega_r \cdot i_{s1} - \frac{R_{S2}}{\sigma_d \cdot L_{S2}} i_{s2} - \frac{M_q \cdot R_r}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} i_q + \frac{p_m}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \Omega_r \cdot i_d + \frac{V_{S1} - V_c}{\sigma_q \cdot L_{S2}} \\ \frac{d i_d}{dt} = \frac{M_d \cdot R_{S1}}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} i_{s1} + \frac{p_m \cdot M_q}{\sigma_d \cdot L_r} \Omega_r \cdot i_{s2} - \frac{p_m}{\sigma_d} \Omega_r \cdot i_q - \frac{R_r}{\sigma_d \cdot L_r} i_q + \frac{M_d}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} V_{S1} \\ \frac{d i_q}{dt} = \frac{M_q \cdot R_{S2}}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} i_{s2} + \frac{p_m \cdot M_q}{\sigma_q \cdot L_r} \Omega_r \cdot i_{s1} - \frac{p_m}{\sigma_q} \Omega_r \cdot i_d - \frac{R_r}{\sigma_q \cdot L_r} i_q + \frac{M_d \cdot (V_{S1} - V_c)}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \\ \frac{d V_c}{dt} = \frac{1}{C} i_{s2} \end{array} \right. \quad (I-20)$$

I- 3.Simulation de la machine à condensateur permanent et interprétation :

Dans le cas où la MASM est alimentée par une tension alternative sinusoïdale de fréquence 50Hz :

$$V_{S1} = V_{smax} \cdot \sin(\omega_s \cdot t)$$

$$\text{Avec } V_{smax} = 220 \cdot \sqrt{2} \quad \text{et } f = 50\text{Hz}$$

La détermination des performances du moteur asynchrone monophasée fait appel à l'outil informatique pour la simulation numérique, car il présente une grande importance dans le cas de vérification de la validité de la conception durant ces premières étapes.

Les figures (I-4) présentant un démarrage à vide puis applique la charge sur la MASM symétrique avec condensateur

- Pendant le régime transitoire, le couple oscille autour d'une valeur différente de zéro, qui correspond aux frottements.

- La vitesse présente des ondulations qui sont dues aux oscillations du couple.

Après l'application d'un couple résistant T_r , on remarque une légère diminution de la vitesse de rotation et que le couple électromagnétique fluctue autour de la valeur du couple résistant imposé. On remarque aussi que le flux rotorique a subi une chute pendant l'application de la charge à cause du couplage naturel existant entre le flux et le couple.

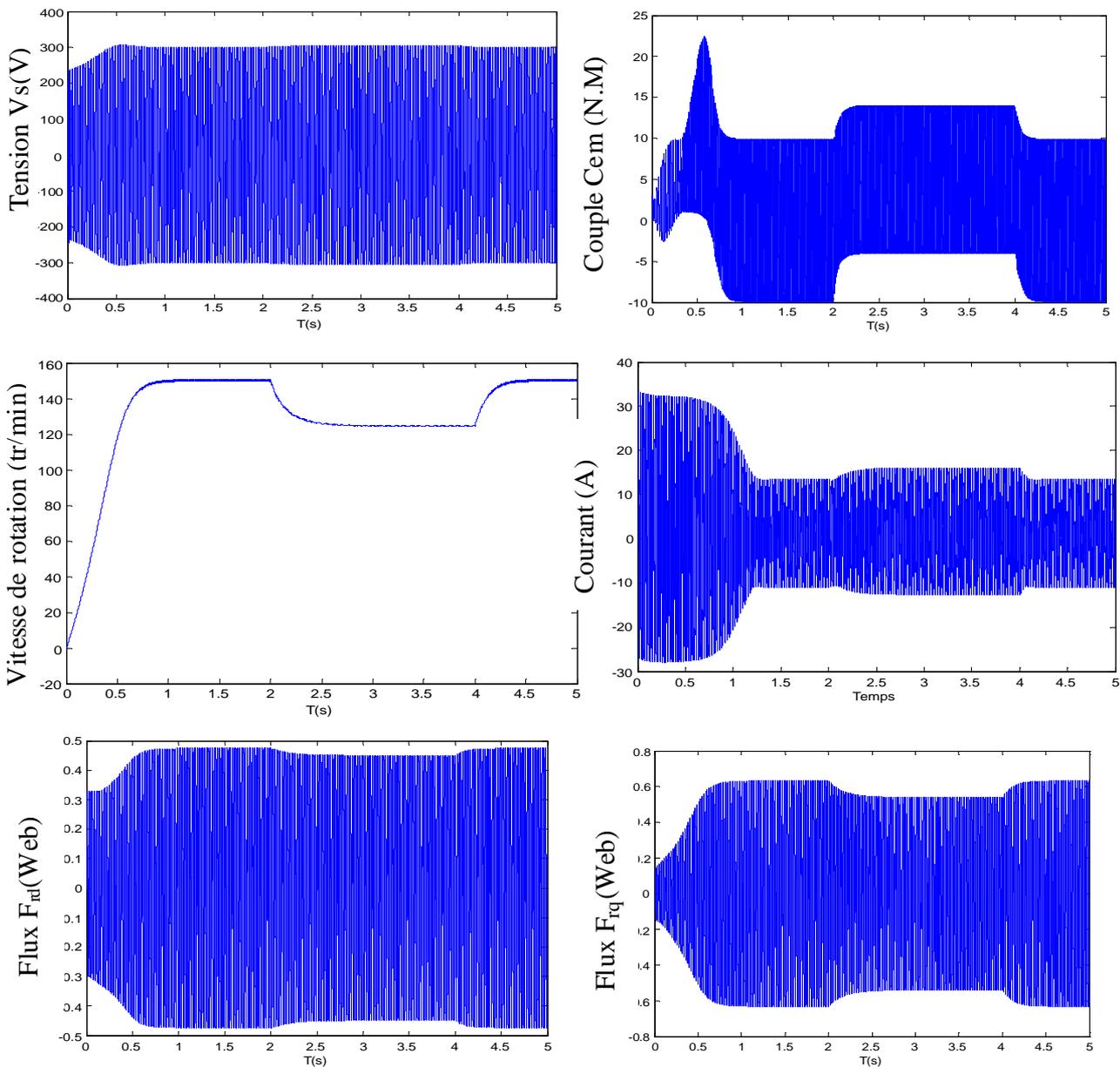


Figure (I-4) : Simulation du démarrage de la MASM dissymétrique avec condensateur permanent (Marche en chargement $t=2s$ et $t=4s$).

I.4-Alimentation MAS monophasée par onduleur monophasé :

I-4.1- Modélisation de l'alimentation :

L'alimentation de la MAS monophasée comporte trois éléments, comme le montre la figure suivante :

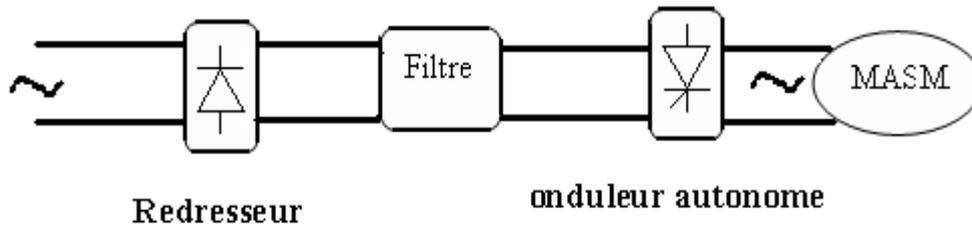


Figure (I-5) : Schéma de l'alimentation de la MAS monophasée.

I-4-2- Le redresseur :

Le redresseur peut être modélisé par le schéma suivant :

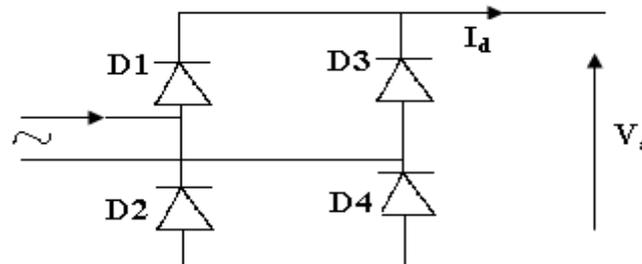


Figure (I-6) : Redresseur à diodes.

La commutation des diodes permet d'avoir un signal non alternatif à la sortie du redresseur. Le filtrage de ce signal le rend plus proche au signal continu idéal.

I.4.2.1- Le filtre :

Le filtre a pour rôle la diminution des ondulations des courants, il est constitué d'une self L en parallèle avec une capacité C .

Le filtre est dimensionné de telle façon à éliminer les harmoniques d'ordre supérieurs à 2. Donc on peut déterminer les valeurs de l'inductance L et de la capacité C comme suit : [4]

$$\begin{cases} V_e = V_s + L \cdot \frac{d i}{d t} \\ V_s = V_c \end{cases} \Rightarrow \frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1 - L \cdot C \cdot \omega^2} \quad (\text{I-21})$$

Or pour éliminer les harmoniques d'ordre supérieurs, il faut que la fréquence de coupure soit inférieure au double de la fréquence du réseau c'est-à-dire : $f_c < 2.f_s$.

On trouve donc : $L \cdot C > 0.00025 \text{ (s/rd)}^2$. (I-22)

On impose la valeur de l'inductance L du filtre et on détermine la valeur du condensateur correspondante.

Nous pouvons choisir $L_f \cdot C_f = 25 \cdot 10^{-6}$ et nous optons pour les valeurs suivantes : [7]
 $L_f = 100 \text{ mH}$; $C_f = 250 \text{ } \mu\text{F}$.

I.4.3- L'onduleur :

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source de tension (Courant) continue en énergie à tension (Courant) alternative. On distingue deux types de convertisseurs :

- Commutateur de courant.
- Onduleur de tension.

I.4.3.1- Modélisation et fonctionnement de l'onduleur :

I.4.3.1.1-Structure de l'onduleur :

Dans ce chapitre, nous avons utilisé l'onduleur diphasé (figure I-7) pour alimenter le moteur monophasé avec condensateur de démarrage. Afin d'élaborer le modèle de fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux, on réduit le nombre de places des réseaux de pétri correspondant, on représente chaque paire transistor- diode par un seul interrupteur bidirectionnel (grâce à la symétrie de l'onduleur diphasé) [8], (figure I-8).

Dans l'analyse d'un bras d'onduleur à deux niveaux, nous éliminons la configuration où les deux interrupteurs du bras sont fermés simultanément (figure I-8).

On remarque que la réceptivité de transition sont des fonctions logiques entre :

- Une commande externe B_{KS} (l'ordre d'amorçage ou de blocage de blocage du semi-conducteur commandable T_{KS}).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs de ce bras.

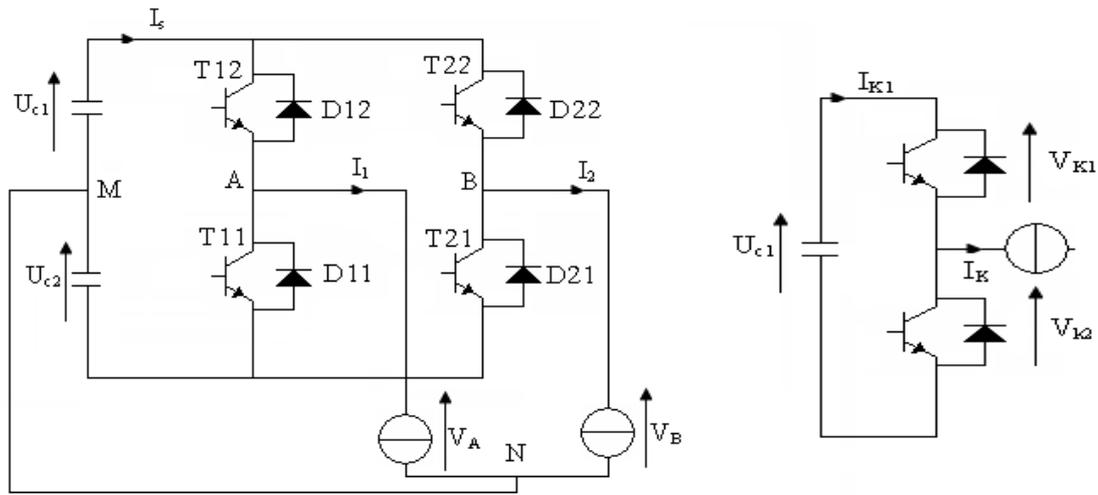


Figure (I-7) : Onduleur déphasé à deux niveaux

l'onduleur à deux niveaux

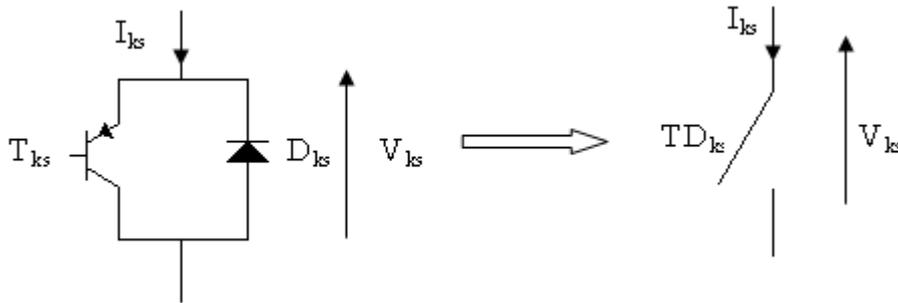


Figure (I-9) : Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor diode

I-4-3-2. Stratégie de commande des onduleurs :

Il nous importe ici de voir de quelle manière les signaux de commande de l'onduleur sont élaborés pour générer la tension voulue, on a utilisé la Commande de modulation de largeur d'impulsion- M.L.I.

Le principe de cette stratégie consiste à comparer un signal sinusoïdal de référence à une porteuse triangulaire ou en dent de scie. Ainsi il suffit de varier la fréquence de la porteuse pour varier la fréquence et la valeur efficace de la tension de sortie, figure (I-10).

Telle que :

- $m=f_p/f_0$: L'indice de modulation est le rapport entre la fréquence de porteuse sur la fréquence de référence, qui permet de varier la fréquence de la tension de l'alimentation [9].
- $r = V/ (U)$: Le rapport de l'amplitude de référence sur l'amplitude de la porteuse.

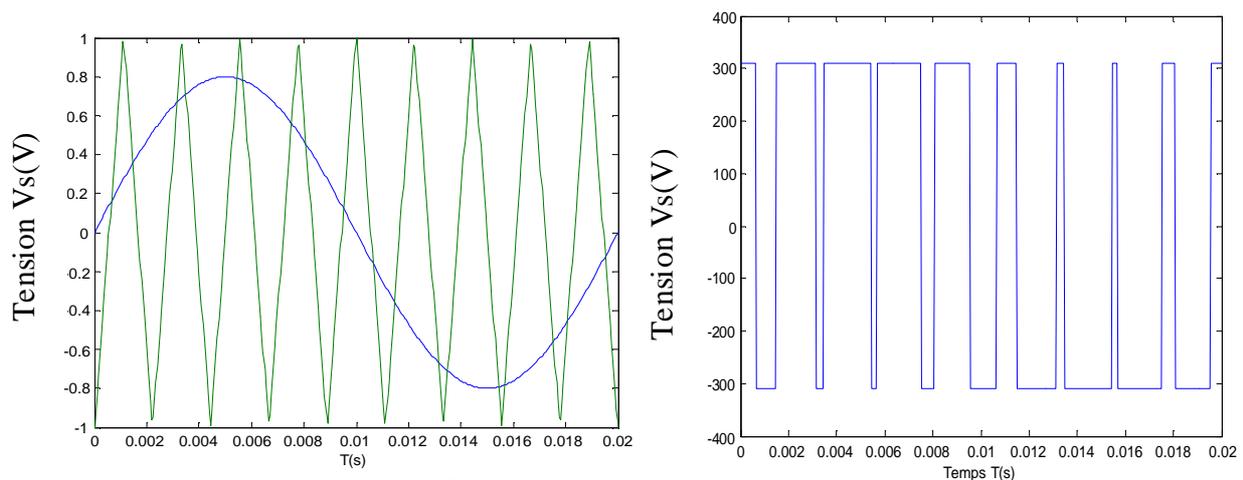
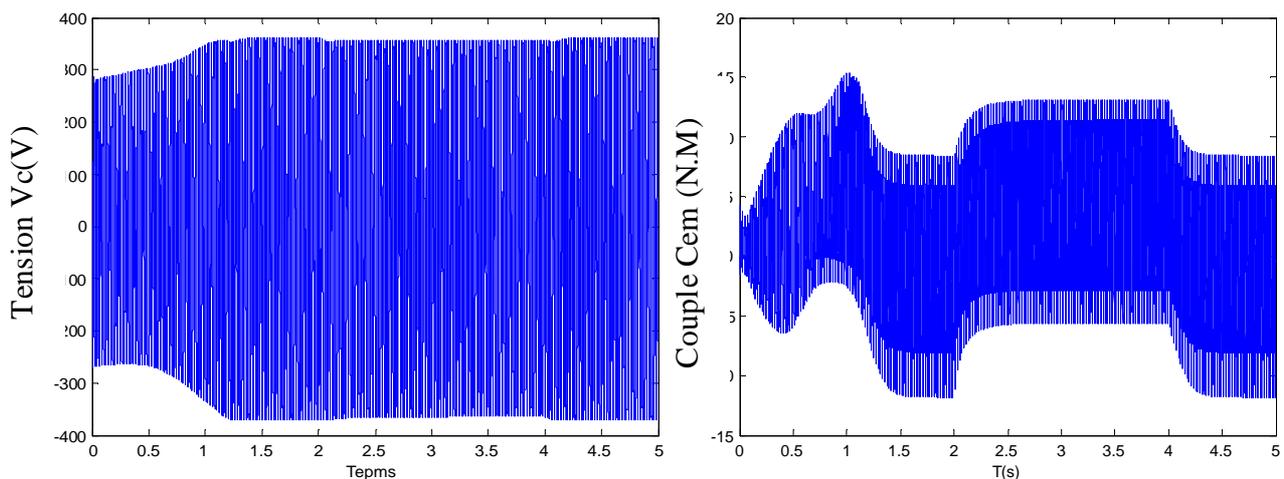


Figure (I-10) : Commande triangulo-sinusoidal avec porteuse
($r=0.8$, $m=15$).

I-5-Simulation et interprétation :

La figure (I-11) montre la porteuse et la tension de référence. Par la suite, nous avons simulé le comportement de la machine alimentée par l'onduleur monophasée Figure (I-11) ; Le courant $I(t)$ dans une phase de stator suit l'allure d'une sinusoïde avec des pics qui sont dus à la modulation ; le couple électromagnétique présente des pulsations, il oscille autour de sa valeur moyenne.



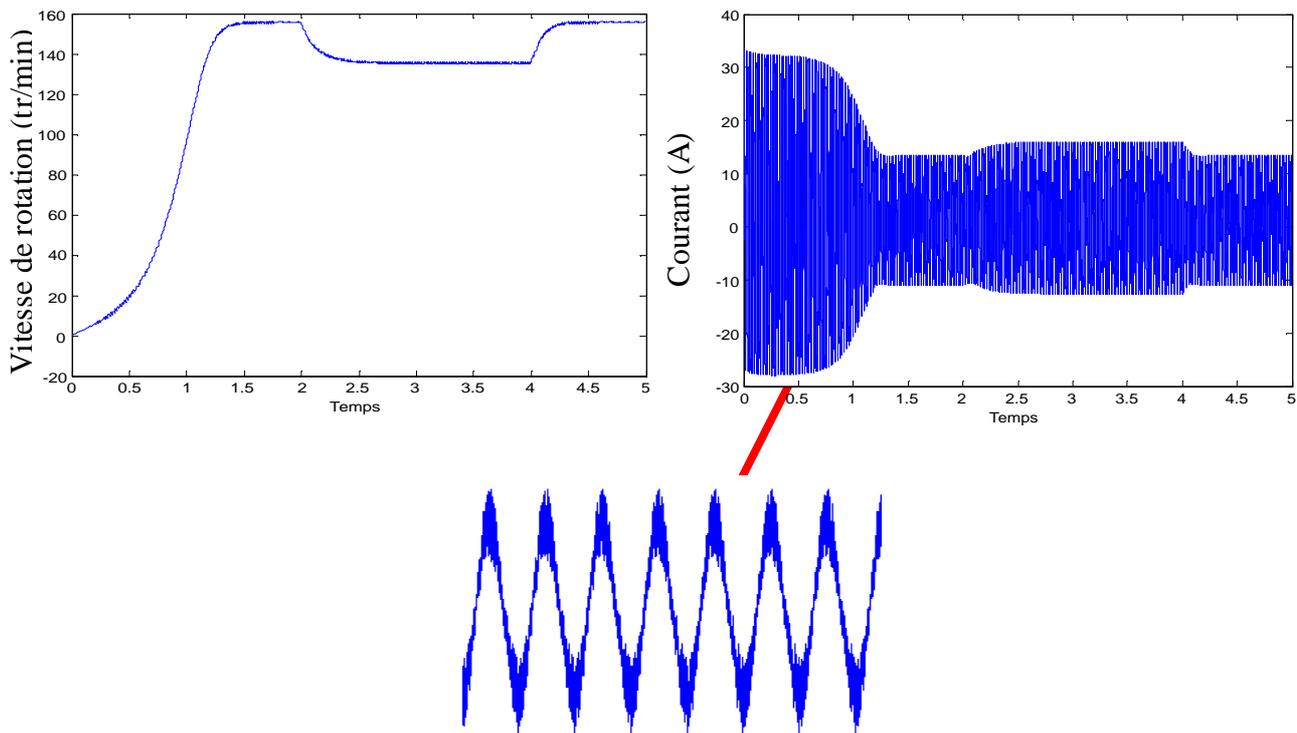


Figure (I-11) : Association MAS onduleur commandé en tension par MLI ($r=0.8$, $m=21$ $f=50\text{Hz}$ $Cr=5\text{ N.m}$).

Conclusion :

Dans ce premier chapitre, nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone monophasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, nous pouvons dire que :

. Le fonctionnement à vitesse variable de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent présente une certaine limitation, telle que la composante pulsatoire du couple électromagnétique, donc il est intéressant d'enlever le condensateur et d'alimenter séparément les deux phases statoriques de la machine.

On a présenté aussi la simulation de l'ensemble machine asynchrone monophasée – onduleur pour mieux voir le comportement de la machine face à l'alimentation en tension.

Nous avons constaté que :

- Le couple électromagnétique oscille toujours autour de sa valeur moyenne avec une fréquence de deux fois celle de la tension délivrée par l'onduleur.

Chapitre II:

Modélisation d'un convertisseur matriciel

Introduction :

Dans ce chapitre, on va étudier un convertisseur statique à structure matricielle qu'on appelle « **Convertisseur matriciel** ». Ce dernier permet la conversion directe alternative – alternative sans circuit intermédiaire continu caractérisant les convertisseurs conventionnels (redresseur - onduleur). Il se situe à l'intersection de deux axes, l'un est appelé axe de puissance et l'autre axe de commande (FigureII-1). Sa fonction est d'assurer le réglage de transition de la puissance électrique de la source vers le récepteur.

Ainsi il est primordial d'en établir le modèle de commande qui est déduit d'un modèle de connaissance du convertisseur, en utilisant les réseaux de Pétri, les fonctions de connexion et les fonctions de conversion.

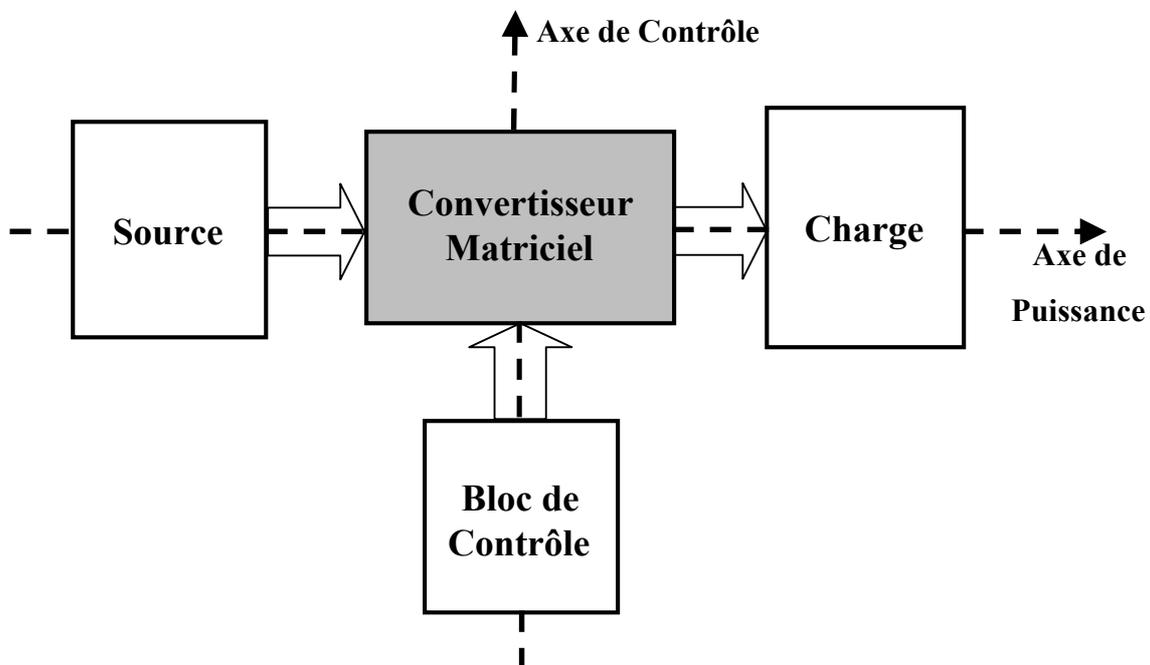


Figure (II-1) : Structure générale du système électrotechnique.

II- 1 Structure et fonctionnement d'un convertisseur matriciel 1 ϕ /1 ϕ :

II- 1- 1 Structure d'un convertisseur matriciel :

Le convertisseur matriciel est un convertisseur statique de fréquence, il permet la conversion directe c'est à dire sans avoir recours à un circuit intermédiaire continu. Ce dernier est la caractéristique principale des convertisseurs conventionnels redresseur - onduleur. Il

permet d'avoir en sortie une tension variable en amplitude et en fréquence à partir d'une entrée de tension fixe du réseau d'alimentation [10].

Ce convertisseur est caractérisé par une topologie matricielle de quatre interrupteurs (matrice $[2 \times 2]$), telle que les deux phases d'entrées du réseau sont interconnectées aux deux phases de sortie du convertisseur par le biais de commutateurs de puissance bidirectionnels.

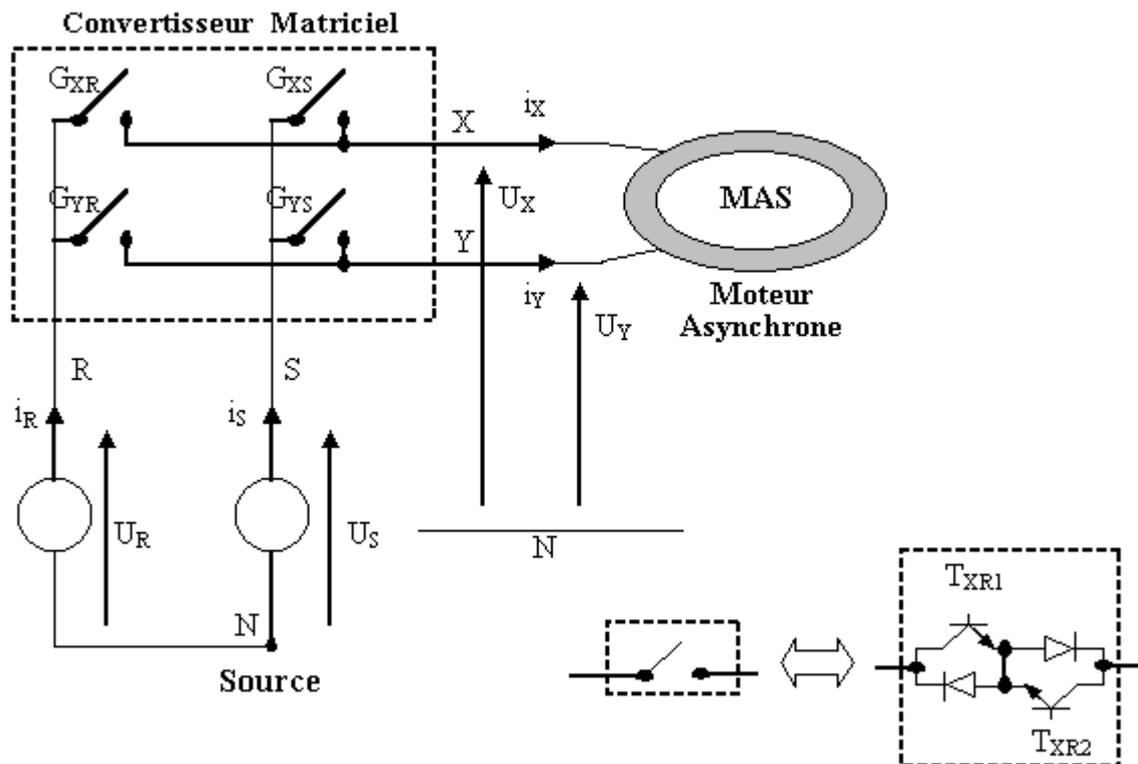


Figure (II- 2) : Schéma de principe d'un convertisseur matriciel.

II-1-2 Fonctionnement d'un convertisseur matriciel :

A partir de la topologie d'un convertisseur on constate l'existence de deux cellules de commutation (cellule X, cellule Y) et chacune d'elles porte deux interrupteurs. D'après les théories de probabilité on peut donc avoir 2^4 configurations possibles, car le convertisseur possède quatre interrupteurs et chacun peut être à l'état ouvert ou fermé.

Puisque le convertisseur idéalisé est un élément de couplage, le respect du principe de causalité conduit à des règles précises concernant le groupement d'interrupteurs formant le convertisseur :

- ❖ les sources situées de part et d'autre du groupement sont nécessairement de natures différentes.
- ❖ La continuité énergétique impose de ne retenir, parmi les configurations possibles de la partie opérative, que celles qui sont physiquement réalisables : une source de tension non nulle ne peut être mise en court circuit, une source de courant non nul ne peut être mise en circuit ouvert [11].

Finalement on déduit que pour chaque cellule un et un seul commutateur doit être fermé, ce qui réduit le nombre de configurations possibles à 2^2 .

II- 1- 3 Fonctionnement d'une cellule d'un convertisseur matriciel :

Vue la symétrie fonctionnelle des cellules de commutation par rapport à la commande, l'étude du convertisseur matriciel se limite à l'étude d'une cellule de commutation [12]. Dans chaque cellule on distingue deux configurations possibles qui sont caractérisées par des grandeurs électriques (Tableau.II-1).

La configuration	La grandeur électrique qui le caractérise
E_1	$U_X=U_R$
E_2	$U_X=U_S$

Tableau (II-1) : Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un convertisseur matriciel.

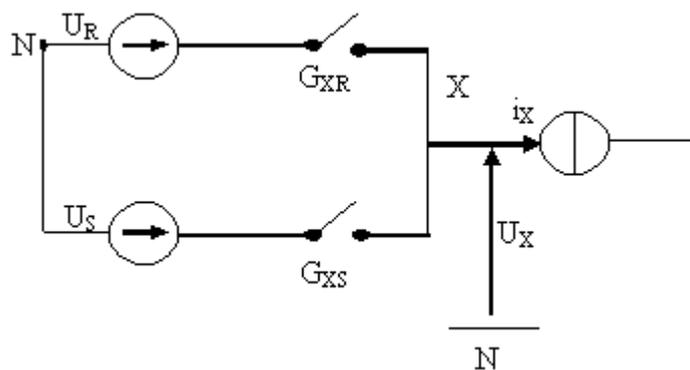


Figure (II- 3) : Schéma de principe d'une cellule de commutation d'un convertisseur matriciel.

II- 1-4 Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel et l'application des réseaux de Pétri :

Les réseaux de Pétri sont dédiés à la description des systèmes séquentiels. Les états stables sont appelés « **places** » et les conditions de passage d'une place à l'autre sont nommées « **transitions** ». Ils sont très souvent utilisés en conception logique pour décrire les machines d'états régissant le fonctionnement du système.

Nous pouvons utiliser les réseaux de Pétri en électronique de puissance pour décrire les différents états d'un composant. Prenons par exemple un interrupteur idéal commandable par un signal g . Si l'interrupteur est commandé (g), il est fermé et impose une tension nulle à ses bornes. S'il n'est pas commandé (\bar{g}), il est ouvert et impose donc un courant nul dans la branche dans laquelle il est inséré. Les réseaux de Pétri nous permettent de représenter très simplement un tel fonctionnement [12] :

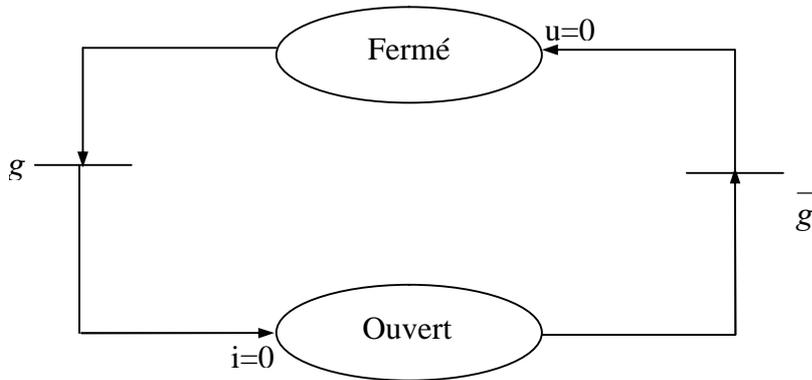


Figure (II-4) : Description d'un interrupteur idéal par réseau de Pétri.

II- 1- 4- 1 Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel :

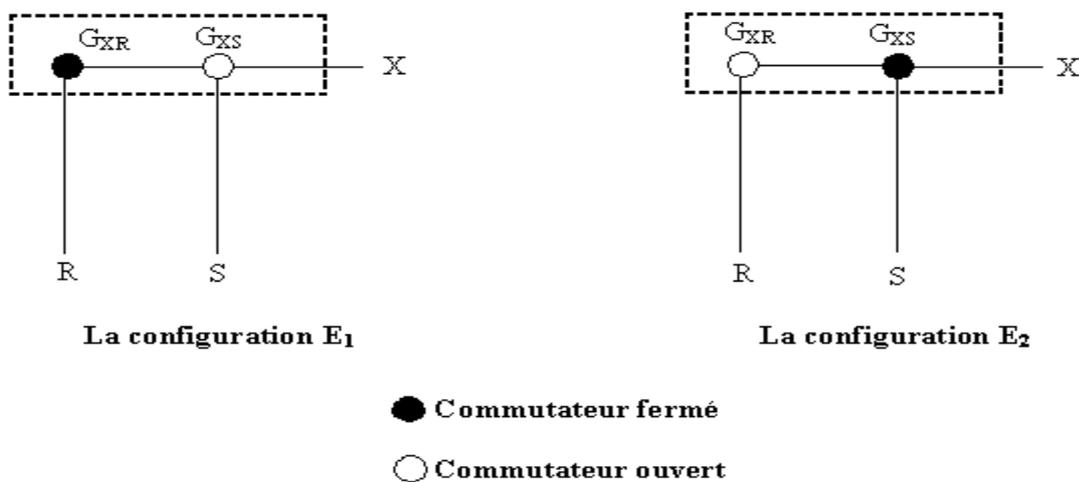


Figure (II-5) : Les deux configurations possibles d'une cellule de commutation d'un convertisseur matriciel.

II- 1- 4-2 Application des réseaux de Pétri à une cellule de commutation d'un convertisseur matriciel :

En analysant les conditions entre les différentes configurations possibles illustrées précédemment, on arrive à préciser les réceptivités du réseau de Pétri de fonctionnement d'une cellule de commutation d'un convertisseur matriciel, qui sont :

$$R_{12} = (E_1) \& (T_{RX}=0) \& (T_{SX}=1)$$

$$R_{21} = (E_2) \& (T_{SX}=0) \& (T_{RX}=1)$$

La variable R_{MN} représente la réceptivité de transition de la configuration E_M à la configuration E_N .

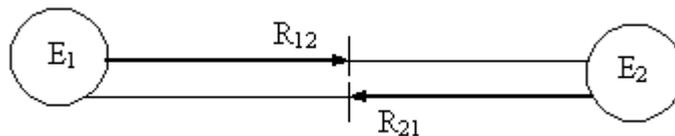


Figure (II-6): Réseau de Pétri en fonctionnement d'une cellule de commutation d'un convertisseur matriciel.

II- 2 Modélisation en vue de la commande :

II- 2- 1 Hypothèses :

- ✚ La commutation des interrupteurs est supposée parfaite.
- ✚ La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation.

II- 2- 2 Commandabilité des convertisseurs statiques :

Lorsque le changement d'état d'un convertisseur statique est imposé par l'évolution de la commande interne, la commutation est dite spontanée, sinon (commande externe), elle est dite commandée.

La commande interne est déterminée par le signe des grandeurs électriques de l'environnement de l'interrupteur (\mathbf{u} , \mathbf{i}). La commande externe correspond aux ordres logiques issus de la commande rapprochée [13].

Par définition, un interrupteur est déclaré totalement commandable si son changement d'état ne dépend que de la commande externe (commande des bases de semi conducteurs) [11].

II-2- 2- 1 Fonction et matrice de connexion des interrupteurs :

La fonction de connexion f_{ij} permet de lier entre les grandeurs électriques propres à l'interrupteur et les grandeurs imposées par les sources telles que [13]:

$$\begin{cases} i(t) = f_{ij}(t) i_s(t) \\ u(t) = (1 - f_{ij}(t)) u_s(t) \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

Avec :

- $f_{ij} = 1$ quand l'interrupteur G_{ij} est fermé.
- $f_{ij} = 0$ quand l'interrupteur G_{ij} est ouvert.
- $i = X, Y$ et $j = R, S$.
- (u, i) : grandeurs électriques propres à l'interrupteur (grandeurs modulées).
- (u_s, i_s) : grandeurs imposées par les sources connectées à interrupteur (grandeurs commutées).

L'ensemble des fonctions de connexion forme les éléments d'une matrice dite matrice de connexion $[F]$ telle que :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} \\ f_{YR} & f_{YS} \end{bmatrix} \quad (\text{II-2})$$

II-2- 2- 2 Fonction génératrice de connexion des interrupteurs :

On définit la fonction génératrice de connexion f_{ij}^g des interrupteurs G_{ij} comme étant la valeur moyenne de la fonction de connexion discontinue f_{ij} sur une période de commutation T (T supposée infiniment petite).

$$f_{ij}^g = \frac{1}{T} \int_0^T f_{ij}(\tau) d\tau \quad (0 \leq f_{ij}^g \leq 1) \quad (\text{II-3})$$

Avec $i = X, Y$ et $j = R, S$.

II-2-3 Modélisation aux valeurs instantanées :

II-2-3-1 Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion :

Dans ce qui suit, on considère par convention que le récepteur est une source de courant et que l'alimentation est une source de tension.

II-2-3-1-1 Matrice de conversion des courants :

Les courants modulés (\mathbf{i}_R et \mathbf{i}_S) de la source de tension sont liés simultanément à l'état des cellules de commutation et aux courants commutés délivrés par la source de courants (\mathbf{i}_X et \mathbf{i}_Y).

La conversion appliquée sur la source de courant peut être exprimée par :

$$[i] = [F]^T \cdot [i_s] \quad (\text{II-5})$$

Avec : $[i_s] = [i_X \ i_Y]^T$ Vecteur des courants commutés.

$[i] = [i_R \ i_S]^T$ Vecteur des courants modulés.

Donc :

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{YR} \\ f_{XS} & f_{YS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_X \\ i_Y \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

Que l'on note:

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M^I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_X \\ i_Y \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

La matrice $[M^I]$ ainsi obtenue est dite **matrice de conversion des courants**.

II- 2- 3- 1- 2 Matrice de conversion des tensions :

De même, les tensions composées et modulées (U_X, U_Y) aux bornes des sources de courants dépendent essentiellement de l'état des cellules de commutation et des tensions commutées (U_R, U_S) délivrées par la source de tension.

La conversion appliquée sur la source de tension peut être exprimée par :

$$[U] = [F][U_s] \quad (\text{II-8})$$

Avec :

$$[U_S] = [U_R \ U_S]^T \text{ Vecteur des tensions commutées.}$$

$$[U] = [U_X \ U_Y]^T \text{ Vecteur des tensions modulées.}$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} \\ f_{YR} & f_{YS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

Que l'on note :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M^U \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

La matrice $[M^U]$ ainsi obtenue est dite « **matrice de conversion des tensions** ».

II-2-3-2 La matrice de conversion d'un convertisseur matriciel :

La matrice de conversion du convertisseur matriciel permet de lier entre les grandeurs modulées et les grandeurs commutées des courants et des tensions et on l'exprime comme suivant :

$$[G_m] = [N(t)][G_c]$$

Avec :

$$[G_m] = [U_X \ U_Y \ i_R \ i_S]^T. \text{ Vecteurs des grandeurs modulées.}$$

$$[G_c] = [U_R \ U_S \ i_X \ i_Y]^T. \text{ Vecteurs des grandeurs commutées.}$$

Soit :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ i_R \\ i_S \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ i_X \\ i_Y \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

Avec :

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} [M^U] & [0] \\ [0] & [M^I] \end{bmatrix}.$$

La matrice $[N_g(t)]$ ainsi obtenue est dite : « **la matrice de conversion d'un convertisseur matriciel** ».

Finalement on aura donc :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ i_R \\ i_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} & 0 & 0 \\ f_{YR} & f_{YS} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & f_{XR} & f_{YR} \\ 0 & 0 & f_{XS} & f_{YS} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ i_X \\ i_Y \end{bmatrix} \quad (\text{II-12})$$

II-2-3-3 Modèle de connaissance du convertisseur matriciel :

Fondamentalement, le convertisseur matriciel est une matrice de commutateurs (interrupteurs) qui permet de lier entre deux sources différentes (source de courant et source de tension). Par conséquent son fonctionnement interne est lié à deux types de variables :

1. variables discrètes.
2. variables continues.

Les variables discrètes sont les ordres d'ouverture et de fermeture appliqués aux commutateurs correspondant à la commande des bases des semi-conducteurs (commande externe) et les variables continues sont issues des sources dont l'état généralisé constitue la commande interne.

Dés lors, le modèle de connaissance de ce convertisseur peut se décomposer en deux parties distinctes (figure. II-7) :

- **la partie commande** : elle établit la relation entre le réseau de Pétri du fonctionnement du convertisseur en mode commandable et les fonctions de connexion et de conversion.
- **La partie opérative** : elle détermine l'évolution des variables continues affectées par la matrice de conversion. De même, cette partie est décomposée en deux blocs, un bloc discontinu décrivant l'effet des fonctions de conversion sur les grandeurs électriques et un bloc continu contenant les équations d'état associés aux sources et aux éléments passifs.

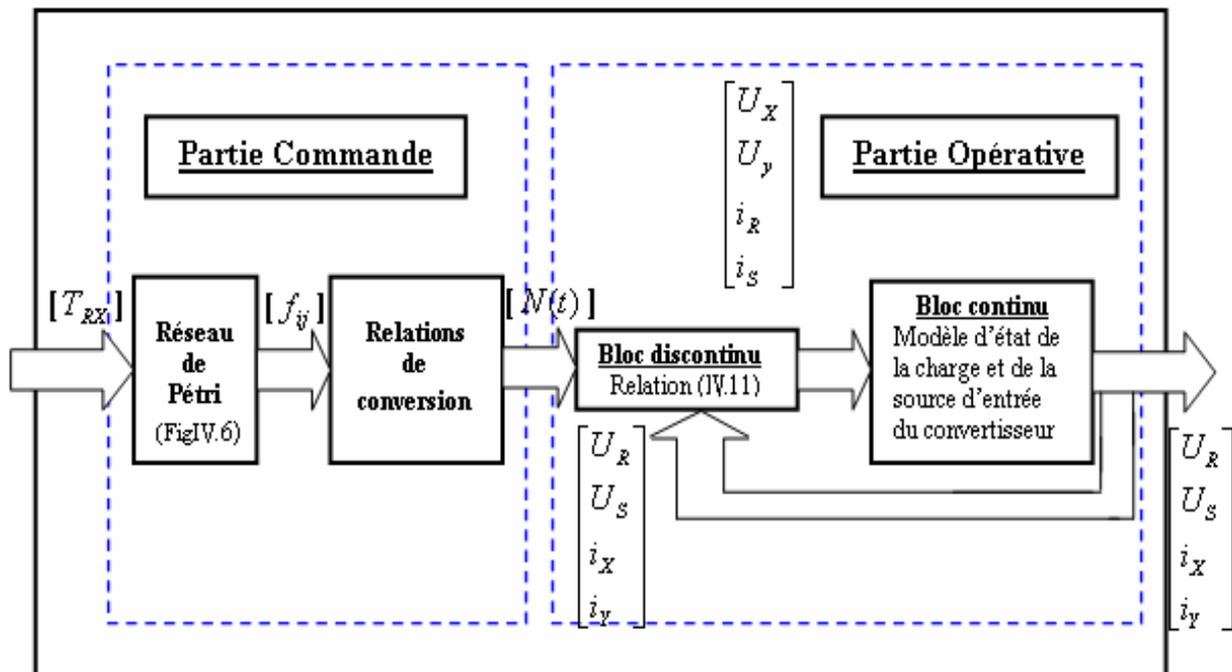


Figure (II-7) : Modèle de connaissance d'un convertisseur matriciel.

II- 1 Structure et fonctionnement d'un convertisseur matriciel 3 ϕ /1 ϕ :

II- 1- 1 Structure d'un convertisseur matriciel 3 ϕ /1 ϕ :

Ce convertisseur est caractérisé par une topologie matricielle de six interrupteurs, telle que les trois phases d'entrées du réseau sont interconnectées aux deux phases de sortie du convertisseur par le biais de commutateurs de puissance bidirectionnels.

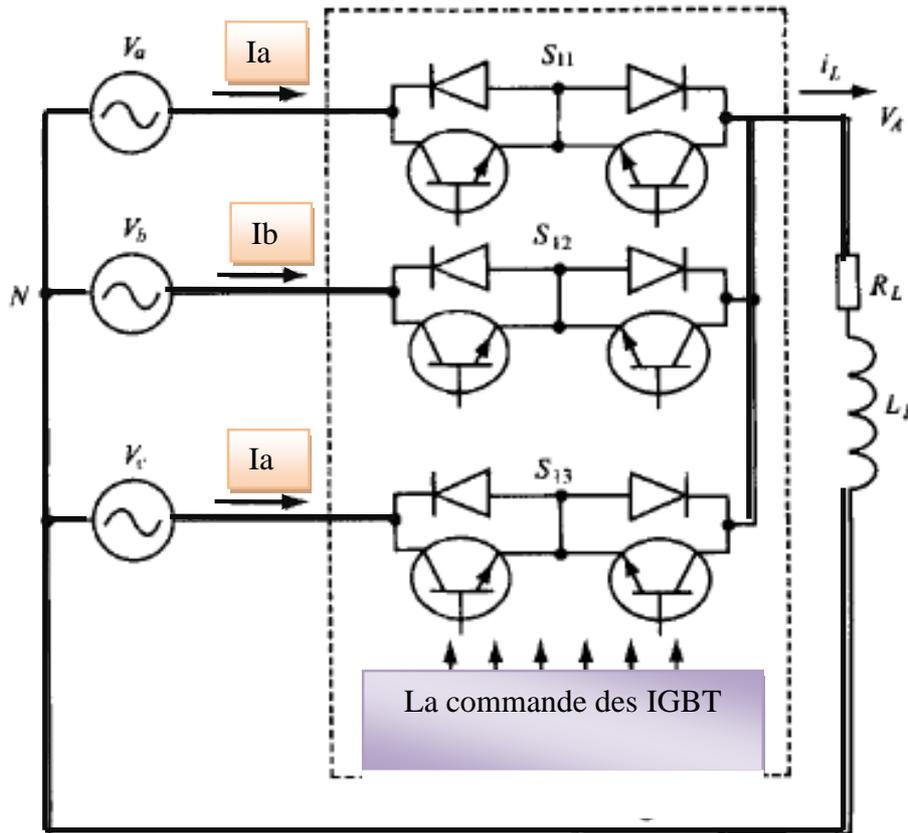
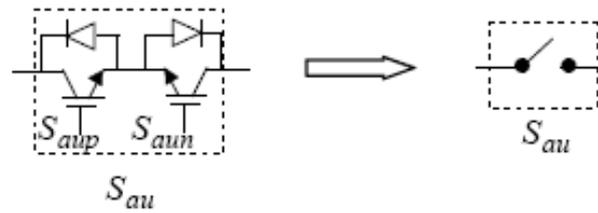


Figure (II- 8) : Schéma de principe d'un convertisseur matriciel.

II- 1- 2 Fonctionnement d'un convertisseur matriciel 3 ϕ /1 ϕ :

Les commutateurs de puissance utilisés dans ce convertisseur sont bidirectionnels en courant et en tension (fig.II.9). C'est-à-dire, ils permettent de conduire le courant dans les deux sens et de bloquer les tensions des deux polarités. Dans notre étude, nous supposons que chaque commutateur est modélisé par un interrupteur bidirectionnel commandable à l'ouverture et à la fermeture (figure II.9).



Figure(II.9) Interrupteur bidirectionnel équivalent

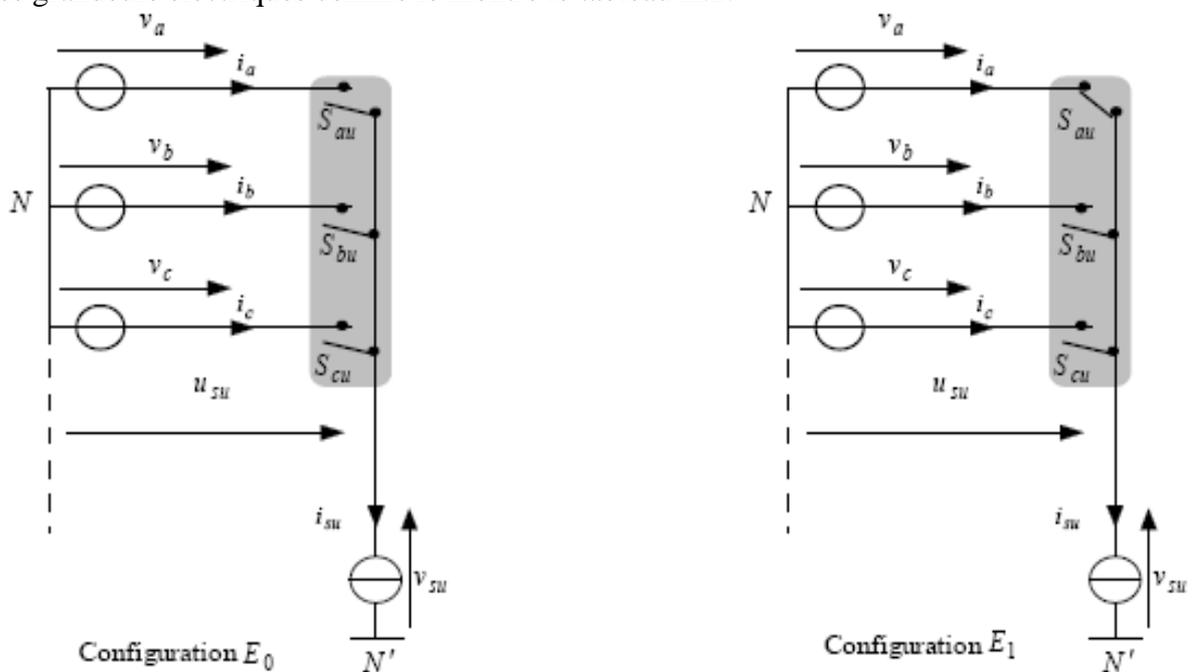
Nous supposons également que :

- La commutation des interrupteurs est supposée parfaite.
- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la valeur des tensions d'alimentation.

Le schéma de principe du convertisseur est montré à la figure, il faut qu'à un instant donné, on ait un et un seul interrupteur qui soit fermé afin d'éviter le circuit ouvert pour la source de courant et le court-circuit pour la source de tension.

II.1.2.3 Fonctionnement de commutation d'un 3φ/1φ :

Les cellules de commutation ainsi définies précédemment possèdent une symétrie fonctionnelle, et par suite une symétrie par rapport à la commande. Une cellule de commutation présente quatre configurations possibles (fig.II.10). Chacune des configurations est caractérisée par des grandeurs électriques comme le montre le tableau II.2.



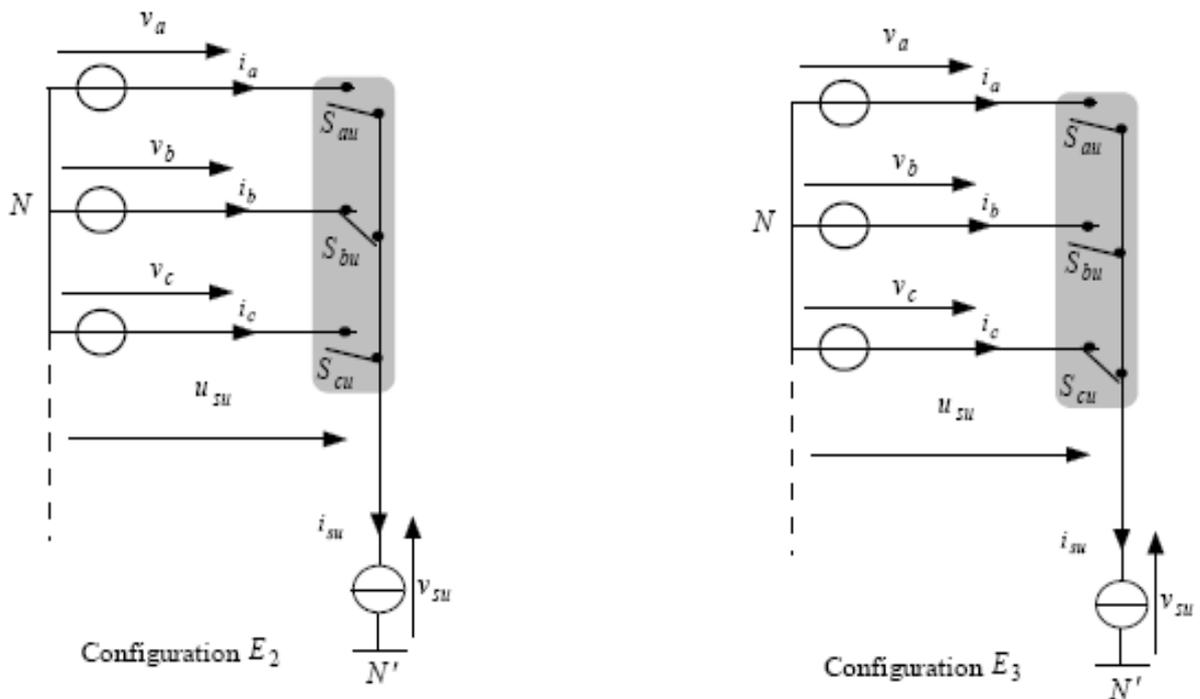


Figure. II.10 Les quatre configurations possibles d'une cellule de commutation du MC

Tableau II.2 Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible

Configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
E_1	$u_{su} = v_a$
E_2	$u_{su} = v_b$
E_3	$u_{su} = v_c$

II.1.2.4 Fonction de connexion des interrupteurs :

On définit la fonction de connexion F_i de chaque interrupteur S_j comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci :

$$\begin{cases} F_i = 1 & \text{si l'interrupteur } S_i \text{ est fermé} \\ F_i = 0 & \text{si l'interrupteur } S_i \text{ est ouvert} \end{cases}$$

avec $i \in \{1,2,3\}$

II.1.2.5 Fonctions génératrices de connexion des interrupteurs :

On définit la fonction génératrice de connexion \mathbf{F}_i des interrupteurs S_j comme étant la valeur moyenne sur une période de commutation ($seq T$) supposée infiniment petite[14]:

$$F_i = \left[\frac{1}{T_{seq}} \int_{(k)T_{seq}}^{(k+1)T_{seq}} F_i(t) dt \right]_{T_{seq} \rightarrow 0} \quad (\text{II-13})$$

avec $K \in N, 0 \leq F_i(t) \leq 1$

II.1.2.6-Modèle de connaissance d'un convertisseur matriciel :

II.1.2.6.1-Commande complémentaire :

Afin d'éviter les courts-circuits des sources de tension, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte la commande complémentaire suivante :

$$\mathbf{T_a+T_b+T_c=1 ;}$$

Avec **Ta** la commande externe des transistors **Sap** et **San** de l'interrupteur **Sa**.

Avec la commande complémentaire ainsi définie et en mode commandable, le réseau de Petri du fonctionnement d'une cellule de commutation d'un convertisseur matriciel se simplifie à trois configurations. Le réseau de Petri obtenu dans ces conditions est représenté à la figure II.8.

On analyse les conditions entre les différentes configurations possibles illustrées précédemment, on arrive à préciser les réceptivités du réseau de Pétri de fonctionnement d'une cellule de commutation de convertisseur matriciel, qui sont

$$\begin{aligned} R_{12} &= (E_1) \& (T_{RX} = 0) \& (T_{SX} = 1) \\ R_{13} &= (E_1) \& (T_{RX} = 0) \& (T_{TX} = 1) \\ R_{21} &= (E_2) \& (T_{SX} = 0) \& (T_{RX} = 1) \\ R_{23} &= (E_2) \& (T_{SX} = 0) \& (T_{TX} = 1) \\ R_{31} &= (E_3) \& (T_{TX} = 0) \& (T_{RX} = 1) \\ R_{32} &= (E_3) \& (T_{TX} = 0) \& (T_{SX} = 1) \end{aligned}$$

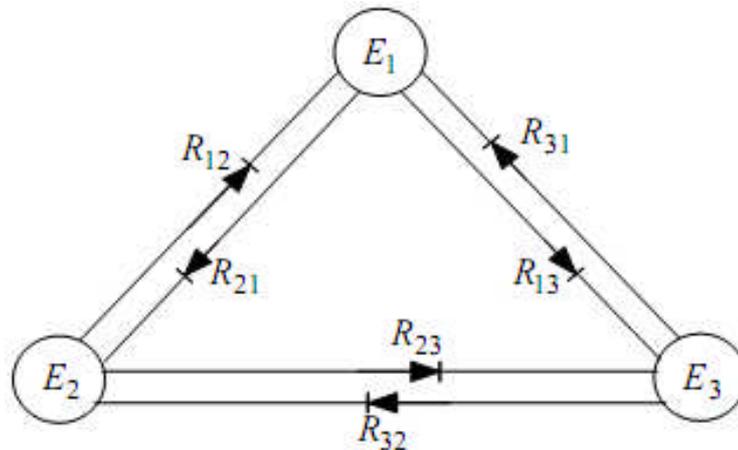


Figure. II.8 Réseau de Pétri de fonctionnement d'une cellule du convertisseur

matriciel en mode commandable.

II.1.2.6.2-Fonction de conversion :

Les fonctions de conversion sont des coefficients permettant en général d'établir une relation entre grandeurs commutées et grandeurs modulées de même nature. Ces coefficients se rangent dans une matrice dite matrice de conversion.

$$V_s = \begin{bmatrix} F_1 & F_2 & F_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ V_{i3} \end{bmatrix} \quad (\text{II-14})$$

D'où :

$$V_s = F_1 V_{i1} + F_2 V_{i2} + F_3 V_{i3}$$

On désigne par :

$$\begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ V_{i3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ V_{i3} \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi / 3) \\ \cos(\omega_i t + 4\pi / 3) \end{bmatrix} \quad (\text{II-15})$$

$[V_i]$: est la vecteur colonne des tensions simples sinusoïdales d'entrées, de pulsation $\omega_i = 2\pi \cdot f_i$ et d'amplitude V_{im} formant un système équilibré fournie par la source.

V_s tension de sortie.

Où F_i : sont les coefficients de modulation (duty-cycles).

Conclusion :

Dans ce chapitre, on a décrit le fonctionnement du convertisseur matriciel, en donnant la modélisation des interrupteurs et le fonctionnement d'une cellule de commutation.

Pour pouvoir modéliser le convertisseur matriciel on a présenté les différentes configurations possibles en utilisant les réseaux de Pétri et les critères de commandabilité, on a montré également que le fait qu'on ait modélisé l'interrupteur d'un convertisseur matriciel par deux diodes et deux transistors a réduit largement le nombre de configurations possibles d'un convertisseur matriciel.

Afin de commander le convertisseur matriciel, on a élaboré le modèle de connaissance du convertisseur en s'appuyant sur la modélisation d'un convertisseur matriciel ainsi que les fonctions de connexion.

Chapitre III:

Stratégie de commande d'un convertisseur

matriciel

Introduction :

Dans ce chapitre, on a étudié plusieurs stratégies de modulations adaptées à la commande du convertisseur matriciel, ces différentes stratégies sont citées dans l'ordre.

Monophasé/ Monophasé 1φ/1φ :

- La commande MLI.

Triphasé/ Monophasé 3φ/1φ :

- méthode de M.VENTUTINI.
- méthode de ROY.
- méthode MLI à Trois Intervalles.
- méthode scalaire PH.D.

III.1. Commande à MLI pour monophasé/ monophasé 1φ/1φ :

III.1.1- Le schéma d'un convertisseur matriciel 1φ/1φ :

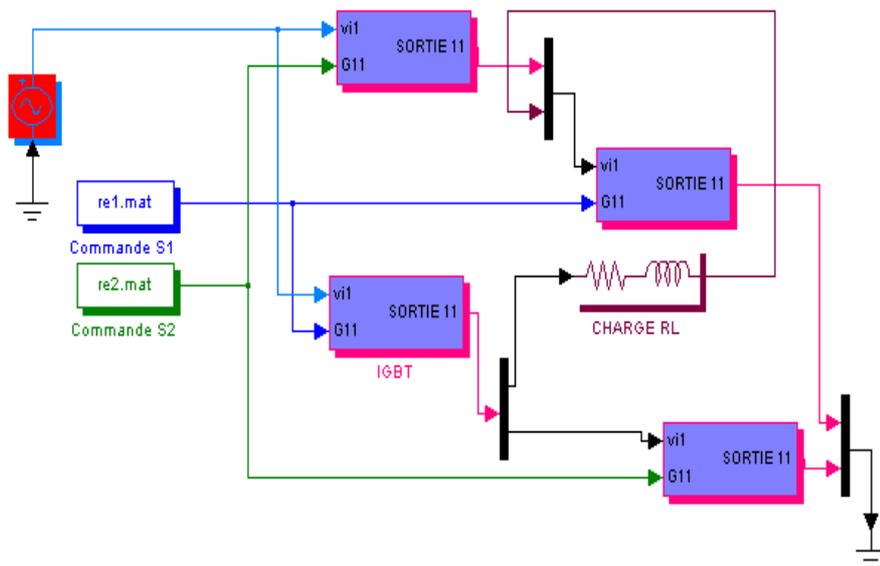


Figure III.1-bloc simulation d'un convertisseur matriciel monophasé alimentant une charge RL

III.1.2- stratégie de commande à MLI :

Le principe de cette stratégie consiste à comparer un signal sinusoïdal de référence à une porteuse triangulaire ou dent de scie. Ainsi il suffit de varier la fréquence de la porteuse pour varier la fréquence et la valeur efficace de la tension de sortie, figure (III-1)

Telle que :

- $-m=f_p/f_0$: L'indice de modulation est le rapport entre la fréquence de porteuse sur la fréquence de référence, qui permet de varier la fréquence de la tension de l'alimentation [9].
- r : l'amplitude de la tension de référence.

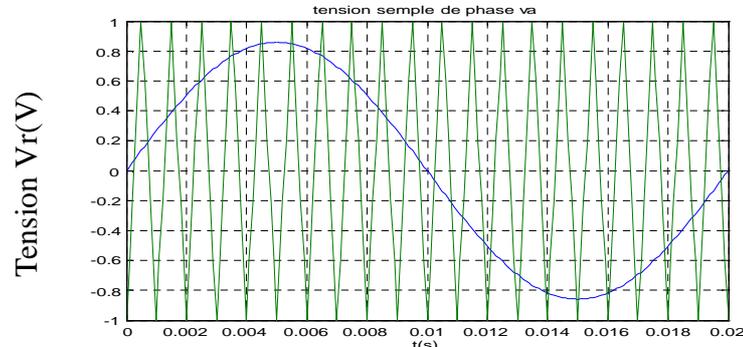


Figure (III-2) : Commande triangulo-sinusoidal avec porteuse ($r=0.8, m=21, F_0=50$).

III.1.3- Le résultats de simulations :

La tension désirée a pour paramètre $V_{im}=220 \cdot \sqrt{2}$ (2), $F_i=50$,
Avec une charge ($R=10, L=0.61H$).

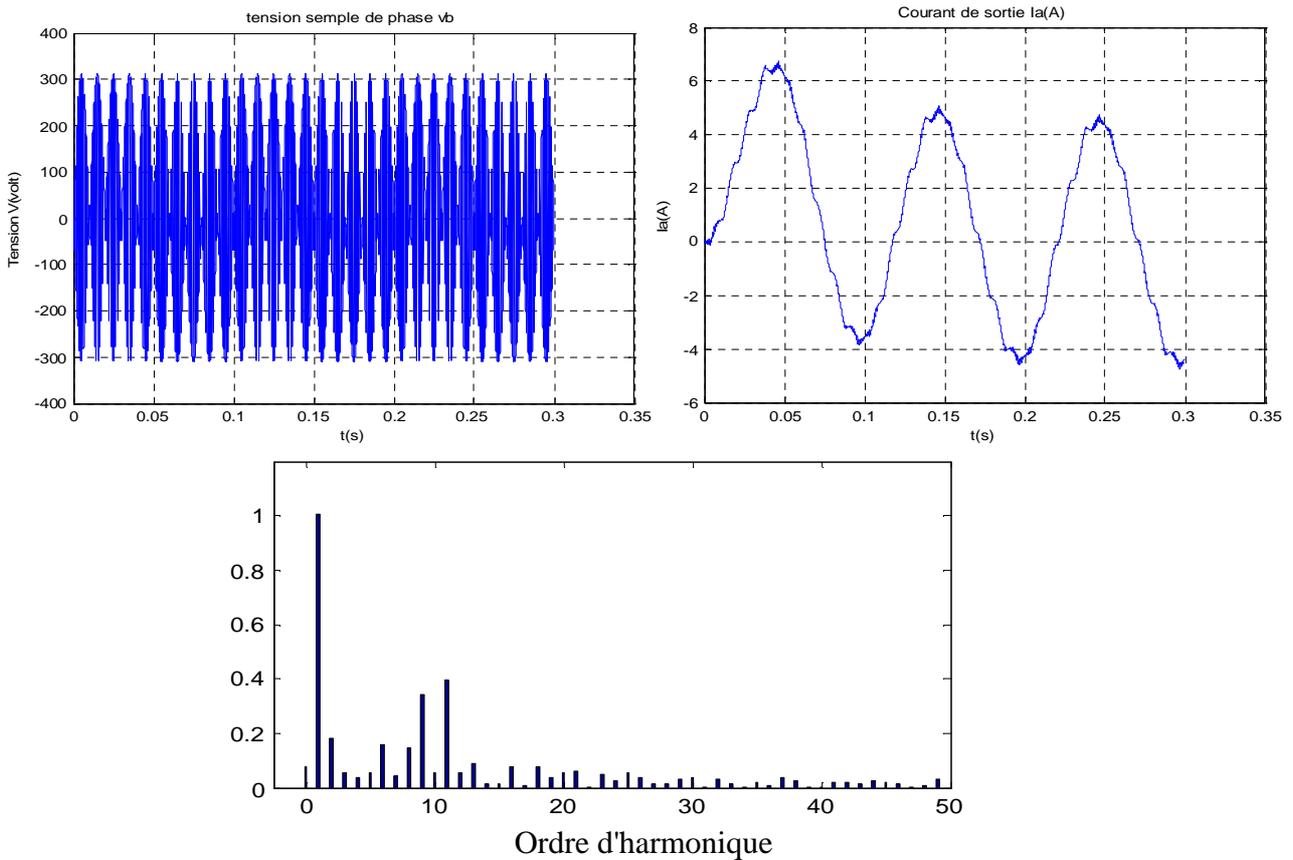


Figure (III-3-a)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=10Hz, r=0.86, F_s=1000Hz$

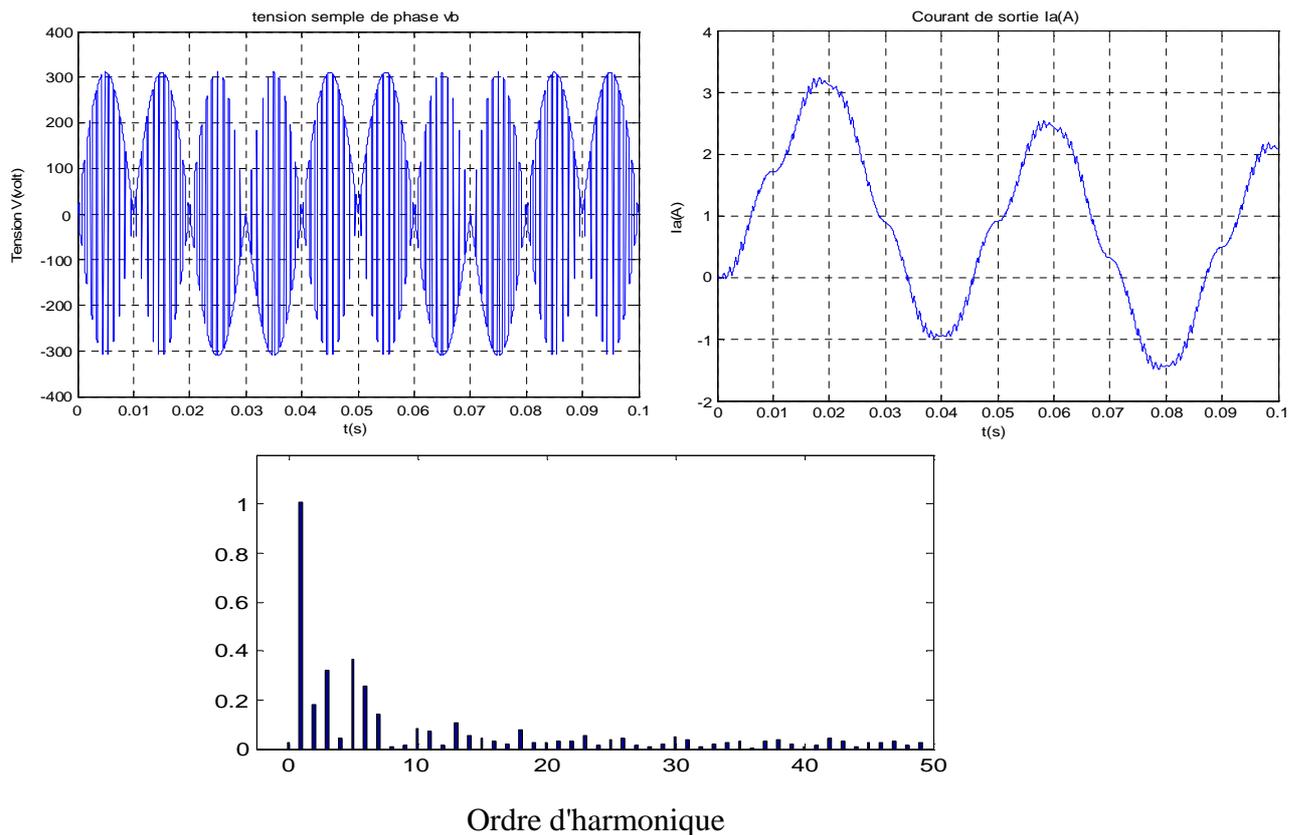


Figure (III-3-b)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

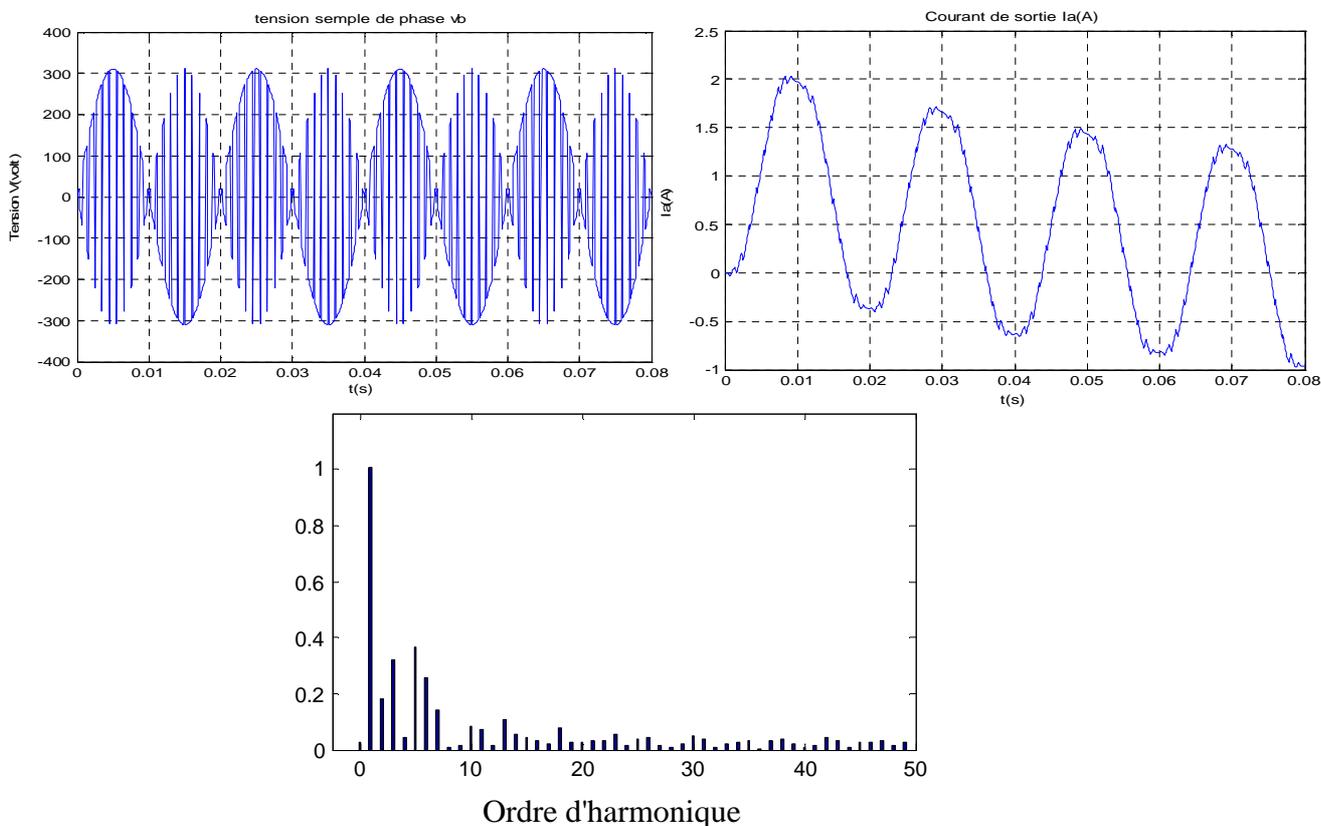


Figure (III-3-c)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

III.1.4-Interprétation des résultats de simulation :

La tension de sortie du convertisseur matriciel pour les différentes fréquences désirées (10,25 et 50Hz) est synthétisée à partir de la tension monophasé d'entrée (l'enveloppe de la tension de sortie oscille entre $(-220\sqrt{2} \text{ V}$ et $220\sqrt{2} \text{ V})$, pour les convertisseurs matriciels monophasés, l'analyse spectrale fait toujours apparaître deux harmoniques principaux qui ont pour fréquence celle qui est désirée soit (10 ou 25Hz) pour l'un et l'autre qui n'est que celui de la tension d'entrée donc de fréquence 50Hz. Les deux harmoniques confondent lorsque la fréquence désirée et la fréquence d'entrée ont la même valeur.

La forme du courant dans la charge est sinusoïdale, elle s'améliore lorsque on augmente la fréquence séquentielle et devient plus lisse. On peut déduire la fréquence désirée à la sortie d'un convertisseur matriciel à partir des figures représentant le courant dans la charge R-L sans passer par l'analyse spectrale.

III.1.5 Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone :

On va étudier les performances de l'association d'un convertisseur matriciel à la MAS. Le convertisseur est commandé par la MLI dont l'indice de modulation $m = 21$, pour des différentes fréquences f_0 , on simule les grandeurs suivantes : (figure.III-4, III-5).

1. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.
2. le courant statorique I (A) transitoire et permanent de sortie du convertisseur alimentant la machine asynchrone.
3. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone.
4. la tension V_c .

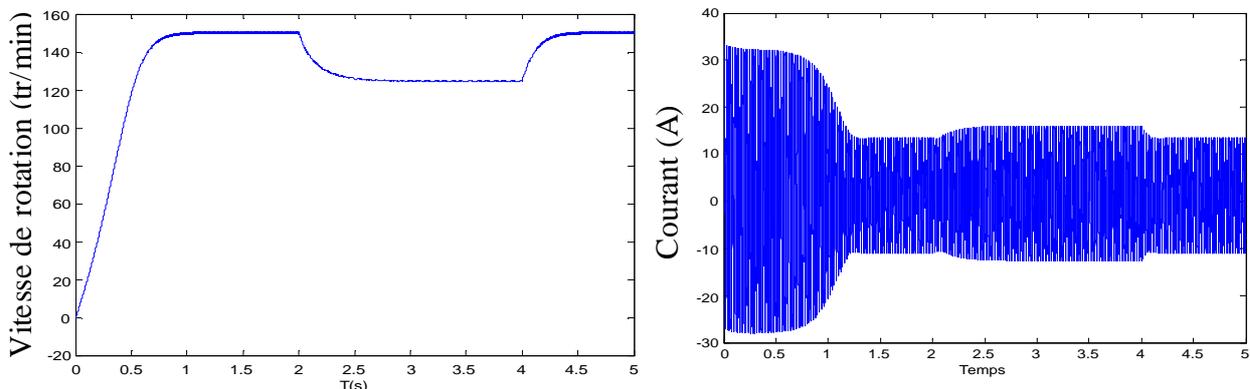


Figure (III-4-a) : Formes du courant statorique, de la vitesse rotorique ($F_0=50\text{Hz}$, $C_{em}=5\text{N.m}$ entre $t=2\text{s}$ et $t=4\text{s}$).

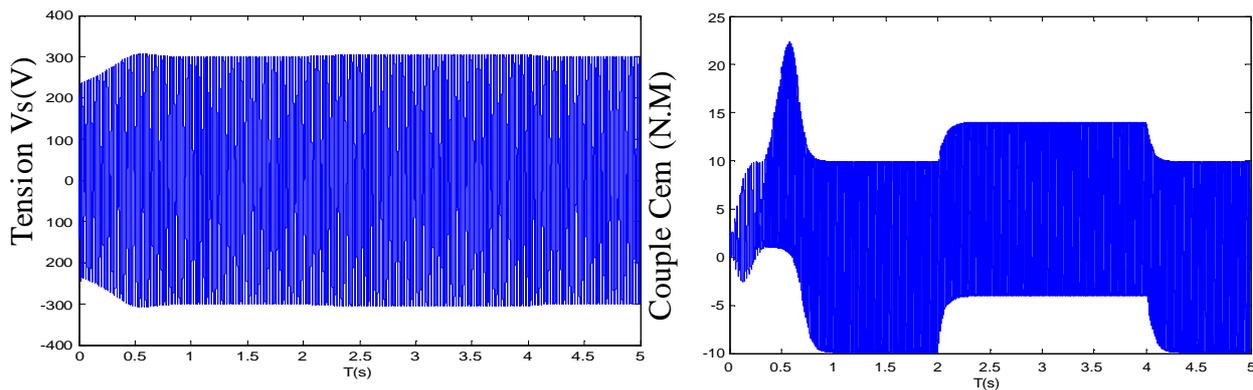


Figure (III-4-a) : Formes du couple électromagnétique et de tension V_c ($F_0=50\text{Hz}$, $C_{em}=5\text{N.m}$ entre $t=2\text{s}$ et $t=4\text{s}$).

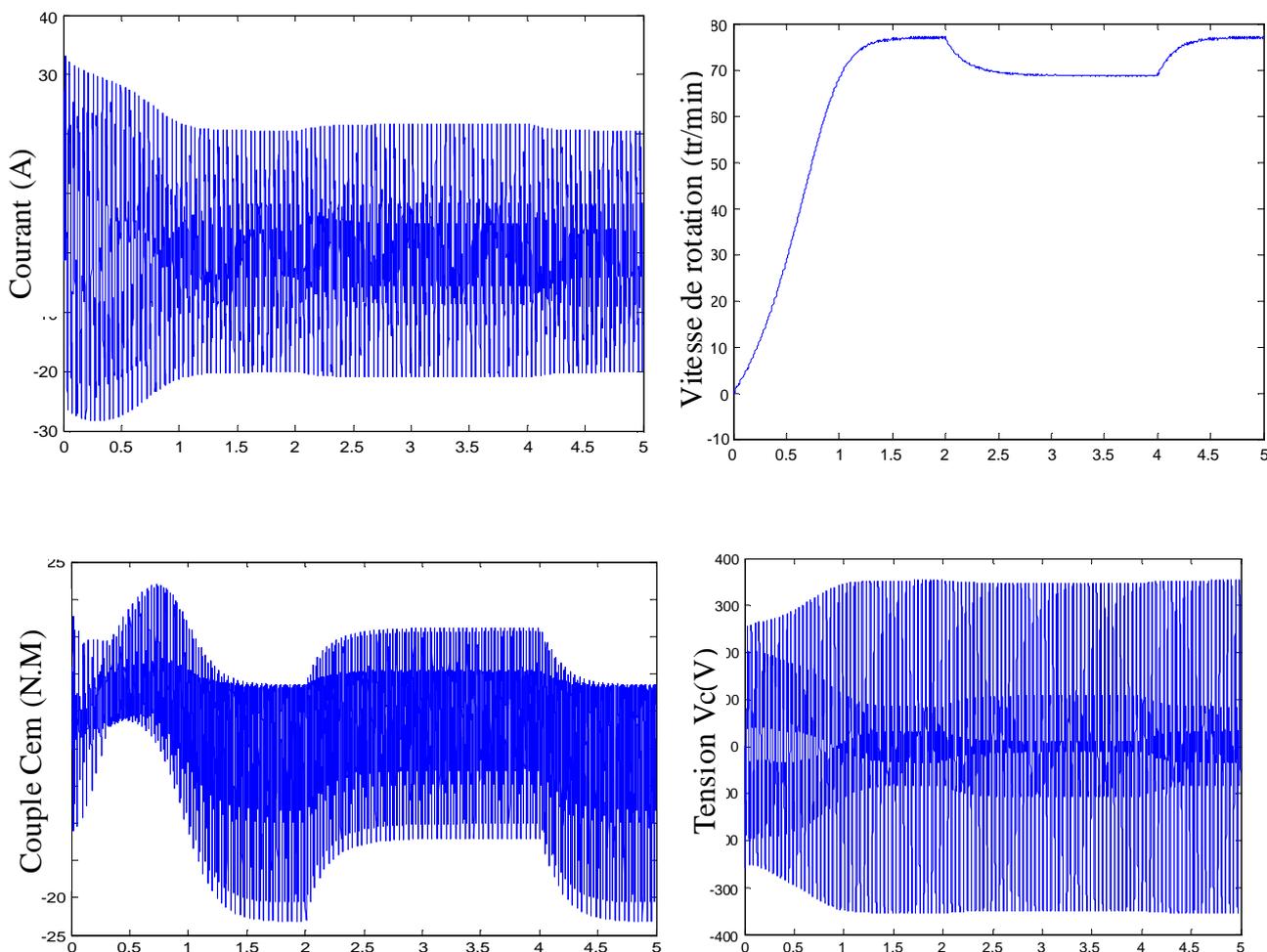


Figure (III-4-b) : Formes du courant statorique, de la vitesse rotorique, couple électromagnétique et de tension V_c ($F_0=25\text{Hz}$, $C_{em}=5\text{N.m}$ entre $t=2\text{s}$ et $t=4\text{s}$).

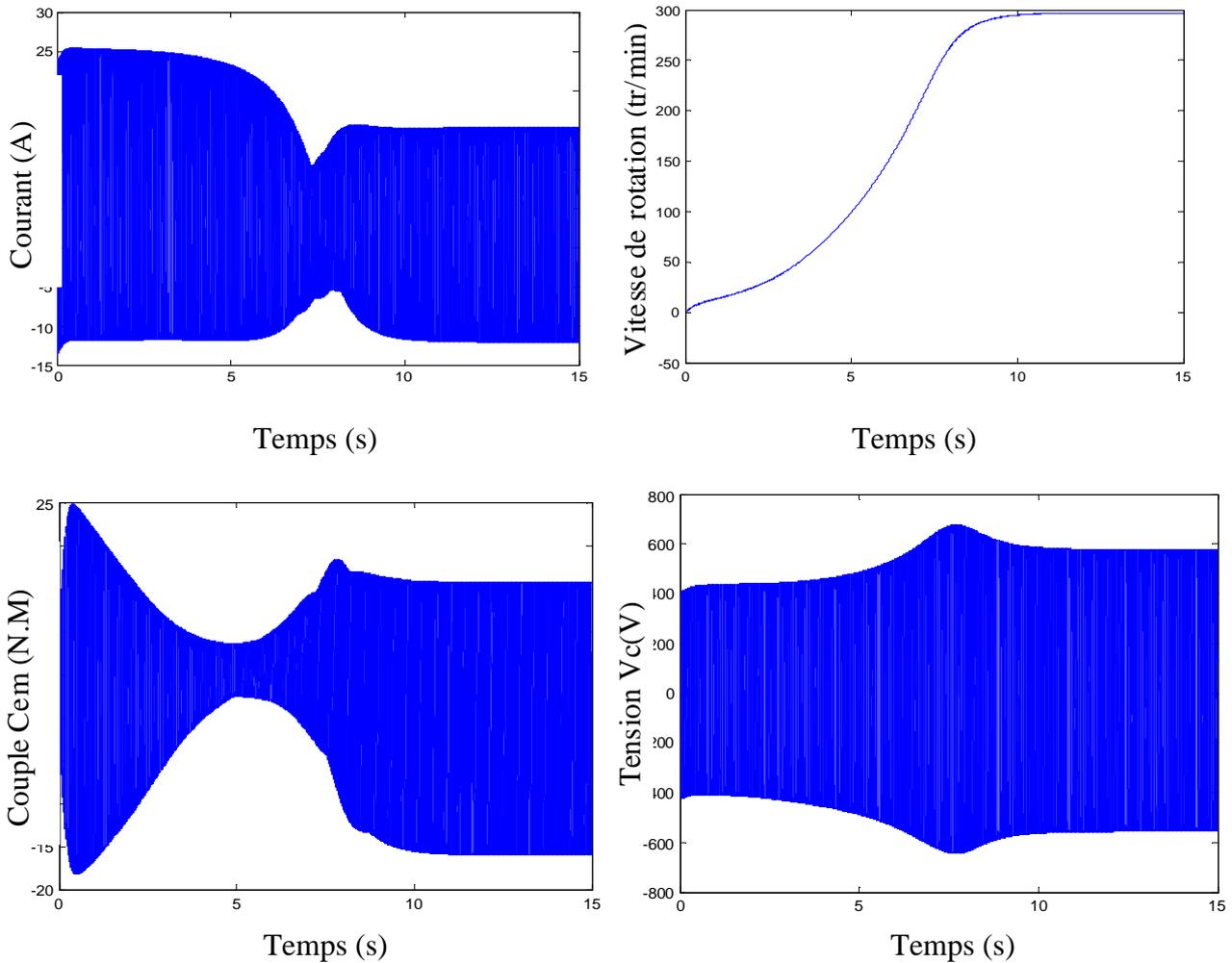


Figure (III-4-c) : Formes du courant statorique, de la vitesse rotorique, couple électromagnétique et de tension Vc (Fo=100Hz, à vide).

III.1.6 Interprétation des résultats :

Le moteur asynchrone à vide répond bien au changement de sa fréquence lorsqu'il alimenté par le convertisseur matriciel, car pour une fréquence de 25 Hz la vitesse atteint les 75tr/mn lorsque la fréquence est de 50Hz, même constatation lorsque la fréquence est de 100Hz la vitesse rotorique atteint les 300tr/mn donc le moteur asynchrone monophasé, a un fonctionnement normal quant il est alimenté par le convertisseur matriciel.

L'allure du couple électromagnétique est typique aux moteur asynchrone monophasé, elle présente de grandes oscillations, car ce couple est du à un champ magnétique pulsant.

La forme du courant statorique est se stabiliser à une valeur qui dépend de la charge à entraînée donc du couple résistant.

III.2. L'algorithme de contrôle de Venturini :

III.2.1. Principe de la méthode :

La sélection de chaque phase d'entrée durant une séquence forme les signaux on de sortie et courant d'entrée) de sortie du convertisseur pour des périodes bien ides dans le temps. La tension de sortie est formée à partir de segments des trois oins d'entrée. Le courant d'entrée est formé de segments des trois courants de sortie. Le but de déterminer le comportement du convertisseur matriciel à des fréquences de sortie inférieures à la fréquence de commutation ($1/T_{se}$) un cycle de commutation peut être défini pour chaque interrupteur (exemple : $F_1=T_1/T_{se}$) tel que au T_1 se réfère à l'interrupteur qui lie la ligne d'entrée A et la sortie).

Ces fonctions continues du temps peuvent être alors utilisées pour définir et comparer les stratégies de modulation. On a alors le modèle de l'équation de sortie écrit comme suivants :

$$\text{Sortie} = \mathbf{M}_1 * \mathbf{V}_1 + \mathbf{M}_2 * \mathbf{V}_2 + \mathbf{M}_3 * \mathbf{V}_3 \quad (\text{III.1})$$

Les équations présidant peuvent être présentées sous une forme plus compacte ou $[F(t)]$ représente le vecteur de connexion :

$$V_{\text{sortie}} = [M(t)] V_i(t) \quad (\text{III.2})$$

Il y a seulement une ligne d'entrée qui peut être connectée à la sortie du convertisseur et à n'importe quel moment dans le temps. Cette contrainte peut être exprimée comme suit :

$$\sum_{i=1,2,3} M(t) = 1 \quad (\text{III.3})$$

Une des deux solutions à ce problème trouvée par Alesia et Venturini [15] et adoptée pour la modulation s'écrit :

$$M(t) = \frac{1}{3} \left[1 + 2q \cos(\omega_m) \quad 1 + 2q \cos(\omega_m) - \frac{2\pi}{3} \quad 1 + 2q \cos(\omega_m) + \frac{2\pi}{3} \right] \quad (\text{III.4})$$

Avec $W_m = W_s - W_i$

L'utilisation de cette méthode nous mène à une valeur maximale de 0.5 pour le rapport de transformation (q) que le convertisseur peut atteindre [16].

Les fonctions de modulation peuvent être écrites comme suit :

$$M_i(t) = \frac{T_i}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2V_i V_o}{V_{em}} \right] \quad (\text{III.5})$$

avec $i = a, b, c$

La tension maximale de sortie a été augmentée à 86% de la tension d'entrée par la modification de la tension de sortie désirée, en incluant l'harmonique d'ordre trois (03) de la tension

d'entrée et celle désirée [17]. L'allure de la tension de sortie désirée parcourt presque toute l'enveloppe de la tension d'entrée. Cet harmonique d'ordre trois va être éliminé dans une charge triphasée. Dans ce cas l'équation (III.6) devient :

$$M_i = \frac{T_i}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2V_i V_{sortie}}{V_{em}} + \frac{4g}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_e t - \beta_i) \sin(3\omega_e t) \right] \quad (III.6)$$

$$i = a, b, c$$

$$\beta_i = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3} \text{ pour } i = a, b, c$$

La limitation du rapport de transformation à 86%, a souvent été citée comme un inconvénient majeur du convertisseur matriciel. En effet, il constitue vraiment un problème lorsqu'on à utiliser une charge à partir d'une alimentation appropriée. Si on a la possibilité de spécifier la tension de la charge, alors la limitation du rapport de transformation ne sera plus un problème.

Les formes des fonctions M1, M2, M3 sur une période est représentée ci-dessous (figure.III.5) :

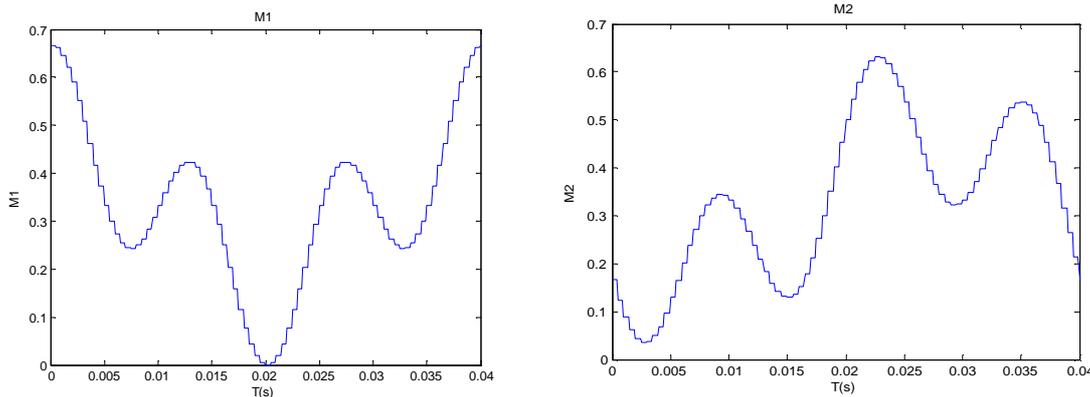


Figure (III-5) : Les différents signaux M1, M2 de la stratégie de Venturini.

III.2.2-Technique de commutation :

Durant chaque séquence k (période de pulsation) La valeur moyenne des tensions de sortie sont donné par :

$$v_{sortie}^k = v_{i1}^k m_1^k + v_{i2}^k m_2^k + v_{i3}^k m_3^k \quad (III.7)$$

On à donc la phase de sortie est donné par :

$$v_{01} = \begin{cases} v_{i1} & 0 \leq t - (K-1)T_P < m_1^k T_P \\ v_{i3} & (m_1^k)T_P \leq t - (K-1)T_P < (m_1^k + m_2^k)T_P \\ v_{i3} & (m_1^k + m_2^k)T_P \leq t - (K-1)T_P < (m_1^k + m_2^k + m_3^k)T_P \end{cases} \quad (III.8)$$

Avec $K = 1, 2, 3, 4, \dots, \infty$.

$$\sum_{i=1}^3 m_i^k = m_1^k + m_2^k + m_3^k \quad \text{et} \quad 0 < m_i^k < 1$$

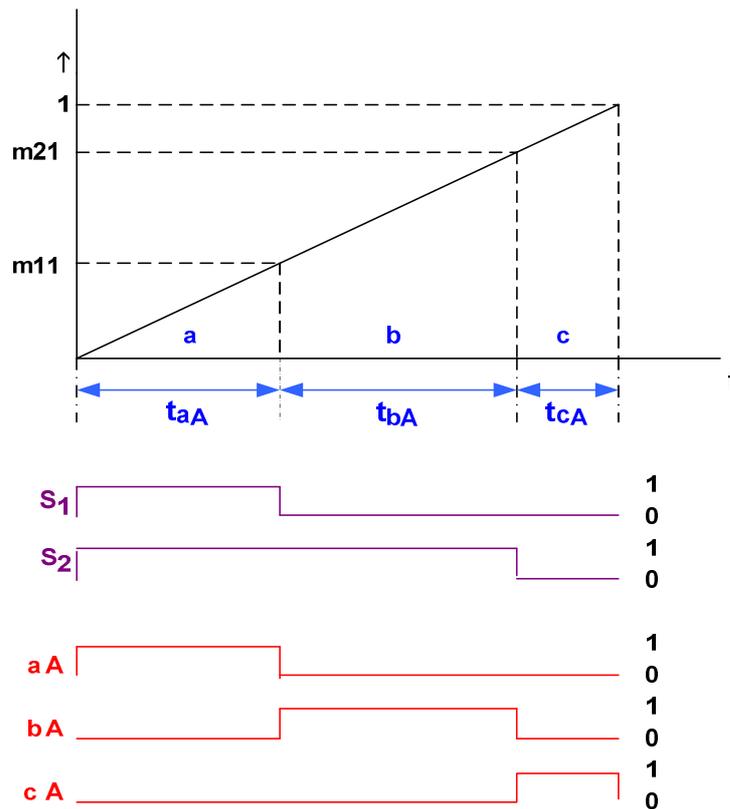
Et "m" et le rapport cyclique défini comme suit :

$$m_i^k = \frac{\text{le temps de conduction lorsque } S_i \text{ est en état "ON" à la } k^{\text{ième}} \text{ séquence}}{T_P}$$

On s'aperçoit que pour la commande d'un convertisseur matriciel, la phase de sortie doit pouvoir être commutée à chaque phase d'entrée pendant un intervalle déterminé de la période de pulsation. Ceci est également valable si l'on considère le transfert dans le sens inverse pour la commutation des phases d'entrée vers les phases de sortie.

Il faut donc diviser la période de pulsation en trois intervalles. Pour cela, il est judicieux d'employer une technique similaire à celle des modulateurs PWM conventionnels.

Le signal triangulaire de référence sera comparé à deux signaux de commande de cette manière, on obtient deux signaux binaires de sortie par phase, indiquant les états des commutateurs de puissance, la figure (III.6) montre la succession temporelle dans une période de pulsation.



FIG(III.6) : PWM à trois intervalles qui commande la phase de sortie. La période de pulsation est divisée en trois Intervalles correspondant aux trois intervalles D'enclenchement des commutateurs **A**, **B** et **C**.

L'intérêt de la stratégie de modulation à trois intervalles est que [18] :

- Elle repousse les harmoniques des tensions de sortie, vers les fréquences élevées afin de faciliter leur filtrage.
- Elle permet de faire varier l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.

Les signaux de commande pour les commutateurs de puissance individuels finaux se déduisent à partir des signaux du modulateur PWM, S_1 et S_2 comme suit :

$$\begin{cases} A = S_1 \\ B = \overline{S_1} \& S_2 \\ C = \overline{S_2} \end{cases} \quad (III.9)$$

Dans ce cas, les signaux de commande m_1, m_2, m_3 qui représentent les rapports cycliques de consigne. Ils doivent être calculés à partir des tensions de consigne comme montre les relations (III.9)

Cela dans la pratique sera à travers le système de commande à microprocesseur selon la relation (III.9).

III.2.3- Le résultat de simulation :

La tension désirée a pour paramètre $V_{im}=220*\sqrt{2}(V)$, $F_i=50$, $F_o= (25, 50, 100Hz)$;

Avec un charge RL ($R=7\Omega$, $L=0.011H$).

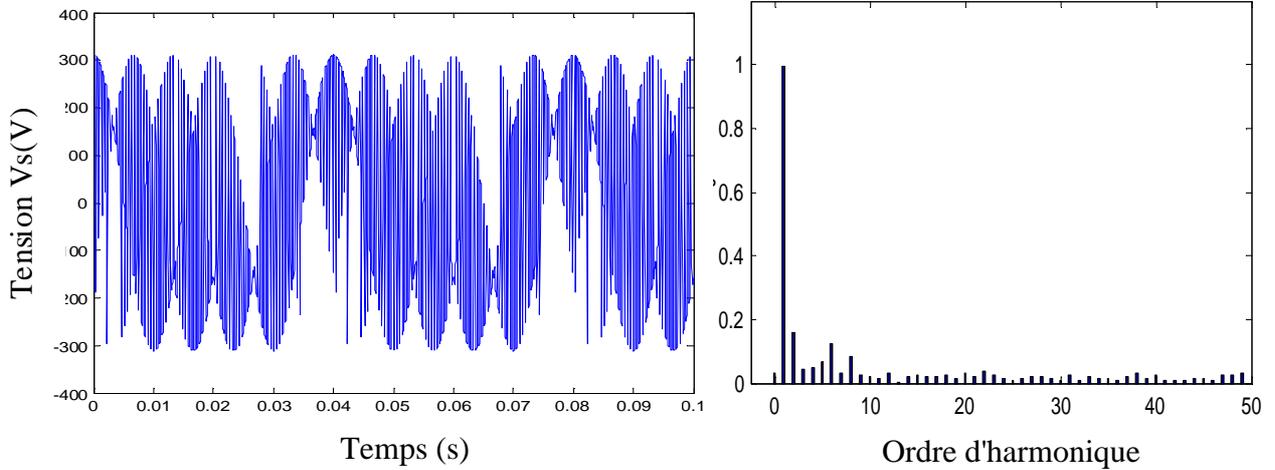


Figure (III-7-a)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_o=25Hz$, $r=0.86$, $F_s=1000Hz$;

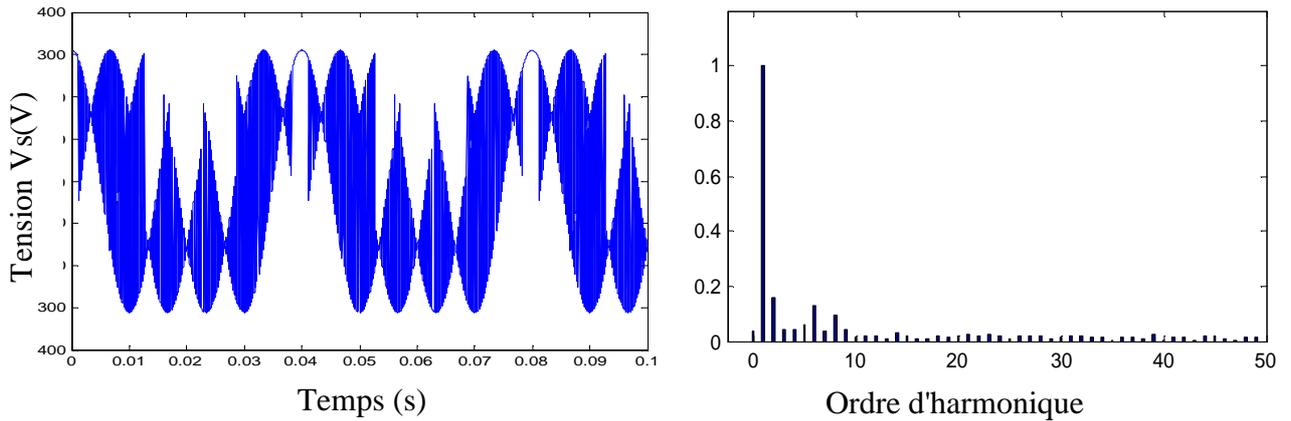


Figure (III-7-b)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_o=25Hz$, $r=0.86$, $F_s=5000Hz$;

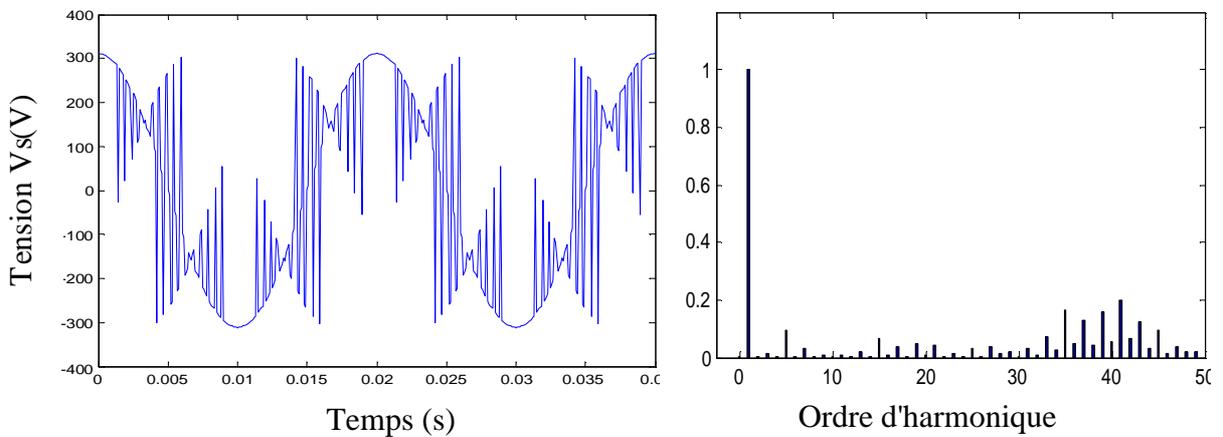


Figure (III-7-c)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_o=50Hz$, $r=0.86$, $F_s=1000Hz$;

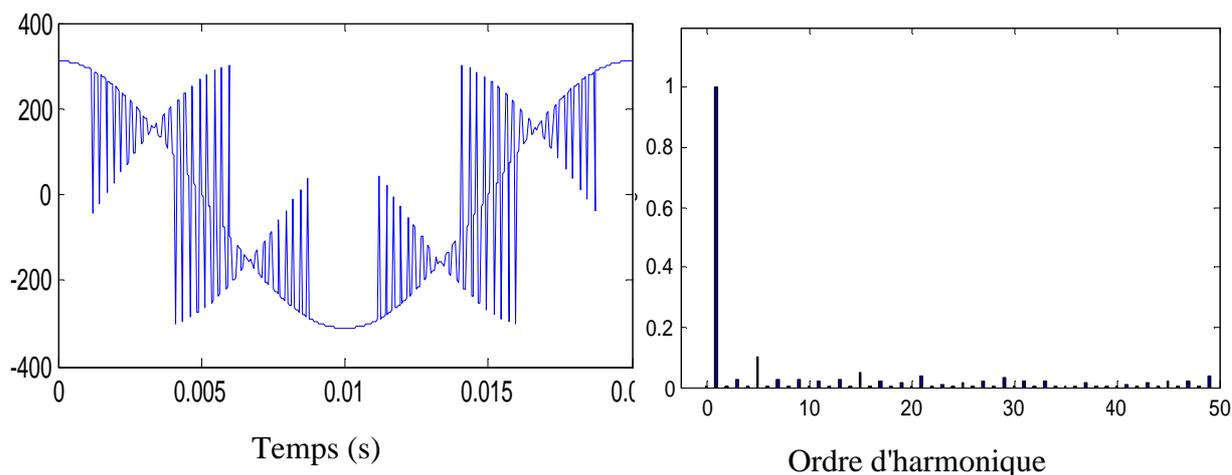


Figure (III-7-d)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_o=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

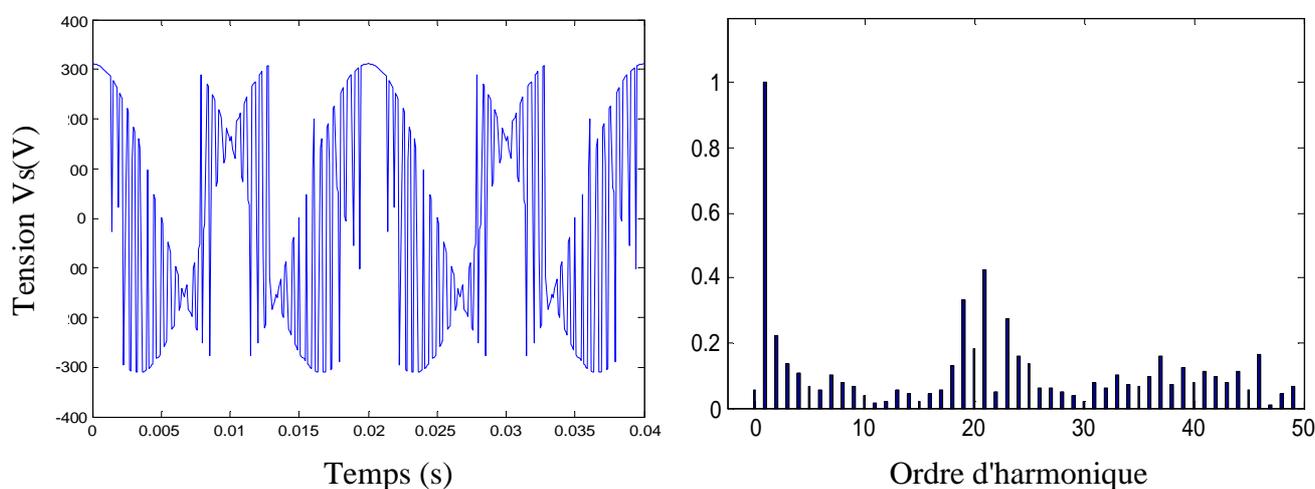


Figure (III-7-e)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_o=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

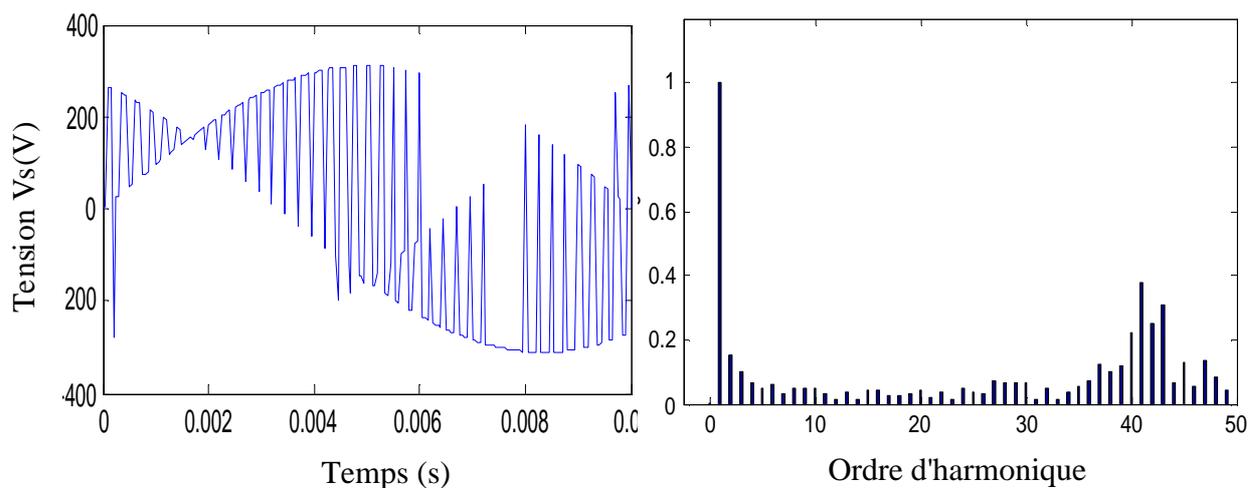


Figure (III-7-f)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_o=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

III.2.4- Interprétation des résultats :

A partir des résultats de simulation des spectres d'harmoniques de la tension V_x , on constate que :

- Pour les valeurs de l'indice de modulation m , il n'y a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs.
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_o$).
- La première famille centrée autour de la fréquence $m f_o$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.
- Le taux de modulation r , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r = 0$ à $r = 0.8$.

III.2.5- Alimentation machine asynchrone par convertisseur matriciel :

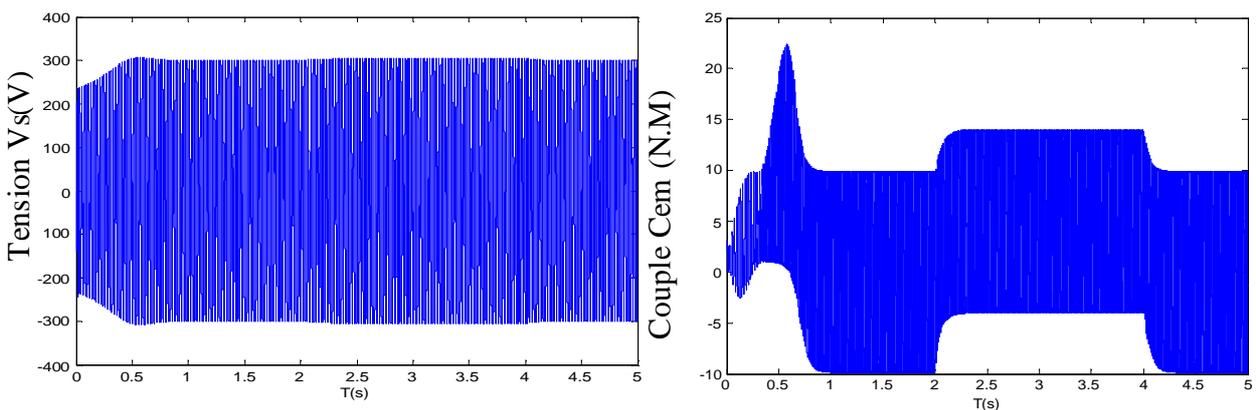


Figure (III-7-g) : Formes du courant statorique, de la vitesse rotorique ($F_o=50\text{Hz}$, $Cem=5\text{N.m}$ entre $t=2\text{s}$ et $t=4\text{s}$).

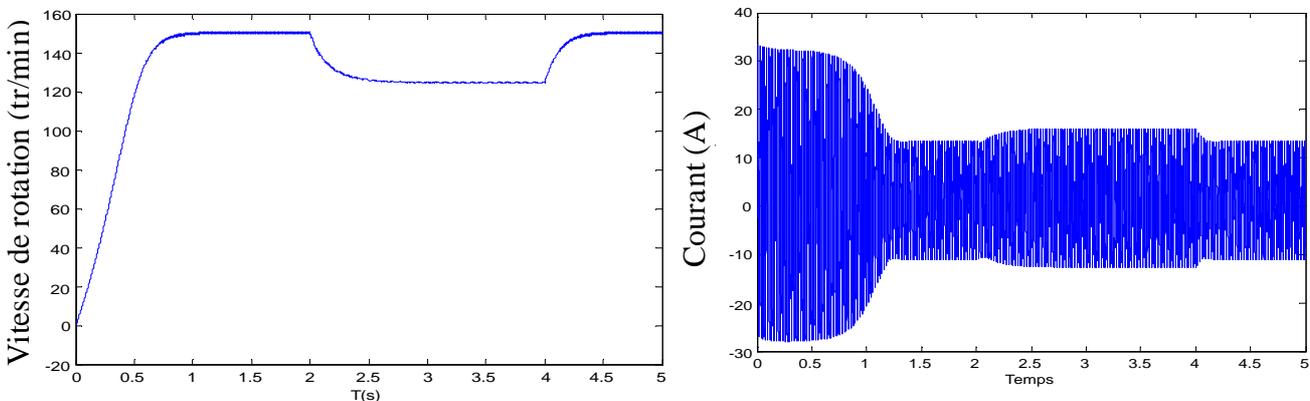


Figure (III-7-h) : Formes du couple électromagnétique et de tension V_c ($F_o=50\text{Hz}$, $Cem=5\text{N.m}$ entre $t=2\text{s}$ et $t=4\text{s}$).

III.2.6-Interprétation des résultats :

Le moteur asynchrone à vide répond bien au changement de sa fréquence lorsque il alimenté par le convertisseur matriciel, car pour une fréquence de 50Hz la vitesse atteint les 150tr/mn, donc le moteur asynchrone monophasé, a un fonctionnement normal quant il est alimenté par le convertisseur matriciel.

L'allure du couple électromagnétique est typique aux moteur asynchrone monophasé, elle présente de grandes oscillations, car ce couple est du à un champ magnétique pulsant.

La forme du courant statorique est se stabiliser à une valeur qui dépend de la charge à entraînée donc du couple résistant.

III.3.L'algorithme de ROY :

ROY a proposé une approche pour générer les états actifs et inactifs des interrupteurs du vecteur M qui consiste à utiliser un rapport des tensions instantanées d'entrée de la manière suivante :

Avec V_{i1} , V_{i2} , V_{i3} les trois tensions d'entrée

$$V_{i1} = V_{i\max} \cdot \cos(\omega_i \cdot t) \dots\dots\dots (III-10)$$

$$V_{i2} = V_{i\max} \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \dots\dots\dots (III-11)$$

$$V_{i3} = V_{i\max} \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t + \frac{4\pi}{3}\right) \dots\dots\dots (III-12)$$

Roy a proposé de reconstruire trois tensions V_K , V_L et V_m a partir des trois tensions d'entrée V_{i1} , V_{i2} , V_{i3} ou K , L , M , sont des variables souscrites, qui peuvent être assignées V_{i1} , V_{i2} ou V_{i3} conformément aux règles ci-dessous :

Règle 1 : a chaque instant, la tension de phase d'entrée qui a une polarité différente des deux autres est assignée par V_M .

Règle 2 : a chaque instant, les deux tensions de phases d'entrée qui en la même polarité, sont assignées par V_K et V_L , ou V_K correspond a la tension la plus petite en valeur absolue.

On désigne par t_K , t_L , t_M : Les temps actifs de conduction des interrupteurs et T_S la période séquentielle de hachage.

Avec :

$$[t_K + t_L + t_M] = T_S \dots\dots\dots (III-13)$$

Les temps actifs de conduction t_K, t_L, t_M sont choisis :

$$\frac{t_K}{t_L} = \frac{V_K}{V_L} = \rho_{KL} \quad \text{Où} \quad 0 \leq \frac{V_K}{V_L} \leq 1$$

A la sortie du convertisseur matriciel la valeur de chaque tension instantanée de phase de sortie peut être exprimée par (IV-5)

$$\frac{1}{T_S} [t_K \cdot V_K + t_L \cdot V_L + t_M \cdot V_M] = V_{O_{\max}} \cdot \cos(\omega_O \cdot t) \dots\dots\dots \text{(III-14)}$$

Les valeurs respectives de t_K, t_L, t_M durant une période T_S de la fréquence séquentielle de hachage F_S pour un intervalle spécifique.

$$\text{Ou} \quad 0 \leq \frac{V_K}{V_L} \leq 1 \dots \dots \text{(III-6)}$$

$$\text{Avec : } \frac{V_K}{V_L} = \rho_{KL} \dots\dots\dots \text{(III-7)}$$

Associés avec la tension de sortie désirée V_O , sont assignées par t_i, t_{iL}, t_{iM}

$$t_L = \frac{T_S \cdot (V_O - V_M)}{\rho_{KL} \cdot V_K + V_L - (1 + \rho_{KL}) \cdot V_M} \dots\dots\dots \text{(III-15)}$$

$$t_K = \rho_{KL} \cdot t_L \dots\dots\dots \text{(III-16)}$$

$$t_M = T_S - (\rho_{KL} + 1) \cdot t_L \dots\dots\dots \text{(III-17)}$$

On utilisant l'équation (III-7), on remplaçant dans l'équation (III-8)
On trouve :

$$t_L = \left[\frac{T_S \cdot (V_O - V_M) \cdot V_L}{V_K^2 + V_L^2 + V_M^2 - (V_K + V_L + V_M) \cdot V_M} \right] \dots\dots\dots \text{(III-18)}$$

Pour un système triphasé équilibré la sommation des trois tensions instantanées de phase est nulle, par conséquent :

$$m_L = \frac{t_L}{T_S} = \frac{(V_O - V_M) \cdot V_L}{(V_K^2 + V_L^2 + V_M^2)} \dots\dots\dots \text{(III-19)}$$

$$m_K = \frac{t_K}{T_S} = \frac{(V_O - V_M) \cdot V_K}{(V_K^2 + V_L^2 + V_M^2)} \dots\dots\dots \text{(III-20)}$$

$$m_M = \frac{t_M}{T_S} = 1 - \frac{t_K + t_L}{T_S} \dots\dots\dots (III-21)$$

La somme du carré des trois tensions instantanées, V_K , V_L , V_M est égale à la somme du carré des trois tensions d'entrées instantanées V_{i1} , V_{i2} , V_{i3}

$$V_K^2 + V_L^2 + V_M^2 = V_{i \max}^2 \cdot \cos^2(\omega_i t) + V_{i \max}^2 \cdot \cos^2\left(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}\right) + V_{i \max}^2 \cdot \cos^2\left(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$V_K^2 + V_L^2 + V_M^2 = V_{i \max}^2 \left[\cos^2(\omega_i t) + \cos^2\left(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}\right) + \cos^2\left(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}\right) \right] \dots\dots\dots (III-22)$$

On a :

$$\cos^2 \alpha = 1 - \sin^2 \alpha = 1 - \left(\frac{1 - \cos(2 \cdot \alpha)}{2} \right) = 1 - \frac{1}{2} + \frac{\cos(2\alpha)}{2} = \frac{1}{2} + \frac{\cos(2\alpha)}{2}$$

$$\cos^2 \alpha = \frac{1 + \cos(2\alpha)}{2} \dots\dots\dots (III-23)$$

On utilisant la relation (III-16), on remplaçant dans (III-15) on aura :

$$V_K^2 + V_L^2 + V_M^2 = V_{i \max}^2 \left[\frac{1 + \cos(2\omega_i t)}{2} + \frac{1 + \cos(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3})}{2} + \frac{1 + \cos(2\omega_i t + \frac{4\pi}{3})}{2} \right]$$

$$V_K^2 + V_L^2 + V_M^2 = \frac{V_{i \max}^2 \cdot 3}{2} + \frac{V_{i \max}^2}{2} \left[\cos(2\omega_i t) + \cos(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) + \cos(2\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \right]$$

On a : $\left[\cos(2\omega_i t) + \cos(2\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) + \cos(2\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \right] = 0$

Alors : $V_K^2 + V_L^2 + V_M^2 = \frac{3 \cdot V_{i \max}^2}{2} = 1,5 \cdot V_{i \max}^2 \dots\dots\dots (III-24)$

On utilise la relation (IV -17) dans (IV -12) et (IV -13) :

$$m_L = \frac{t_L}{T_S} = \frac{(V_O - V_M) \cdot V_L}{1,5 \cdot V_{i \max}^2} \dots\dots\dots (III-25)$$

$$m_K = \frac{t_K}{T_S} = \frac{(V_O - V_M) \cdot V_K}{1,5 \cdot V_{i \max}^2} \dots\dots\dots (III-26)$$

On utilisant l'équation (IV-14) :

$m_M = \frac{t_M}{T_S} = 1 - \frac{t_K + t_L}{T_S}$, et avec : les équations (III-18) et (III-19) :

$$m_M = \frac{t_M}{T_S} = 1 - \left[\frac{(V_O - V_M) \cdot V_K}{1,5 \cdot V_{i \max}^2} + \frac{(V_O - V_M) \cdot V_L}{1,5 \cdot V_{i \max}^2} \right]$$

$$m_M = \frac{t_M}{T_S} = 1 - \left[\frac{(V_O - V_M) \cdot (V_K + V_L)}{1,5 \cdot V_{i \max}^2} \right]$$

$$m_M = \frac{t_M}{T_S} = 1 - \left[\frac{(V_O - V_M) \cdot (-V_M)}{1,5 \cdot V_{i \max}^2} \right]$$

$$m_M = \frac{t_M}{T_S} = 1 - \left[\frac{-(V_O - V_M) \cdot V_M}{1,5 \cdot V_{i \max}^2} \right] \dots\dots\dots (III-27)$$

En fin on obtiendra :

$$m_L = \frac{t_L}{T_S} = \frac{(V_O - V_M) \cdot V_L}{1,5 \cdot V_{i \max}^2} \dots\dots\dots (III-28)$$

$$m_K = \frac{t_K}{T_S} = \frac{(V_O - V_M) \cdot V_K}{1,5 \cdot V_{i \max}^2} \dots\dots\dots (III-29)$$

$$m_M = \frac{t_M}{T_S} = 1 - \left[\frac{-(V_O - V_M) \cdot V_M}{1,5 \cdot V_{i \max}^2} \right] \dots\dots\dots (III-30)$$

Le cycle de fonctionnement de k_T, T_1 est proportionnel à la valeur instantanée des tensions correspondantes de phase d'entrée VK et VL multiplié par la différence de tension entre la sortie V_O et la tension de phase d'entrée V_M .

Les formes des fonctions V_k, V_l, V_m sur une période est représentée ci-dessous (figure.III.9) :

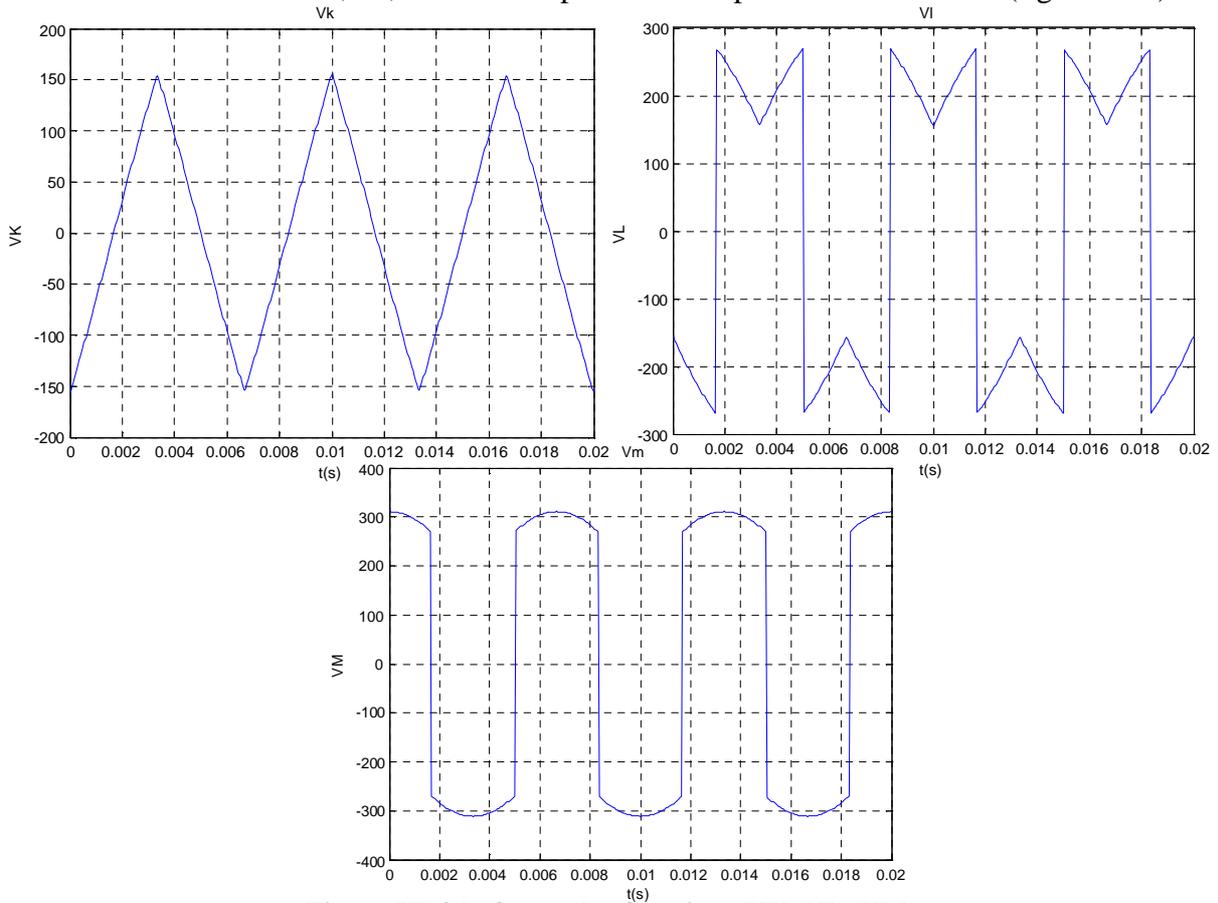


Figure III.9 la forme des fonctions V_K, V_L, V_M

III.3.1- Le résultat de simulation :

La tension désirée a pour paramètre $V_{im}=220*\sqrt{2}$, $F_i=50$, $F_o=(25, 50,100\text{Hz})$;

Avec un charge RL ($R=7$, $L=0.011\text{H}$).

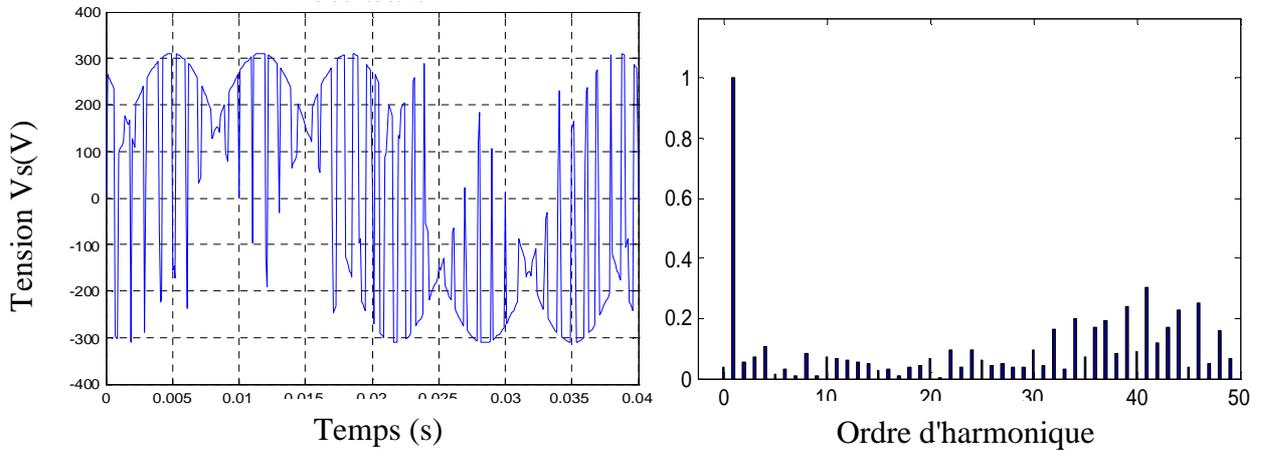


Figure (III-10-a)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_o=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 1000\text{Hz}$;

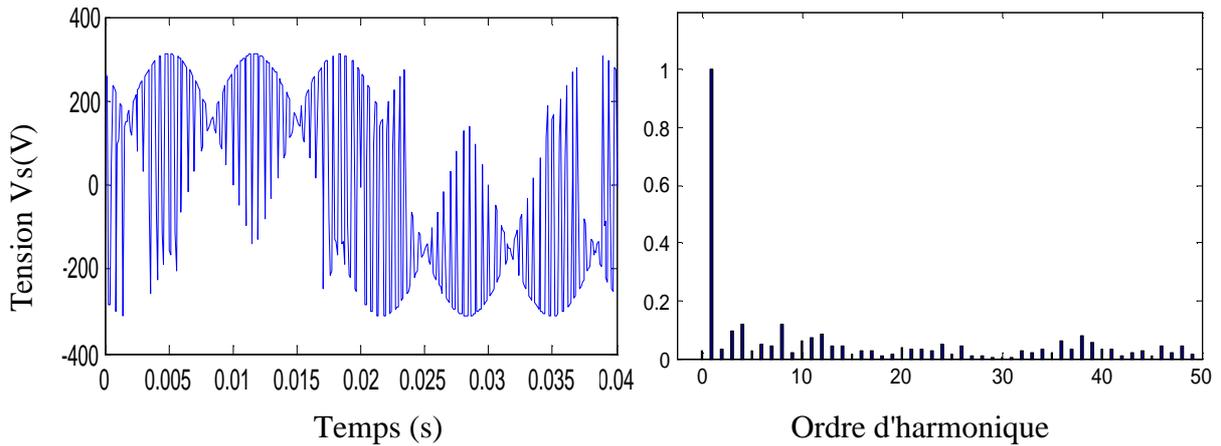


Figure (III-10-b)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_o=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 5000\text{Hz}$;

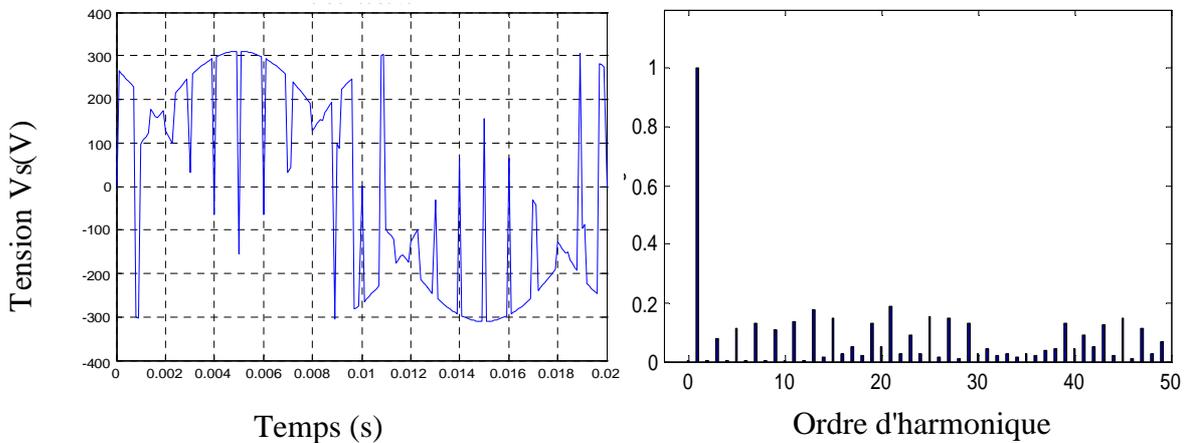


Figure (III-10-c)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_o=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 1000\text{Hz}$;

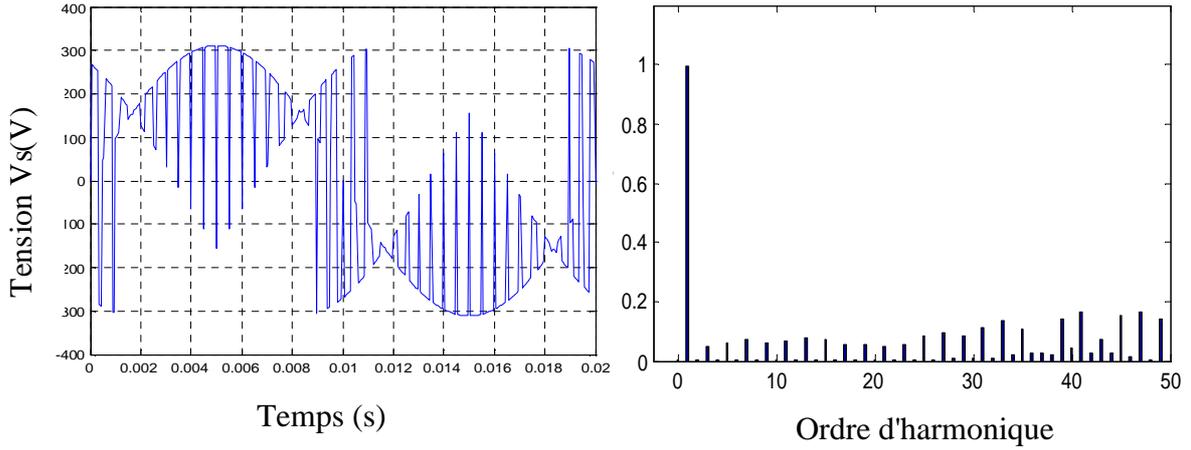


Figure (III-10-d)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 5000\text{Hz}$;

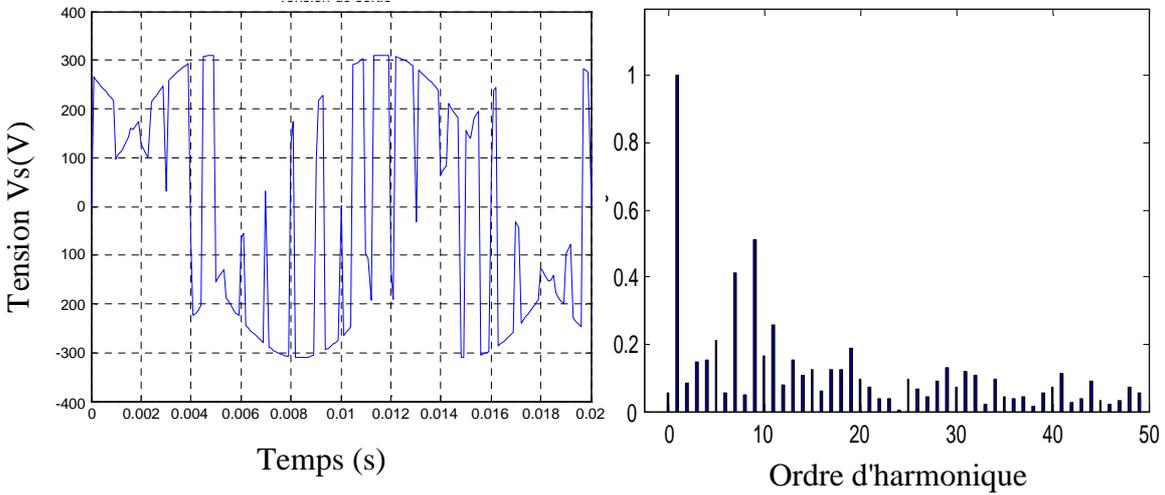


Figure (III-10-e)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 1000\text{Hz}$;

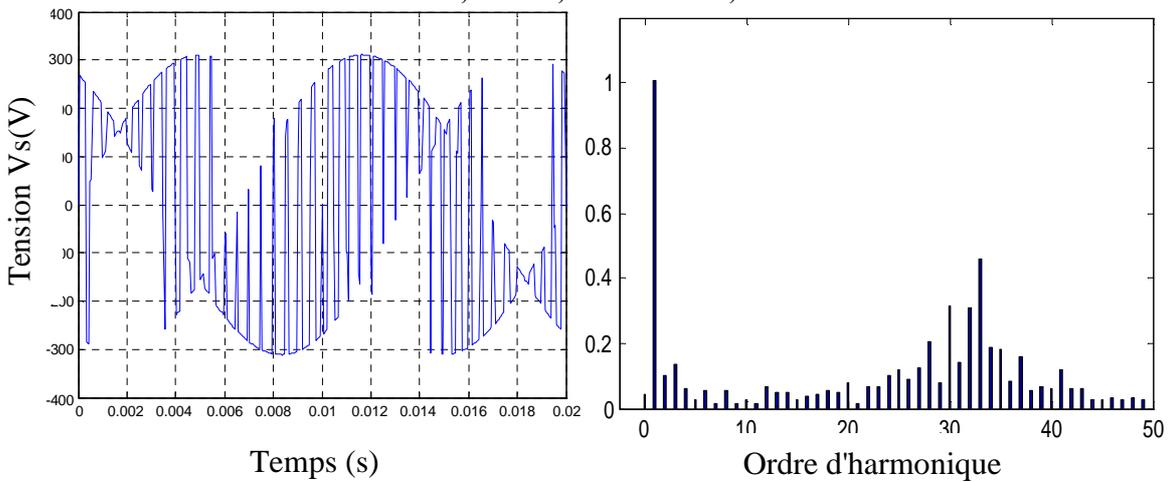


Figure (III-10-f)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 5000\text{Hz}$;

III.3.2- Interprétation des résultats :

A partir des résultats de simulation des spectres d'harmonique de la tension V_x , il est à constaté que :

- Pour les valeurs de l'indice de modulation m , il n'y a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs.
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_o$).
- La première famille centrée autour de la fréquence $m f_o$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.
- Le taux de modulation r , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r = 0$ à $r = 0.8$.

III.3.3-Alimentation machine asynchrone par convertisseur matriciel :

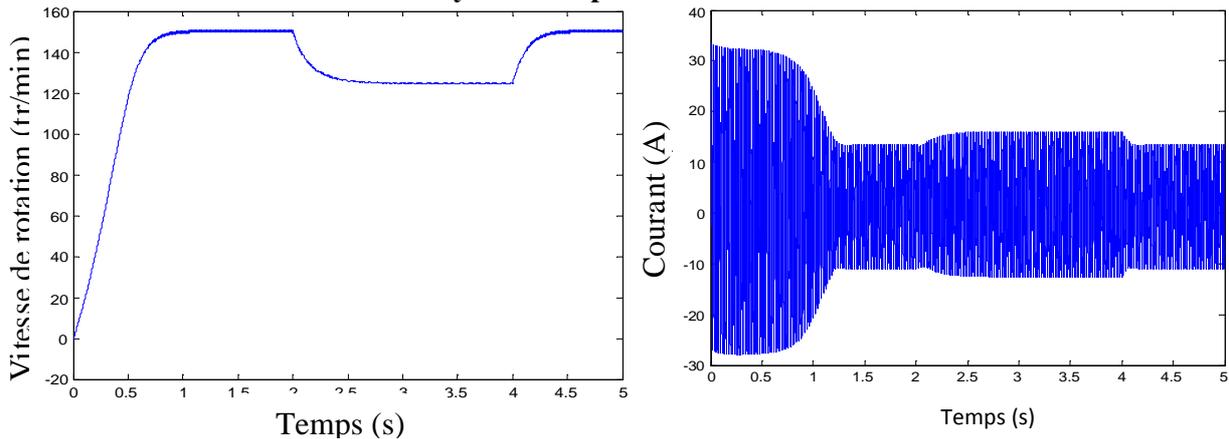


Figure (III-10-g) : Formes du courant statorique, de la vitesse rotorique ($F_o=50\text{Hz}$, $C_{em}=5\text{N.m}$ entre $t=2\text{s}$ et $t=4\text{s}$).

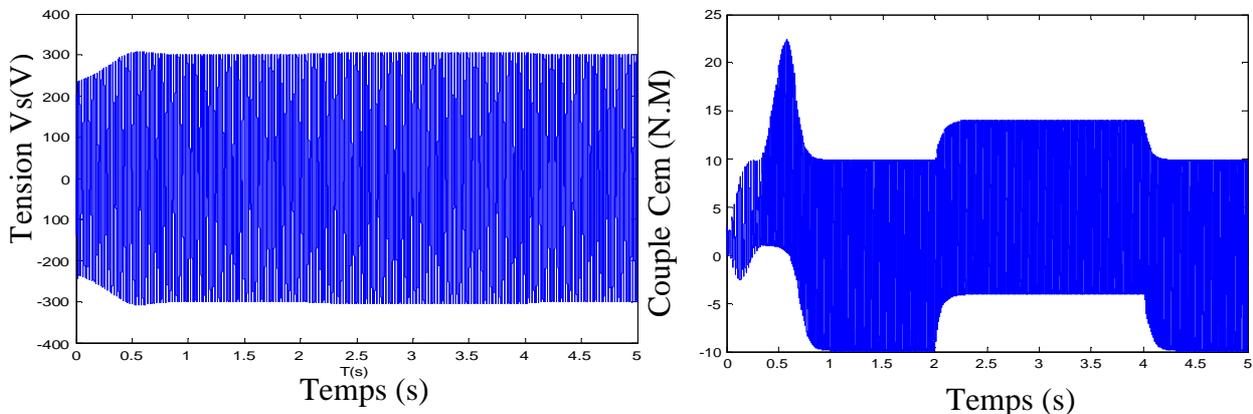


Figure (III-10-h) : Formes du couple électromagnétique et de tension V_c ($F_o=50\text{Hz}$, $C_{em}=5\text{N.m}$ entre $t=2\text{s}$ et $t=4\text{s}$).

III.3.4-Interprétation des résultats :

Le moteur asynchrone à vide répond bien au changement de sa fréquence lorsque il alimenté par le convertisseur matriciel, car pour une fréquence de 50Hz la vitesse atteint les 150tr/mn, donc le moteur asynchrone monophasé, a un fonctionnement normal quant il est alimenté par le convertisseur matriciel.

L'allure du couple électromagnétique est typique aux moteur asynchrone monophasé, elle présente de grandes oscillations, car ce couple est du à un champ magnétique pulsant.

La forme du courant statorique est se stabiliser à une valeur qui dépend de la charge à entraînée donc du couple résistant.

III.4.MLI à Trois Intervalles :

III.4.1- principe de la stratégie de commande :

Le principe de la conversion est basé sur l'émulation d'un convertisseur matriciel à un convertisseur conventionnel redresseur – onduleur avec circuit intermédiaire continu. Cette considération est basée sur le fait que pour chaque angle de phase de la tension d'alimentation (définie par l'angle de phase de la phase A), il existe au moins une phase qui est momentanément positive et au moins une qui est momentanément négative par rapport au neutre d'alimentation.

En d'autres mots, il est possible de définir une tension intermédiaire hypothétique U_d continue à chaque instant, égale à la tension entre la phase positive et la phase négative.

En étendant la définition de la tension intermédiaire fictive sur toute la période du signal réseau d'alimentation, deux potentiels fictifs U^+ et U^- se forment comme suit :

$$\begin{aligned} U^+ &= A^+U_A + B^+U_B + C^+U_C \\ U^- &= A^-U_A + B^-U_B + C^-U_C \end{aligned} \quad (\text{III.31})$$

En général, l'amplitude et la période de l'ondulation dépendent de l'angle de phase des tensions d'alimentations et aussi du choix des potentiels fictifs U^+ et U^- qui jouent un rôle comparable à celui de l'angle d'allumage du redresseur conventionnel. [18][19][20].

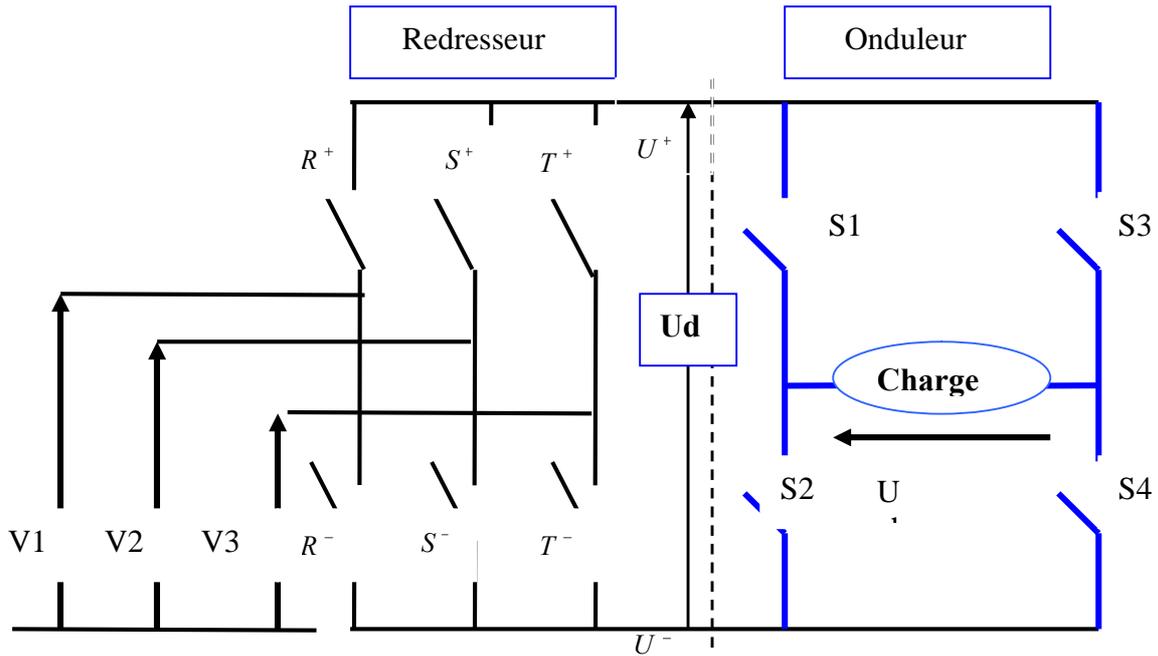


Figure III.12. Modèle d'un convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif.

III.4.1-Etude de la partie redresseuse :

Pour le redresseur, le spectre d’harmoniques du courant d’entrée est très important courant d’entrée une forme sinusoïdale, en conservant la puissance équivalente transmise via le circuit intermédiaire.

Cette fonction de modulation taux est définie par [3] :

$$\tau = \frac{\cos(\Phi - \frac{\pi}{3})}{\cos(\Phi)} \quad 0 \leq \tau \leq 1$$

avec

$$\Phi = (wt)_{\text{mod}(\frac{\pi}{3})} - \frac{\pi}{6} \tag{III.32}$$

A fine d’amplement facilement le redressement, on définit la matrice des fonctions de redressement qui permet la liaison entre les tensions d’alimentation et la partie intermédiaire

fictive :

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R^+ & S^+ & T^+ \\ R^- & S^- & T^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V 1 \\ V 2 \\ V 3 \end{bmatrix} \tag{III.33}$$

A noter que :

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = [M_R] \begin{bmatrix} V 1 \\ V 2 \\ V 3 \end{bmatrix} \tag{III.34}$$

$[M_R]$: est dite matrice de redressement.

Vu la symétrie constatée dans une période de redressement, on pourra distinguer six intervalles .en se référant à l'intervalle

$$\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$$

La matrice des fonctions de redressement est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1-\tau & \tau \end{bmatrix}$$

Les cinq intervalles qui restent sont définis dans le tableau ci-dessous (**tableau III.1**)

intervalles	$0 \leq \omega t < \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \omega t < \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \omega t < \pi$	$\pi \leq \omega t < \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq \omega t < \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \leq \omega t < 2\pi$
$\begin{bmatrix} R^+ & S^+ & T^+ \\ R^- & S^- & T^- \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \tau & 0 & 1-\tau \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1-\tau & \tau \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1-\tau & \tau & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \tau & 0 & 1-\tau \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1-\tau & \tau \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1-\tau & \tau & 0 \end{bmatrix}$

Tableau .III.1 matrices des fonctions de redressement sur tout la période de redressement.

La tension intermédiaire de redressement sur tout la période est donne par la relation :

$$U_d = \frac{3\hat{U}}{2 \cos(\Phi)} \quad \text{(III.35)}$$

Avec

\hat{U} : Valeur crête de la tension d'alimentation.

La forme de la tension intermédiaire fictive sur une période est représentée ci-dessous (figure.III.13) :

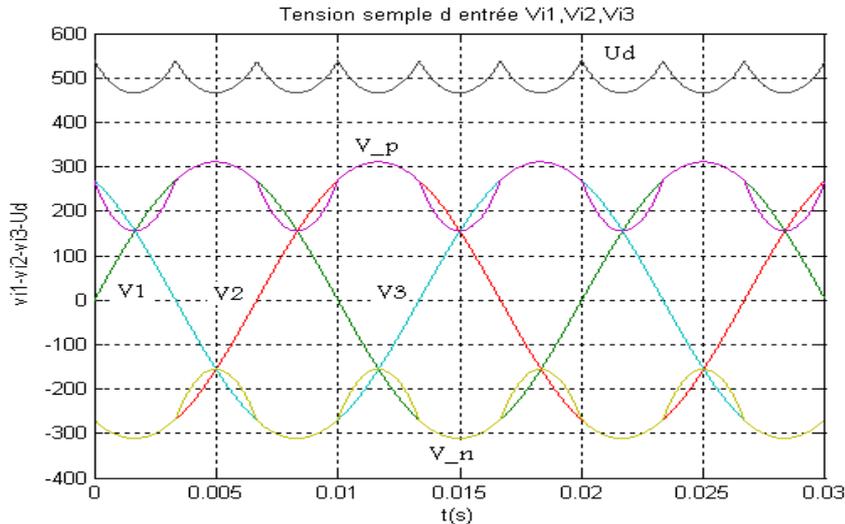


Figure III.13- la forme de la tension intermédiaire fictive Ud.

III.4.2-Etude de la partie onduleur :

De la même façon que précédemment la fonction de **modulation** U_{cm} peuvent s'introduire et prendre des valeurs continues entre 0 et 1. A partir de ces fonction, le vecteur de modulation est définie .cette dernier permet de lier entre les potentiels intermédiaires fictifs et la tension de sortie du convertisseur, comme suit [20]:

$$U = \begin{bmatrix} U_{cm} & (1-U_{cm}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (\text{III.36})$$

Noté :

$$U = [M_o] \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (\text{III.37})$$

$[M_o]$: Est dite matrice de modulation.

En tenant compte des deux blocs redresseur-onduleur, on obtient :

$$V_{sortie} = \begin{bmatrix} U_{cm} & (1-U_{cm}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R^+ & S^+ & T^+ \\ R^- & S^- & T^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V1 \\ V2 \\ V3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.38})$$

Que l'on pourra noter :

$$V_{sortie} = [F_g] \begin{bmatrix} V1 \\ V2 \\ V3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.39})$$

Avec :

$$[F_g] = [M_o] [M_R] \quad (\text{III.40})$$

Le vecteur $[F_g]$ permet finalement de définir et caractériser l'algorithme complet de la conversion de fréquence, tel que :

$$[V_{sortie}] = \begin{bmatrix} M_1 & M_2 & M_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Vi1 \\ Vi2 \\ Vi3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.41})$$

Par identification entre l'équation (III.38) et (III.41) on aura l'élément de la matriciel $[F_g]$ tel qui :

$$\begin{cases} M_1 = R^+ U_{cm} + R^- (1-U_{cm}) \\ M_2 = S^+ U_{cm} + S^- (1-U_{cm}) \\ M_3 = 1 - (M_1 - M_2) \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

III.4.3-Modulation de la tension intermédiaire fictive :

La tension de référence de la phase de sortie son définies comme suit :

$$V_{ref} = U_m \cos(w_o t)$$

avec $w_o = 2\pi f_o$

Fo : est la fréquence de tension de référence.

La détermination de la fonction d'ondulation (fonction de référence normalisée) consiste en la modulation de la tension intermédiaire fictive donnée précédemment par l'équation (III.43) Selon [18].

$$U_{cm} = \frac{U_m}{U_{d\min}} \cos(\Phi) \sin(w_o t) + \frac{1}{2} \text{ (III.43)}$$

Avec

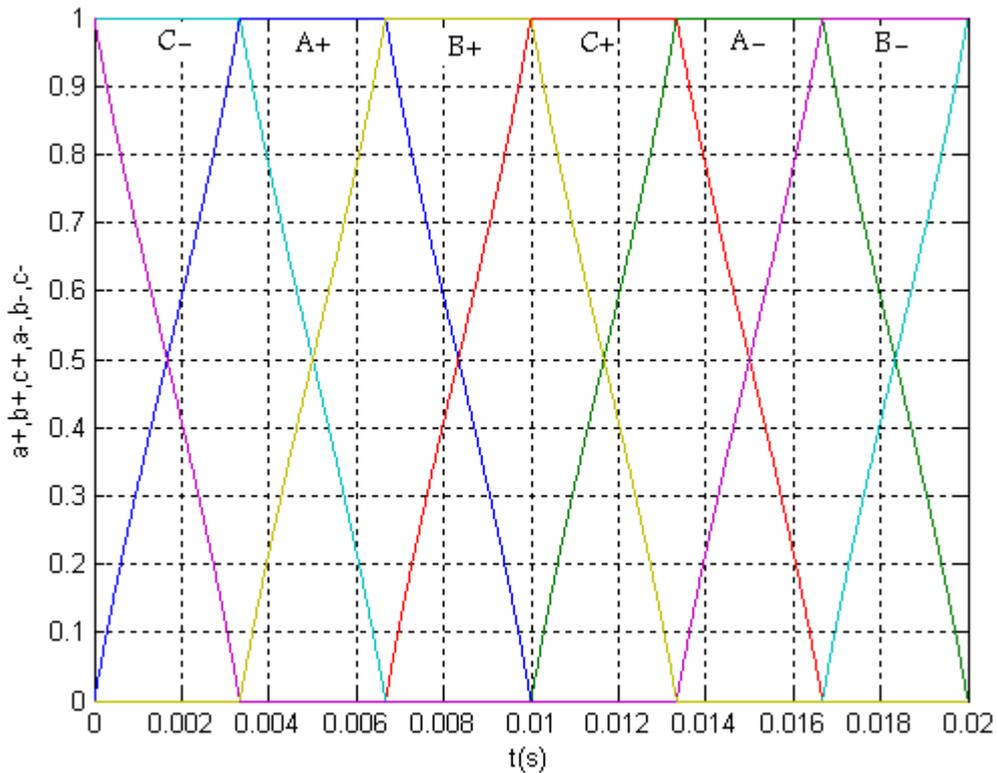
Ucm : fonction de modulation ou fonction de référence normalisée.

Um : valeur crête de la tension de référence de la phase de sortie.

Wo : pulsation de la tension de référence de la phase de sortie.

$$\Phi = (wt)_{\text{mod}(\frac{\pi}{3})} - \frac{\pi}{6} \text{ (III.44)}$$

Les formes des différents signaux de la stratégie PWM à trois intervalles sont données ci-dessous



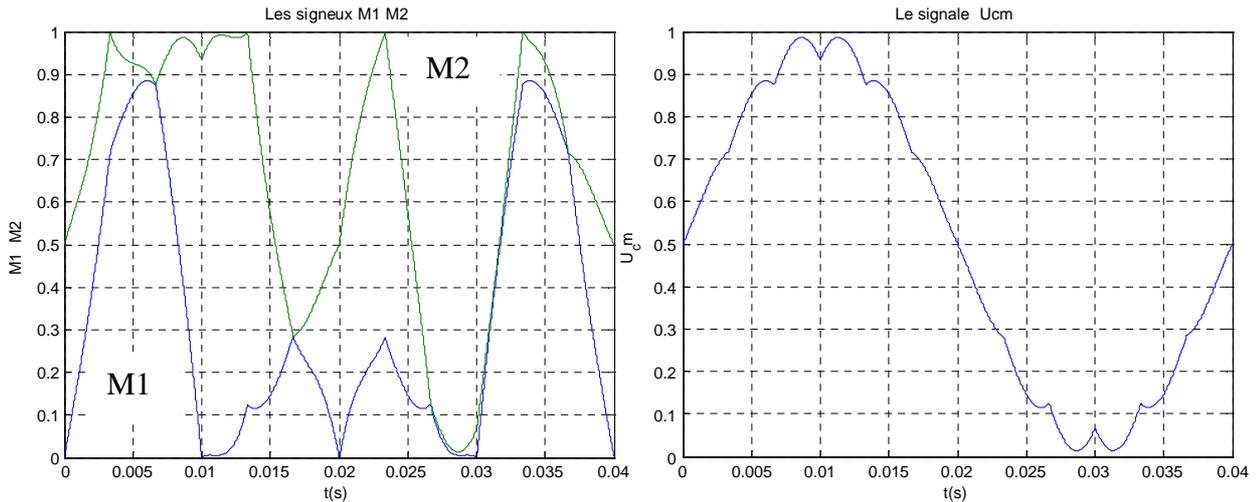


Figure III.14 les différents signaux de la stratégie PWM à trois intervalles. (m=21, r=0.86, fo=25HZ).

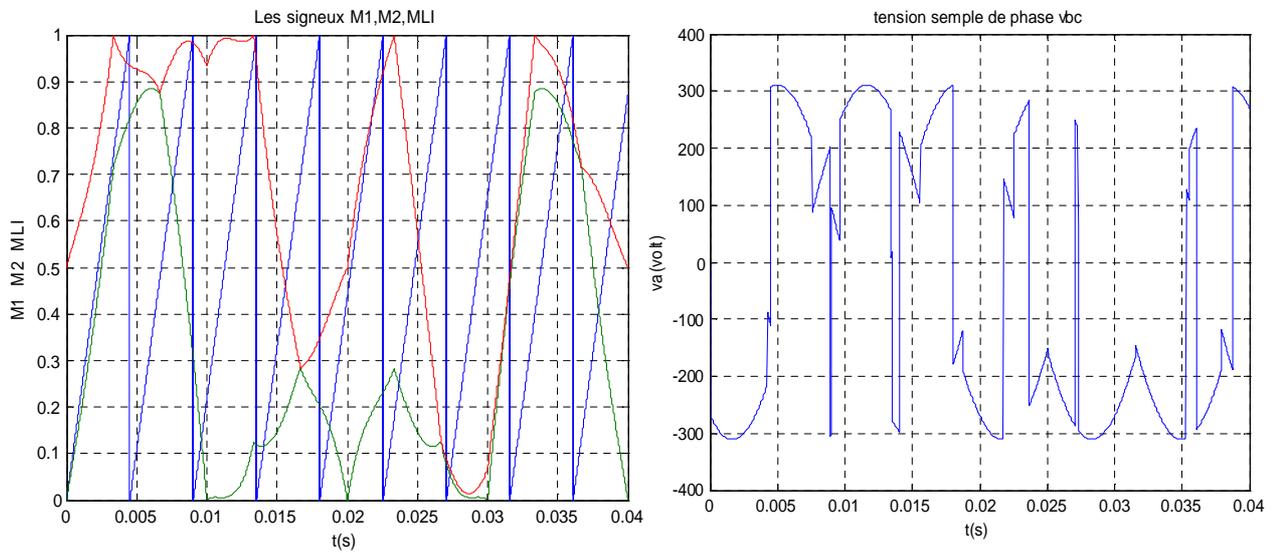


Figure III.15 principe des stratégies PWM à trois intervalles (m=0.9, r=0.8, fo=25HZ)

III.4.4- Le résultat de simulation :

La tension désirée a pour paramètre $V_{im}=220*\sqrt{2}$, $F_i=50$, $F_o=(25, 50,100\text{Hz})$;

Avec un charge RL (R=7, L=0.011H).

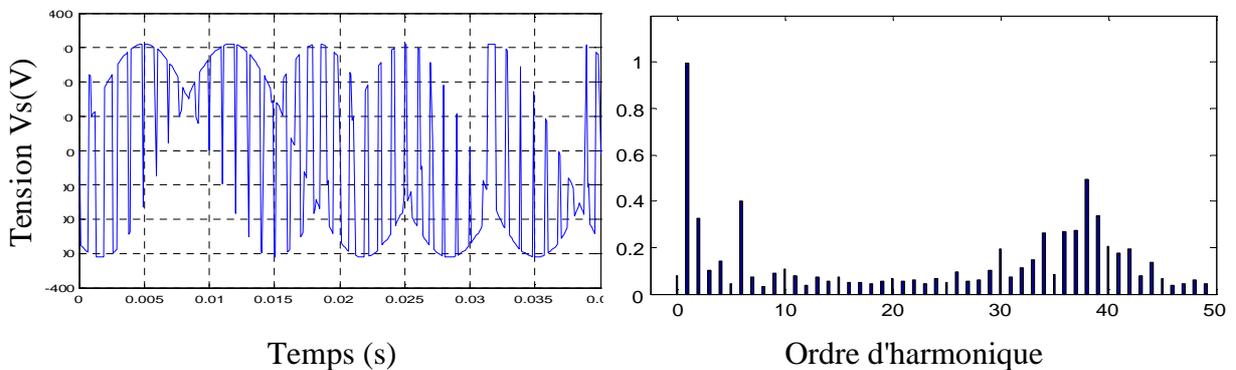


Figure (III-16-a)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_o=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 1000\text{Hz}$;

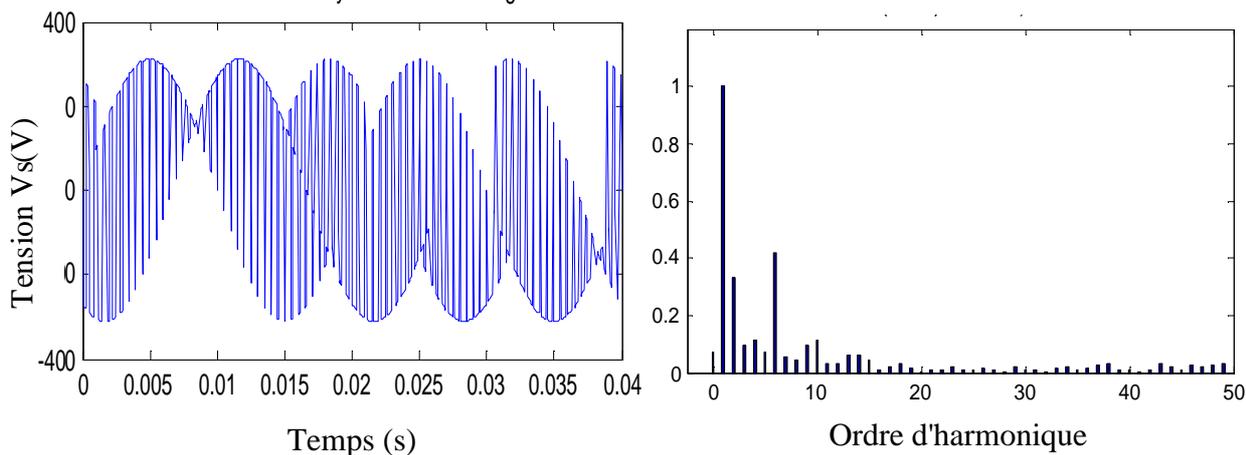


Figure (III-16-b)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

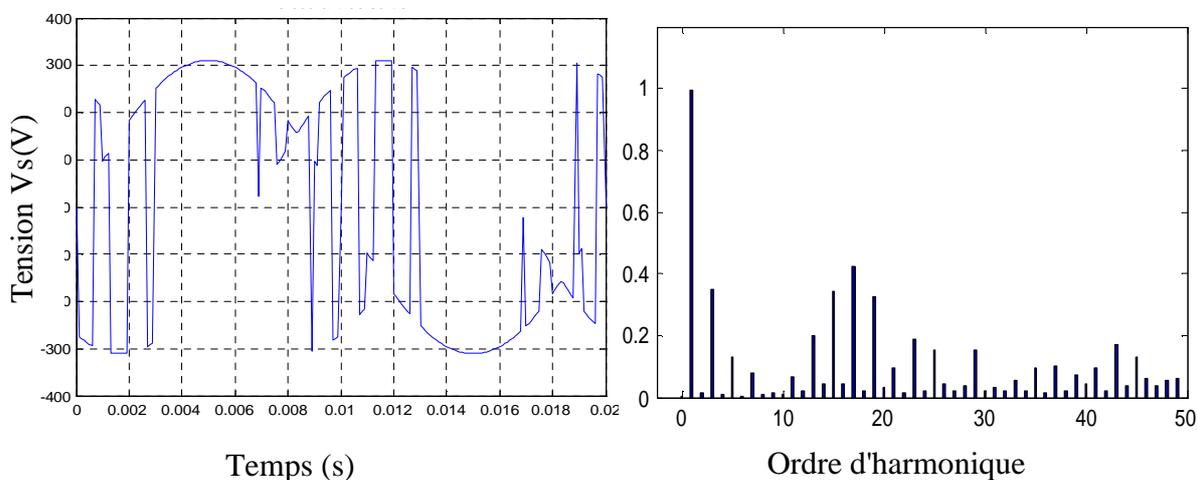


Figure (III-16-c)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

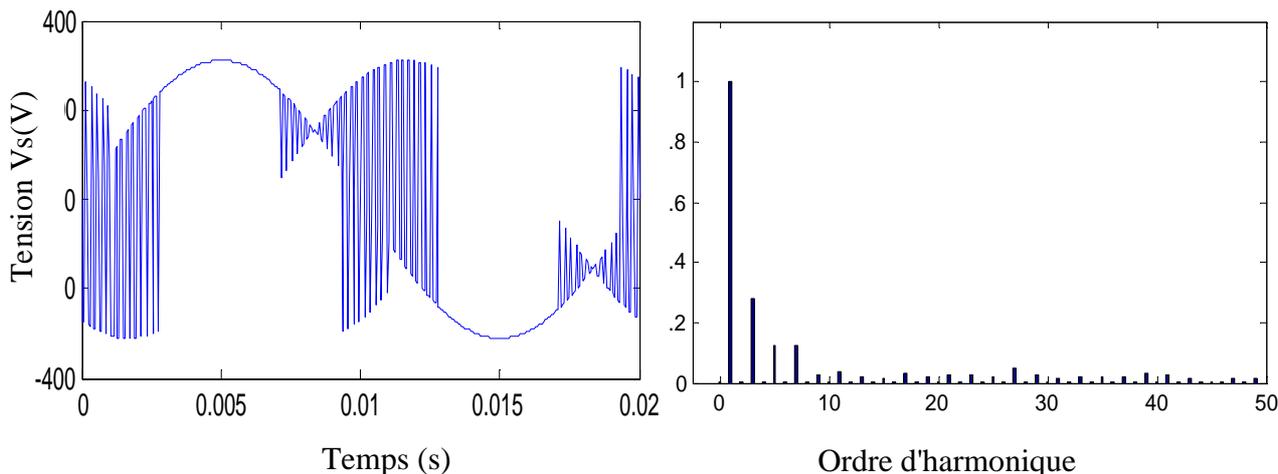


Figure (III-16-d)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

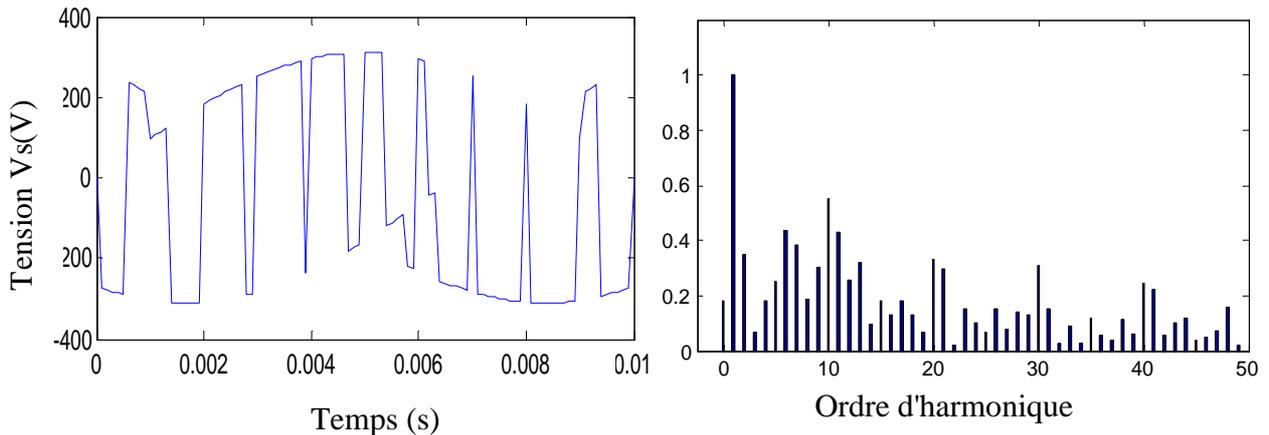


Figure (III-16-e)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 1000\text{Hz}$;

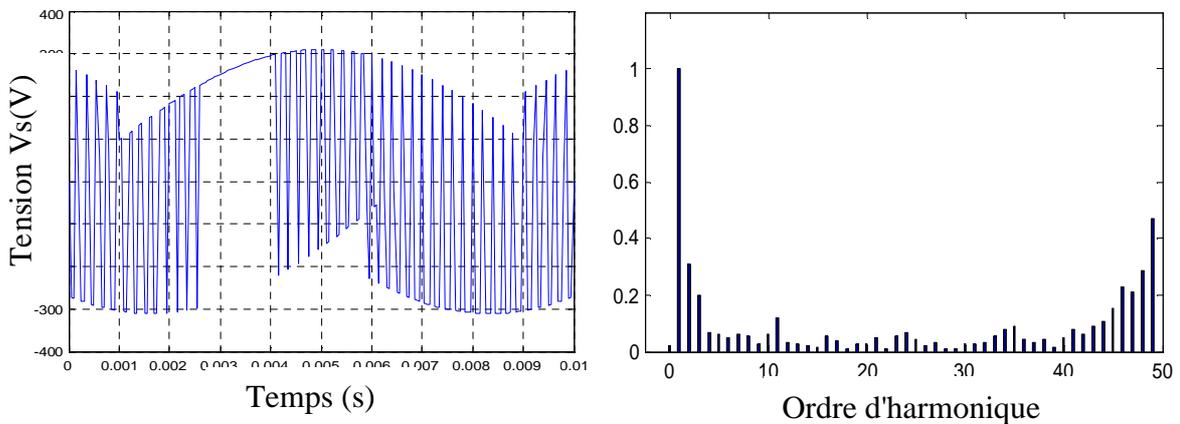


Figure (III-16-f)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 5000\text{Hz}$;

III.4.5-Interprétation des résultats :

A partir des résultats de simulation des spectres d'harmonique de la tension V_x , il est à constaté que :

- Pour les valeurs de l'indice de modulation m , il n'y a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs.
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_0$).
- La première famille centrée autour de la fréquence $m f_0$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.
- Le taux de modulation r , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r = 0$ à $r = 0.8$.

III.4.6- Alimentation machine asynchrone par convertisseur matriciel :

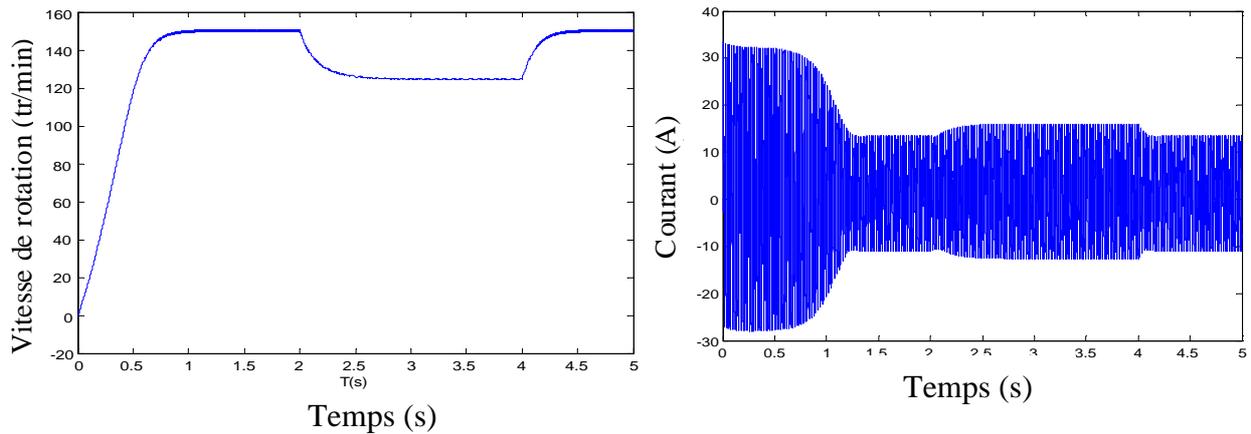


Figure (III-17-g) : Formes du courant statorique, de la vitesse rotorique ($F_o=50\text{Hz}$, $C_{em}=5\text{N.m}$ entre $t=2\text{s}$ et $t=4\text{s}$).

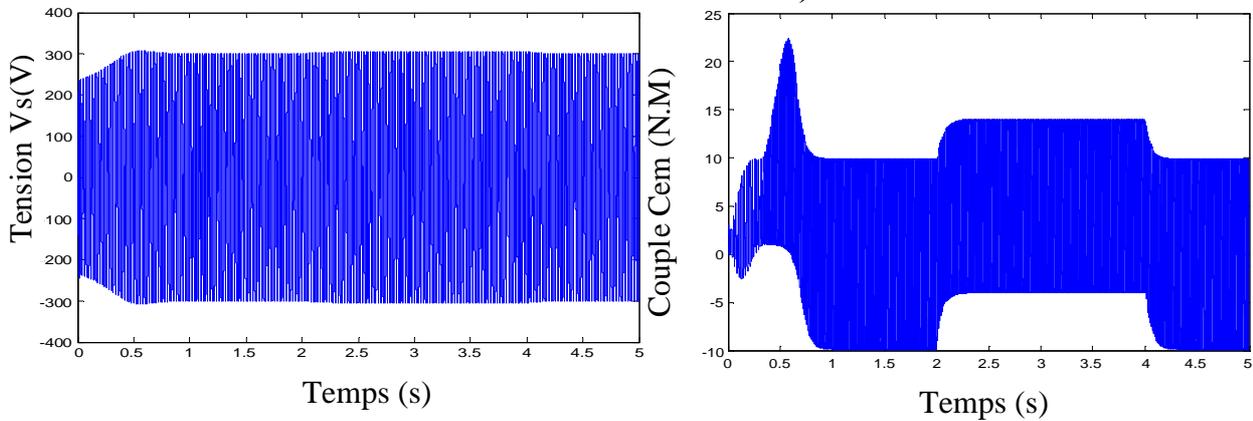


Figure (III-17-h) : Formes du couple électromagnétique et de tension V_c ($F_o=50\text{Hz}$, $C_{em}=5\text{N.m}$ entre $t=2\text{s}$ et $t=4\text{s}$).

III.4.7-Interprétation des résultats :

Le moteur asynchrone à vide répond bien au changement de sa fréquence lorsque il alimenté par le convertisseur matriciel, car pour une fréquence de 50Hz la vitesse atteint les 150tr/mn, donc le moteur asynchrone monophasé, a un fonctionnement normal quant il est alimenté par le convertisseur matriciel.

L'allure du couple électromagnétique est typique aux moteur asynchrone monophasé, elle présente de grandes oscillations, car ce couple est du à un champ magnétique pulsant.

La forme du courant statorique est se stabiliser à une valeur qui dépend de la charge à entraînée donc du couple résistant.

III.5.méthode scalaire PH.D :

En 2006 Delairue a montré qu'il était possible de contourner les inconvénients majeurs de ces deux méthodes [21] [22], en déterminant des termes sinusoidalement liés à la tension d'entrée, uniquement par la mesure des tensions simples d'entrée la valeur des rapports cycliques est déduite par la relation :

$$M_i = C + \frac{V_{ref} (V_i - V_{nn'})}{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2} \text{ avec } \begin{cases} V_r : \text{tension référence} \\ V_i : \text{tension d'entrée} \end{cases} \quad (III.45)$$

Le terme $V_{nn'}$ et C sont quant à eux définis par :

$$V_{nn'} = \frac{\text{Max}(V_1 + V_2 + V_3) + \text{Min}(V_1 + V_2 + V_3)}{2}$$

$$C = \frac{|V_{ref}| - \frac{|V_1| + |V_2| + |V_3|}{3}}{2\sqrt{2/3}(V_1^2 + V_2^2 + V_3^2)} + \frac{1}{3} \quad (III.45)$$

Cette méthode permet d'atteindre le ratio de transformation Q maximal (0.86) .cette stratégie de modulation permet de conserver un système de tension sinusoidal en sortie et une puissance instantanée constante lorsque le réseau d'entrée est déséquilibré et/ou pollué par des harmoniques ; les courants d'entrée ont alors la même forme d'onde que la tension d'entrée .les éléments nécessaires à la stratégie de modulation sont schématisés sur la **Figure III.18**

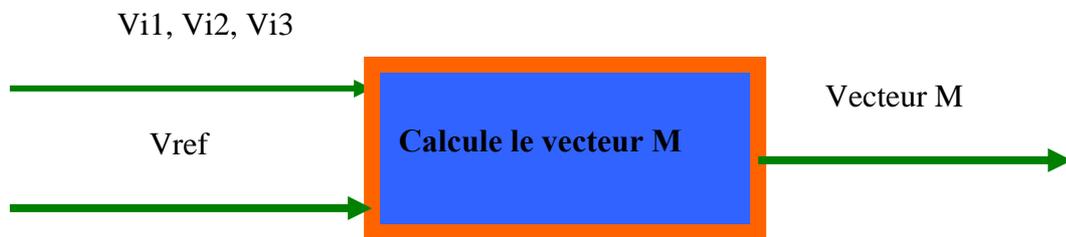


Figure III.18 Synoptique de la stratégie de modulation Ph.d

III.5.1-Simulation et résultats :

Performances de la commande d'un convertisseur matriciel par la PWM à trois intervalles :

Une étude par simulation numérique du comportement dynamique du MC commandé par la **méthode scalaire PH.D** est réalisée. Ce convertisseur alimente une charge R-L monophasé équilibrée à partir d'une source de tension triphasée équilibrée.

Les paramètres de simulation sont :

Valeur efficace des tensions d'entrée : 220V ;

Résistance de la charge : 7Ω ; inductance de charge : 11mH ;

Fréquence d'entrée : 50Hz ; fréquence de sortie variable : 50Hz ;

Fréquence de hachage : 10kHz.

Pour la fréquence de sortie $f_o=50\text{HZ}$ les courbes sont données par les figures III.19.

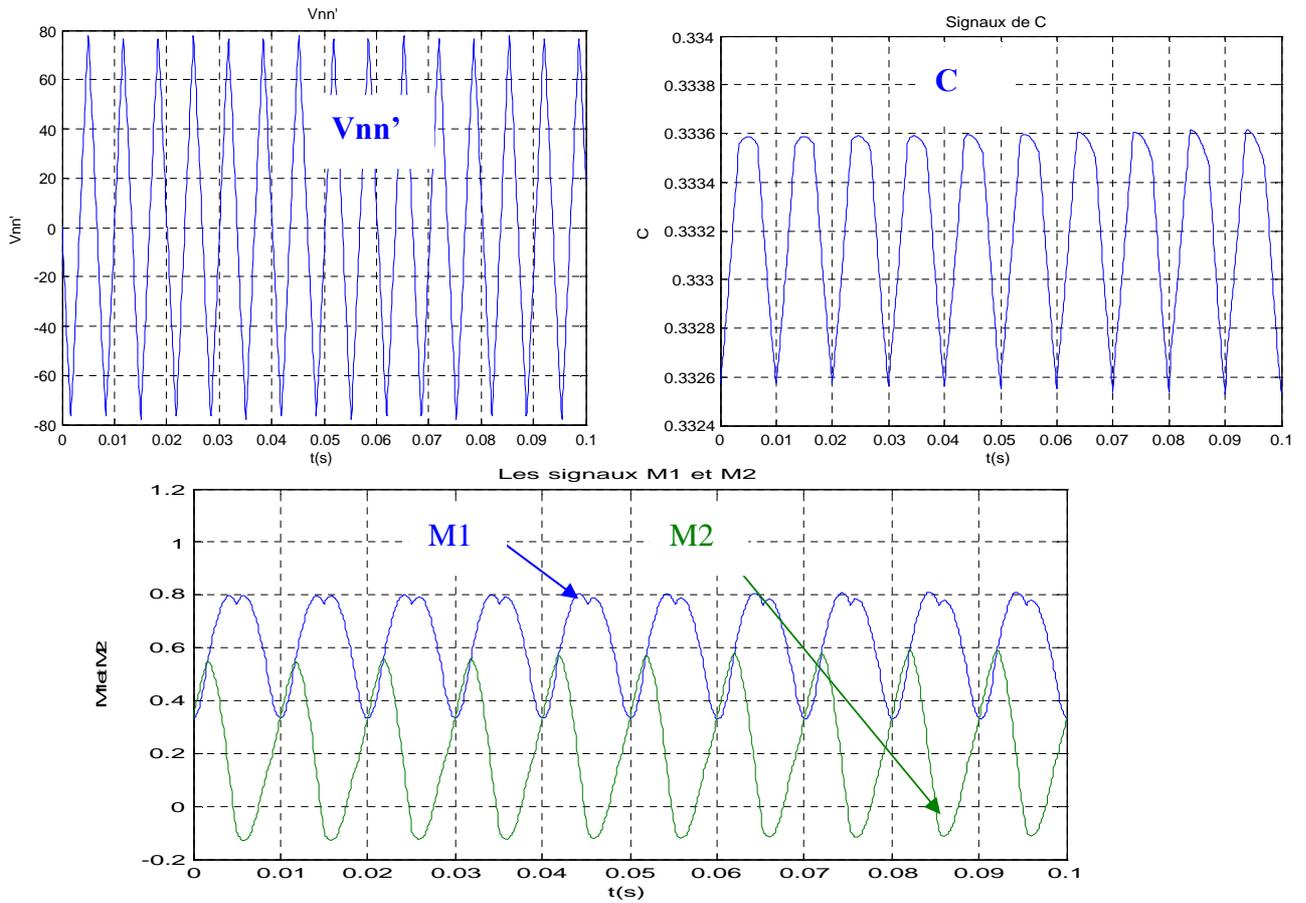


Figure III.19 les différents signaux de la stratégie PH.D. ($m=21, r=0.86, f_o=50\text{HZ}$).

III.5.2- Le résultat de simulation :

La tension désirée a pour paramètre $V_{im}=220*\sqrt{2}$, $F_i=50$, $F_o=(25, 50, 100\text{Hz})$;

Avec un charge RL ($R=7, L=0.011\text{H}$).

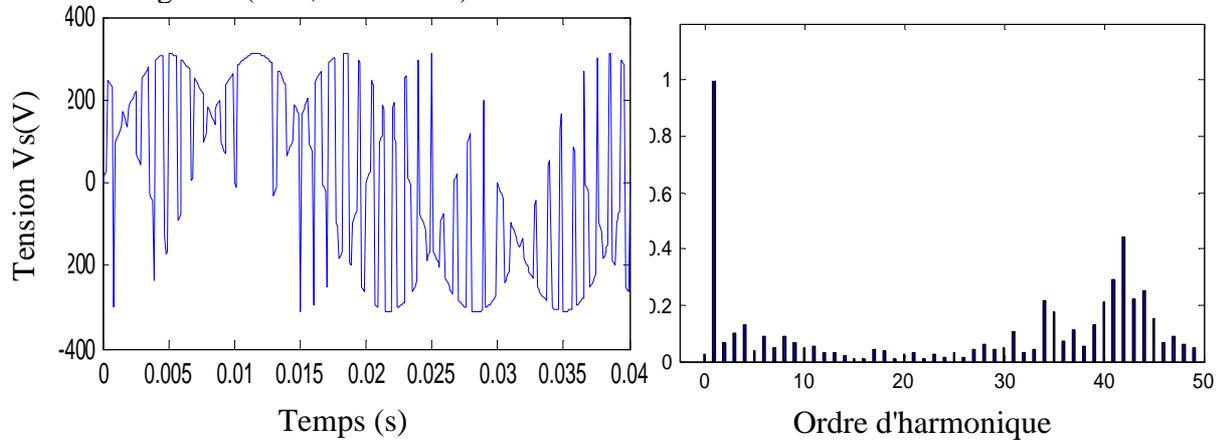


Figure (III-20-a)-allure de la tension et courant dans la charge R-L avec leur spectre FFT pour $F_o=25\text{Hz}, r=0.86, F_s=1000\text{Hz}$;

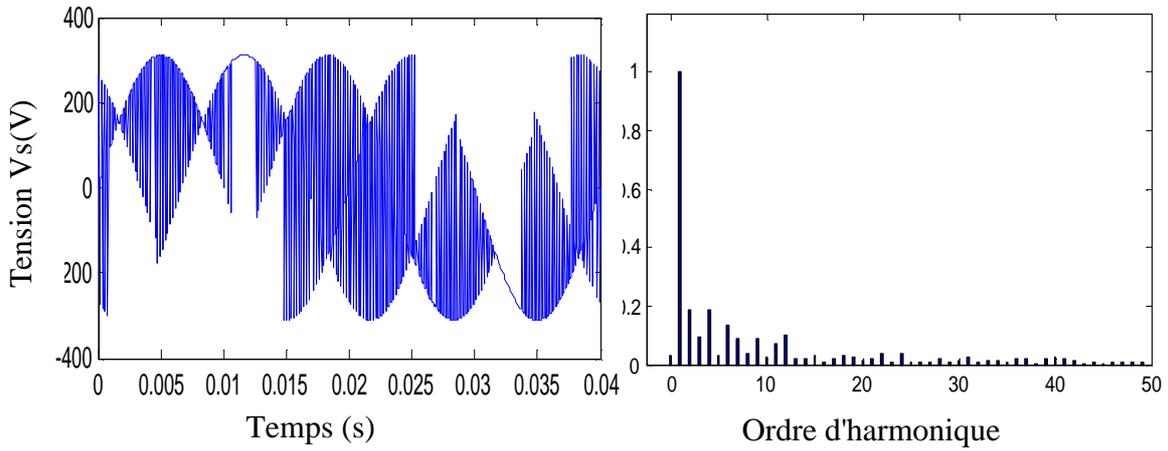


Figure (III-20-b)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_o=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 5000\text{Hz}$;

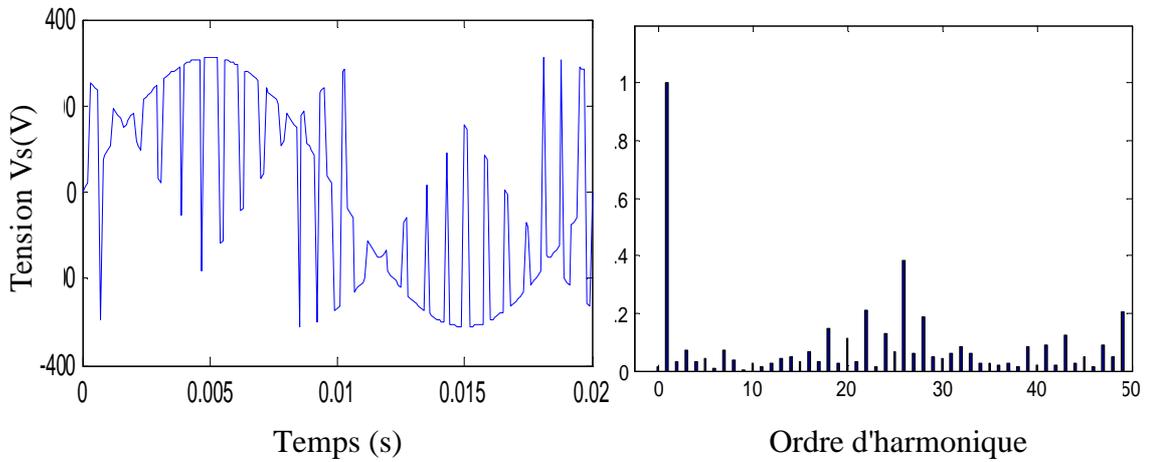


Figure (III-20-c)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_o=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 1000\text{Hz}$;

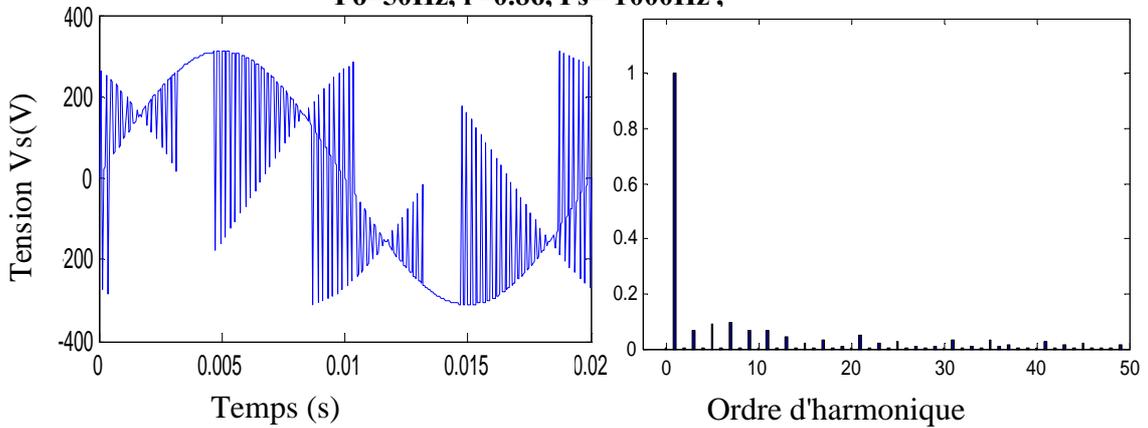


Figure (III-20-d)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_o=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 5000\text{Hz}$;

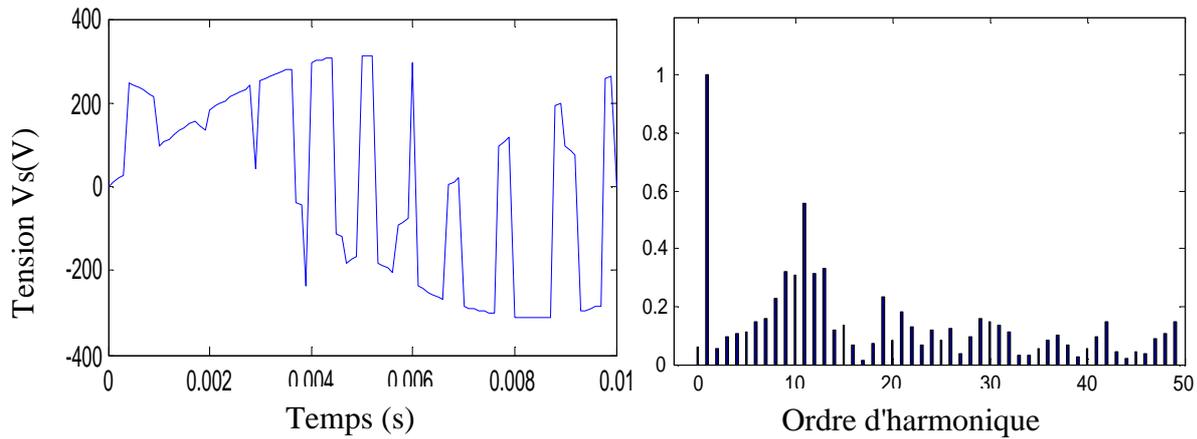


Figure (III-20-e)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 1000\text{Hz}$;

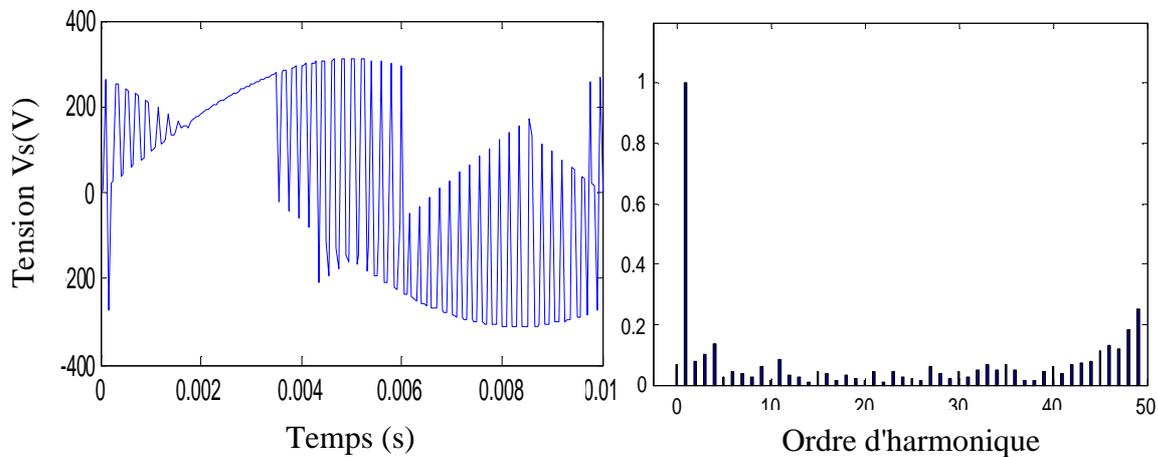


Figure (III-20-f)-allure de la tension et courant dans la charge R-l avec leur spectre FFT pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s= 5000\text{Hz}$;

III.5.3-Interprétation des résultats :

A partir des résultats de simulation des spectres d'harmonique de la tension V_x , il est à constaté que :

- Pour les valeurs de l'indice de modulation m , il n'y a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs.
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p=m f_0$).
- La première famille centrée autour de la fréquence $m f_0$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.
- Le taux de modulation r , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r = 0$ à $r = 0.8$.

III.5.4- Alimentation machine asynchrone par convertisseur matriciel:

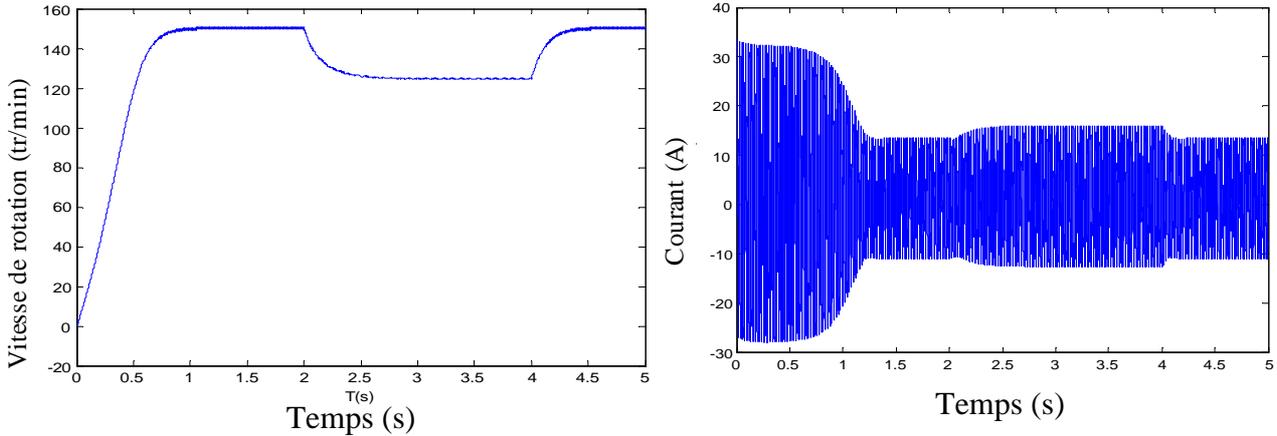


Figure (III-21-g) : Formes du courant statorique, de la vitesse rotorique (Fo=50Hz, Cem=5N.m entre t=2s et t=4s).

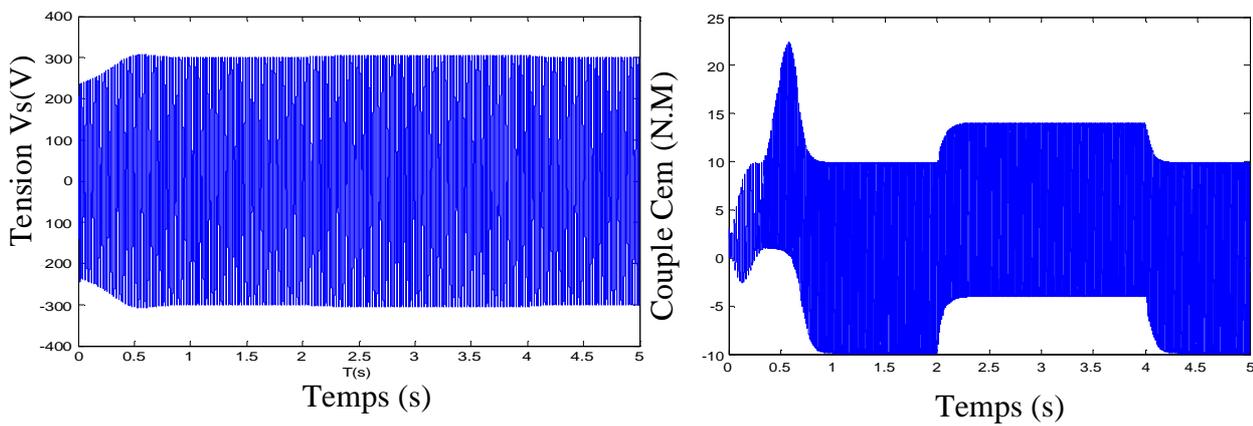


Figure (III-21-h) : Formes du couple électromagnétique et de tension Vc (Fo=50Hz, Cem=5N.m entre t=2s et t=4s).

III.5.5-Interprétation des résultats :

Le moteur asynchrone à vide répond bien au changement de sa fréquence lorsque il alimenté par le convertisseur matriciel, car pour une fréquence de 50Hz la vitesse atteint les 150tr/mn, donc le moteur asynchrone monophasé, a un fonctionnement normal quant il est alimenté par le convertisseur matriciel.

L'allure du couple électromagnétique est typique aux moteur asynchrone monophasé, elle présente de grandes oscillations, car ce couple est du à un champ magnétique pulsant. La forme du courant statorique est se stabiliser à une valeur qui dépend de la charge à entraînée donc du couple résistant.

CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons étudié quatre stratégies de modulation :

- méthode de M.VENTUTINI.
- méthode de ROY.
- méthode MLI à Trois Intervalles.
- méthode scalaire PH.D.

Les résultats obtenus avec les quatre techniques sont satisfaisants vu la qualité des signaux sur une charge inductive R-L à différentes fréquences de sortie, et appliquer sur une machine asynchrone monophasé avec un couple de charge.

L'objet du quatrième chapitre réalisation pratique du convertisseur et applique tous les méthodes de commande.

Chapitre IV :

Réalisation pratique d'un convertisseur

matriciel

Introduction :

Dans les chapitres précédents, nous avons modélisé et simulé les techniques de commande d'un convertisseur matriciel monophasé- monophasé $1\phi/1\phi$ et triphasé- monophasé $3\phi/1\phi$.

Dans ce chapitre, nous allons opter à la justification des éléments utilisés lors de notre réalisation, à commencer par la réalisation l'interface entre PC et circuit de commande et logiciel de programmation (**software et hardware**), puis le choix approprié des interrupteurs de puissance ainsi que leurs caractéristiques. Après avoir présenté ceci, nous passons à la réalisation des différentes cartes et maquettes électroniques des différentes alimentations stabilisées nécessaires à alimenter les divers transistors IGBT, à présenter les maquettes réalisées pour générer les différents signaux de commande des cellules de commutation, nous illustrons par la suite le fonctionnement des drivers d'IGBT et la commande par la carte d'interface à travers un exemple de réalisation d'un circuit gradateur, et nous présentons les différents résultats pratiques assemblés.

IV.1- l'interface parallèle de PC :

IV.1.1- Le port parallèle de l'ordinateur PC :

Le port parallèle est basé sur une architecture assez ancienne mais très simple à utiliser, ce qui en fait l'interface de prédilection pour tout électronicien amateur. Comme son nom l'indique, il fournit, entre autres, 8 broches de données directement utilisables et ne nécessitant pas de circuits d'interfaces supplémentaires pour réaliser des tâches simples. [23]

IV.1.2- Brochage et performances :

Le port parallèle se présente sous la forme d'un connecteur SUBD femelle à 25 broches. Seules 17 broches sont utilisables, les 8 broches restantes sont interconnectées à la masse du PC. Le schéma ci-dessous montre le brochage de ce port.



Figure IV.1- Le port parallèle de l'ordinateur PC

Le tableau (Tableau IV.1) présente le nom de chaque broche :

On retrouve bien 5 lignes en entrée, 4 en sortie, et les 8 lignes de données en entrée-sortie

No de broche	Signal	Description du signal	Sens du signal
1	STROBE	Impulsion STROBE lecture des données	IN/OUT
2	DATA 1	Ces signaux désignent respectivement l'information des bits 1 à 8 des données parallèles. Chaque signal est au niveau " haut " quand la donnée est un " 1 " logique et au niveau " bas " quand la donnée est un " 0 " logique.	IN/OUT
3	DATA 2		IN/OUT
4	DATA 3		IN/OUT
5	DATA 4		IN/OUT
6	DATA 5		IN/OUT
7	DATA 6		IN/OUT
8	DATA 7		IN/OUT
9	DATA 8		IN/OUT
10	ACKNLG	Un niveau " bas " signale que la donnée a été reçue et que l'imprimante est prête à recevoir d'autres données.	OUT
11	BUSY	Un niveau " haut " signale que l'imprimante n'est pas en mesure de recevoir des données.	OUT
12	PE	Un niveau " haut " signale qu'il n'y a plus de papier dans l'imprimante.	OUT
13	SLCT	Ce signal indique que l'imprimante est sélectionnée.	OUT
14	AOTO FEED XT	Quand ce signal est " bas ", l'imprimante fait un saut de ligne après impression.	IN
15	NC	non utilisé	-
16	0 V	Niveau logique 0	-
17	CHASIS GND	Masse de l'imprimante	-
18	NC	non utilisé	-
19	GND - Masse	Masse	-
20	Masse		-
21	Masse		-
22	Masse		-
23	Masse		-
24	Masse		-
25	Masse		-

Tableau IV.1-nom de chaque branchement du LPT.

IV.1.3 -Les registres de commande :

Ces lignes sont commandées directement par un bit, dans **trois registres différents**, comme précisé dans la dernière colonne du tableau suivant (Tableaux IV.2), et le niveau de repos correspond au niveau de la ligne lorsque le bit dans le registre est à 0, c'est à dire que si le niveau de repos est un le niveau de la ligne et le bit correspondant dans le registre sont inversés [23].

Registre de données Adresse 888	bit 0	D0	Broche n°2
	bit 1	D1	Broche n°3
	bit 2	D2	Broche n°4
	bit 3	D3	Broche n°5
	bit 4	D4	Broche n°6
	bit 5	D5	Broche n°7
	bit 6	D6	Broche n°8
	bit 7	D7	Broche n°9
Registre d'état Adresse 889	bit 3	Error	Broche n°15
	bit 4	Select	Broche n°13
	bit 5	Paper end	Broche n°12
	bit 6	Acknowledge	Broche n°10
	bit 7	Busy	Broche n°11
Registre de contrôle Adresse 890	bit 0	Strobe	Broche n°1
	bit 1	Autofeed	Broche n°14
	bit 2	Initialise	Broche n°16
	bit 3	Select input	Broche n°17
	bit 4	Autorisation d'interruption	
	bit 5 directions données (0 = sortie, 1 = entrée)		

Tableau VI.2- différents registres de LPT.

Le **bit 5** n'est bien entendu adressable que sur les ports bidirectionnels.

Différentes adresses peuvent exister pour les registres selon le système, le tableau suivant (**Tableau IV.3**) en présente les différentes possibilités (**0h** signifie que les valeurs sont en hexadécimal) :

Cependant sur les systèmes actuels le port LPT1 se situe toujours à l'adresse 378 et le port LPT2 à l'adresse 278.

port de données	0h956	0h3BC	0h888	0h378	0h632	0h278
port d'état	0h957	0h3BD	0h889	0h379	0h633	0h279
port de contrôle	0h957	0h3BE	0h89A	0h37A	0h634	0h27A

Tableau IV.3 différentes possibilités des adresses de LPT.

IV.1.4 –logicielle de commande :

Pour envoyer des informations à notre guise avec le port parallèle, il est nécessaire de fabriquer un programme pour écrire sur le port. Dans notre exemple, ce programme est écrit en langage C. Sachez cependant qu'il peut être écrit dans un grand nombre de langages de programmation différents.

On utilise l'outil de programmation **TURBO C**, le fichier exécutable est inséré sous DOS, et le traitement en temps réel, la **Figure IV.2** présente une Fenêtre de **TURBO C**.

```

TC
File Edit Run Compile Project Options Debug Break/watch
Line 81 Col 1 Insert Indent Tab Fill Unindent C:\CART_REA.C
if (<i>=0 && i<m1*ts) <A0=3 ;>
if (<i>=m1*ts && i<(m1+m2)*ts) <A0=12;>
if (<i>=(m1+m2)*ts&& i<ts) <A0=48;>
}
/*****múthode de ventiren simplifie*****/
if(model==2)
{
q=0.5; /* ou q=0.8*/
vo=q*sin(2*pi*fo*i_to);
m1=1/3*(1+2*via*vo);
m2=1/3*(1+2*vib*vo);
if (<i>=0 && i<m1*ts) <A0=3 ;>
if (<i>=m1*ts && i<(m1+m2)*ts) <A0=12;>
if (<i>=(m1+m2)*ts&& i<ts) <A0=48;>
}
/*****múthode de PH .D*****/
if(model==3)
{
Message
F1-Help F5-Zoom F6-Switch F7-Trace F8-Step F9-Make F10-Menu

```

Figure IV.2- Fenêtre de TURBO C

Exemple d'application sous turbo C :

Pour lire sur un port LPT (Registre de données Adresse **378H**) :

Initialization:

```

MOV AL, 20H
MOV DX, 37AH
OUT DX, AL

```

Lire :

```
MOV DX, 378H
```

```
IN AL, DX
```

Pour écrire sur un port LPT (Registre de données Adresse 378H) :

Initialization:

```
MOV AL, 00H
```

```
MOV DX, 37AH
```

```
OUT DX, AL
```

Letter:

```
MOV DX, 378H
```

```
MOV AL, WRITE_DATA
```

```
OUT DX, AL
```

La figure suivant représente le logiciel ou fiche exécutable et représente déférant paramètre de commande d'un convertisseur matricielle :



```
C:\ Turbo C++ IDE

REPUBLICQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE HASSIBA BEN BOUALI DE CHLEF
Faculté des Sciences & Sciences de l'Ingenieur
Département d'Electrotechnique
En vue de l'obtention du diplôme de
Magister en Electrotechnique (ecole doctorale)
Option : entrainement des machines electriques

Presente par :

ABDERRAHMEN BOUHANI BEN ZIANE

Ingenieur d'etat en electrotechnique, Univ. HB Chlef

THEME

Etude et realisation d'un convertisseur matriciel monophasé

Methode de commande : ROY
Frequence d'entree: Fi=50 Hz
Tension d'entree: Ui=110 v
Frequence de sortie: Fo=10 Hz
Pas de calcul: pas=0.0001 s
fruquence de comutation: Fs=2KHZ
La charge RL: R=470
L=10 mH
```

Figure IV.3- Fenêtre de logiciel exécutable (commande.exe)

IV-2- Circuit d'attaque (Circuit d'alimentation stabilisée):

Les caractéristiques et les performances d'un circuit électronique dépendent essentiellement des éléments dont il est constitué et de son alimentation qui doit être aussi stable que possible.

Lors de notre réalisation nous avons réalisé des alimentations classiques dont le schéma de principe est donné ci-dessous (figure IV.3).

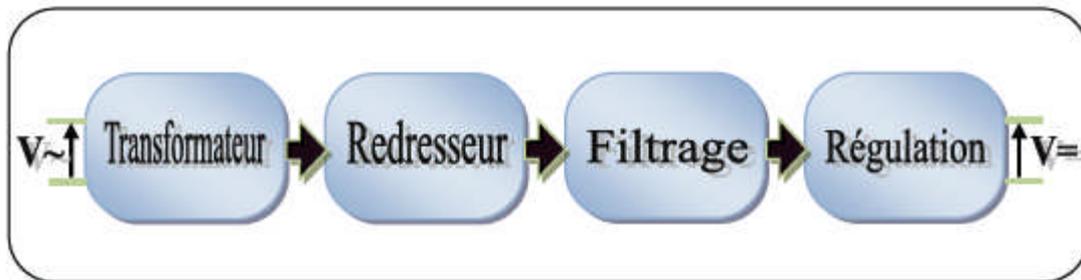


Figure IV -3-: Principe de fonctionnement d'une alimentation classique.

IV-2-1-Alimentation (-5V+ 5V et +15V) pour la carte de commande :

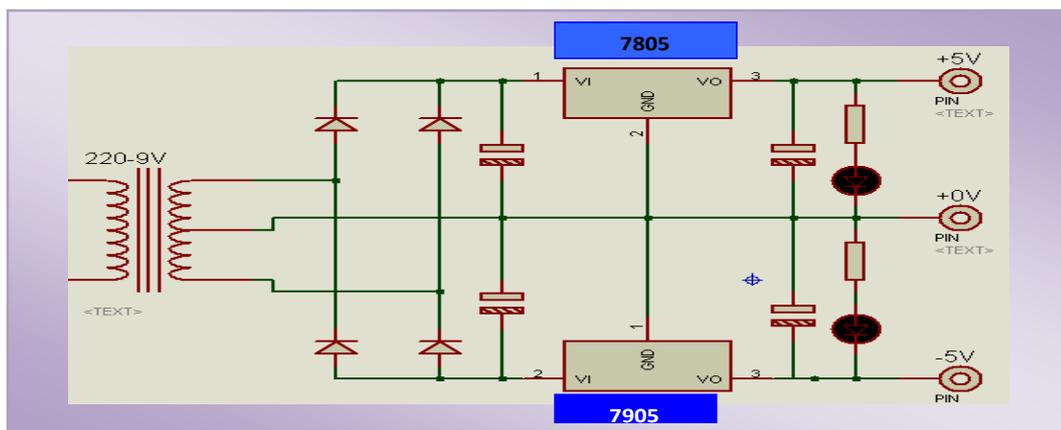


Figure IV-4-: Circuit d'alimentation stabilisée (-5, +5V) (réalisation pratique).

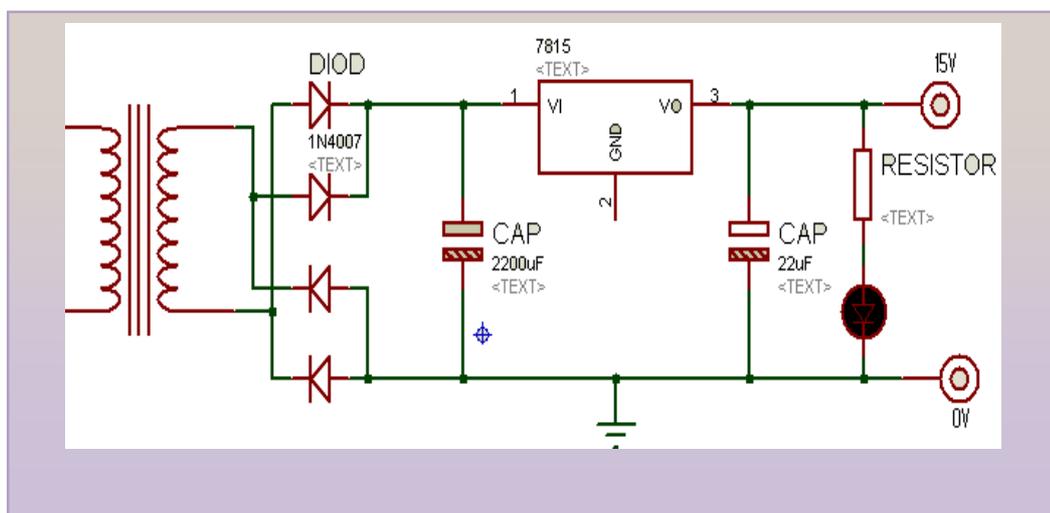


Figure IV-5-: Circuit d'alimentation stabilisée +15V (réalisation pratique).

IV-2-3-Interface des sorties digitales :

Pour établir plusieurs sorties numériques on utilise le registre 74LS373, (exemple processeur et plusieurs mémoire), la **Figure VI.8** présente le schéma de l'interface.

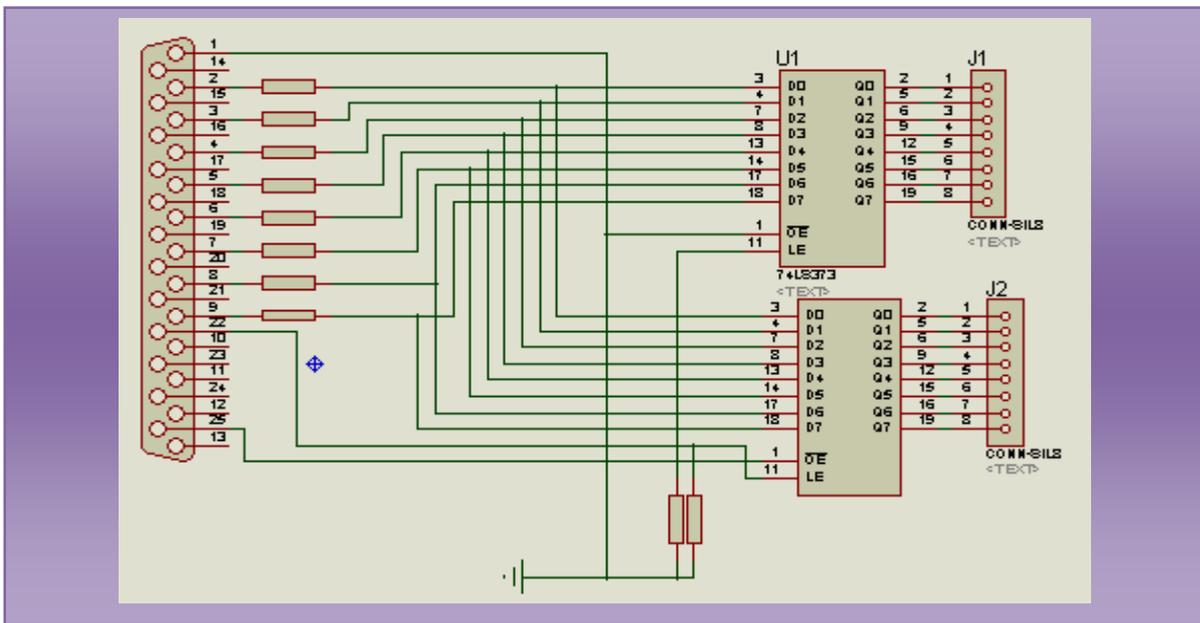


Figure IV.8: Interface des sorties digitales.

La maquette de l'interface entre PC et la commande est montrée à la **Figure IV. 9**.

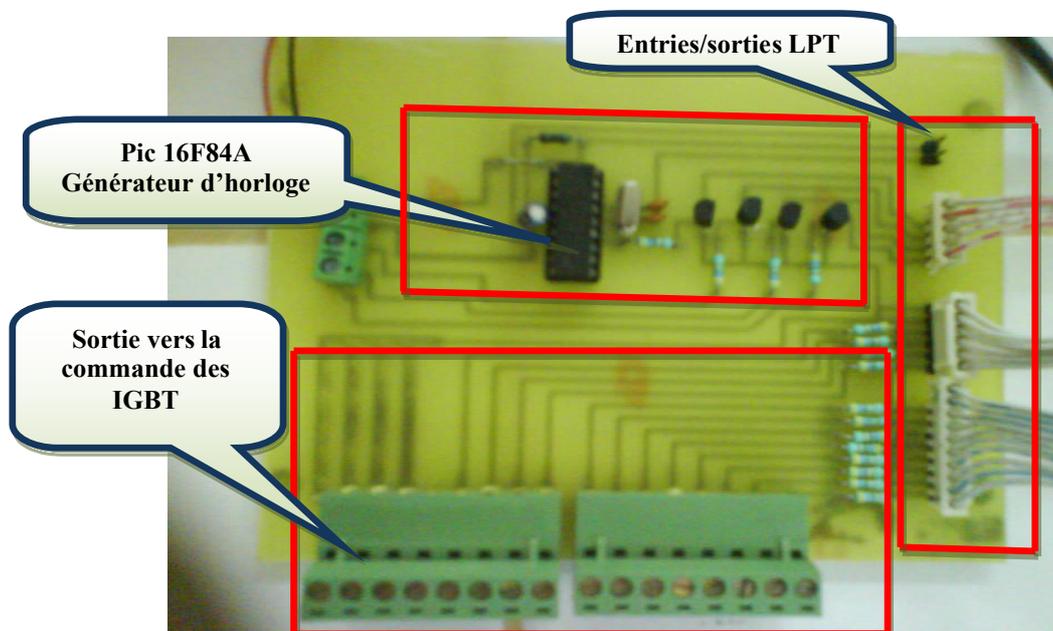


Figure IV. 9. La maquette de l'interface entre PC et la commande.

IV-2-4-Circuit d'isolation galvanique :

Pour éviter tous les problèmes de liaison directe entre le circuit de commande et celui de puissance, on emploie un circuit d'isolation galvanique à base d'un optocoupleur, ceci a contribué à la sécurité du montage de commande, car le circuit de commande est totalement isolé électriquement du circuit de puissance. Dans ce cas, on a utilisé l'opto-coupleur **4N25** ayant une tension d'isolation **5300V**, un temps de propagation **10 μ s** et un courant d'entrée de **10 mA**. Voir la **Figure IV.10**.

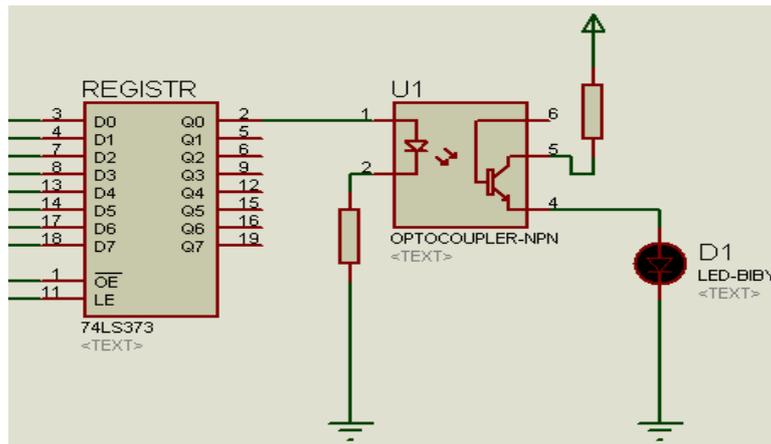


Figure IV.10 : Circuit d'isolation galvanique.

IV-2-5-Application de la carte pour la commande d'un gradateur monophasé :

On étudie un Exemple d'une commande par la carte réalisée d'un gradateur avec différentes fréquences de sortie. Voir les Figure IV.11-a, IV.11-b

Pour une fréquence 5Khz :

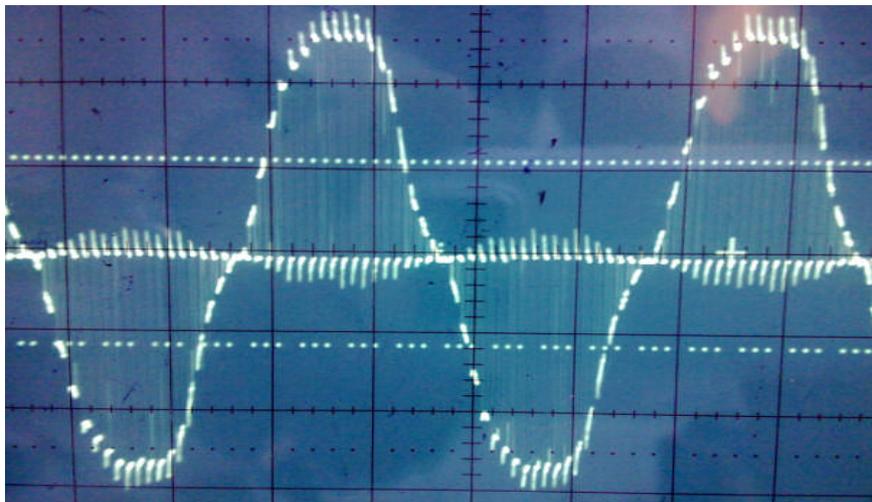


Figure IV.11-a : image de la tension de sortie pour F=5KHZ

Pour une fréquence 10Khz :

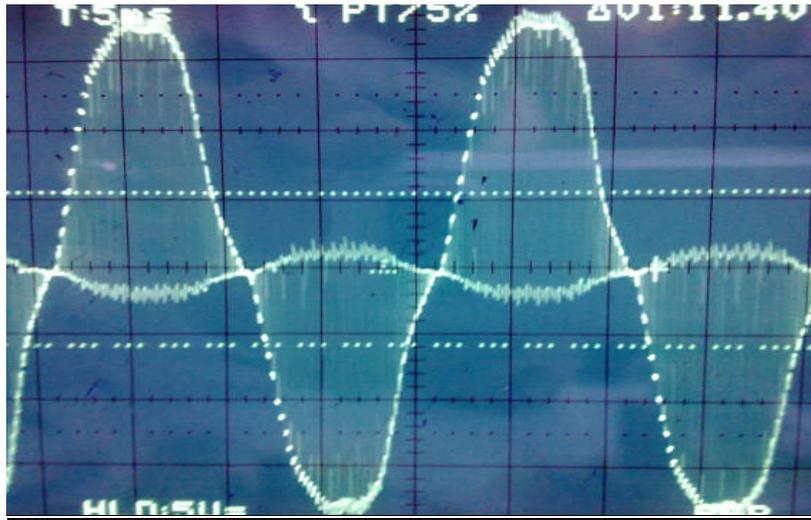


Figure IV.11.b : image de la tension de sortie F=10KHZ.

IV-2-6-Détecteur de passage par zéro :

Le port parallèle n'ayant pas d'entrée analogique, on réalise un détecteur de passage par zéro dont le schéma électrique est présenté sur la Figure IV.12, son but c'est de détecter le passage par zéro de la tension v_{1et} et ensuite initialiser les trois tensions dans le programme pour la fréquence du réseau voir annexe pour L'algorithme -sous Turbo C- des trois tensions.

Dans ce schéma, nous utilisons le signal issu des capteurs à effet Hall pour délivrer la forme d'onde de la tension du réseau

Un petit transformateur 220V-9V avec un bloc redresseur fournit les tensions -5V, 0V et 5V qui seront utilisées pour l'alimentation du comparateur LM311 qui délivre le signal de Comparaison entre l'image de la tension $v_s(t)$ et la masse.

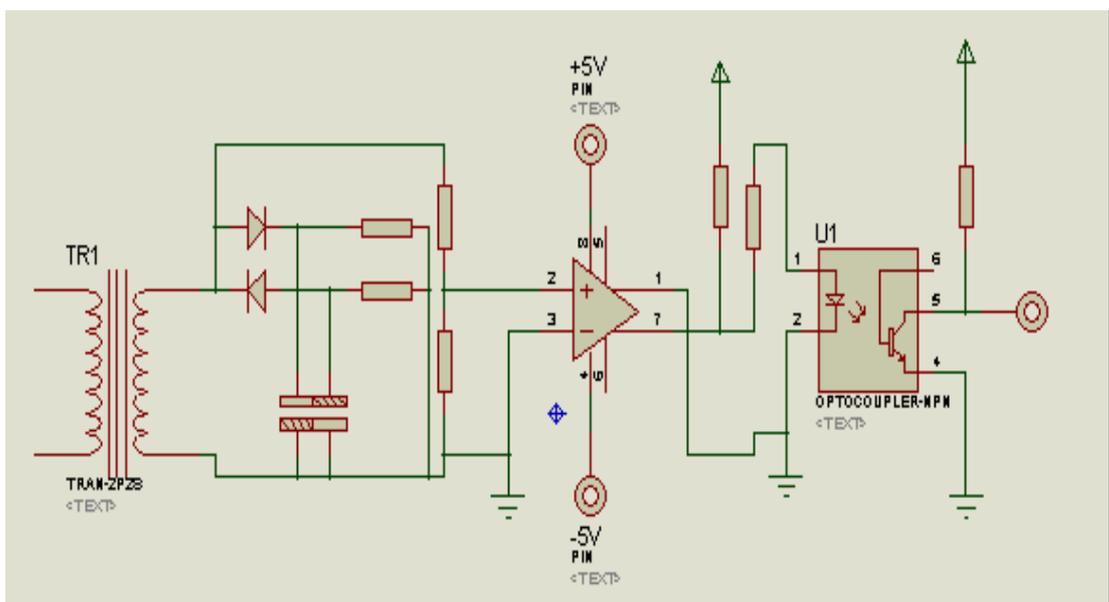


Figure IV.12 : Schéma électrique du détecteur de passage par zéro.

On présente sur la **Figure IV.13** l'allure du signal d'entrée de phase **V1** et de sortie dans le détecteur de passage par zéro.

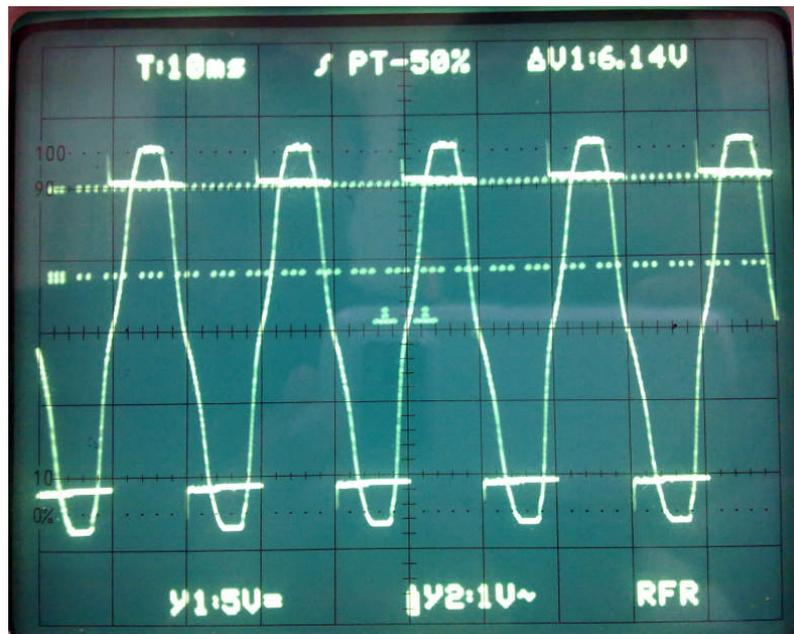


Figure IV.13 : Signal d'entrée et de sortie du détecteur de passage par zéro.

Nous représentons sur la **Figure IV. 14.** photo de la carte du détecteur de passage par zéro.

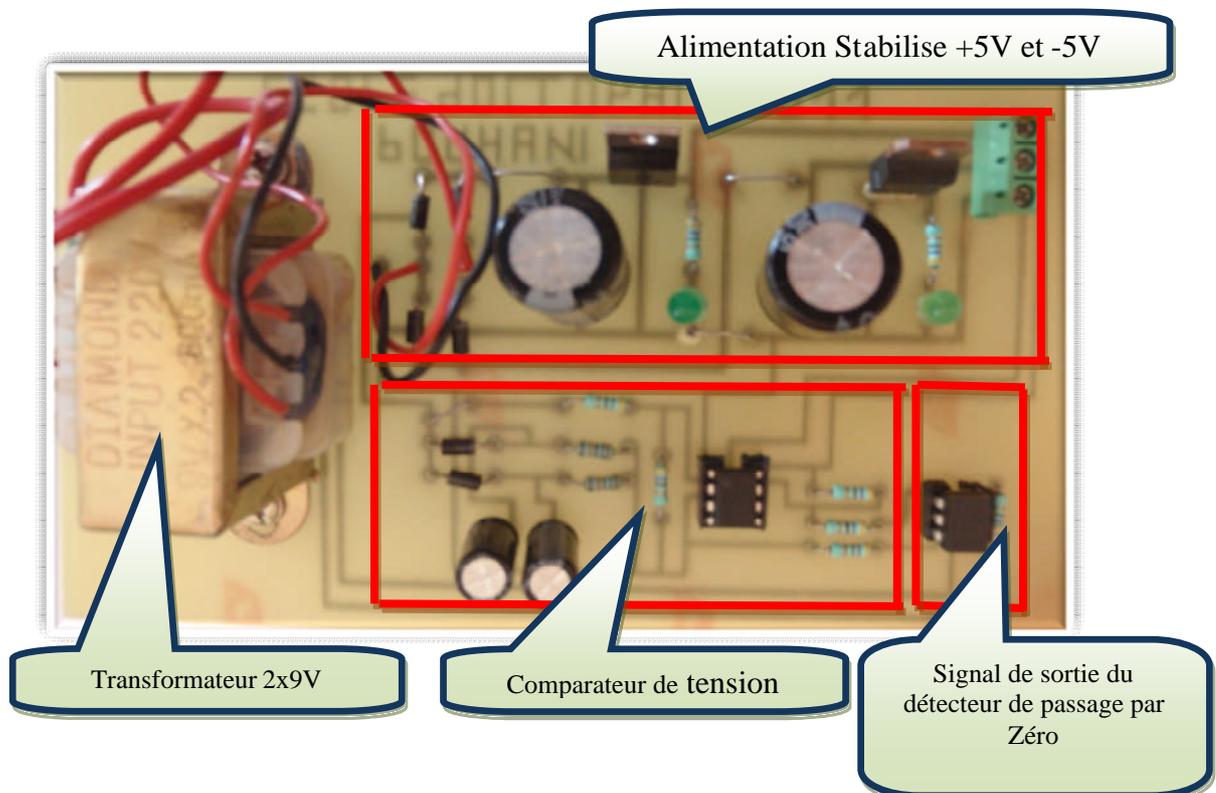


Figure IV. 14. Maquette du détecteur de passage par zéro.

IV-3-Différentes configurations des commutateurs :

Il existe quatre configurations pour les commutateurs de puissance bidirectionnels :

- La configuration (A) : ce type de configuration est le plus simple, elle est constituée de quatre diodes en pont et d'un seul interrupteur (IGBT) au centre du pont.
- La configuration (B) est constituée de deux diodes et deux transistors (IGBT) qui sont arrangés en collecteur commun.
- La configuration (C) est la même que la configuration (B) sauf que les deux transistors sont arrangés en émetteur commun. Les diodes sont nécessaires pour que le blocage de tensions inverses par les commutateurs soit assuré.
- La configuration (D) : elle est constituée de deux transistors IGBT en antiparallèle, elle n'est donc possible qu'en employant des IGBT qui permettent de bloquer des tensions négatives [22][23][24].

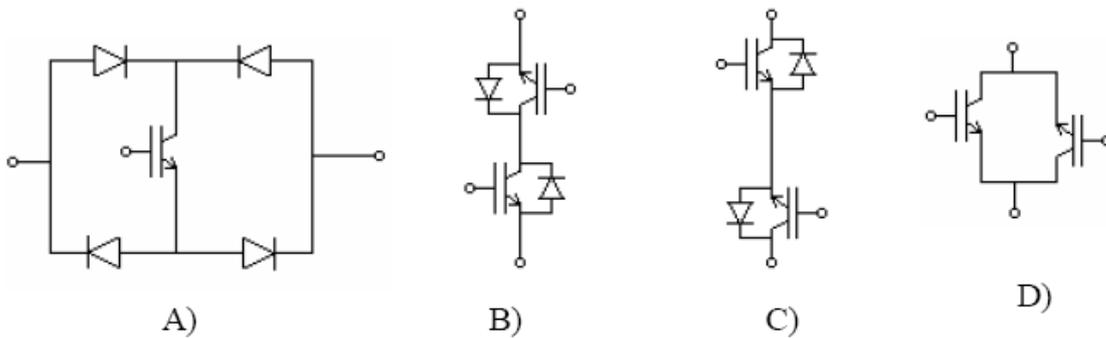


Figure IV. 15. Différentes topologies pour les commutateurs de puissance

IV-3-1 Commutation des interrupteurs quatre segments :

La commutation des interrupteurs quatre segments est plus contraignante que celle des interrupteurs utilisés dans les onduleurs de tension. En effet, aucun chemin pour le courant de sortie n'est naturellement disponible dans les interrupteurs nécessaires au fonctionnement du convertisseur matriciel, du fait de la présence d'un transistor en série avec une diode.

Puisqu'à chaque instant un seul interrupteur est fermé dans une cellule de commutation, la commutation se fait entre deux interrupteurs au sein de la cellule (Figure IV. 16).

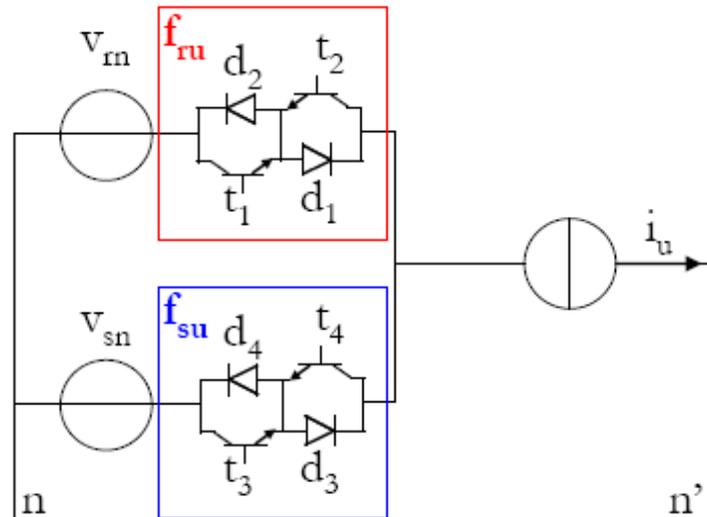


Figure IV. 16: Schéma de base pour l'étude des commutations.

IV-3-2 Problématique des commutations :

L'ouverture et la fermeture d'un interrupteur ne sont pas instantanées et présentent un certain retard sur la commande (Figure IV.17). En cas d'une commande strictement complémentaire, il peut apparaître des intervalles pendant lesquels les deux interrupteurs sont ouverts ou fermés simultanément. Un risque de court-circuit des sources de tension d'entrée ou d'ouverture des sources de courant de sortie existe donc lors des commutations.

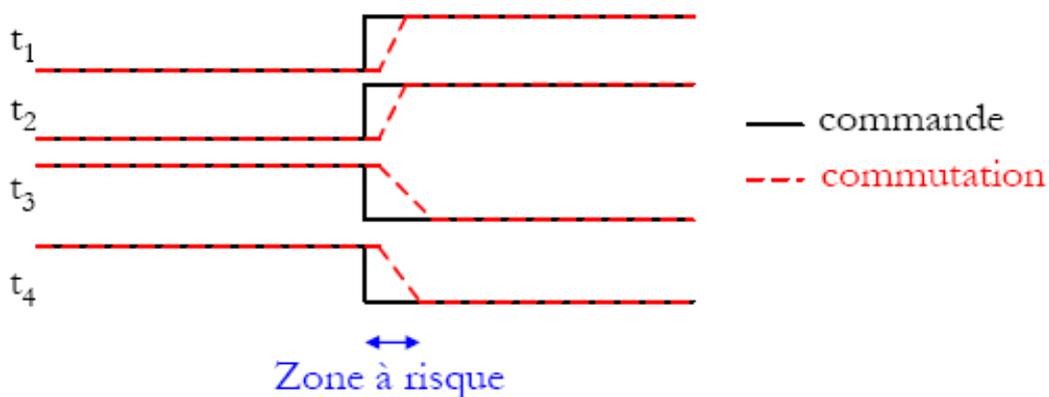


Figure IV. 17: Schématisation du risque lors de la commutation.

Si la commande introduit des "trous", le court-circuit des sources de tension d'entrée est évité mais l'on provoque des ouvertures des sources de courant de sortie. Si la commande introduit des chevauchements, l'ouverture des sources de courant de sortie est évitée mais l'on provoque des courts-circuits des sources de tension d'entrée. Chaque commutation va devoir être parfaitement contrôlée afin de limiter tout risque de destruction.

IV-3-3 Stratégie de commutation à quatre étapes basée sur le signe du courant

IV-3-3 -A- Commutation en courant :

Lorsque la commutation est terminée, l'interrupteur quatre segments fermé doit avoir une commande active sur les deux transistors qui le constitue, permettant ainsi une bidirectionnalité en courant. Le séquençage des commutations est effectué à l'aide du signe du courant de sortie (sens de parcours du courant) dans la cellule correspondante.

Commutation en 4 étapes :

Ce séquençage est organisé en quatre étapes [24][25][26], explicitées ci-dessous, avec comme exemple une commutation de l'interrupteur f_{ru} vers l'interrupteur f_{su} avec un courant de sortie i_u positif. Le schéma de base pour l'étude des commutations est rappelé ci dessous.

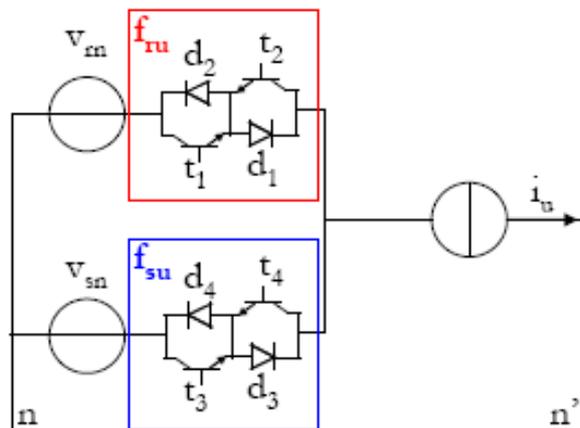


Figure IV. 18: Schéma de base pour l'étude des commutations.

- Dans un premier temps, le transistor de l'interrupteur fermé, non traversé par le courant, est ouvert (t_2 dans notre exemple). Ce changement n'engendre aucune modification sur la connexion de la phase de sortie.
- Dans un second temps, le transistor de l'interrupteur ouvert pouvant conduire le courant de la charge (t_3 dans notre exemple) est fermé. Les sources de tension d'entrée ne sont pas court-circuitées grâce aux deux diodes placées en série avec les deux transistors t_1 et t_3 (**Figure IV. 18**).

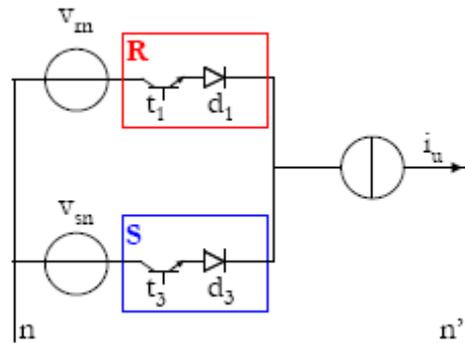


Figure IV. 18 Interrupteurs commandés à la seconde étape de commutation.

- Dans un troisième temps, le second transistor de l'interrupteur initialement fermé est ouvert (t_1 dans notre exemple).
- Pour finir, le second transistor de l'interrupteur initialement ouvert est fermé (t_4 dans notre exemple), permettant ainsi la continuité de la conduction en cas de changement de signe du courant.

Ce séquencement est présenté à la Figure IV. 19 pour les deux signes de courant de i_u .

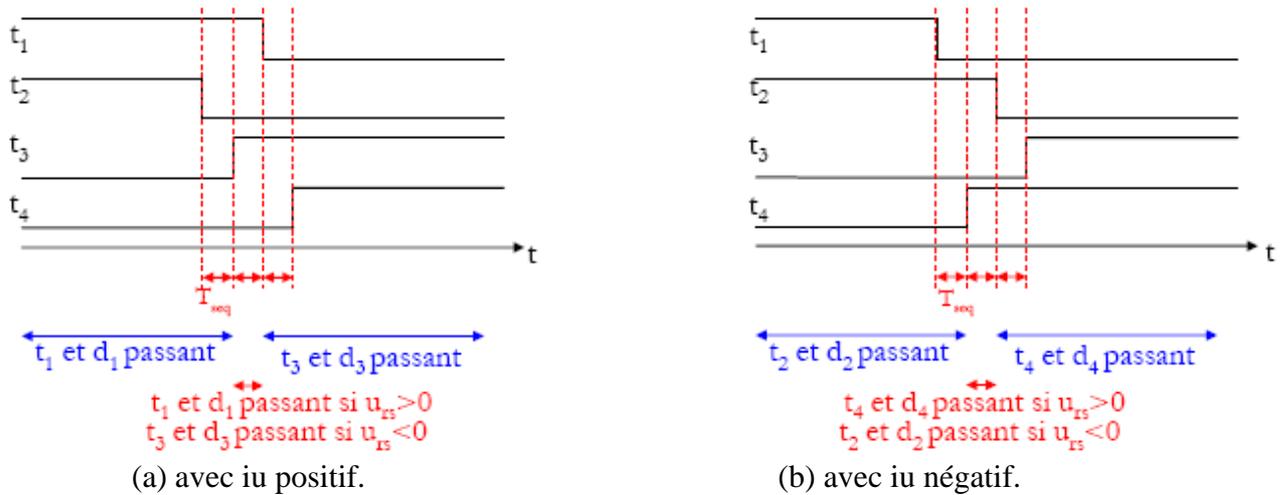


Figure IV. 19 Séquence de commutation en courant en quatre étapes.

IV-3-3-B- Commutation en tension :

Commutation en 4 étapes :

De nouveau lorsque la commutation est terminée, la commande de l'interrupteur fermé impose une commande active sur les deux transistors qui le constitue, permettant ainsi une bidirectionnalité en courant. Le schéma de base pour l'étude des commutations est rappelé ci-dessous.

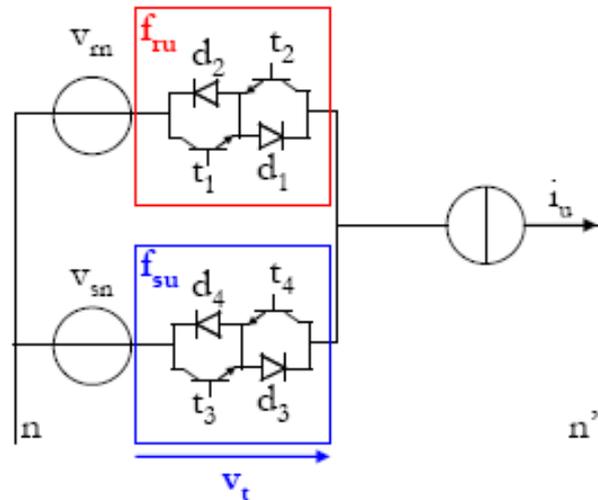


Figure IV. 20 : Schéma de base pour l'étude des commutations.

Le séquençement des commutations est effectué à l'aide du signe de la tension composée aux bornes des deux interrupteurs à commuter (u_{rs} dans notre cas pour la commutation de r vers s) [25][27]. Ce séquençement est réalisé en quatre étapes explicitées ci-dessous avec comme exemple une tension u_{rs} positive.

- Dans un premiers temps, la connaissance de la tension aux bornes de l'interrupteur ouvert (v_t) permet de fermer un des deux transistors (t_3 ou t_4) sans produire de modification sur la connexion de la phase de sortie (le transistor fermé est choisi tel que la diode en série avec ce dernier possède une tension négative, t_3 dans notre exemple avec u_{rs} positive).
- Dans un second temps, le transistor de l'interrupteur initialement fermé, et conduisant le courant du même signe que celui du transistor venant d'être fermé, est ouvert (t_1 dans notre exemple).
- Dans un troisième temps, le second transistor de l'interrupteur initialement ouvert est fermé (t_4 dans notre exemple).
- Pour finir, le second transistor de l'interrupteur initialement fermé est ouvert (t_2 dans notre exemple). Cette dernière étape permet ainsi de générer une continuité du courant en cas de changement de signe du courant.

Cette méthode de séquençement est présentée à la **Figure IV.21** pour les deux sens de signe de la tension composée u_{rs} .

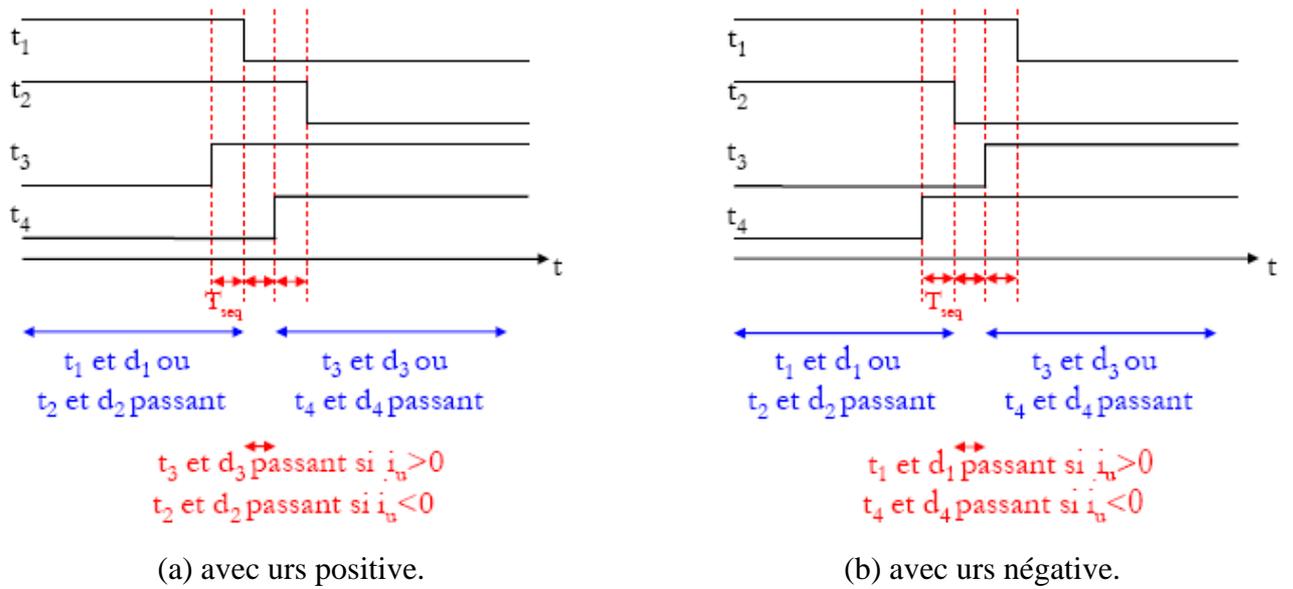


Figure IV. 21 : Exemple de commutation en quatre étapes à l’aide de la tension composée.

Ce séquençement en quatre étapes a la même durée que le séquençement de la commutation par le courant en quatre étapes.

IV-4. Représentation matricielle utilisée :

Pour la réalisation du circuit de puissance on a choisit la plus simple des configurations (A) (Figure IV.15) , elle est constituée de quatre diodes en pont et d’un seul interrupteur (IGBT) au centre du pont.la figure suivant représente le schéma globale du convertisseur matriciel 3Φ/1Φ.

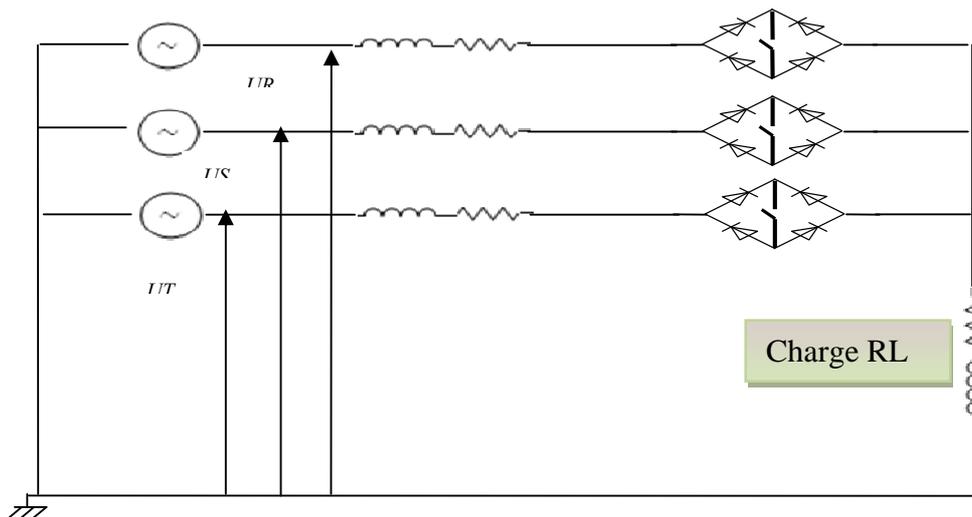


Figure IV. 22: Représentation du convertisseur triphasé/ monophasé.

IV-4-1 Choix de composant IGBT et diode :

Le choix du transistor IGBT se fait à partir des caractéristiques électriques de la charge. Pour notre cas, il faut choisir un transistor qui supporte au minimum une tension de 600 V et un courant de 5 A, comme notre commande est basée sur les différentes stratégies de commande du convertisseur, le transistor doit pouvoir commuter à des fréquences supérieures à la fréquence de hachage F_s utilisée.

Le dispositif qui convient à cette application est l'IGBT **BUP307D** (voir l'annexe 3) qu'a les caractéristiques : << **1200V, 32 A** >>.

La diode quant à elle est de type **RHRP 1540**, permet de passer un courant de 15A, et de bloquer une tension de **600V**.

IV-4-2 Circuit de commande de la puissance IGBT :

Pour la commande des IGBT on utilise plusieurs méthodes, dans cette réalisation on a utilisé un circuit d'un générateur de tension positif et négative, et composé d'un transformateur de tension 220/12V, puis utilise quatre transistors BC545, la figure (IV. 23) présente le circuit de commande des IGBT.

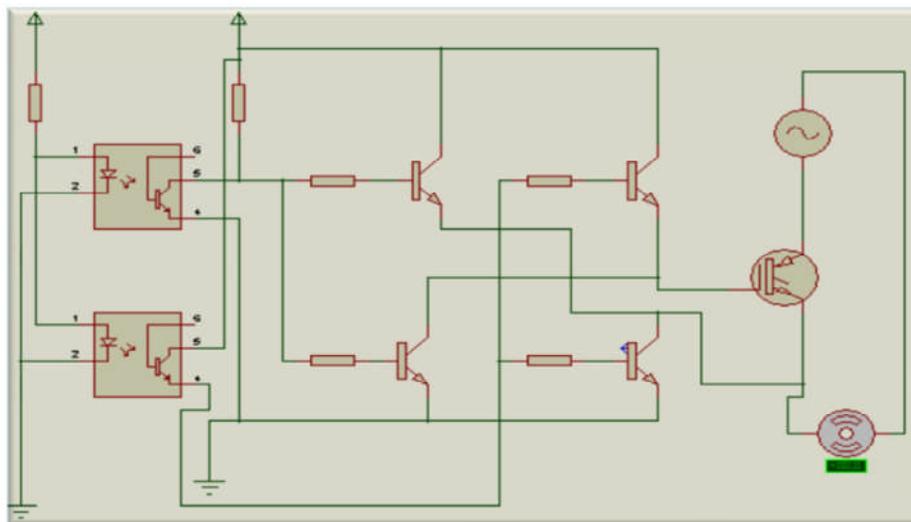


Figure IV. 23 Circuit d'alimentation et de commande d'un convertisseur matriciel.

Nous représentons sur la **Figure IV. 24** la photo de la carte de commande du convertisseur matriciel.

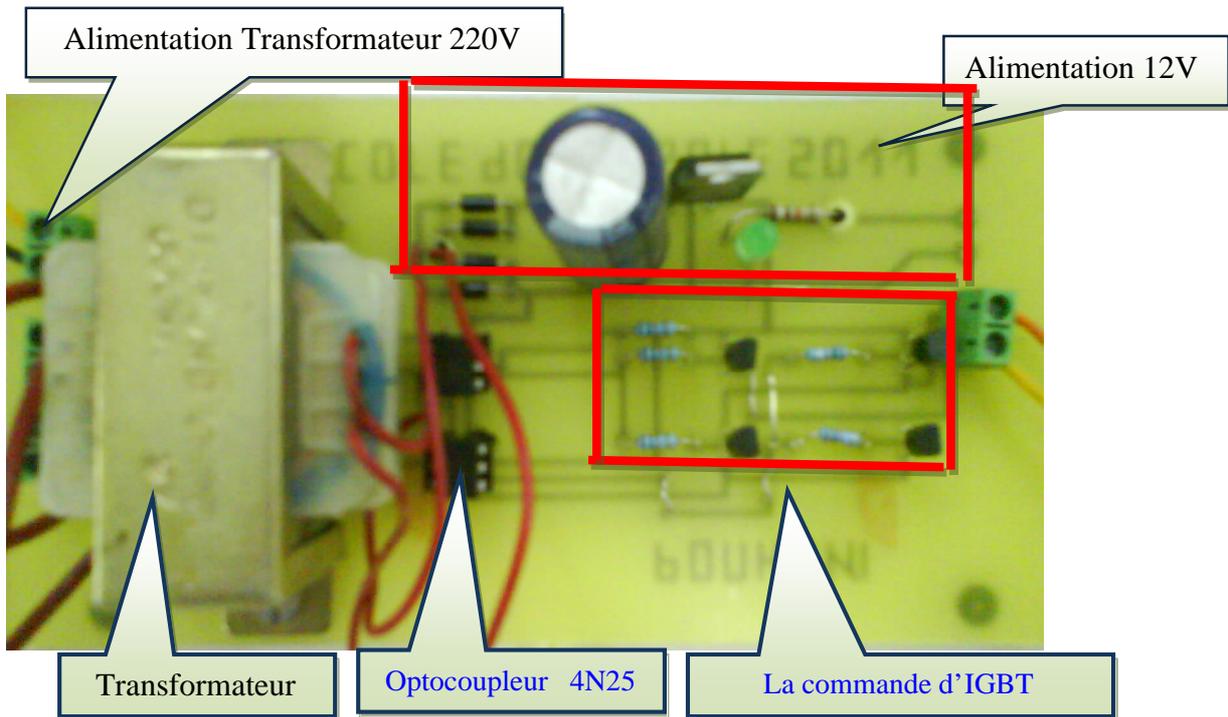


Figure IV. 24 Photo du circuit de commande d'un convertisseur matriciel.

Le signal de sortie du circuit de commande :

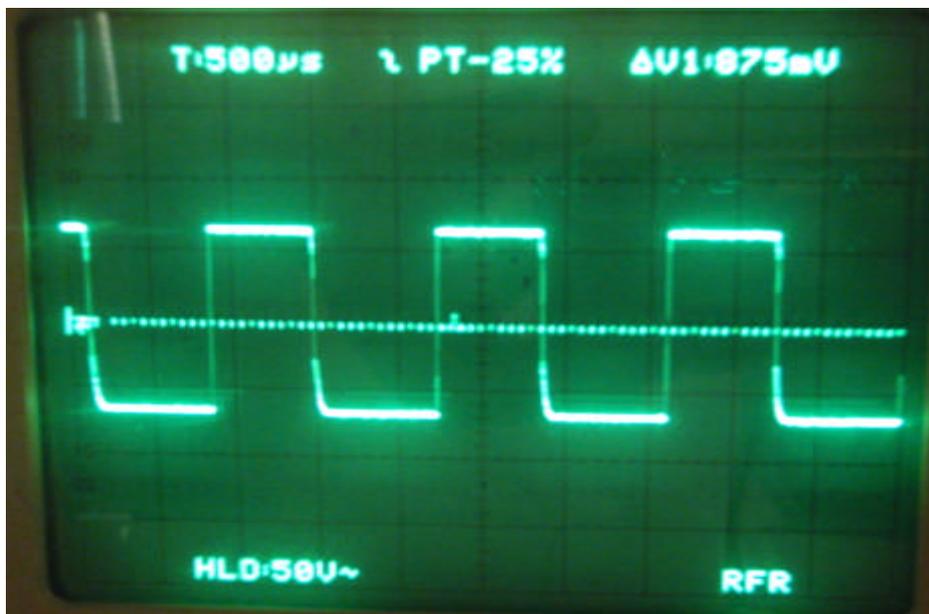


Figure IV. 25 signal de sortie du circuit de commande d'un Convertisseur matriciel.

Nous représentons sur la **Figure IV. 26** la photo de la carte de puissance du convertisseur matriciel.

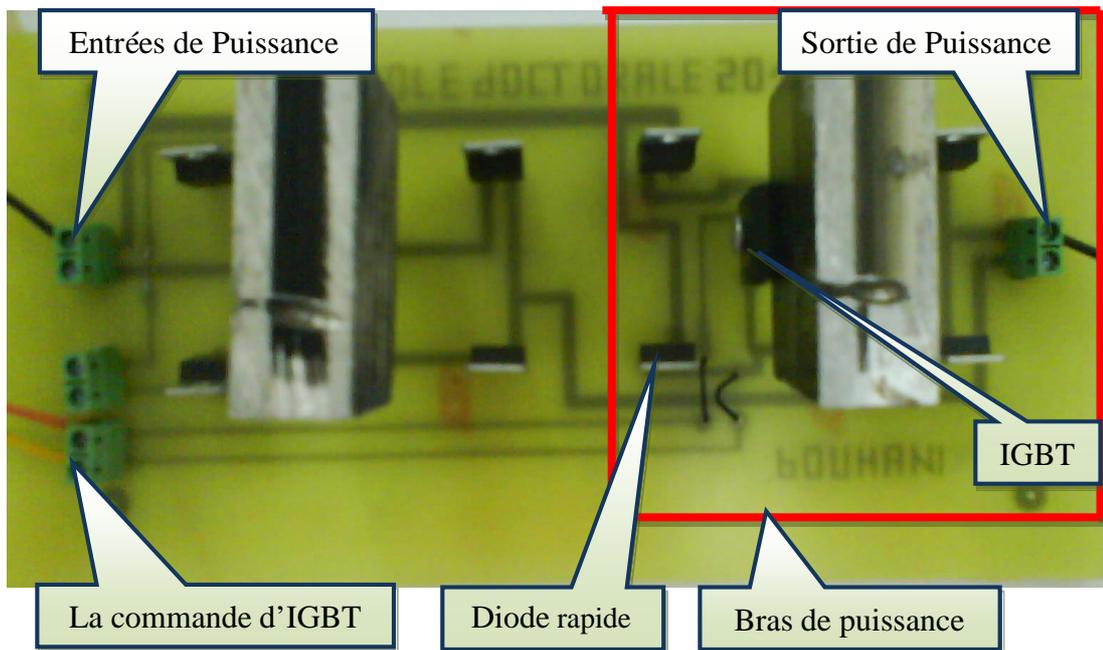


Figure IV. 26 la carte de puissance d'un convertisseur matriciel.

Conclusion :

Les configurations possibles des interrupteurs bidirectionnels à partir d'éléments unidirectionnels ont été discutées, et la configuration adéquate de l'interrupteur bidirectionnel a été mise en œuvre. Elle nécessite un seul signal de commande et présente une chute de tension moins importante. Les avancées technologiques en matière de semi conducteur ont été citées. Le transistor IGBT a été choisi comme le composant contrôlable le plus adéquat aux convertisseurs matriciels. Des calculs portant sur les caractéristiques des éléments formant les interrupteurs bidirectionnels de puissance ont été faits et les interfaces entre le circuit de commande et de puissance ont été étudiés et réalisés.

La réalisation d'un gradateur monophasé est faite pour mieux expliquer le fonctionnement du logiciel **TURBO C** et la carte de commande réalisée, et montrer le rôle des interfaces de commande des IGBT.

Chapitre V :

Résultats Expérimentaux

V.1. Introduction :

Le convertisseur matriciel est une structure triphasée/monophasé très simple de convertisseur statique. Il incorpore des interrupteurs bidirectionnels au circuit de puissance, et il est capable de convertir les tensions d'entrée en tensions de sortie avec des fréquences et des formes différentes. Cependant, les problèmes de commutation et la complexité de l'algorithme de commande ont fait qu'il n'a pas été utilisé dans de larges applications. Parmi les domaines d'utilisation d'un convertisseur matriciel, on l'utilise dans l'entraînement des machines à courant alternatifs à vitesse variable. Nous présentons dans ce chapitre, l'ensemble des essais expérimentaux que nous avons effectué respectivement sur une charge dissipative (R, L monophasé).

L'étude expérimentale consiste en une vérification principale des formes d'ondes de la tension de sortie, ainsi qu'une comparaison théorique.

V.2-Résultats pratiques et théoriques pour une charge R, L :

Les paramètres utilisés sont : $V_{IN\max}=100$, $R = 470\Omega$, $L = 10mH$.

Nous procédons maintenant à une comparaison des résultats expérimentaux et ceux obtenus en simulation.

La figure suivante représente les signaux de commande des bases des IGBT Respectivement Ta et Tb.



Figure V. 1. Signaux de commande des interrupteurs Ta et Tb de la sortie.

Dans ce qui suit, nous présentons les tensions simples simulées par logiciel MATLAB (à gauche et en bleu), et réelles (à droite et en rouge) obtenues par l'outil d'acquisition présent dans la carte de commande par PC.

V.3-1-Les résultats par méthode de venterine :

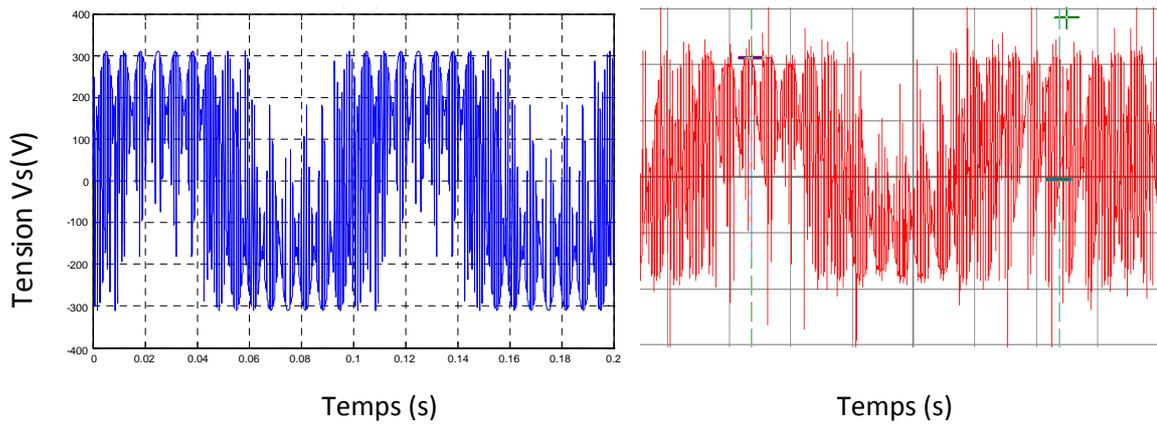


Figure V-2-a- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales
Pour $F_0=10\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$.

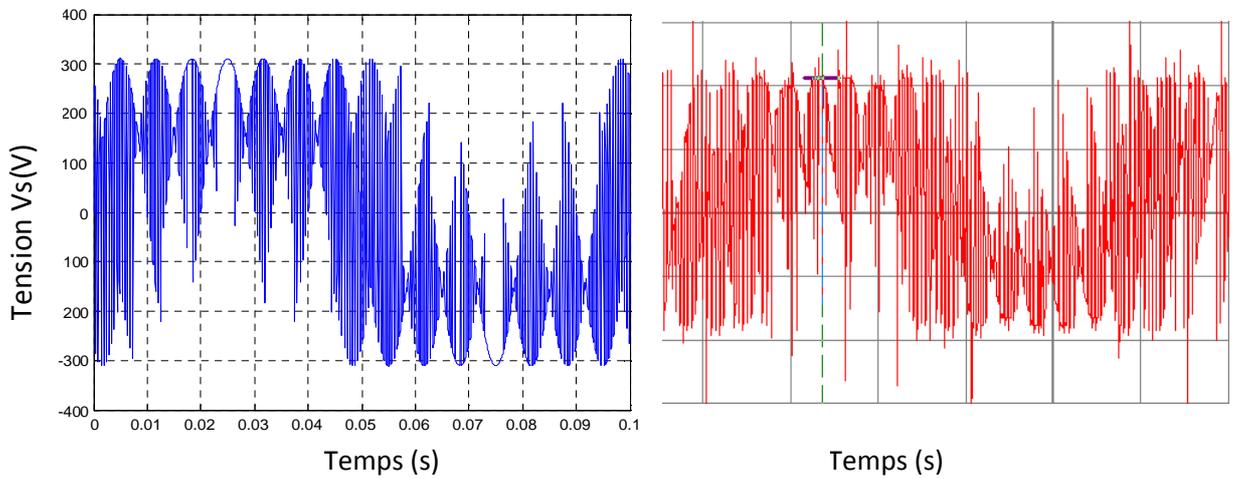


Figure V-2-b- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales
pour $F_0=10\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

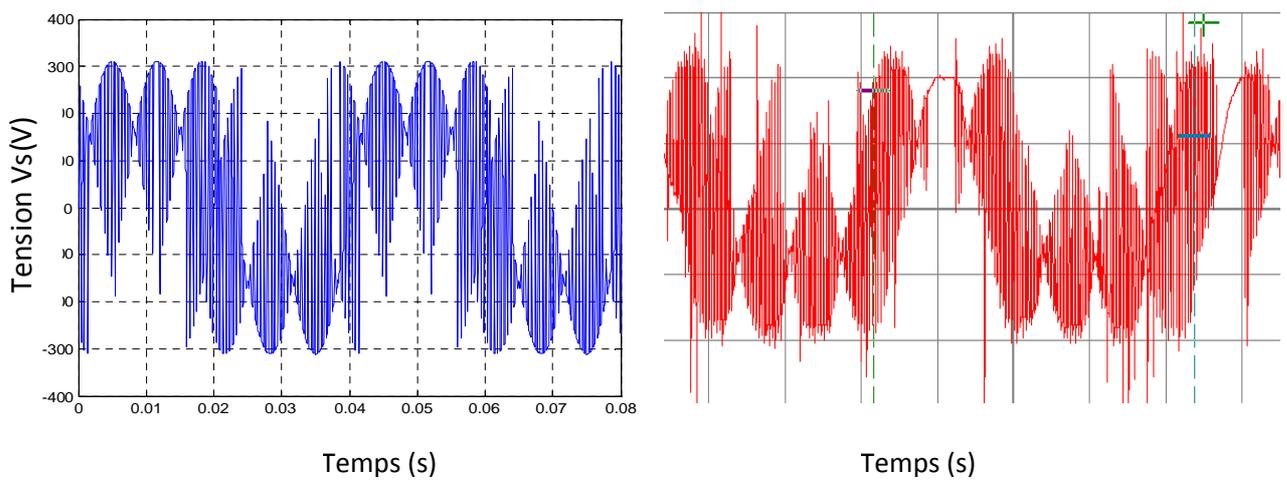


Figure V-2-c les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales
Pour $F_0=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

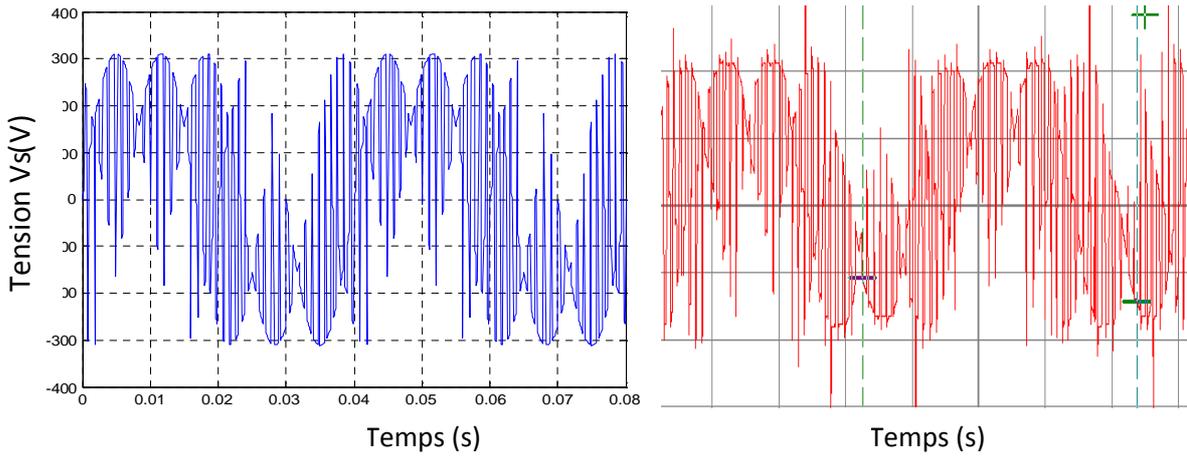


Figure V-2-d- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_o=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

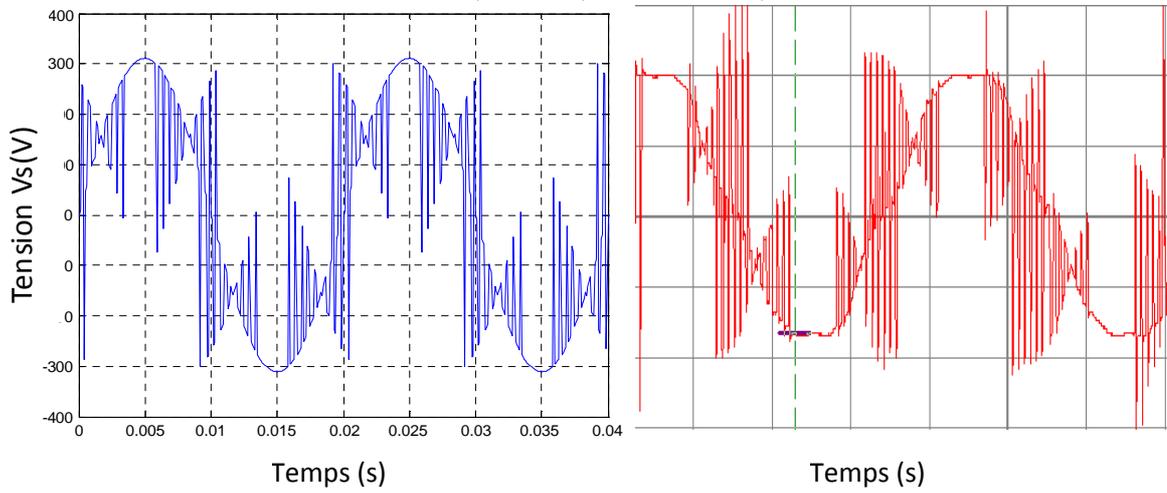


Figure V-2-e- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_o=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

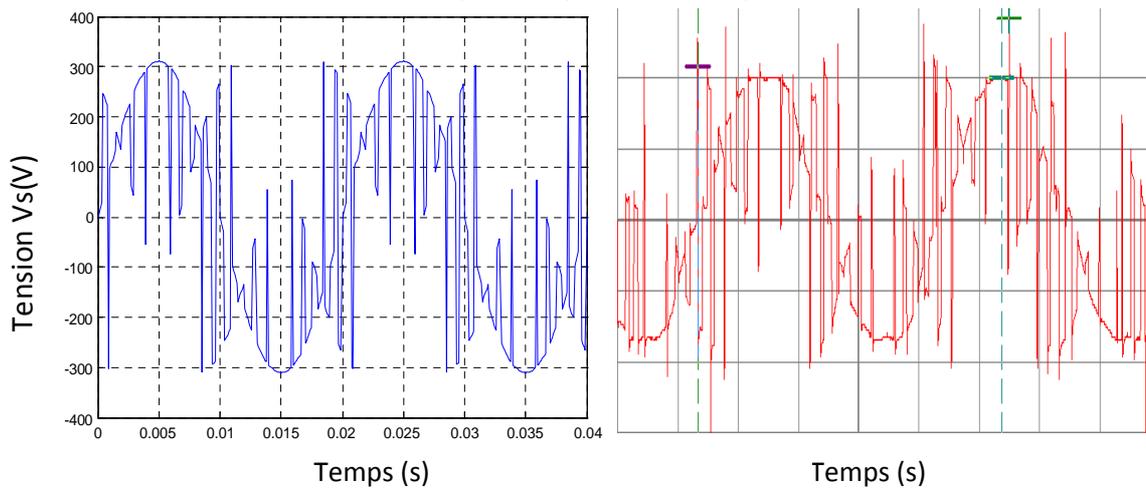


Figure V-2-f- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

pour $F_o=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

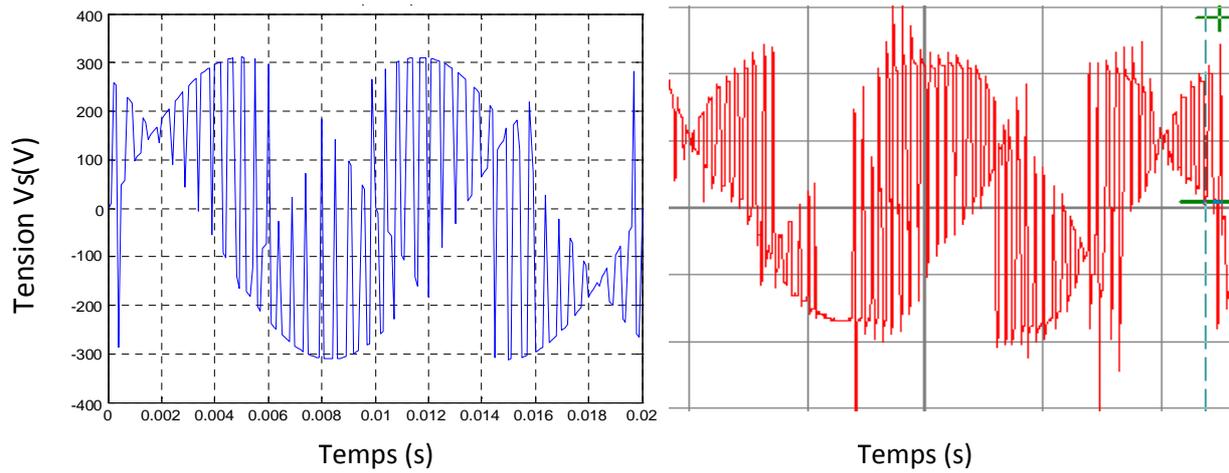


Figure V-2-g- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

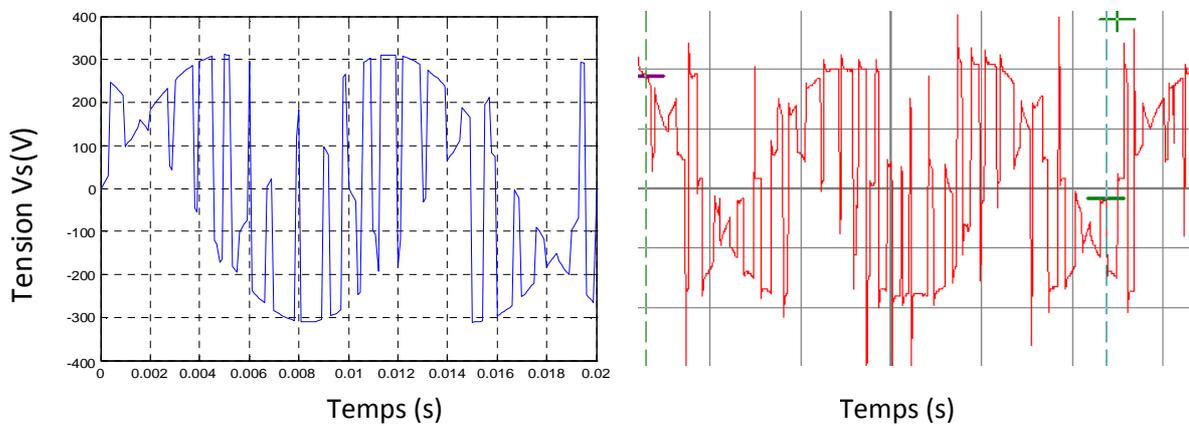


Figure V-2-h- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

V.3-2-Les résultats par méthode de ROY :

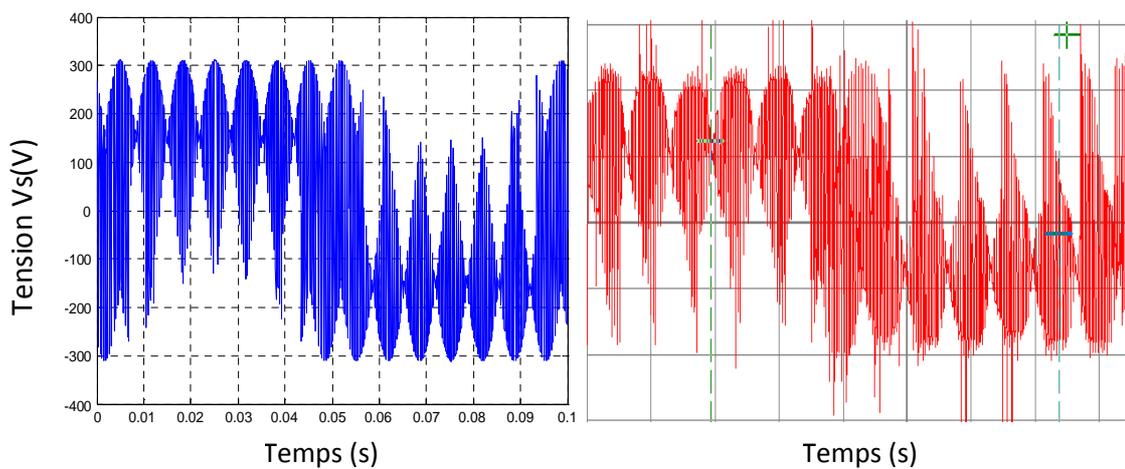


Figure V-3-a- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=10\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

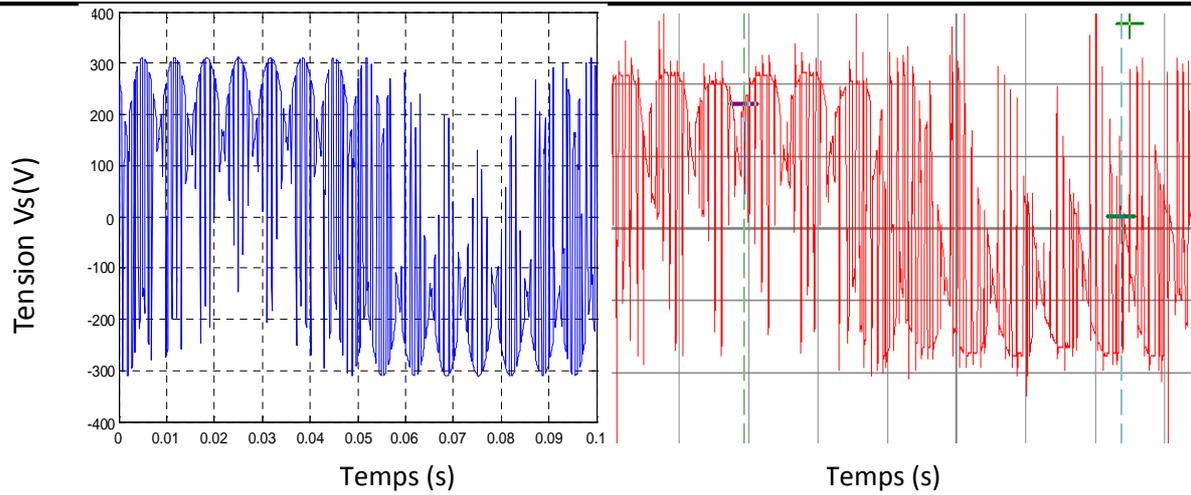


Figure V-3-b- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=10\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

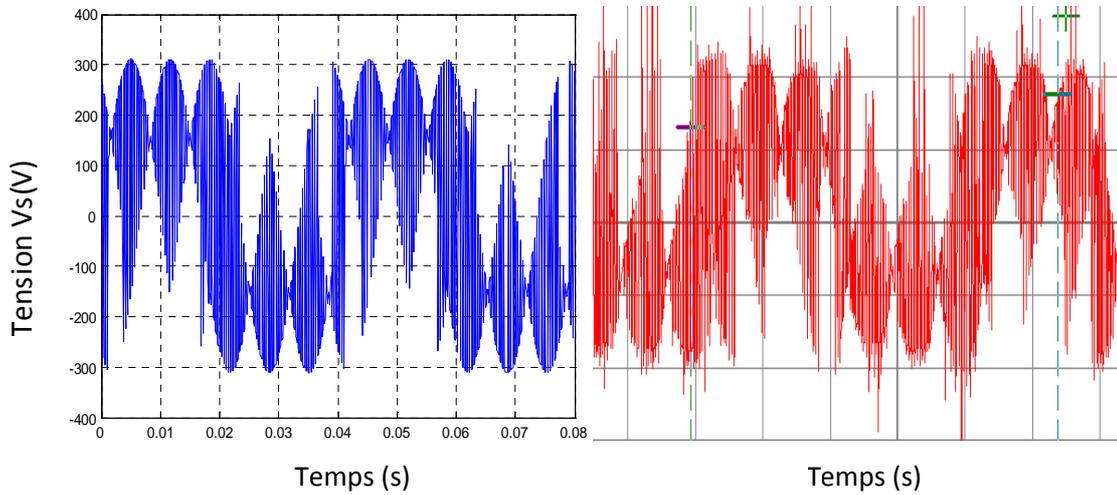


Figure V-3-c- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

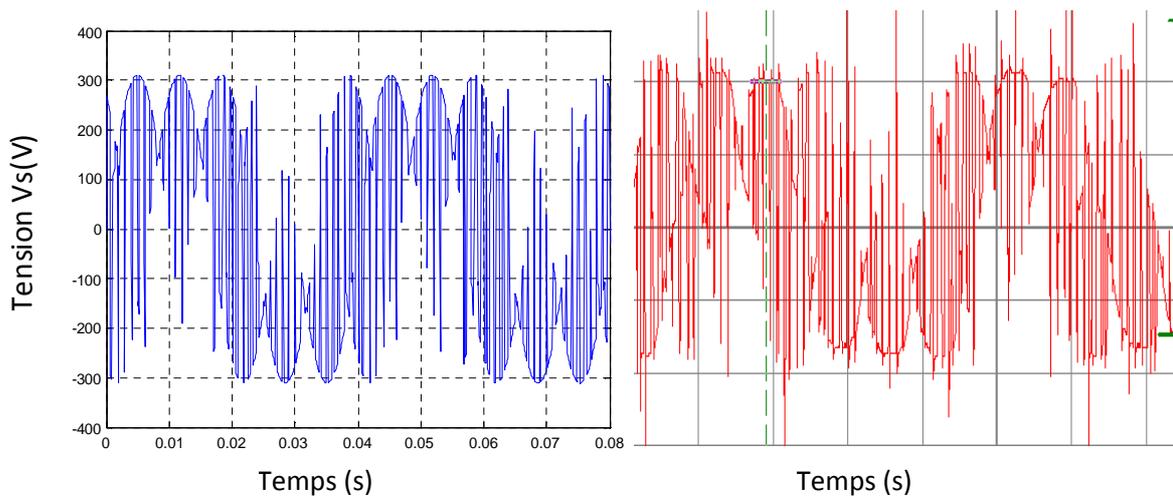


Figure V-3-d- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

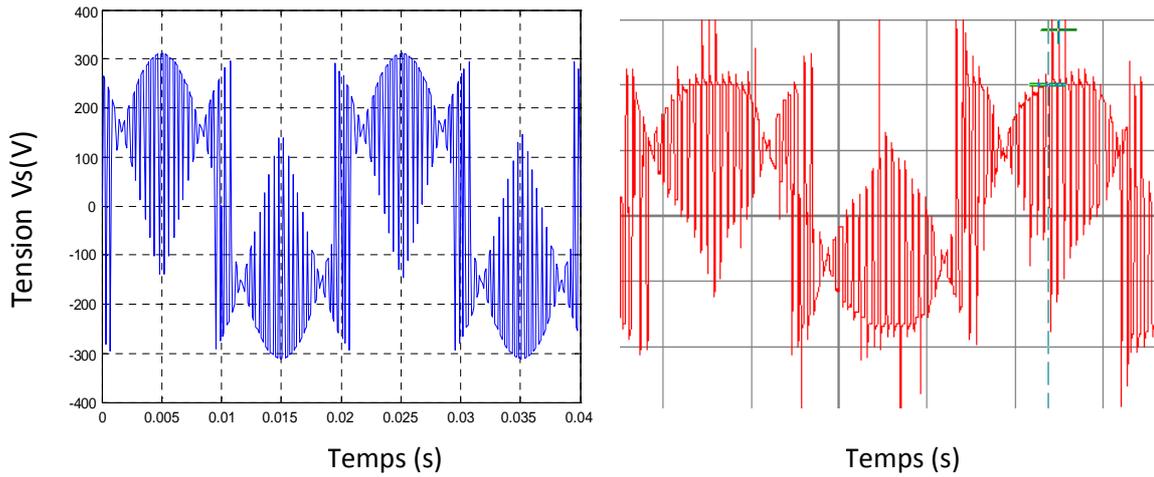


Figure V-3-e- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

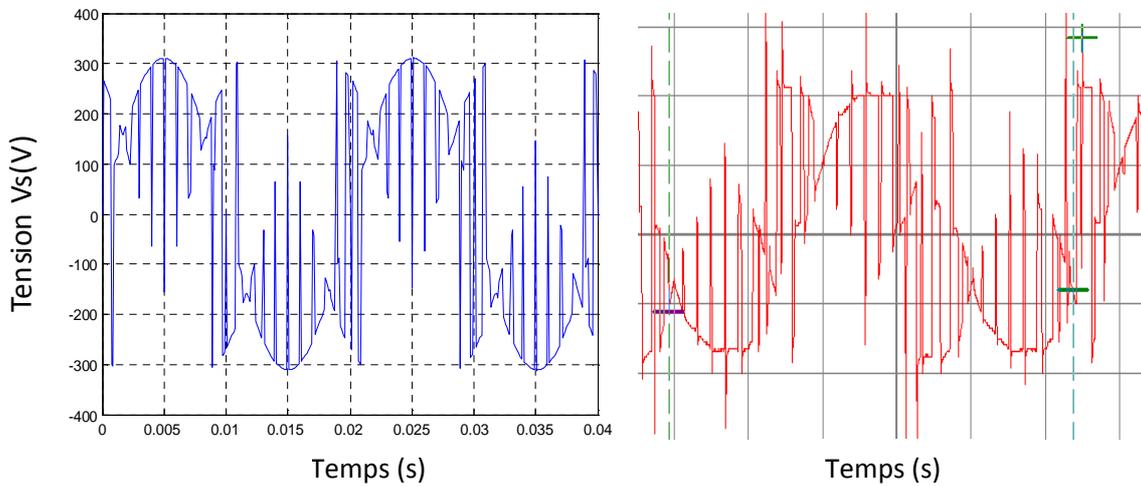


Figure V-3-f- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

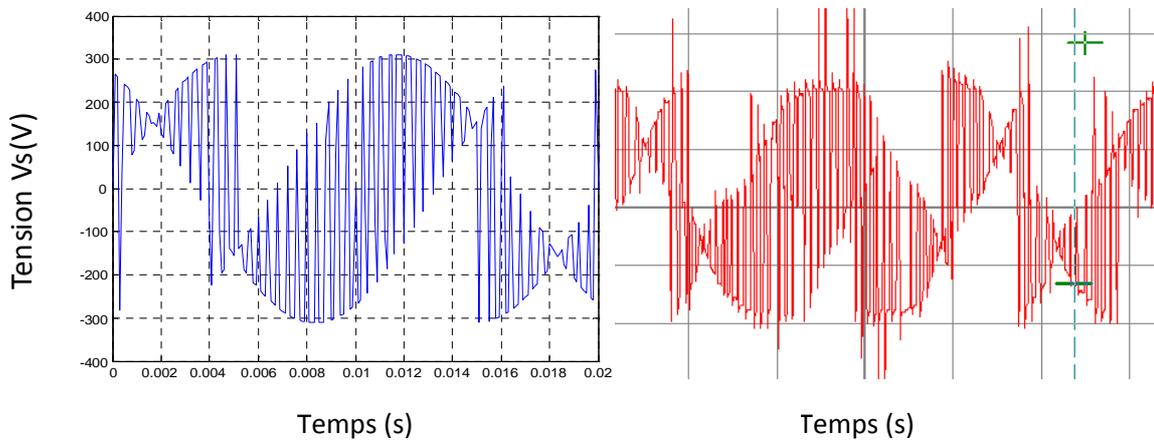


Figure V-3-g- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

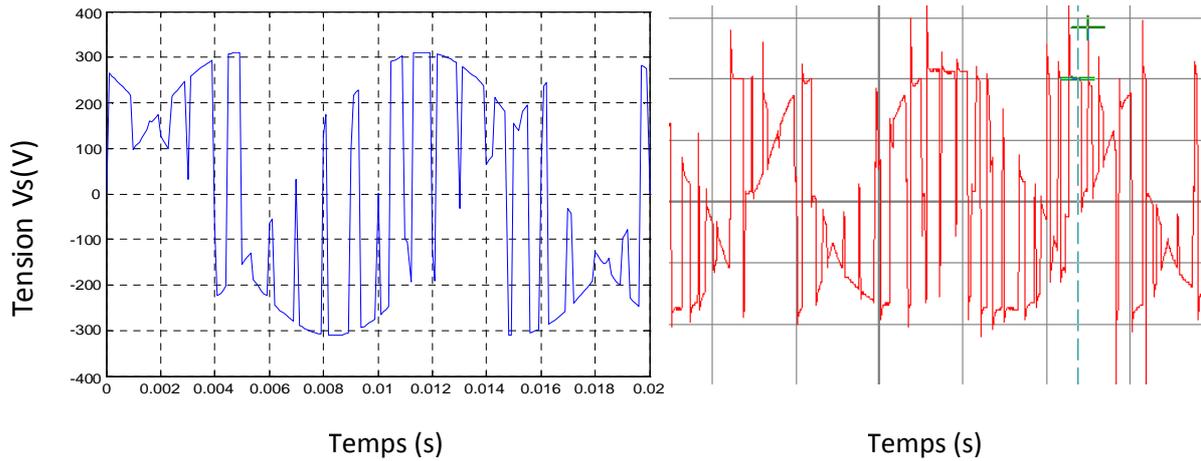


Figure V-3-h- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

V.3-3-Les résultats par méthode de PH.D :

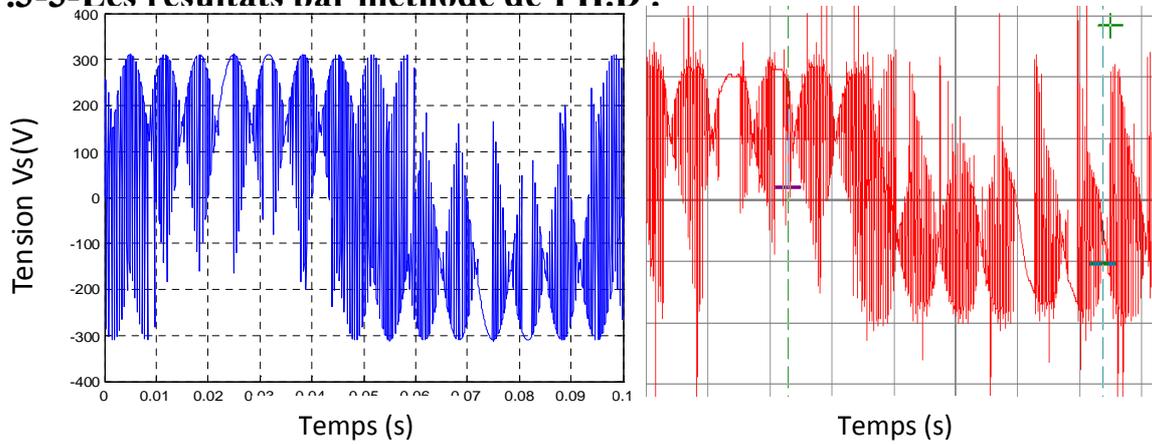


Figure V-4-a- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=10\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

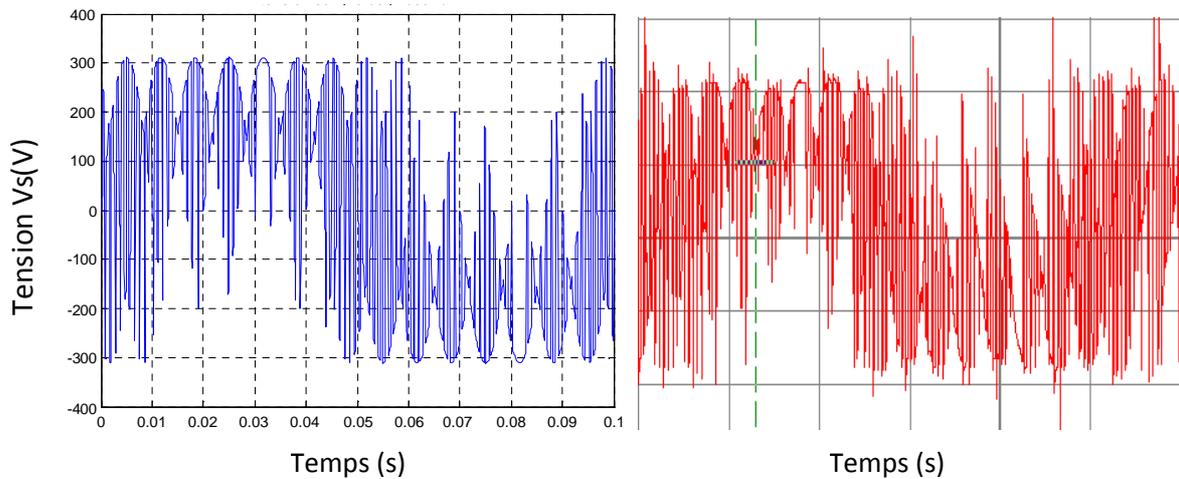


Figure V-4-b- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=10\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

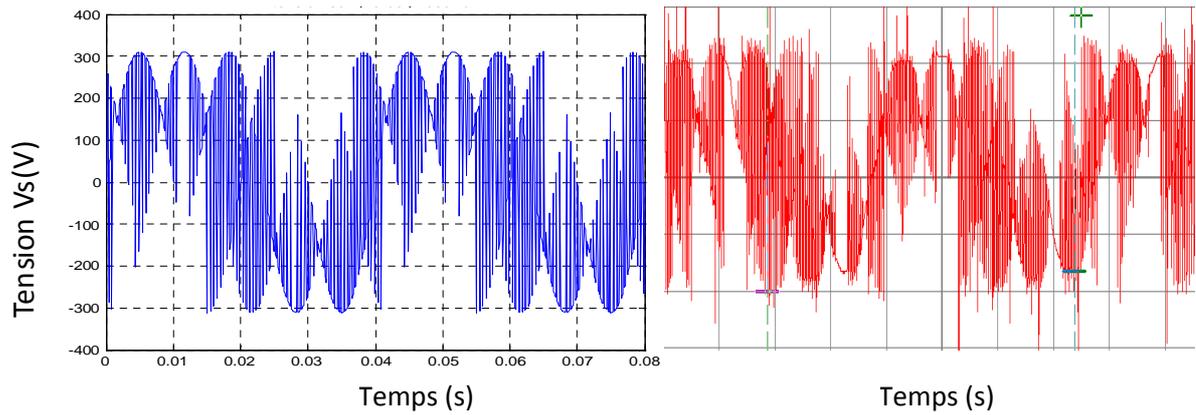


Figure V-4-c- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

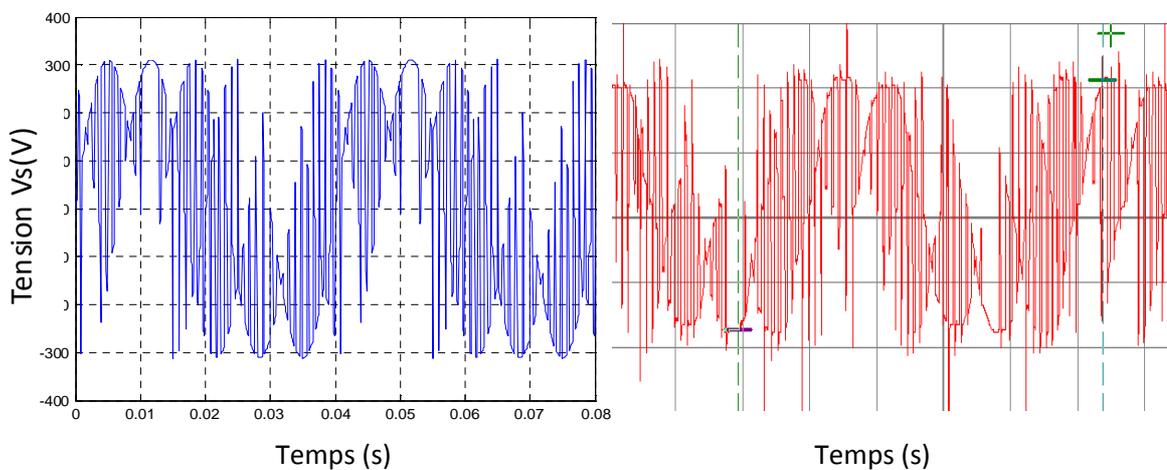


Figure V-4-d- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=25\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

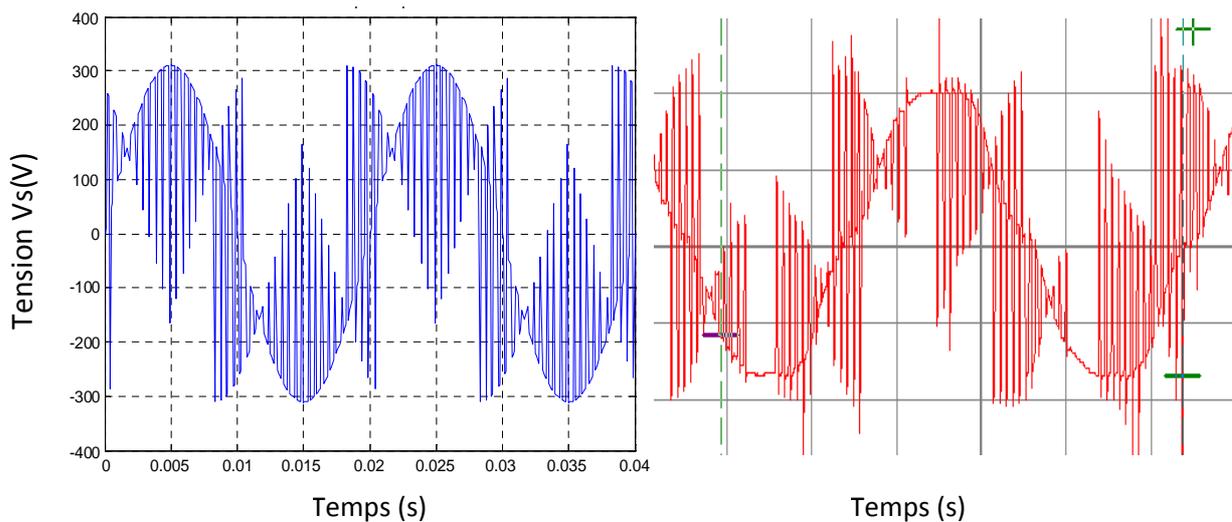


Figure V-4-e- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

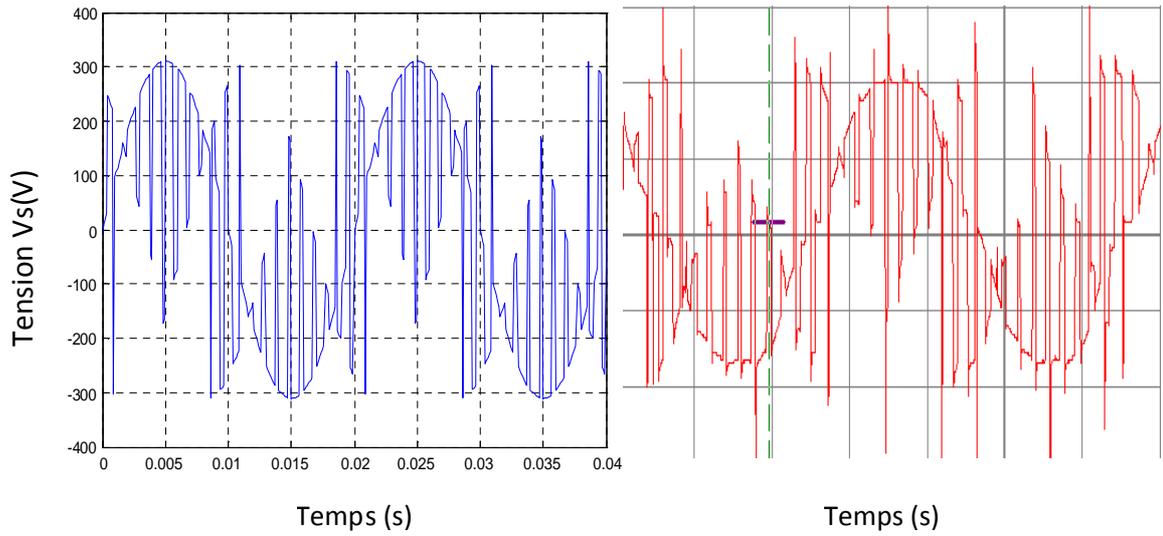


Figure V-4-f- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

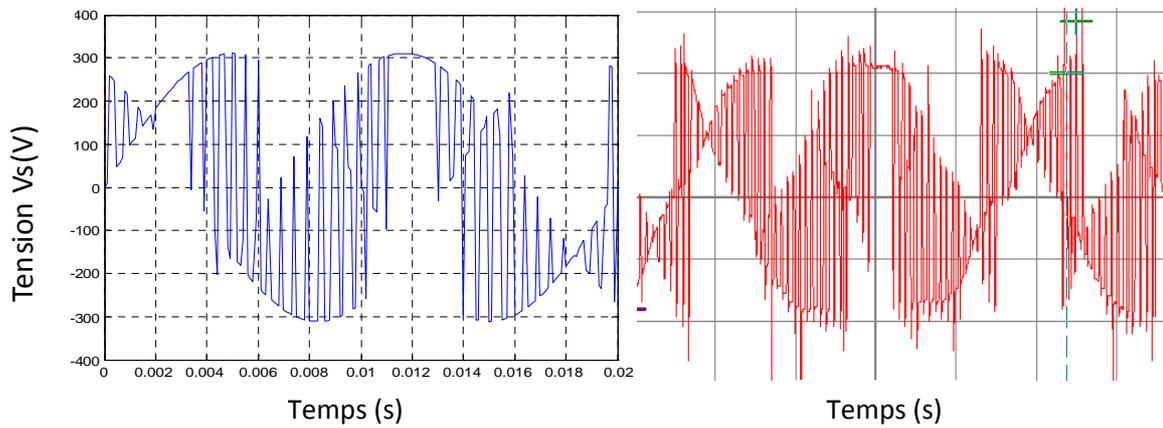


Figure V-4-g- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

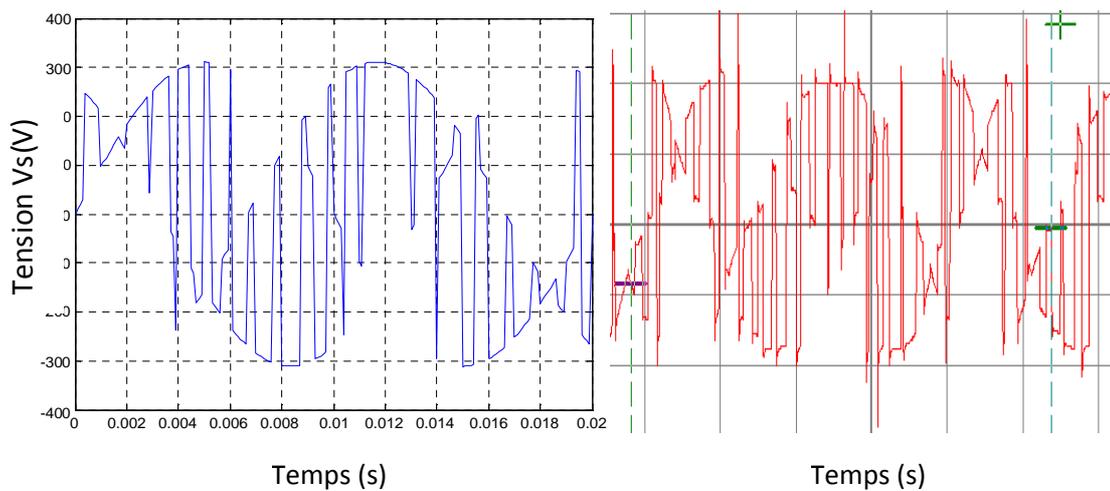


Figure V-4-h- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_0=100\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

V.3-4-Les résultats par méthode de MLI à Trois Intervalles :

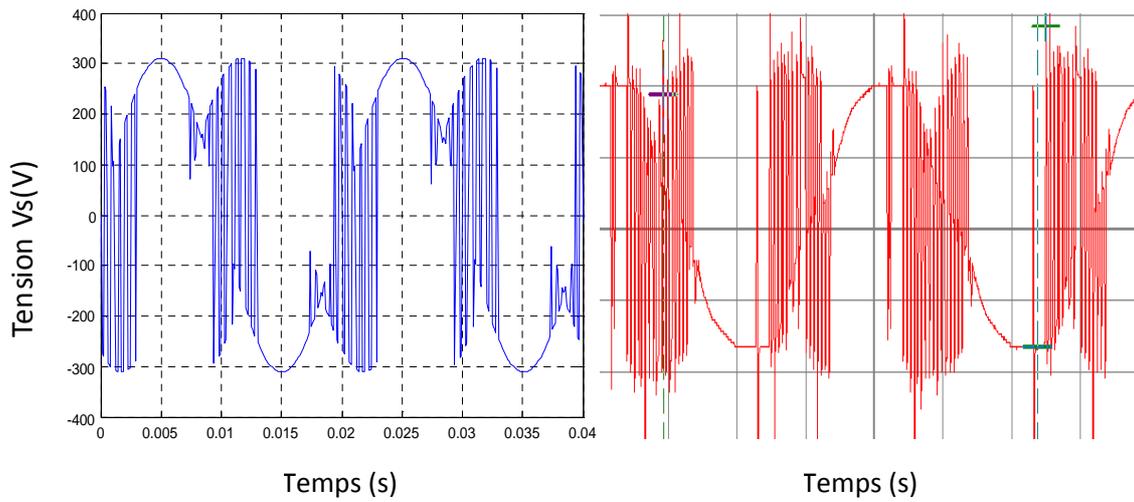


Figure V-5-a- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_o=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=5000\text{Hz}$;

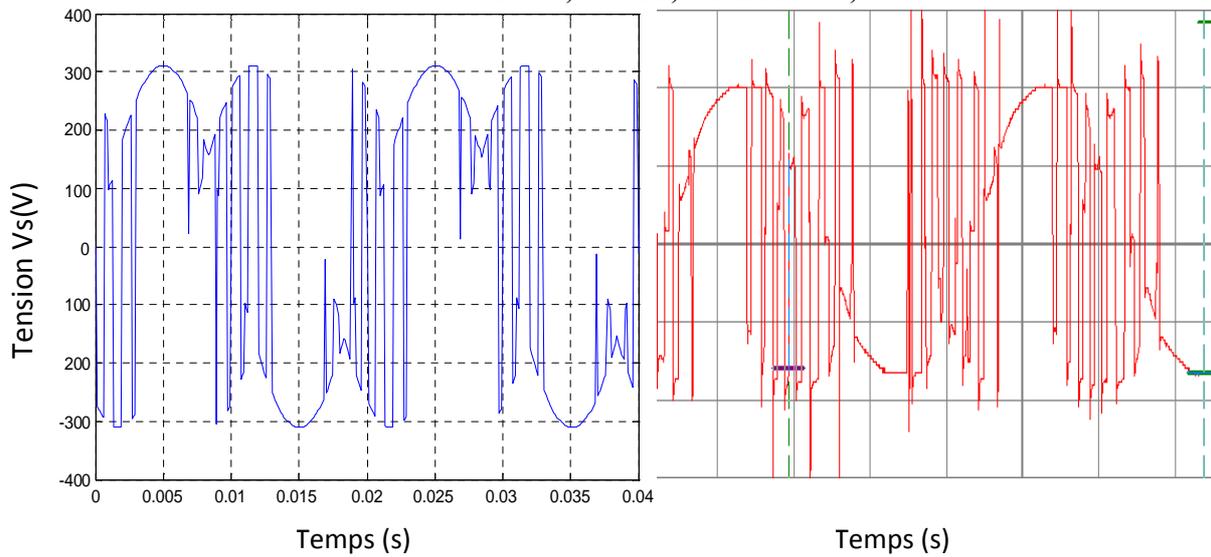


Figure V-5-b- les résultats de tensions simulées et tensions expérimentales

Pour $F_o=50\text{Hz}$, $r=0.86$, $F_s=1000\text{Hz}$;

V.4-Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats expérimentaux du fonctionnement d'un convertisseur matriciel sur charge \mathbf{R} , \mathbf{L} , et nous les avons comparés avec les résultats théoriques (simulés). Nous avons aussi présenté les résultats du circuit d'aide à la commutation.

D'après cette analyse, nous pouvons dire qu'ils sont bien adaptés au fonctionnement du convertisseur, car elle permet de générer un système de tension triphasé proche du signal de référence. Nous pouvons aussi conclure que l'augmentation de l'indice de modulation ($\mathbf{m}=\mathbf{F}_s/\mathbf{F}_0$) permet de repousser les harmoniques de tension à des fréquences très élevées.

Nous espérons que le convertisseur matriciel puisse remplacer le système classique redresseur, onduleur.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Conclusion Générale :

L'objectif principal de cette thèse est de réaliser un nouveau type de convertisseur AC/AC direct connu sous le nom de convertisseur matriciel.

Ce travail est la conséquence de nombreux travaux effectués depuis quelques années dans le domaine. L'apport scientifique de ce mémoire est en outre mis en valeur par les résultats expérimentaux.

Nous avons donc commencé par la présentation du modèle de connaissance et de commande du convertisseur matriciel monophasé/monophasé et triphasé/monophasé. Afin de prévoir certains résultats expérimentaux, la simulation numérique de quelques stratégies de commande a été très utile pour la détermination du facteur d'échelle. Nous avons donc présenté les différentes stratégies de commande du convertisseur à commencer par la méthode de Venturini puis ROY puis MLI à Trois Intervalles et enfin la méthode scalaire PH.D.

Dans le chapitre 4, Nous avons choisi le logiciel ou l'interface de commande de software **TURBO C**, définit différents registres de configuration du port LPT et appliqué les méthodes de lecture et écriture sur ce port LPT, puis réalisé l'interface de commande et le générateur d'horloge en utilisant le μ contrôleur PIC16F84A pour fixé le fréquence de commutation.

Nous avons expérimenté l'interface réalisée sur un gradateur monophasé avec une charge R.L, nous avons remarqué le bon fonctionnement de cette commande.

Nous avons donné les différentes configurations possibles des commutateurs de puissance.

Nous avons mis en évidence l'intérêt d'utiliser des IGBT pour la construction des convertisseurs. Ils permettent en effet d'obtenir des commutations plus rapides.

Ensuite, nous avons dimensionné les éléments semi conducteurs des commutateurs de puissance utilisés, et nous avons décrit les différentes cartes réalisées et utilisées (cartes d'alimentation, cartes détecteur de passage par zéro, cartes de puissance).

Pour éviter le court circuit entre les différentes phases du réseau d'alimentation, nous avons réalisé un circuit de protection, on a utilisé le transistor BC548 pour réaliser le circuit de commande de l'IGBT, l'isolation et l'amorçage du composant de puissance IGBT sont réalisés en utilisant un Opto-coupleur 4N25.

Conclusion générale

Le chapitre V concernant les résultats expérimentaux vient donc confirmer les résultats théoriques obtenus au chapitre III. Afin de répondre au cahier des charges qui nous a été imposé et qui consiste en l'application pour la conduite d'une machine asynchrone, nous avons donné en premier lieu les résultats expérimentaux du fonctionnement de ce convertisseur respectivement sur charge R, L.

Les performances obtenues pour la conduite de la machine asynchrone sont encourageantes.

Ce travail ne prétend pas être l'aboutissement dans la réalisation des convertisseurs matriciels, mais il ouvre, cependant, la voie vers une étude plus poussée. Toutefois plusieurs problèmes restent encore à répondre ou à optimiser la solution utilisée, en l'occurrence, les problèmes de commutation et les problèmes d'isolation de masse.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] [Aziz-95] A.Aziz, « Etude par simulation de commande par retour d'état échantillonnée d'un actionneur asynchrone avec pilotage vectoriel. » **Thèse de Magister, E.N.P Alger 1995.**
- [2] [Barkati-97] S.Barkati, « Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone ». **Thèse de Magister, E.N.P Alger 1997.**
- [3] [Khechhouche-2002] A.Khechhouche, B.Boubekki, « Commande d'une machine asynchrone monophasée par réseau de neurones. ». **Thèse P.F.E en G-Electrique, ENP Alger 2002.**
- [4] [G.Segier] G.Segier, « *Electrotechnique industrielle.* ». **Technique et documentation 1980.**
- [5] [Willdi] T.Willdi, « *Electrotechnique.* ». **Editions de Boeck université 2000.**
- [6] [Amamra-2003] S.A.Amamra, K.Zaatri, « *Commande d'une machine asynchrone monophasée par retour d'état et par réseau de neurones.* ». **P.F.E en G-Electrique, ENP Alger 2003.**
- [7] [Bens-95] A.Bensaid, A, Djabbar « *Commande vectorielle de la MAS alimentée en tension.* ». **P.F.E en G-Electrique, ENP Alger 1995.**
- [8] [E.M.Berkouk-95] E.M.Berkouk, « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentée par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateur et aux onduleurs multi niveaux. ». **Thèse de Doctorat du CNAM, Paris 1995.**
- [9] [Hautier-95] J.P.Hautier, J.P.Canon, « Modélisation et commande de la machine asynchrone. ». **Edition Technip, Paris 1995.**
- [10] [K.Dahmane-2001] K.Dahmane, R.Chibah, « Analyse et commande d'un convertisseur matriciel triphasé : Application à la conduite d'une machine asynchrone. ». **P.F.E en G-Electrique, ENP Alger 2001.**
- [11] [Hautier-99] J.P.Hautier, J.P.Canon, « Convertisseurs statiques. ». **Edition Technip, Paris 1999.**
- [12] [A.Abrous-2004]. A.Abrous, A.Oukali, « Analyse, commande et protection d'une convertisseur matriciel alimentant une machine asynchrone triphasée. ». **P.F.E en G-Electrique, ENP Alger 2004.**
- [13] [Bru-96] F.Bruno, « Formalisation de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseur statiques à structure matricielle. ». **Thèse de Doctorat, USTL, LILE Janvier 1996.**
- [14] [Gui 94] X.Guilland, J.P.Hautier, "Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs statiques", *Journal de Physique III*, April 1994, P.805-819.

Bibliographie

- [15] [Ale 89] A. Alesina, M. Venturini, "Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, no. 1, pp.101-112, January 1989.
- [16] [Ven 80_1] M.Venturini, "A new sine wave in, sine wave out conversion technique eliminates reactive elements", Proc. Powercon 7, pp. E3-1-E313, 1980.
- [17] [Alt 01] H. Altun, S. Sünter, "Simulation and Modeling of Vector Controlled 3-Phase Matrix Converter Induction Motor Drive", ELECO'01, Bursa, Nov. 7-11, 2001
- [18] Axel Schuster "Commande, réglage et optimisation d'un convertisseur matricielle pour entraînement par moteur asynchrone – Ecole polytechnique fédérale de Lausanne pp. 5-22 .1998
- [19] [A. Schuster], « A Matrix Converter without Reactive Clamp Elements for an Induction Motor Drive », **Proceedings of PESC, 1998.**
- [20] A .ABROUS, «Modélisation, Commande et Réalisation d'un Convertisseur Matriciel» **Mémoire de Magister, ENP 2008.**
- [21] P. Delarue, C. Rombaut, G. Segulier : Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Volume 2 : «la conversion alternatif-alternatif», *édition TEC&DOC Lavoisier* :3ème édition, 2006.
- [22]PATRICE Oguic « L'interface parallèle du PC ». **Editions Techniques, France 2004.**
- [23] A. Schuster, "Commande, Réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone", **Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1998.**
- [24] François Gruson «Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse». Thèse de Doctorat, CNAM, LILLE 2010.
- [25] [Bur 89] N. Burany, "Safe Control of Four-Quadrant Switches", Conference Records of IEEE-IAS Annual Meeting, 1989, pp. 1190-1194.
- [26] [Sch 98] A. Schuster, "Commande, Réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone", Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1998.
- [27] [Aré-08] S.L. Arévalo :Matrix converter for frequency changing power supply applications", Thèse de Doctorat de l'université de Nottingham Angleterre, 2008.

Annexe

Paramètres de la machine

Paramètre de la machine dissymétrique :

- Puissance nominale $S_n=220V.A$
- Fréquence..... $f_n=50\text{ Hz}$
- Nombre de paire de pôles..... $p_m=1$
- Tension d'alimentation..... $V_n=220V$
- Résistance statorique de l'enroulement principale..... $R_{ms}=115\Omega$
- Résistance statorique de l'enroulement auxiliaire..... $R_{as}=90,5\Omega$
- Résistance rotorique..... $R_r=61,5\Omega$
- Inductance cyclique statorique..... $L_{ms}=0.915\text{ H}$
- Inductance cyclique rotorique..... $L_{as}=0.902\text{ H}$
- Mutuelle cyclique $M_d=0.876\text{ H}$
- Mutuelle cyclique $M_q=0.863\text{H}$
- Inertie des masses tournantes..... $J=1,2 \cdot 10^{-4}\text{Kg.m}^2$
- Frottements..... $f_v=7,63 \cdot 10^{-4}\text{ U.S.I}$
- Capacité du condensateur..... $C=10\ \mu\text{F}$

ANNEXE B

```
if(horloge==104) /*****passage par zéro*****/
{ /*****passage par zéro*****/
    t_ziro=0;
/*****passage par zéro*****/
}
/*****passage par zéro*****/
if (i_to>=to){i_to=0;}
if (i_ti>=ti){i_ti=0;}
if (i>=ts){i=0;}
vo=0.86*sin(2*pi*fo*i_to);
via=sin(2*pi*fi*i_ti);
vib=sin(2*pi*fi*i_ti-2*pi/3);
vic=sin(2*pi*fi*i_ti-4*pi/3);
/*****méthode de ventiren*****/
if(model==1)
{
    q=0.5;
    vo=q*sin(2*pi*fo*i_to);
    m1=1/3+(q/3)*(cos(2*pi*(fo-fi)*i_to)+cos(-
2*pi*(fo+fi)*i_to));
    m2=1/3+(q/3)*(cos(2*pi*(fo-fi)*i_to-
2*pi/3)+cos(-2*pi*(fo+fi)*i_to-2*pi/3));
    if (i>=0 && i<m1*ts)    {A0=3;}
    if (i>=m1*ts && i<(m1+m2)*ts) {A0=12;}
    if (i>=(m1+m2)*ts && i<ts)  {A0=48;}
}
/*****méthode de ventiren simplifie*****/
if(model==2)
{
    /* q=0.86; /* ou q=0.8*/
```

```
m1=(1+2*via*vo)/3;
m2=(1+2*vib*vo)/3;
if (i>=0 && i<m1*ts)    {A0=3;}
if (i>=m1*ts && i<(m1+m2)*ts) {A0=12;}
if (i>=(m1+m2)*ts&& i<ts)  {A0=48;}
}
/*****méthode de PH .D*****/
if(model==3)
{
    q=0.86;
    vo=q*220*sqrt(2)*sin(2*pi*fo*i_to);
    via=220*sqrt(2)*sin(2*pi*fi*i_ti);
    vib=220*sqrt(2)*sin(2*pi*fi*i_ti+2*pi/3);
    vic=220*sqrt(2)*sin(2*pi*fi*i_ti+4*pi/3);
    if ((via>=vib)&&(via>=vic)) {a_p=1;}else
    {a_p=0;}
    if ((vib>=via)&&(vib>=vic)) {b_p=1;}else
    {b_p=0;}
    if ((vic>=via)&&(vic>=vib)) {c_p=1;}else
    {c_p=0;}
    if ((via<=vib)&&(via<=vic)) {a_n=1;}else
    {a_n=0;}
    if ((vib<=via)&&(vib<=vic)) {b_n=1;}else
    {b_n=0;}
    if ((vic<=via)&&(vic<=vib)) {c_n=1;}else
    {c_n=0;}
    if(vo>=0) {vo_a=vo;} if(vo<=0) {vo_a=-
vo;}
    if(via>=0) {via_a=via;} if(via<=0) {via_a=-
via;}
    if(vib>=0) {vib_a=vib;} if(vib<=0) {vib_a=-
vib;}
}
```

```
vnn=(a_p*via+b_p*vib+c_p*vic+a_n*via+b_n*vib+c_n*vic)/2;
```

```
/*2*sqrt(2/3)=1.6330 1/3=0.3333*/
```

```
c1=(via_a+vib_a+vic_a);
```

```
c3=vo_a-c1/3;
```

```
c2=1.6330*(via*via+vib*vib+vic*vic);
```

```
c4=(c3/c2);
```

```
c= c4+0.3333;
```

```
m1=c+(vo*(via-vnn))/(via*via+vib*vib+vic*vic);
```

```
m2=c+(vo*(vib-vnn))/(via*via+vib*vib+vic*vic);
```

```
if (i>=0 && i<m1*ts) {A0=3;}
```

```
if (i>=m1*ts && i<(m1+m2)*ts) {A0=12;}
```

```
if (i>=(m1+m2)*ts && i<ts) {A0=48;}
```

```
}
```

```
/******méthode de ROY *****/
```

```
if(model==4)
```

```
{
```

```
q=0.86;
```

```
vo=q*sin(2*pi*fo*i_to);
```

```
via_a=via; if (via<=0) {via_a=-via;}
```

```
vib_a=vib; if (vib<=0) {vib_a=-vib;}
```

```
vic_a=vic; if (vic<=0) {vic_a=-vic;}
```

```
prod_1=via*vib;prod_2=via*vic;prod_3=vib*vic;
```

```
if (prod_1>0)
```

```
{
```

```
vm=vic;
```

```
if (via_a>vib_a){vk=vib;vl=via;}
```

```
if (via_a<vib_a) {vk=via;vl=vib;}
```

```
}
```

```
if (prod_2>0)
```

```
{
```

```
vm=vib;
```

```
if (via_a>=vic_a){vk=vic;vl=via;}
```

```
if (via_a<vic_a) {vk=via;vl=vic;}
```

```
}
```

```
if (prod_3>0)
```

```
{
```

```
vm=via;
```

```
if (vic_a>=vib_a){vk=vib;vl=vic;}
```

```
if (vic_a<vib_a) {vk=vic;vl=vib;}
```

```
}
```

```
m1=(vo-vm)*vk/(1.5);
```

```
m2=(vo-vm)*vl/(1.5);
```

```
if (i>=0 && i<m1*ts)
```

```
{
```

```
if (vk==via){A0=3;}
```

```
if (vk==vib){A0=12;}
```

```
if (vk==vic){A0=48;}
```

```
}
```

```
if (i>=m1*ts && i<(m1+m2)*ts)
```

```
{
```

```
if (vl==via){A0=3;}
```

```
if (vl==vib){A0=12;}
```

```
if (vl==vic){A0=48;}
```

```
}
```

```
if (i>=(m1+m2)*ts && i<ts)
```

```
{ if (vm==via){A0=3;}
```

```
if (vm==vib){A0=12;}
```

```
if (vm==vic){A0=48;} } }
```

```

/*****method monophasé *****/
if(model==5)
{
vo=sin(2*pi*fo*i_to)*0.86;
if (ip>=0 && ip<ts/2) {vp=(4/ts)*ip-1;}
if (ip>=ts/2 && ip<ts) {vp=-(4/ts)*ip+3;}
ip=ip+delta;
if (ip>=ts) {ip=0;}
if ((via>=0 && vo>=vp) || (via<=0 && vo<=vp))
{ A0=15;}
if ((via<=0 && vo>=vp) || (via>=0 && vo<=vp))
{ A0=240;}
}
/*****méthode monophasé *****/
if(model==6)
{
if (i_taux>=ti/6) {i_taux=0;}
phi=6/ti*i_taux-0.5;
taux=6/ti*i_taux;
if (i_ti>=0 && i_ti<ti/6){a_p=taux;b_p=0;c_p=1-
taux;a_n=0;b_n=1;c_n=0;}
if (i_ti>=ti/6 &&
i_ti<2*ti/6){a_p=1;b_p=0;c_p=0;a_n=0;b_n=1-
taux;c_n=taux;}
if (i_ti>=2*ti/6 && i_ti<3*ti/6){a_p=1-
taux;b_p=taux;c_p=0;a_n=0;b_n=0;c_n=1;}
if (i_ti>=3*ti/6 &&
i_ti<4*ti/6){a_p=0;b_p=1;c_p=0;a_n=taux;b_n=0;c
_n=1-taux;}
if (i_ti>=4*ti/6 && i_ti<5*ti/6){a_p=0;b_p=1-
taux;c_p=taux;a_n=1;b_n=0;c_n=0;}
i_ti<ti){a_p=0;b_p=0;c_p=1;a_n=1-

```

```

if (i>=0 && i<m1*ts) {A0=3;}
if (i>=m1*ts && i<(m1+m2)*ts) {A0=12;}
if (i>=(m1+m2)*ts && i<ts) {A0=48;}
}
/*****/
i_ti=i_ti+delta;
i_to=i_to+delta;
i =i +delta;
i_taux=i_taux+delta;
outportb(0x378,0);
delay(1);
outportb(0x378,A0);
printf(" %d", A0);
printf ("\n");
/* outportb(0x378,A0); */
/*****FIN de ENTRE boucle*****/
/* m_s=m_s+1;
if
(m_s>=10000){clrscr();m_s=0;textcolor(7);cpri
ntf(" %f",s);s=s+1;}*/
goto debut;
}}
/*****FIN de programmation*****/
else {
horloge_m=0;
goto debut;
}
}

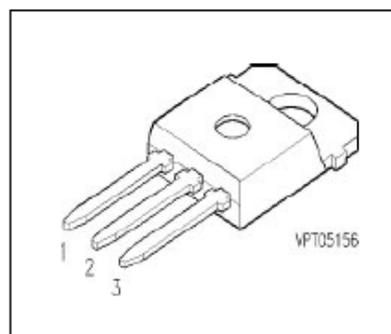
```

Datasheet

IGBT With Antiparallel Diode

Preliminary data

- Low forward voltage drop
- High switching speed
- Low tail current
- Latch-up free
- Including fast free-wheel diode



Pin 1	Pin 2	Pin 3
G	C	E

Type	V_{CE}	I_C	Package	Ordering Code
BUP 307D	1200V	35A	TO-218 AB	Q67040-A4221-A2

Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Values	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CE}	1200	V
Collector-gate voltage	V_{CGR}	1200	
$R_{GE} = 20 \text{ k}\Omega$ Gate-emitter voltage	V_{GE}	± 20	
DC collector current	I_C		A
$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		35	
$T_C = 90 \text{ }^\circ\text{C}$		23	
Pulsed collector current, $t_p = 1 \text{ ms}$	I_{Cpuls}		
$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		70	
$T_C = 90 \text{ }^\circ\text{C}$		46	
Diode forward current	I_F		
$T_C = 90 \text{ }^\circ\text{C}$		18	
Pulsed diode current, $t_p = 1 \text{ ms}$	I_{Fpuls}		
$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		108	
Power dissipation	P_{tot}		W
$T_C = 25 \text{ }^\circ\text{C}$		300	
Chip or operating temperature	T_j	-55 ... + 150	$^\circ\text{C}$
Storage temperature	T_{stg}	-55 ... + 150	

15A, 400V - 600V Hyperfast Diodes

The RHRP1540 and RHRP1560 are hyperfast diodes with soft recovery characteristics ($t_{rr} < 35\text{ns}$). They have half the recovery time of ultrafast diodes and are silicon nitride passivated ion-implanted epitaxial planar construction.

These devices are intended for use as freewheeling/clamping diodes and rectifiers in a variety of switching power supplies and other power switching applications. Their low stored charge and hyperfast soft recovery minimize ringing and electrical noise in many power switching circuits reducing power loss in the switching transistors.

Formerly developmental type TA49061.

Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
RHRP1540	TO-220AC	RHRP1540
RHRP1560	TO-220AC	RHRP1560

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Symbol



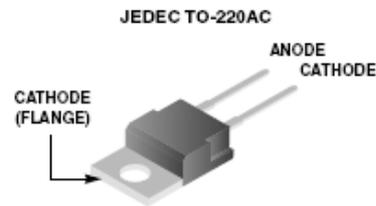
Features

- Hyperfast with Soft Recovery <35ns
- Operating Temperature 175°C
- Reverse Voltage Up To 600V
- Avalanche Energy Rated
- Planar Construction

Applications

- Switching Power Supplies
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Packaging



Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	RHRP1540	RHRP1560	UNITS
Peak Repetitive Reverse Voltage V_{RRM}	400	600	V
Working Peak Reverse Voltage V_{RWM}	400	600	V
DC Blocking Voltage V_R	400	600	V
Average Rectified Forward Current $I_{F(AV)}$ ($T_C = 140^\circ\text{C}$)	15	15	A
Repetitive Peak Surge Current I_{FRM} (Square Wave, 20kHz)	30	30	A
Nonrepetitive Peak Surge Current I_{FSM} (Halfwave, 1 Phase, 60Hz)	200	200	A
Maximum Power Dissipation P_D	100	100	W
Avalanche Energy (See Figures 10 and 11) E_{AVL}	20	20	mJ
Operating and Storage Temperature T_{STG}, T_J	-65 to 175	-65 to 175	°C

LM311

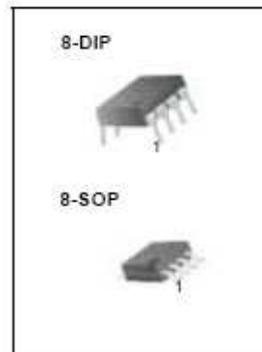
Single Comparator

Features

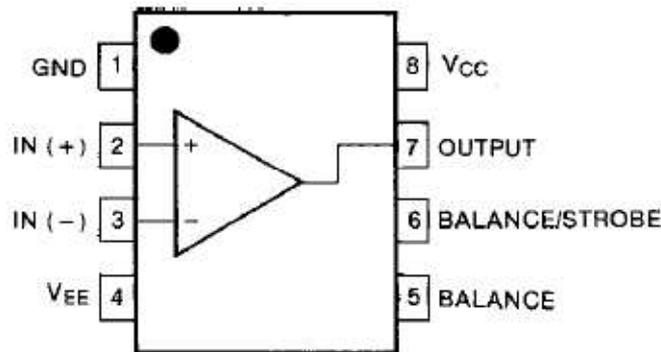
- Low input bias current : 250nA (Max)
- Low input offset current : 50nA (Max)
- Differential Input Voltage : $\pm 30V$
- Power supply voltage : single 5.0V supply to $\pm 15V$.
- Offset voltage null capability.
- Strobe capability.

Description

The LM311 series is a monolithic, low input current voltage comparator. The device is also designed to operate from dual or single supply voltage.



Internal Block Diagram



الملخص:

يتركز العمل المقدم في هذه المنكرة على انجاز نوع جديد من المحولات والذي يدعى بالموج المصفوفي، لغرض التحكم في سرعة محرك لا تزامني. لذا قمنا بوضع نموذج للمحرك وللموج، بعدها قمنا بدراسة أربع تقنيات للتحكم في طويلة إشارة الخروج وتواتره واللاتي تتمثلن في: تقنية فونتريني، روي، تقنية التحكم لثلاث مجالات، باشدي ثم قمنا ببرمجة هذه على البرنامج تربو سي، ثم قمنا بتجسيم الدارة الكهربائية ودوائر التحكم، ثم طبقنا هذه الطرق على وشيعة

فتحصلنا على النتائج مرضية بين النظري والتطبيقي.

الكلمات المفتاحية:

محرك لا تزامني، موج مصفوفي، تقنية فونتريني، روي، تقنية التحكم لثلاث مجالات، باشدي.

Résumé :

Ce travail s'intéresse à l'étude et la réalisation d'un type de convertisseur AC/AC direct, connu sous le nom de convertisseur matriciel, et de son application à la conduite d'une machine asynchrone. Pour cela, nous avons modélisé la machine asynchrone et le convertisseur matriciel. Afin d'obtenir l'amplitude et la fréquence désirée, nous avons utilisé quatre stratégies de commande du convertisseur matriciel, Venturini, ROY, méthode scalaire PH.D, et la stratégie de modulation à trois intervalles. Puis, nous avons implémenté l'algorithme de commande en boucle qui est la MLI à trois intervalles, nous avons dimensionné le circuit de puissance et réalisé toutes les cartes électroniques de d'interfaçage. Nous avons alimenté une charge R, L monophasée avec ce convertisseur.

Les résultats de simulations et pratiques ont montré que l'étude faite est très satisfaisante et que la pratique a justifié la théorie.

Mots Clés :

Machine asynchrone, convertisseur matriciel, Venturini, ROY, méthode scalaire PH.D, et la stratégie de modulation à trois intervalles.

Abstract:

This work focuses on the design and manufactures a type of AC / AC direct, known as the matrix converter and its application to the conduct of an asynchronous machine. For this, we modeled the induction motor and the matrix converter. In order to obtain the desired amplitude and frequency, we used four strategies of matrix converter control, Venturini, ROY, PH.D scalar method and the strategy of modulation at three intervals, then we have implemented the algorithm loop control is the PWM at three intervals, we have scaled the power circuit and completed all the electronic interface card. We fed a load R, L-phase with the converter.

The results of simulation and practice have shown that the study is very satisfactory and the practice has justified the practice.

Key Words:

Asynchronous motor, Matrix converter, strategy of PWM with three intervals, the calculate PWM strategy.