

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique
Département de Génie Electrique



Mémoire de Magister en Automatique
Option : Commande et Conduite des Systèmes d'Energie Electrique

Présenté par : ABROUS Ahmed
Ingénieur d'état en Electrotechnique de l'ENP



Modélisation, Commande et Réalisation d'un
Convertisseur Matriciel

Soutenu publiquement le 02 JUILLET 2008 devant la commission d'examen :

Président :	M. O. MEKHALDI	Professeur, ENP
Encadreurs :	M. E. M. BERKOUK	Professeur, ENP
	M. M. O. MAHMOUDI	Professeur, ENP
Examineurs :	M. I. HABI	MC, Université Boumerdes
	M. B. HEMICI	Docteur, ENP
	M. L. NEZLI	MC, ENP

Ecole Nationale Polytechnique
10, Avenue Hassen Badi, El-Harrach, Alger

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, grands parents, ma petite et grande famille

A mes sœurs.

A ma future femme Samia, qui m'a beaucoup encouragé et que je chérie bien...

A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.

A tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réussite de mon travail.

A vous.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé au Laboratoire de Commande des Processus du département de Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique, sous la Direction de Monsieur E.M.BERKOUK et de Monsieur M.O.MAHMOUDI, ma très sincère reconnaissance pour leurs précieuses directives, leur très grande disponibilité, leur fructueux conseils, leur suivi constant, leur courtoisie si raffinée et leurs qualités humaines.

J'adresse mes chaleureux remerciements à Monsieur STIHI Omar et Monsieur BOUKHATALA Djamel qui m'ont beaucoup aidé sur le plan moyen et matériels.

Je ne peux m'en passer de remercier également Monsieur HABBI Idir, Maitre de conférences à l'Université de Boumerdes, Monsieur NEZLI.M.L Maitre de conférences à l'ENP, Monsieur HEMICI B Docteur à l'ENP et Monsieur MEKHALDI Abdelouahab Professeur à l'ENP qui ont bien voulu juger mon travail et m'honorer par leurs participation au jury.

Mes vifs remerciements vont également à tous ceux qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Je ne saurais terminer sans remercier mes sœurs ainsi que toute la famille pour les encouragements soutenus et surtout pour leur soutien moral.

الملخص:

يتركز العمل المقدم في هذه المذكرة على انجاز نوع جديد من المحولات و الذي يدعى بالموج المصفوفي، لغرض التحكم في سرعة محرك لا تزامني. لذا قمنا بوضع نموذج للمحرك و للموج، بعدها قمنا بدراسة أربعة تقنيات للتحكم في طويلة إشارة الخروج (التوتر) و تواتره و اللاتي تتمثلن في: تقنية التحكم لثلاث مجالات، تقنية التحكم لثلاث مجالات محسنة، تقنية التحكم الحسابي، تقنية التحكم الشعاعي. ثم قمنا ببرمجة تقنية التحكم لثلاث مجالات على اللوحة الالكترونية DS 1104 من نوع dSPACE. بعدها قمنا بتجسيم الدارة الكهربائية للطاقة، و أنجزنا جميع اللوحات الكهربائية. في الأخير قمنا بتوظيف الموج المصفوفي لتغذية شحنة ذات ثلاث أقطاب متكونة من مقاومة و وشيعة على التسلسل، بعدها قمنا بتغذية المحرك اللا تزامني. النتائج المتحصل عليها أظهرت خصائص مرضية لهذا التحكم.

كلمات مفتاحية :

محرك لا تزامني، موج مصفوفي، تقنية التحكم لثلاثة مجالات، تقنية التحكم لثلاثة مجالات معدلة، تقنية التحكم الحسابي، تقنية التحكم الشعاعي ، DS1104 ، الدارة المساعدة على الاستبدال.

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, la stratégie de modulation à trois intervalles, la subharmonique, la MLI calculée et la MLI vectorielle. 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 mesure et d'interfaçage. Nous avons remédié au problème de commutation du courant par l'application d'un circuit d'aide à la commutation que nous avons dimensionné. Ensuite, nous avons alimenté une charge R, L triphasée avec ce convertisseur, puis une machine asynchrone.

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

Mots Clés :

Machine asynchrone, convertisseur matriciel, stratégie de modulation à trois intervalles, stratégie de modulation subharmonique, stratégie modulation MLI calculée, MLI vectorielle, DS1104, circuit d'aide à la commutation.

Abstract:

This work concerns the study and construction of an open loop controlled matrix converter feeding an induction machine. For that, we modeled the asynchronous machine and the matrix converter. In order to obtain the amplitude and the frequency of the wished tension, we used four strategies of ordering of the matrix converter, strategy PWM with three intervals, sub harmonic, the strategy of vectorial modulation and the PWM calculated strategy. Then, we have implemented the algorithm of control witch is the PWM with three intervals on the DS1104 card of dSPACE. We have also calculated the ratings of semiconductors used in the power circuit of the matrix converter such as current and voltage. We have solved the problem of current commutation by the use of a snubber circuit that we have dimensioned it. Finally, we have fed a three phase R, L circuit and an induction machine.

Simulation and practical results have shown that the study done in this work is very satisfactory and we can say that the practice has justified the theory.

Key Words:

Asynchronous motor, Matrix converter, strategy of PWM with three intervals, strategy of subharmonic modulation, the calculate PWM strategy, Space Vector Modulation, DS1104, snubber circuit.

Sommaire

Sommaire

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

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction.....	04
I.2. Modélisation de la machine asynchrone	04
I.3. Hypothèses simplificatrices.....	05
I.4. Equations de la machine asynchrone en régime quelconque.....	06
I.4.1. Equations des tensions.....	06
I.4.2. Equations des flux	06
I.4.3. Equations mécaniques de la machine asynchrone.....	07
I.5. Transformation de Park.....	08
I.6. Equations de la machine dans le repère de Park	09
I.6.1. Equations de tensions	09
I.6.2. Equations du flux.....	10
I.7. Choix de référentiel	10
I.7.1. Référentiel lié au stator.....	10
I.7.2. Référentiel lié au rotor.....	10
I.7.3. Référentiel lié au champ tournant.....	11
I.8. Mise sous forme d'équation d'état	11
I.9. Simulations et interprétations	12
I.9.1. Fonctionnement à vide	12
I.9.1.1. Le Couple électromagnétique C_{em}	12
I.9.1.2. Le courant statorique i_a	13
I.9.1.3. La vitesse de rotation N	13
I.9.1.4. Le flux rotorique Φ_r	13
I.9.2. Fonctionnement en charge.....	13
I.10. Conclusion	14

Chapitre II : Modélisation du convertisseur matriciel

II.1. Introduction.....	18
II.2. Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel	18
II.2.1. Structure du convertisseur matriciel.....	18
II. 2.2. Fonctionnement du convertisseur matriciel	20
II.2. 3. Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel	20
II.2.4. Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel et l'application du réseau de Pétri	21
II.2.4.1. Les différentes configurations d'une cellule du convertisseur matriciel.....	22

II.2.4.2. Application du réseau de Pétri à une cellule de commutation du convertisseur matriciel	22
II. 3. Modélisation en vue de la commande.....	23
II.3.1. Hypothèses	23
II.3.2. Commandabilité des convertisseurs statiques.....	23
II.3.2.1. Fonction et matrice de connexion des interrupteurs.....	23
II.3.2.2. Fonction génératrice de connexion des interrupteurs.....	24
II.3.3. Modélisation aux valeurs instantanées.....	24
II.3.3.1. Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion	25
II.3.3.1.1. Matrice de conversion des courants.....	25
II.3.3.1.2. Matrice de conversion des tensions	26
II.3.3.2. La matrice de conversion du convertisseur matriciel.....	27
II.3.3.3. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel	28
II.3.4. Modélisation aux valeurs moyennes	29
II.3.4.1. Modèle de commande du convertisseur matriciel.....	29
II.4. Conclusion.....	31

Chapitre III : Stratégies de commande du convertisseur matriciel

III.1. Introduction	33
III.2. Définition de la tension intermédiaire fictive.....	33
III.3. Etude de la partie redresseur	34
III.4. Etude de la partie onduleur	36
III.5. Modulation de la tension intermédiaire fictive	38
III.6. Stratégies de commande du convertisseur matriciel	39
III.6.1. La modulation par sous oscillation (PMW à trois intervalles)	39
III.6.1.1. Principe de la stratégie	39
III.6.1.2. Simulation et résultats	44
III.6.1.2.1. Performances de la commande du convertisseur matriciel par la PWM à trois intervalles	44
III.6.1.2.1.1. Interprétation des résultats.....	45
III.6.1.2.2. Performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone	50
III.6.1.2.2.1. Interprétation des résultats de simulation	50
III.6.2. Modulation subharmonique	54
III.6.2.1. Le principe de la stratégie	54
III.6.2.2. Simulation et résultats.....	56
III.6.2.2.1. Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la modulation subharmonique	56
III.6.2.2.1.1. Interprétation des résultats de simulation	56
III.6.2.2.2. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone	61
III.6.2.2.2.1. Interprétation des résultats de simulation	61
III.6.3. La modulation calculée.....	65
III.6.3.1. Le principe de la stratégie	65
III.6.3.2. Fonctions génératrices de connexion du convertisseur matriciel.....	65
III.6.3.3. Simulation et résultats.....	69

III.6.3.3.1. Caractéristique de réglage	69
III.6.3.3.2. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone	71
III.6.3.4. Interprétation des résultats	71
III.6.4. Modulation vectorielle	74
III.6.4.1. Principe de la stratégie	74
III.6.4.2. Algorithme de la modulation vectorielle	78
III.6.4.3. Caractéristiques de réglage	83
III.6.4.4. Résultats de simulation	83
III.6.4.4.1. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone	88
III.6.4.4.2. Interprétation des résultats.....	96
III.7. Conclusion	96

Chapitre IV : Implémentation de la MLI à trois intervalles sur la carte DS1104 de dSPACE

IV.1. Introduction.....	099
IV.2. Description du convertisseur matriciel	099
IV.3. Description de la commande	100
IV.4. Principe de fonctionnement du modèle SIMULINK	102
IV.4.1. Tâche pilotée par un bloc d'interruption matérielle	102
IV.4.1.1. Bloc d'interruption matérielle.....	102
IV.4.1.2. Le sous-système d'appel de fonction (function-call subsystem)	103
IV.4.1.2.1. Les blocs du sous-système d'appel de fonction	103
IV.4.2. Tâche de temporisation ou tâche timer.....	104
IV.4.2.1. Le bloc Clock.....	104
IV.4.2.2. Sous-système angle de phase	104
IV.4.2.3. Sous système de détection de la fréquence du signal de synchronisation	104
IV.4.2.4. La commande du convertisseur matriciel	105
IV.4.2.5. Le bloc de maintien d'ordre zéro	107
IV.4.2.6. Sous système de conversion Double-Boolean	108
IV.4.2.7. Sous système de protection contre les surintensités des trois phases et le court circuit	108
IV.5. Priorités des tâches	109
IV.6. Transitions entre tâches	109
IV.7. Détecteur de passage par zéro	111
IV.7.1. Schématique du détecteur de passage par zéro.....	112
IV.8. Résultats expérimentaux	113
IV.9. Conclusion	120

Chapitre V : Réalisation pratique et Protection du convertisseur matriciel

V.1. Introduction	122
V.2. Configurations possibles des commutateurs de puissance	122
V.2.1. Présentation des différentes structures	123
V.2.1.1. Structure du pont à diodes	124
V.2.1.2. Structure parallèle du commutateur de puissance.....	124
V.2.1.3. Structure série du commutateur de puissance.....	124
V.3. Choix des éléments contrôlés	125

V.3.1. Transistors bipolaires.....	125
V.3.2. Transistors MOSFET.....	125
V.3.3. Transistors IGBT	125
V.4. Evaluation des caractéristiques des composants de puissance	126
V.4.1. Calcul de la tension des composants de puissance.....	126
V.4.2. Calcul du courant des composants de puissance	126
V.5. Description des différentes cartes réalisées	128
V.5.1. Alimentations stabilisées	128
V.5.1.1. Alimentations pour opto-coupleur	128
V.5.1.2. Alimentation pour les circuits de mesure.....	128
V.5.1.3. Alimentation stabilisée pour le circuit de mise en forme des signaux de commande retardés.....	129
V.5.2. Cartes d'interfaces	129
V.5.2.1. Temps mort et mise en forme	129
V.5.2.2. Opto-coupleurs	134
V.5.3. Cartes de mesures.....	135
V.5.3.1. Capture de courant.....	135
V.5.3.1.1. Rappel du principe de l'effet Hall.....	136
V.5.3.1.2. Application à la mesure avec isolation galvanique	136
V.5.3.1.3. Dimensionnement du capteur de courant.....	137
V.5.3.1.4. Capture du courant de démarrage de la machine asynchrone couplée en étoile	138
V.5.3.2. Capture de tension	139
V.6. Etude du circuit d'aide à la commutation	140
V.6.1. Introduction	140
V.6.2. Analyse du circuit d'aide à la commutation	140
V.7. Protection du convertisseur matriciel	147
V.8. Exemple de réalisation d'un hacheur abaisseur commandé par DSP	148
V.9. Conclusion	153

Chapitre VI : Résultats expérimentaux

VI.1. Introduction.....	155
VI.2. Fonctionnement du convertisseur matriciel sur charge R, L	155
VI.2.1. Fonctionnement avec $f_0 = 25\text{Hz}$, $m = 40$	158
VI.2.2. Fonctionnement avec $f_0 = 50\text{Hz}$, $m = 20$	160
VI.2.3. Fonctionnement avec $f_0 = 100\text{Hz}$, $m = 15$	163
VI.3. Fonctionnement du convertisseur matriciel sur une machine asynchrone	165
VI.3.1. Montage étoile de la machine asynchrone.....	166
VI.3.1.1. Fréquence de sortie $f_0 = 25\text{Hz}$	166
VI.3.1.1.1. Fonctionnement avec $f_0 = 25\text{Hz}$, $r = 0.8$, $m = 40$	166
VI.3.1.1.2. Fonctionnement avec $f_0 = 25\text{Hz}$, $r = 0.8$, $m = 48$	167
VI.3.1.2. Fréquence de sortie $f_0 = 50\text{Hz}$	167
VI.3.1.2.1. Fonctionnement avec $f_0 = 50\text{Hz}$, $r = 0.8$, $m = 16$	167
VI.3.1.2.2. Fonctionnement avec $f_0 = 50\text{Hz}$, $r = 0.8$, $m = 24$	168
VI.3.1.2.3. Fonctionnement avec $f_0 = 50\text{Hz}$, $r = 0.8$, $m = 40$	169
VI.3.1.3. Fréquence de sortie $f_0 = 100\text{Hz}$	169

VI.3.1.3.1. Fonctionnement avec $f_0 = 100Hz, r = 0.8, m = 20$	169
VI.3.2. Montage triangle de la machine asynchrone	171
VI.3.2.1. Fonctionnement avec $f_0 = 25Hz, r = 0.4, m = 80$	171
VI.3.2.2. Fonctionnement avec $f_0 = 25Hz, r = 0.4, m = 40$	172
VI.3.2.3. Fonctionnement avec $f_0 = 100Hz, r = 0.4, m = 20$	173
VI.4. Résultats du circuit d'aide à la commutation.....	174
VI.5. Conclusion	175
Conclusion générale	177
Annexe	180

TABLE DES FIGURES

I.1. Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la machine asynchrone	05
I.2. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park	08
I.3. Repérage angulaire des systèmes d'axe	09
II.1. Structure générale du système électrotechnique	18
II.2. Schéma de principe du convertisseur matriciel	19
II.3. Schéma de principe d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel	21
II.4. Description d'un interrupteur idéal par réseau de Pétri	21
II.5. Les quatre configurations possibles d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel	22
II.6. Réseau de Pétri en fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel	23
II.7. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel	29
II.8. Modèle de commande du convertisseur matriciel	30
III.1. Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif	34
III. 2. La forme de la tension intermédiaire fictive U_d	36
III .3. PWM à trois intervalles qui commande la phase X de sortie	40
III. 4. Structure du modulateur PWM à trois intervalles	42
III. 5. Les déférents signaux de la stratégie PWM à trois intervalles ($m=21$, $r=0.8$, $f_o=25\text{Hz}$)	43
III. 6. Principe de la stratégie PWM à trois intervalles ($m=9$, $r=0.8$, $f_o=50\text{Hz}$)	44
III. 7. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 25Hz	46
III. 8. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 50Hz	47
III. 9. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 100Hz	48
III.10. Les caractéristiques du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r	49
III. 11. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la stratégie PWM à trois intervalles ($f_o= 25\text{Hz}$ et $m =21$)	51
III. 12. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la stratégie PWM à trois intervalles ($f_o= 50\text{Hz}$ et $m =21$)	52
III. 13. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la stratégie PWM à trois intervalles ($f_o= 100\text{Hz}$ et $m =21$)	53
III. 14. Les déférents signaux de la modulation subharmonique ($m=21$, $r=0.8$, $f_o=25\text{Hz}$)	55
III. 15. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 25Hz	57
III. 16. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 50Hz	58
III. 17. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 100Hz	59
III.18. Les caractéristiques du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r	60
III. 19. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation subharmonique ($f_o= 25\text{Hz}$ et $m =21$)	62
III. 20. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation subharmonique ($f_o= 50\text{Hz}$ et $m =21$)	63
III. 21. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation subharmonique ($f_o= 100\text{Hz}$ et $m =21$)	64
III. 22. Porteuse triangulaire	67
III. 23. Porteuse dent de scie	67
III. 24. Caractéristique du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r ($m = 21$, $f_o = 50 \text{ Hz.}$)	69
III. 25. Le spectre d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 25Hz	70

TABLE DES FIGURES

III. 26. Le spectre d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 50Hz.....	70
III. 27. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation calculée ($f_o= 25\text{Hz}$ et $m =21$ $r=0.8$).....	72
III. 28. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation calculée ($f_o= 50\text{Hz}$ et $m =21$ $r=0.8$).....	73
III. 29. Schéma de base des convertisseurs matriciels.....	74
III. 30. Représentation des vecteurs zéro.....	75
III. 31. Représentation des vecteurs stationnaires	75
III. 32. Représentation des vecteurs tournants.....	76
III. 33. Représentation des configurations actives des vecteurs tension de sortie et courant d'entrée..	78
III. 34. Représentation des vecteurs d'entrée et leurs angles respectifs	78
III. 35. Modèle de commutation sur un cycle de période T_c	83
III. 36. Caractéristique du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r ($T_c = 100 \mu\text{s}$, $\varphi_i = 0^\circ$).....	84
III. 37. Caractéristique du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r ($T_c = 100 \mu\text{s}$, $\varphi_i = 45^\circ$).....	85
III. 38. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence d'échantillonnage de 1 kHz.....	86
III. 39. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence d'échantillonnage de 5 kHz.....	87
III. 40. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_o= 25\text{Hz}$, $r=0.8$, $\varphi_i=0^\circ$)	89
III. 41. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_o= 50\text{Hz}$, $r=0.8$, $\varphi_i=0^\circ$)	90
III. 42. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_o= 100 \text{Hz}$, $r=0.8$, $\varphi_i=0^\circ$)	91
III. 43. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_o= 25 \text{Hz}$, $r=0.8$, $\varphi_i= 30^\circ$)	92
III. 44. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_o= 50 \text{Hz}$, $r=0.8$, $\varphi_i= 30^\circ$)	93
III. 45. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_o= 25 \text{Hz}$, $r=0.8$, $\varphi_i= 45^\circ$)	94
III. 46. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_o= 50 \text{Hz}$, $r=0.8$, $\varphi_i= 45^\circ$)	95
IV. 1. Modèle en Simulink du convertisseur matriciel.....	100
IV. 2. Modèle en Simulink du convertisseur matriciel et sa commande	101
IV. 3. Temps de validation d'une interruption matérielle	102
IV. 4. Bloc d'interruption matérielle	102
IV. 5. Propriétés du bloc d'interruption matérielle.....	103
IV. 6. Bloc du sous système de fonction d'appel	104
IV. 7. Clock	104
IV. 8. Bloc de détection de la fréquence du réseau d'alimentation.....	105
IV. 9. Sous-système de génération de la porteuse	106
IV. 10. Bit digital d'entrée / sortie.....	106
IV. 11. Bloc DAC de la carte dSPACE.....	107
IV. 12. Bloc de maintien d'ordre zéro.....	107
IV. 13. Boite de dialogue du bloc de maintien.....	107
IV. 14. Sous système de conversion Double – Booléen.....	108
IV. 15. Sous système de protection contre les surintensités.....	109
IV. 16. Fenêtre de configuration des tâches	110
IV.17. Transition de données du modèle de la commande.....	111
IV. 18. Schéma bloc du détecteur de passage par zéro	112

TABLE DES FIGURES

IV. 19. Principe de fonctionnement du détecteur de passage par zéro.....	112
IV. 20. Schéma électrique du détecteur de passage par zéro.....	113
IV.21. Résultat pratique du détecteur de passage par zéro (base de temps 5ms, échelle de tension 5V).....	114
IV. 22. Maquette du détecteur de passage par zéro.....	114
IV. 23. Angle de la phase R du réseau d'alimentation (10ms, 50mV).....	115
IV. 24. Fonction de redressement A^+ du convertisseur matriciel (5ms, 5V).....	115
IV. 25. a. Fonction de redressement A^+ du convertisseur matriciel acquise par DSP.....	115
IV. 25. b. Fonction de redressement A^- du convertisseur matriciel acquise par DSP.....	116
IV. 25. c. Fonction de redressement B^+ du convertisseur matriciel acquise par DSP.....	116
IV. 25. d. Fonction de redressement B^- du convertisseur matriciel acquise par DSP.....	116
IV. 26. Fonction d'ondulation U_{cm1} (10ms, 2V).....	117
IV. 27. Signaux de référence τ_{x1} et τ_{x2}	117
IV. 28. La tension de référence V_{xref} (10ms, 5V).....	118
IV. 29. Tension de la phase X du convertisseur matriciel simulé par DSP (5ms, 2V).....	118
IV. 30. Les signaux de commande T_{BX} et T_{CX} à la sortie du DSP (1ms, 2V).....	119
IV. 31. Les signaux de commande T_{AY} et T_{BY} à la sortie du DSP (1ms, 2V).....	119
IV. 32. Les signaux de commande T_{AZ} et T_{BZ} à la sortie du DSP (1ms, 2V).....	120
V. 1. Différentes structures des commutateurs de puissance utilisées au matriciel (a). Structure en pont, (b). Structure parallèle, (c). Structure série.....	123
V. 2. Présentation d'une phase de sortie du convertisseur matriciel.....	126
V. 3. Carte d'alimentation d'un opto-coupleur.....	130
V. 4. Carte d'alimentation de la maquette de mesure des courants et tensions.....	130
V. 5. Carte d'alimentation du circuit de mise en forme.....	131
V. 6. Circuit de génération du temps mort.....	131
V. 7. Fonctionnement du circuit temporisateur.....	132
V. 8. Simulation du circuit temporisateur sur ISIS.....	132
V. 9. Tensions V_1 et V_2 du circuit temporisateur (2V, 5 μ s).....	133
V. 10. Tension d'entrée et de sortie avec temps mort à l'amorçage (2V, 5 μ s).....	133
V. 11. Zoom du retard à l'amorçage (2V/4, 5 μ s).....	134
V. 12. Brochage de l'opto-coupleur pour la commande des IGBT.....	135
V. 13. Carte d'interface pour pilotage des interrupteurs d'une cellule de commutation.....	135
V. 13. Capteur de courant type LV 25-P de LEM.....	136
V. 14. Principe de l'effet Hall.....	136
V. 15. Schéma du capteur de courant à effet Hall.....	137
V. 16. Connexion du capteur de courant LA 55-P.....	137
V. 17. Capture du courant de démarrage par DSP de la machine asynchrone à vide.....	138
V. 18. Circuit de capture de tension.....	139
V. 19. Capture de deux phases du réseau d'alimentation par DSP et détermination de leurs successions.....	139
V. 20. Circuit d'aide à la commutation d'une phase de sortie du convertisseur matriciel.....	141
V. 21. a et b. Circuits équivalents d'analyse du CALC (a. S_{Ra} fermé, S_{Ra} ouvert).....	143
V. 21. c. Circuit équivalent du CALC après le temps mort.....	143
V. 21. d. Circuit équivalent du CALC pendant la fermeture de l'interrupteur S_{Sa}	143
V. 21. e. Circuit équivalent du CALC après quelques instants de fermeture de S_{Sa}	144
V. 22. Circuits équivalents du CALC pour toute la période de commutation.....	146
V. 23. Allure de la tension aux bornes du CALC durant une période de commutation (cas critique).....	146
V. 24. Allure du courant traversant le CALC durant une période de commutation (cas critique).....	147
V. 25. Schéma de principe du montage hacheur abaisseur.....	148
V. 26. Programme de contrôle de l'hacheur abaisseur.....	149
V. 27. Montage du circuit hacheur au laboratoire.....	149

TABLE DES FIGURES

V. 28. Tension aux bornes de la charge (échelle 20ms, 10V, $r_{cyclique}=0.5$).....	150
V. 29. . Tension aux bornes de la résistance (échelle 20ms, 5V, $r_{cyclique}=0.5$).....	150
V. 30. Tension aux bornes de la charge (échelle 0.5 ms, 10V, $r_{cyclique}=0.7$).....	151
V. 31. Tension aux bornes de la résistance (échelle 0.5 ms, 10V, $r_{cyclique}=0.7$).....	151
V. 32. Courant d’amorçage et de blocage du transistor (échelle 20 μ s, 2V, $r_{cyclique}=0.5$).....	152
V. 33. Zoom du courant d’amorçage et de blocage du transistor (échelle 20 μ s* 3/4, 2V, $r_{cyclique}=0.5$).....	152
.....	
VI. 1. Signaux de commande des interrupteurs T_{RX} et T_{SX} de la phase X (Échelle : 2ms, 2V)	156
VI. 2. Signaux de commande des interrupteurs T_{RX} et T_{SX} de la phase Y (Échelle : 1ms, 2V)	156
VI. 3. Signaux de commande de deux interrupteurs de la phase Z (Échelle : 1ms, 2V)	157
VI. 4. Montage du matriciel alimentant une charge R, L.....	157
Fonctionnement avec $f_0 = 25Hz$, $m = 40$	
VI. 5. Tension simple V_X	158
VI. 6. Tension composée U_X ($V_{IN\ max}=40V$)	159
VI. 7. Courant de charge capturé par DSP	159
VI. 8. Spectre des harmoniques de la tension V_X	160
Fonctionnement avec $f_0 = 50Hz$, $m = 20$	
VI. 9. Tension simple V_X	161
VI. 10. Tension composée U_X ($V_{IN\ max}=40V$)	161
VI. 11. Courant de charge capturé par DSP	162
VI. 12. Spectre des harmoniques de la tension V_X	162
Fonctionnement avec $f_0 = 100Hz$, $m = 15$	
VI. 13. Tension simple V_X	163
VI. 14. Tension composée U_X ($V_{IN\ max}=40V$)	164
VI. 15. Courant de charge capturé par DSP	164
VI. 16. Spectre des harmoniques de la tension V_X	165
VI. 17. Configuration de base de l’alimentation de puissance de la machine asynchrone.....	165
Fonctionnement avec $f_0 = 25Hz$, $r = 0.8$, $m = 40$	
VI. 18. Tension simple V_X (V).....	166
VI. 19. Courants des trois phases de la machine (A).....	166
Fonctionnement avec $f_0 = 25Hz$, $r = 0.8$, $m = 48$	
VI. 20. Tension simple V_X (V).....	167
VI. 21. Courants des trois phases de la machine (A).....	167
Fonctionnement avec $f_0 = 50Hz$, $r = 0.8$, $m = 16$	
VI. 22. Tension simple V_X (V).....	167
VI. 23. Courants des trois phases de la machine (A).....	168
Fonctionnement avec $f_0 = 50Hz$, $r = 0.8$, $m = 24$	
VI. 24. Tension simple V_X (V).....	168
VI. 25. Courants des trois phases de la machine (A).....	168
Fonctionnement avec $f_0 = 50Hz$, $r = 0.8$, $m = 40$	
VI. 26. Tension simple V_X (V).....	169
VI. 27. Courants des trois phases de la machine (A).....	169
Fonctionnement avec $f_0 = 100Hz$, $r = 0.8$, $m = 20$	
VI. 28. Tension simple V_X (V).....	170
VI. 29. Courants des trois phases de la machine (A).....	170
Montage triangle de la machine asynchrone	
Fonctionnement avec $f_0 = 25Hz$, $r = 0.4$, $m = 80$	
VI. 30. Tension simple V_X (V).....	171
VI. 31. Courants des trois phases de la machine (A).....	171

TABLE DES FIGURES

Fonctionnement avec $f_0 = 25Hz$, $r = 0.4$, $m = 40$

VI. 32. Tension simple V_X (V)..... **172**

VI. 33. Courants des trois phases de la machine (A)..... **172**

Fonctionnement avec $f_0 = 100Hz$, $r = 0.4$, $m = 20$

VI. 34. Tension simple V_X (V)..... **173**

VI. 35. Courants des trois phases de la machine (A)..... **173**

VI. 36. Tension aux bornes du CALC..... **174**

VI. 37. Courant passant à travers le CALC..... **174**

II.1. Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible du convertisseur matriciel	20
.....	
III.1. Matrices des fonctions de redressement sur toute la période de redressement.....	35
III.2. Expressions des fonctions génératrices de conversion.....	68
III.3. Les différentes configurations possibles utilisées dans la SVM.....	77
III. 4. Sélection des configurations pour chaque combinaison des secteurs de tension de sortie et du courant d'entrée.....	79
III. 5. Modèles de commutation pour la ASVM.....	82

Notations

S,R : Indices respectifs du stator et du rotor.

as, bs, cs : indices correspondants aux trois phases statoriques.

ar, br, cr : Indices correspondants aux trois phases rotoriques.

d, q : Axes correspondants au référentiel de PARK.

r_s, r_r : Résistances des enroulements statoriques et rotorique par phases.

L_s, L_r : Inductances propres de fuites statorique et rotorique de phase.

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

$M_{s,r}$: Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

φ_s, φ_r : Flux statoriques, rotoriques.

φ_{rd} ou phrd : Flux rotorique suivant l'axe d.

φ_{rq} ou phrq : Flux rotorique suivant l'axe q.

T_r : Constante de temps rotorique.

p : Nombre de paire de pôles.

C_{em} : Couple électromagnétique.

J : Moment d'inertie.

K_f : Coefficient de frottement.

C_r : couple résistant.

ω_s, ω_r : Pulsations électriques statoriques et rotoriques.

ω_{gl} : Glissement de vitesse angulaire électrique.

Ω : Vitesse mécanique du rotor.

F_{AXk}^g : Fonction génératrice de connexion des interrupteurs.

F_{AXk} : Fonction de connexion des interrupteurs.

m : Indice de modulation.

r : Taux de modulation.

τ : Fonction de modulation de redressement.

u_{cmk} : Fonction d'ondulation, (k = 1, 2, 3).

u_i (i = x, y, z) : Tension simple par rapport au neutre du réseau.

V_j (j = x, y, z) : Tension par rapport au neutre de la machine.

V : Tension simple de phase.

i_x : Courant de la phase 1 de la machine asynchrone.

i_R : Courant de la phase 1 du réseau d'alimentation.

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

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 principalement transforment 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 telle que chaque phase de sortie peut se connecter à la phase d'entrée. Aux convertisseurs matriciels triphasés, il y a 9 interrupteurs bidirectionnels. La matrice peut être commutée afin de connecter n'importe quelle phase de sortie sur une des trois phases d'entrée tout en évitant le court circuit entre les différentes phases d'entrée et l'ouverture de circuit de puissance. 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% 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. 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 de 1,1 kW.

Notre travail comporte six chapitres qui sont structurés comme suit :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques.

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 modulation MLI à trois intervalles.
2. La stratégie de modulation subharmonique.
3. La MLI calculée.
4. La MLI vectorielle.

Au quatrième chapitre, nous avons implémenté la MLI à trois intervalles sur la carte DSP utilisée.

Au cinquième chapitre, nous avons dimensionné le circuit de puissance, et nous avons réalisé les différentes cartes d'alimentation, de mesure 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 triphasée, puis à une machine asynchrone de 1.1 kW.

Nous avons clôturé notre travail par une conclusion.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

1. Introduction

La modélisation des machines électriques s'avère nécessaire et primordiale pour toute étude théorique de la machine en vue de simulation ou de commande.

La modélisation est la description mathématique d'un processus technique, cette description mathématique se fait normalement par des équations différentielles ou des fonctions de transfert et donne les relations entre les grandeurs d'entrée et les grandeurs de sortie d'un système [8].

La machine asynchrone est devenue la machine la plus utilisée au quotidien dans toutes les applications. A noter qu'elle a trouvé sa place dans les applications domestiques, aux ateliers, à l'usine (applications d'entraînement) ainsi que dans les domaines spécialisés comme le ferroviaire, le maritime

Elle est déterminée par sa robustesse, son faible coût d'achat, son entretien peu important ainsi que sa fiabilité.

Ces raisons lui ont permis de conquérir un espace de plus en plus important au détriment des machines à courant continu.

Grâce aux avancements technologiques rapides dans le domaine de l'électronique de puissance et la technologie des microprocesseurs, la machine asynchrone est libérée de sa position antérieure, considérée comme machine à vitesse fixe. Elle est actuellement utilisée dans des applications à vitesse variable.

2. Modélisation de la machine asynchrone

La machine asynchrone se compose :

- d'un primaire qui est généralement le stator, le plus souvent triphasé, relié à la source d'alimentation.
- d'un secondaire, généralement le rotor, qui est en court circuit.

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la figure I.1. Les phases rotoriques sont court circuitées sur elles mêmes. θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase a statorique et la phase a rotorique.

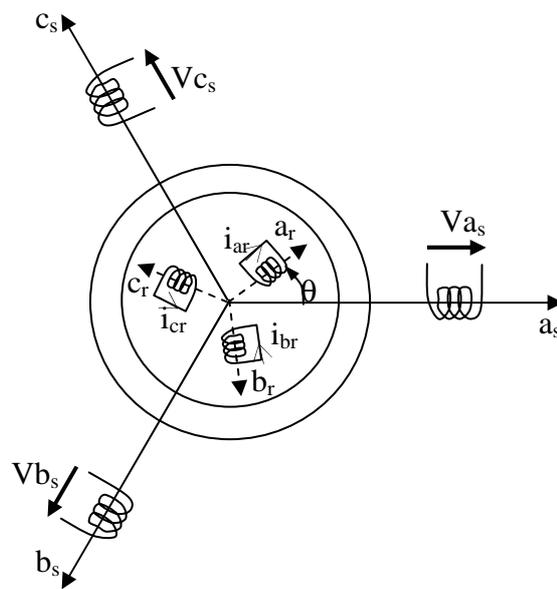


Figure. I. 1 Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la machine asynchrone.

3. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, alors il est nécessaire d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✓ on suppose les circuits magnétiques non saturés et suffisamment feuilletés pour que les pertes fer soient négligeables. Les relations entre les flux et les courants sont donc linéaires.
- ✓ On considère une densité uniforme de courant dans les sections des conducteurs élémentaires. L'effet de peau est négligé.
- ✓ La force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- ✓ L'entrefer uniforme (effets d'encoçages négligés).

Les deux dernières hypothèses citées ci dessus conduisent à des expressions très simples des inductances de la machine asynchrone.

4. Equations de la machine asynchrone en régime quelconque

4. 1. Equations des tensions

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt}.$$

En tenant compte de la représentation de la **Figure. I. 1** et des hypothèses simplificatrices citées auparavant, les équations des tensions des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d}{dt} \phi_s. \\ V_r = R_r I_r + \frac{d}{dt} \phi_r. \end{cases} \quad (\text{I. 1})$$

Où les indices s et r représentent respectivement les grandeurs relatives au stator et au rotor.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} ; [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} ; [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} ; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} ; [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}$$

4. 2. Equations des flux

Les flux totaux de la machine sont donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \phi_s = (L_{ss})(I_s) + (M_{sr})(I_r) \\ \phi_r = (L_{rr})(I_r) + (M_{rs})(I_s) \end{cases} \quad (\text{I. 2})$$

Les quatre matrices d'inductances sont données par les relations suivantes :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I. 3})$$

Les différentes inductances utilisées dans ces relations désignent :

- ✓ L_s : inductance propre d'une phase statorique.
- ✓ L_r : inductance propre d'une phase rotorique.
- ✓ M_s : inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
- ✓ M_r : inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
- ✓ M : inductance entre deux phases statoriques et rotoriques lorsque ces deux coïncident.
- ✓ θ : écart angulaire entre stator et rotor.

En remplaçant l'équation (I. 2) dans l'équation (I. 1), et en désignant par p l'opérateur $\frac{d}{dt}$, les

équations des tensions au stator et au rotor s'écrivent [11]:

$$\begin{aligned} [V_s] &= [R_s][I_s] + p \{ [L_{ss}][I_s] + p \{ [M_{sr}][I_r] \} \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + p \{ [L_{rr}][I_r] + p \{ [M_{rs}][I_s] \} \end{aligned} \quad (\text{I. 4})$$

4. 3. Equations mécaniques de la machine asynchrone

L'expression du couple électromagnétique peut être obtenue à partir de la dérivée de la co-énergie par rapport à l'angle θ [12].

Le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$C_e = p [I_s]^t \frac{d[M_{sr}]}{d\theta} [I_r]. \quad (\text{I. 5})$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par l'expression suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega. \quad (\text{I. 6})$$

La résolution analytique de ces équations dans ce repère est très difficile, car le système d'équation est à coefficients variables en fonction de l'angle θ .

5. Transformation de Park

Lors de l'élaboration des équations électriques de la machine asynchrone, on s'est rendu compte que les grandeurs statoriques sont liées aux grandeurs rotoriques à travers l'angle θ , alors on a procédé à simplifier ces équations en appliquant des transformations orthogonales.

La transformation de Park est une transformation triphasée-diphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq . Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe au repère abc , par contre le repère dq est mobile [13].

Cette transformation a pour effet de rendre les inductances mutuelles du modèle de la machine indépendante de la rotation, c'est à dire de l'angle θ .

La transformation de *PARK* est définie par sa matrice de transformation $[P(\theta_e)]$. Elle s'exprime comme suit:

$$[P(\theta_e)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 7})$$

Le changement de variables est défini par l'expression suivante :

$$[X_{d,q,0}] = [P][X_{a,b,c}] \quad (\text{I. 8})$$

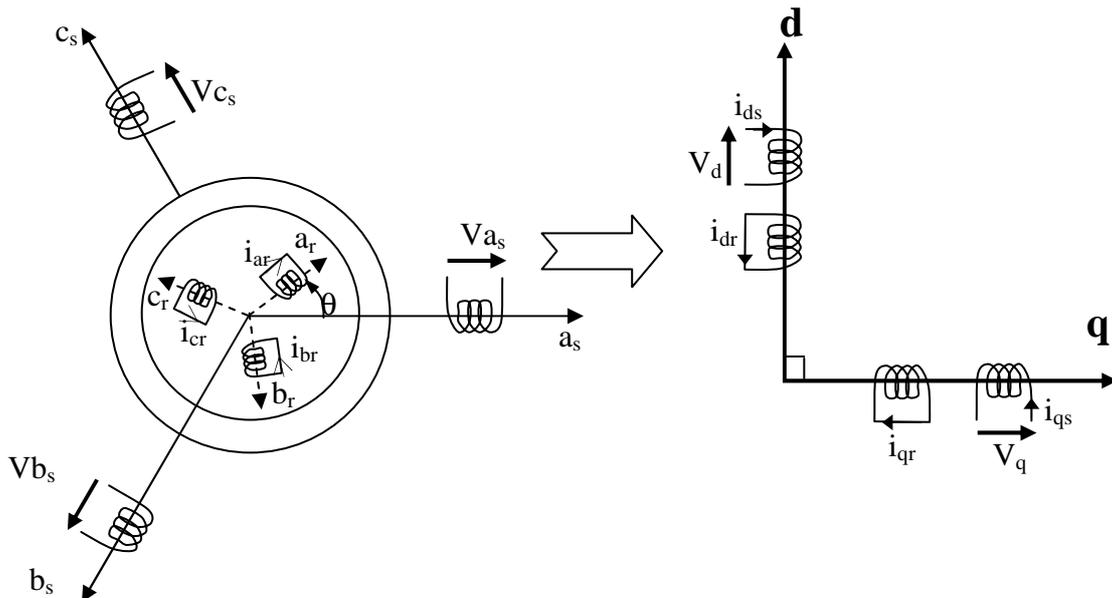


Figure. I. 2. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.

6. Equations de la machine dans le repère de Park

On applique la transformation de Park aux courants, tensions et flux. Un changement de variables fait intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q.

Si l'on note par θ_s l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques et par θ_r celui des grandeurs rotoriques, il existe une relation qui les lie et qui simplifie les équations et par la même le modèle final.

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celles des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier ces équations. Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation suivante :

$$\theta_s = \theta + \theta_r . \quad (\text{I. 9})$$

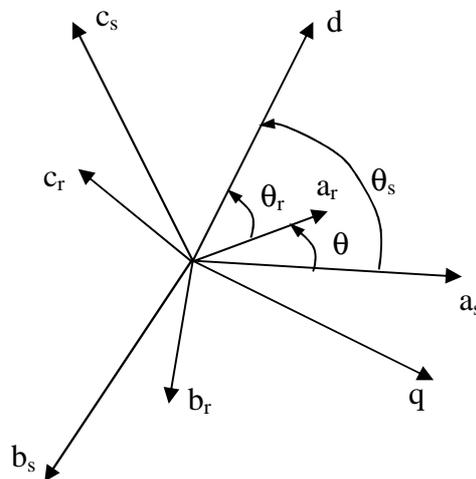


Figure. I. 3. Repérage angulaire des systèmes d'axe.

6. 1. Equations de tension

Dans le repère de Park tournant à la vitesse ω_a par rapport au stator, les équations des tensions s'écrivent après l'application de la transformation de Park aux grandeurs comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_a \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_a \phi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I. 10})$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_a - \omega_m) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_a - \omega_m) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I. 11})$$

ω_a et ω_m désignent respectivement la vitesse du repère dq et la vitesse du rotor par rapport au stator.

6. 2. Equations du flux

Les différentes expressions des flux statoriques et rotoriques s'écrivent dans le modèle de Park sous la forme qui suit :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I. 12})$$

L_s , L_r et L_m sont des inductances cycliques et ont pour expression :

$L_s = l_s - m_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = l_r - m_r$: Inductance cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2} m_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

7. Choix de référentiel

Trois types de référentiel sont intéressants en pratique [11] :

- ✓ Référentiel lié au stator.
- ✓ Référentiel lié au rotor.
- ✓ Référentiel lié au champ tournant.

7. 1. Référentiel lié au stator : est le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\frac{d}{dt} \theta_s = 0 \qquad \frac{d}{dt} \theta_r = -\omega_m$$

7. 2. Référentiel lié au rotor : dans ce repère $\theta_s = \theta$, donc :

$$\frac{d}{dt} \theta_r = 0 \qquad \frac{d}{dt} \theta_s = \omega_m$$

7. 3. Référentiel lié au champ tournant : dans ce cas la vitesse ω_s est la vitesse du champ tournant, les équations relatives au modèle de la machine asynchrone dans ce repère sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega_m) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega_m) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{I. 13})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \\ \Phi_{dm} = L_m (i_{ds} + i_{qr}) \\ \Phi_{qm} = L_m (i_{qs} + i_{dr}) \end{array} \right. \quad (\text{I. 14})$$

8. Mise sous forme d'équation d'état

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équation d'état, et en manipulant les équations électriques (I.13) et (I.14), on aboutit à la forme d'état suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{X} = F_x(X, U, t) \\ Y = F_y(X, U, t) \end{array} \right.$$

Avec :

X : vecteur d'état

U : vecteur d'entrée

Y : vecteur de sortie

On peut choisir indifféremment les composantes du vecteur « X ». Tel que :

$$X = (\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t$$

On aura ainsi le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = AX_1 + BU \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_e - C_r - K_f\Omega) \end{cases}$$

Avec:

$$X_1 = (\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs})^t \quad ; \quad \Omega = \frac{\omega}{p}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & -R_s & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma T_r L_s} & \frac{\omega}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & (\omega_s - \omega) \\ -\frac{\omega}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma T_r L_s} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} ; U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}.$$

$T_r = L_r / R_r$: Constante de temps rotorique.

$T_s = L_s / R_s$: Constante de temps staotrique.

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$: Coefficient de fuites totales.

9. Simulations et interprétations

9. 1. Fonctionnement à vide ($C_r=0$ N.m)

9. 1. 1. Le Couple électromagnétique C_{em}

Lors du démarrage de la machine asynchrone, on constate un régime transitoire avec un couple de démarrage très fort qui atteint la valeur de 45 N.m. cela est justifié par le bruit engendré lors des démarrages des machines asynchrones ainsi que l'inertie importante que la machine doit vaincre pour démarrer.

Après 0.3 s la machine atteint le régime permanant et le couple électromagnétique se stabilise à environ 0.18 N.m. se qui est logique car la machine maintenant ne doit vaincre que les contraintes mécaniques.

9. 1. 2. Le courant statorique i_a

Au démarrage le courant statorique atteint une valeur crête de 27A, cela est dû au fort appel du courant de démarrage (il peut atteindre dix fois le courant nominal) afin de générer un couple suffisant pour vaincre l'inertie de la machine.

Le courant évolue à l'intérieur d'une enveloppe exponentielle, il tendra après le régime transitoire de 0,3 s vers une sinusoïde à amplitude constante de 3,6 A.

9. 1. 3. La vitesse de rotation N

Pendant le régime transitoire, la vitesse croît d'une manière quasi linéaire, après 0,3 s la machine atteint son régime permanent et la vitesse se stabilise au voisinage de la vitesse de synchronisme (1499 tr/mn).

9. 1. 4. Le flux rotorique Φ_r

On distingue deux phases dans le régime transitoire. Dans la première le flux rotorique atteint une valeur crête de 0.82 Wb puis oscille en décroissance au bout de 0.16s, dans la deuxième le flux croît linéairement au bout de 0.14s.

Après un régime transitoire qui a duré 0.3s la machine atteint son régime permanent avec un flux rotorique constant de 1.14 Wb.

9. 2. Fonctionnement en charge

Après avoir simulé le démarrage de la machine asynchrone à vide, on va maintenant lui imposer des perturbations au régime permanent à l'aide des couples résistants ($Cr_1 = 4$ N.m et $Cr_2 = 9$ N.m), ce qui nous permettra de visualiser les résultats de simulation en charge.

En imposant un couple résistant $Cr_1 = 4$ N.m on constate que la vitesse chute et elle se stabilise à 1469 tr/mn. Puis, le phénomène se reproduit de la même manière en imposant un couple résistant $Cr_2 = 9$ N.m après 0.5 s de l'application de Cr_1 et la vitesse maintenant se stabilise à 1428 tr/mn.

Par contre le couple électromagnétique Cem augmente à 4.18N.m puis à 9.18 N.m après l'application respective des couples résistants Cr_1 et Cr_2 à 0.5s d'intervalle et cela est dû à la compensation des perturbations engendrées par les couples résistants.

De même le courant statorique augmente et oscille en sinusoïde avec une valeur crête de 3.85A puis 5A lors de l'application des couples résistants Cr_1 et Cr_2 , cette augmentation peut être expliquée par l'augmentation de l'appel de courant de la machine en fonction du couple résistant appliqué afin de subvenir au besoin de la charge imposée.

10. Conclusion

Ce chapitre présente la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone à cage par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction ; par contre sa simulation est difficile, car le modèle est fortement non linéaire. Actuellement, la disponibilité de puissants outils informatiques de calcul permet de surmonter cette difficulté. Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisé et simulé. Les résultats obtenus démontrent la justesse du modèle développé.

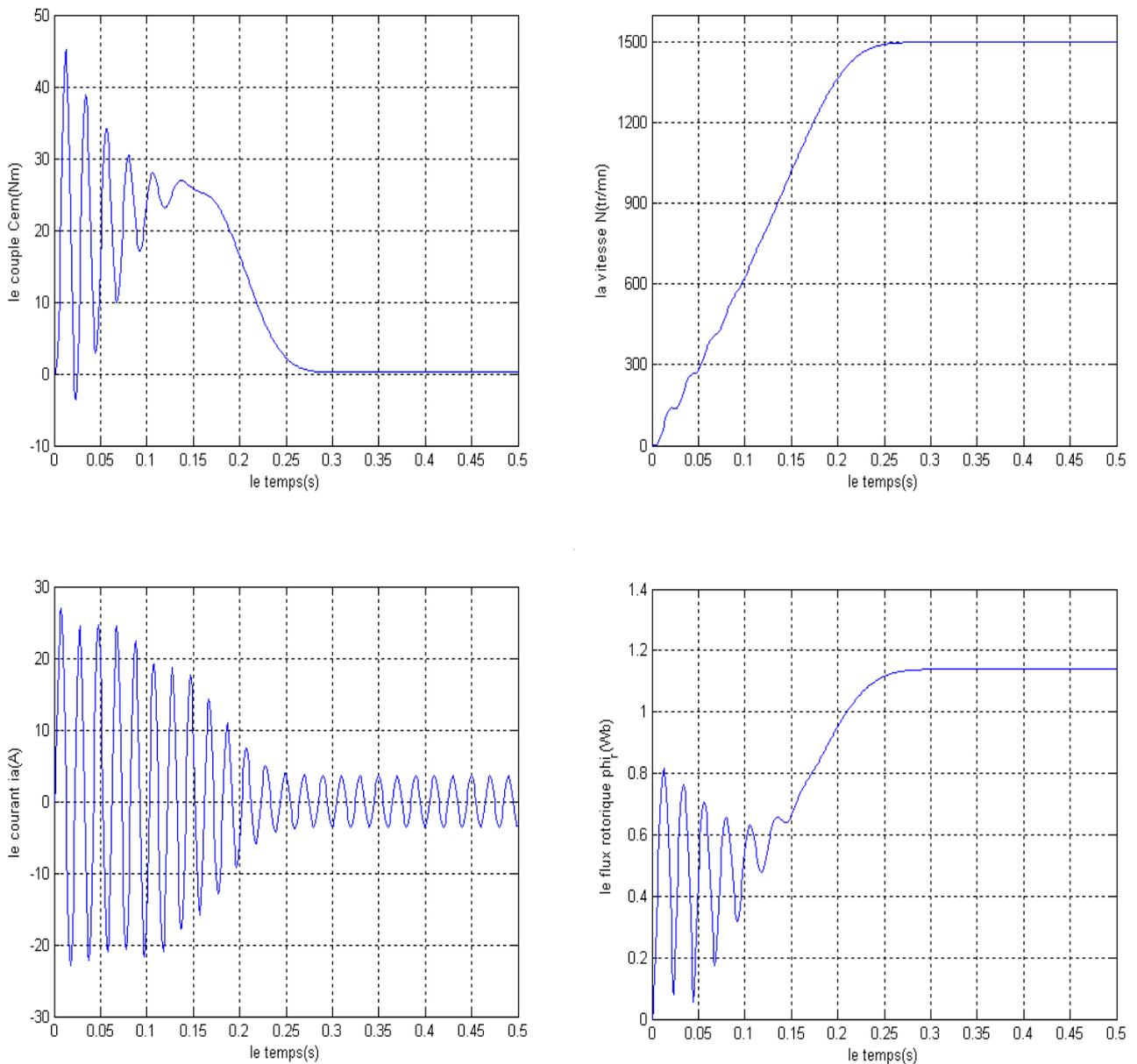


Figure. I.4. Résultats de simulation de la machine asynchrone triphasée à vide.

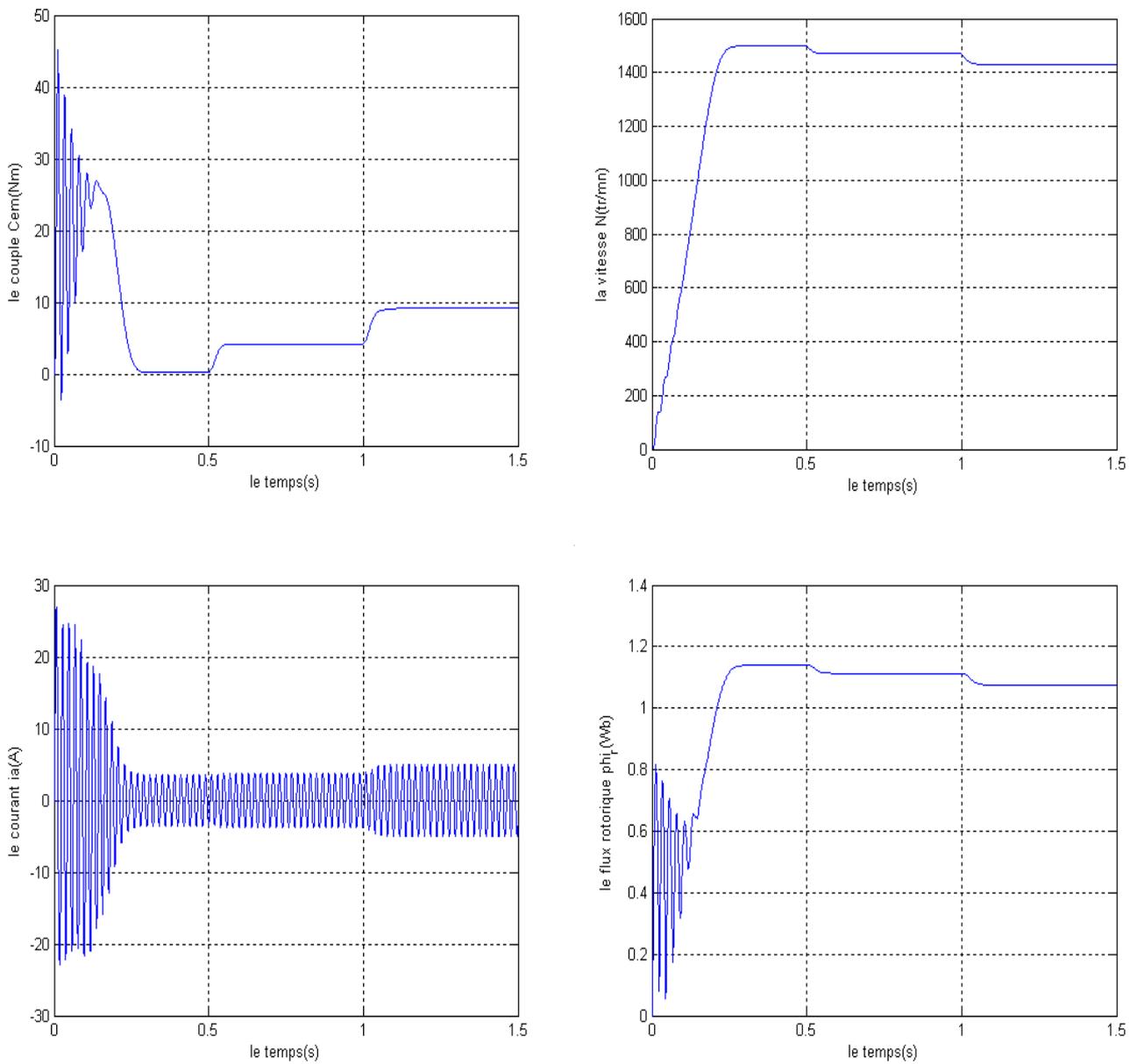


Figure. I. 5. Résultats de simulation de la machine asynchrone triphasée en charge
(Application de deux couples résistants $C_{r1}= 4N.m$ et $C_{r2}= 9N.m$).

Chapitre II

Modélisation du Convertisseur Matriciel

1. Introduction

Après avoir modélisé la machine asynchrone pour une préalable alimentation par convertisseur statique, on va se pencher dans ce chapitre à la modélisation d'un convertisseur statique à structure matricielle appelé communément **CONVERTISSEUR MATRICIEL**.

Le convertisseur matriciel est un dispositif de conversion directe alternatif – alternatif. Il se situe à l'intersection de deux axes, l'un est appelé axe de puissance et l'autre axe de commande [Figure.II.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.

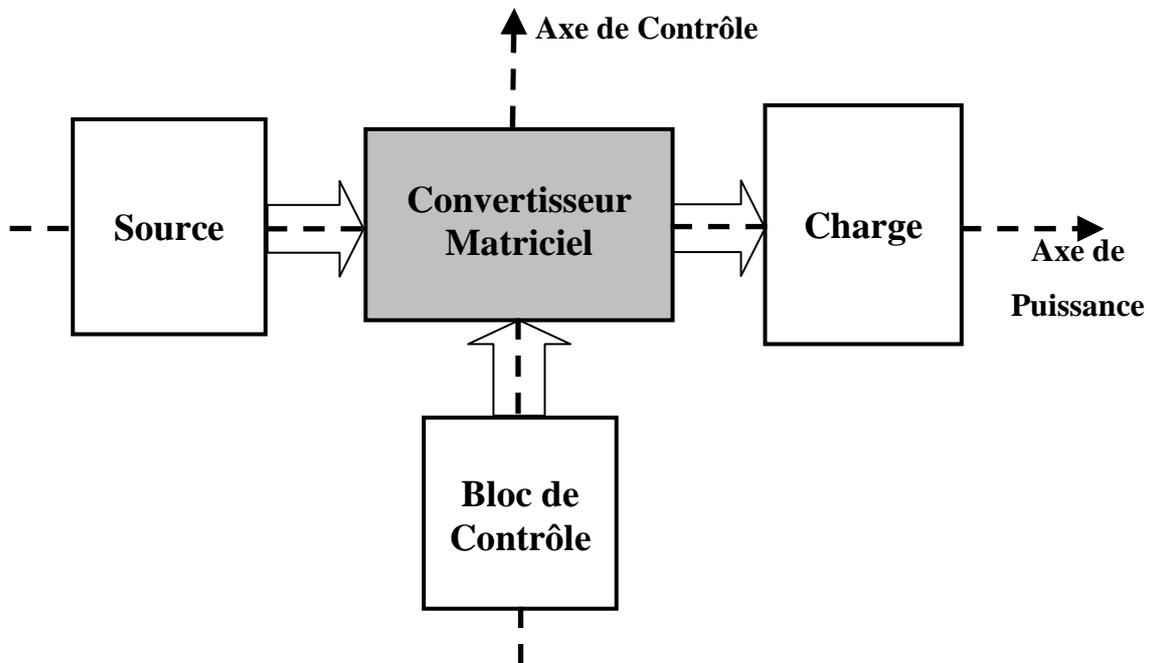


Figure. II. 1. Structure générale du système électrotechnique.

2. Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel

2. 1. Structure du 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 un système triphasé de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir d'une entrée d'un système triphasé de tensions fixe du réseau d'alimentation.

Ce convertisseur est caractérisé par une topologie matricielle de neuf interrupteurs (matrice $[3 \times 3]$), tel que les trois phases d'entrées du réseau sont interconnectées aux trois phases de sortie du convertisseur par le biais de commutateurs de puissance bidirectionnels (conduisant le courant dans les deux sens et bloquant les tensions des deux polarités.) [Figure.II.2].

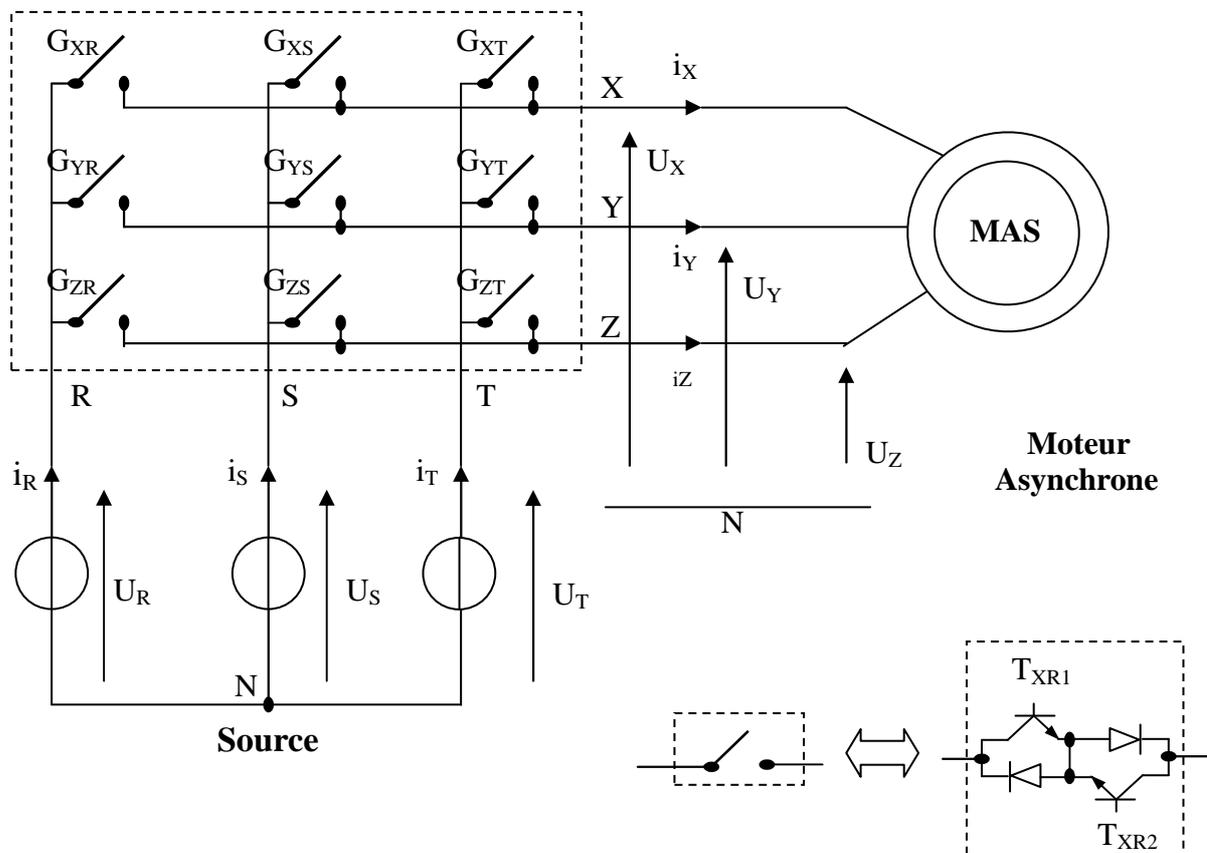


Figure. II. 2. Schéma de principe du convertisseur matriciel.

Remarque :

Le fait qu'on a modélisé l'interrupteur du convertisseur matriciel (constitué de deux diodes et deux transistors) par un commutateur bidirectionnel en courant et en tension a réduit le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel.

2. 2. Fonctionnement du convertisseur matriciel

A partir de la topologie du convertisseur on constate l'existence de trois cellules de commutation (cellule X, cellule Y, cellule Z) et chacune d'elles porte trois interrupteurs. D'après les théories de probabilité on peut donc avoir 2^9 configurations possibles, car le convertisseur possède neuf 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 [5].

Finalement on déduit que pour chaque cellule un et un seul commutateur doit être fermé, ce qui réduit le nombre de configurations possibles à 3^3 .

2. 3. Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel

Vu la symétrie fonctionnelle des cellules de commutation, ainsi par rapport à la commande, l'étude du convertisseur matriciel se limite à l'étude d'une cellule de commutation. Dans chaque cellule on distingue trois 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	$U_X=U_S$
E_3	$U_X=U_T$

Tableau. II. 1. Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible du convertisseur matriciel.

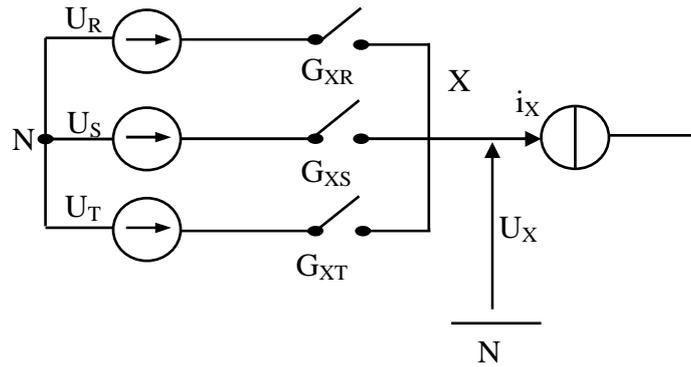


Figure. II. 3. Schéma de principe d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

2. 4. Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel et l'application du réseau 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 :

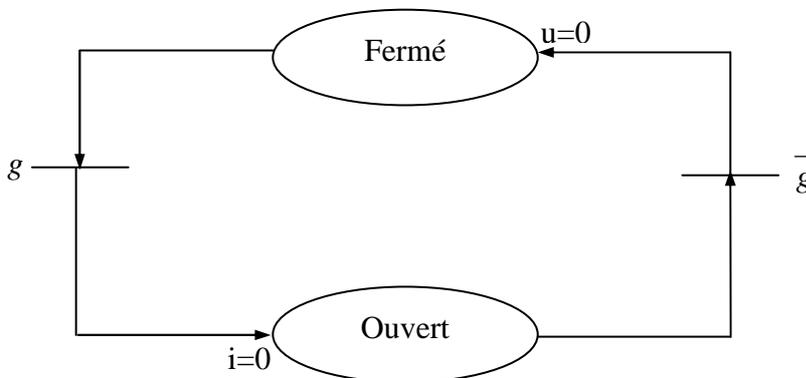


Figure. II. 4. Description d'un interrupteur idéal par réseau de Pétri.

2. 4. 1. Les différentes configurations d'une cellule du convertisseur matriciel

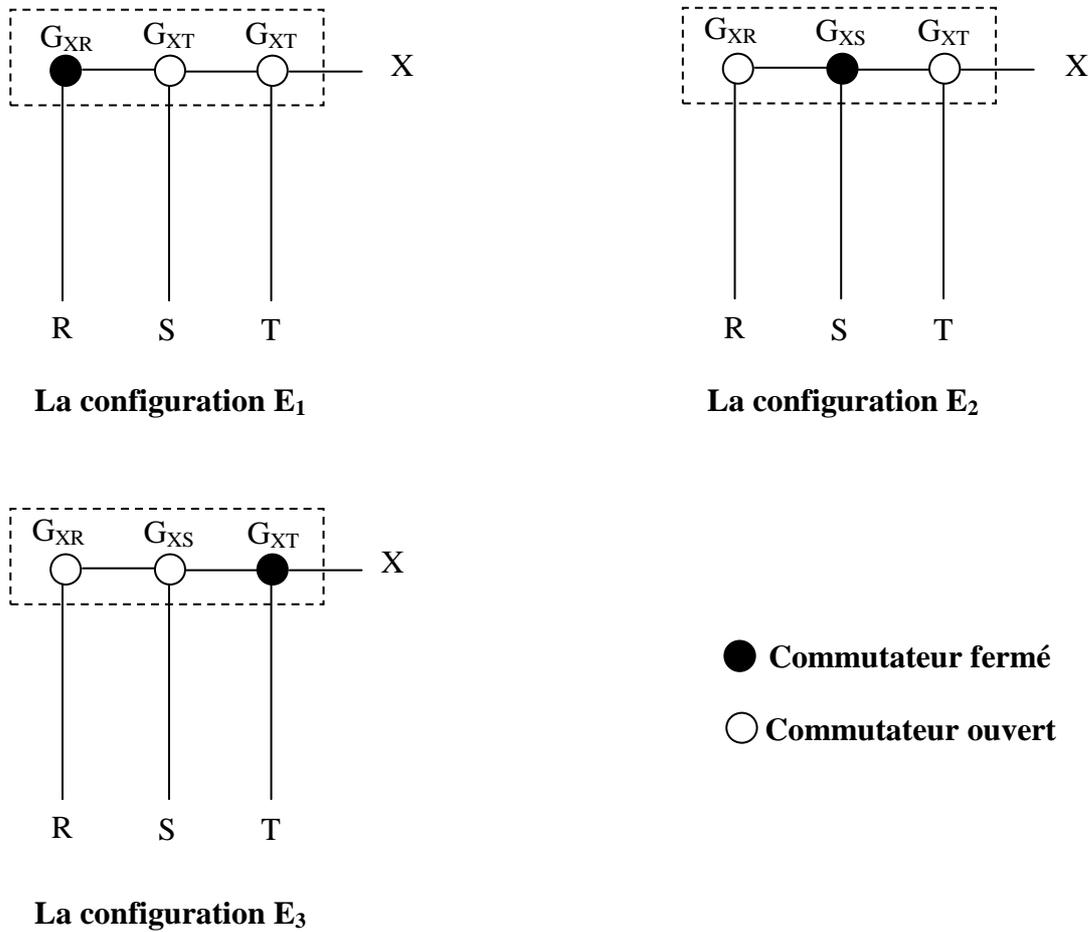


Figure. II. 5. Les quatre configurations possibles d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

2. 4. 2. Application du réseau de Pétri à une cellule de commutation du 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 du convertisseur matriciel, qui sont :

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

$$R_{13} = (E_1) \ \& \ (T_{RX}=0) \ \& \ (T_{TX}=1)$$

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

$$R_{23} = (E_2) \ \& \ (T_{SX}=0) \ \& \ (T_{TX}=1)$$

$$R_{31} = (E_3) \ \& \ (T_{TX}=0) \ \& \ (T_{RX}=1)$$

$$R_{32} = (E_3) \ \& \ (T_{TX}=0) \ \& \ (T_{SX}=1)$$

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

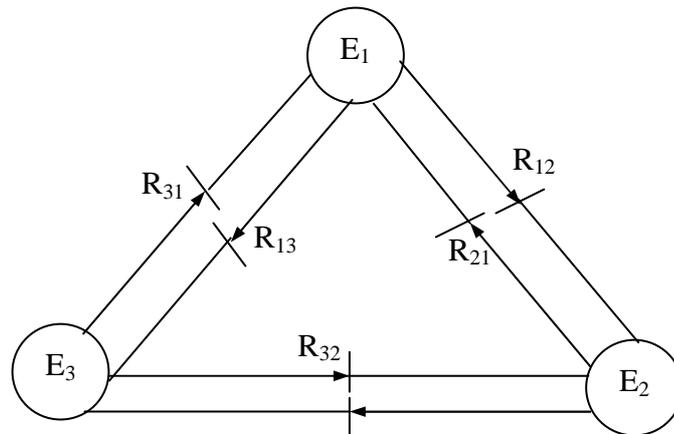


Figure. II .6. Réseau de Pétri en fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

3. Modélisation en vue de la commande

3. 1. Hypothèses

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

3. 2. Commandabilité des convertisseurs statiques

Lorsque le changement d'état d'un convertisseur statique est imposé par l'évolution de la commande interne (externe), la commutation est dite spontanée (commandée) [1].

La commande interne est déterminée par le signe des grandeurs électriques de l'environnement de l'interrupteur (u , i). La commande externe correspond aux ordres logiques issus de la commande rapprochée [1].

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) [5].

3. 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 [1] :

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

Avec :

- $f_{ij} = 1$ quand l'interrupteur G_{ij} est fermé.
- $f_{ij} = 0$ quand l'interrupteur G_{ij} est ouvert.
- $i = X, Y, Z$. et $j = R, S, T$
- (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 $[F]$ tel que :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} & f_{XT} \\ f_{YR} & f_{YS} & f_{YT} \\ f_{ZR} & f_{ZS} & f_{ZT} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 2})$$

3. 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 $i = X, Y, Z$. et $j = R, S, T$

3. 3. Modélisation aux valeurs instantanées

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association du convertisseur matriciel et de sa charge couplée en étoile avec neutre isolé, car on se ramène toujours à une configuration où les sources de tension sont couplées en polygones et où les sources de courant sont connectées en étoile. Ce choix d'association des sources élimine implicitement la présence de toute composante homopolaire [1].

Avant d'aborder ce paragraphe, on va définir les notations suivantes :

- U_X, U_Y et U_Z : Tensions des phases X, Y et Z par rapport au neutre N du réseau.
- V_X, V_Y et V_Z : Tensions simples des phases X, Y et Z par rapport au neutre N' de la charge triphasée.
- U_R, U_S et U_T : Tensions des phases R, S et T par rapport au neutre N du réseau.

Les tensions V_X, V_Y, V_Z sont données en fonctions des tensions U_X, U_Y, U_Z comme suit :

$$\begin{cases} V_X = \frac{1}{3}(2U_X - U_Y - U_Z) \\ V_Y = \frac{1}{3}(2U_Y - U_X - U_Z) \\ V_Z = \frac{1}{3}(2U_Z - U_X - U_Y) \end{cases} \quad (\text{II. 4})$$

3. 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.

3. 3. 1. 1. Matrice de conversion des courants

Les courants modulés (i_R, i_S et i_T) 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 (i_X, i_Y et i_Z).

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

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

Avec :

$$[i_s] = [i_X \ i_Y \ i_Z]^T \quad \text{Vecteur des courants commutés.}$$

$$[i] = [i_R \ i_S \ i_T]^T \quad \text{Vecteur des courants modulés.}$$

$$\text{donc : } \begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{YR} & f_{ZR} \\ f_{XS} & f_{YS} & f_{ZS} \\ f_{XT} & f_{YT} & f_{ZT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_X \\ i_Y \\ i_Z \end{bmatrix} \quad (\text{II. 6})$$

Que l'on note:

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = [M^I] \begin{bmatrix} i_X \\ i_Y \\ i_Z \end{bmatrix} \quad (\text{II. 7})$$

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

3. 3. 1. 2. Matrice de conversion des tensions

De même, les tensions composées et modulées (U_X, U_Y, U_Z) aux bornes des sources de courants dépendent essentiellement de l'état des cellules de commutation et des tensions commutées (U_R, U_S, U_T) 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 :

$[U_s] = [U_R \ U_S \ U_T]^T$ Vecteur des tensions commutées.

$[U] = [U_X \ U_Y \ U_Z]^T$ Vecteur des tensions modulées.

Donc :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} & f_{XT} \\ f_{YR} & f_{YS} & f_{YT} \\ f_{ZR} & f_{ZS} & f_{ZT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad (\text{II. 9})$$

Que l'on note:

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = [M^U] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad (\text{II. 10})$$

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

3. 3. 2. La matrice de conversion du 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 :

$[G_m] = [U_X \ U_Y \ U_Z \ i_R \ i_S \ i_T]^T$. Vecteurs des grandeurs modulées.

$[G_c] = [U_R \ U_S \ U_T \ i_X \ i_Y \ i_Z]^T$. Vecteurs des grandeurs commutées.

Soit :

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

Avec :

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

La matrice $[N(t)]$ ainsi obtenue est dite **la matrice de conversion du convertisseur matriciel**.

Finalement on aura donc :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \\ i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} & f_{XT} & 0 & 0 & 0 \\ f_{YR} & f_{YS} & f_{YT} & 0 & 0 & 0 \\ f_{ZR} & f_{ZS} & f_{ZT} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & f_{XR} & f_{YR} & f_{ZR} \\ 0 & 0 & 0 & f_{XS} & f_{YS} & f_{ZS} \\ 0 & 0 & 0 & f_{XT} & f_{YT} & f_{ZT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \\ i_X \\ i_Y \\ i_Z \end{bmatrix} \quad (\text{II. 12})$$

3. 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.

Dès 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.

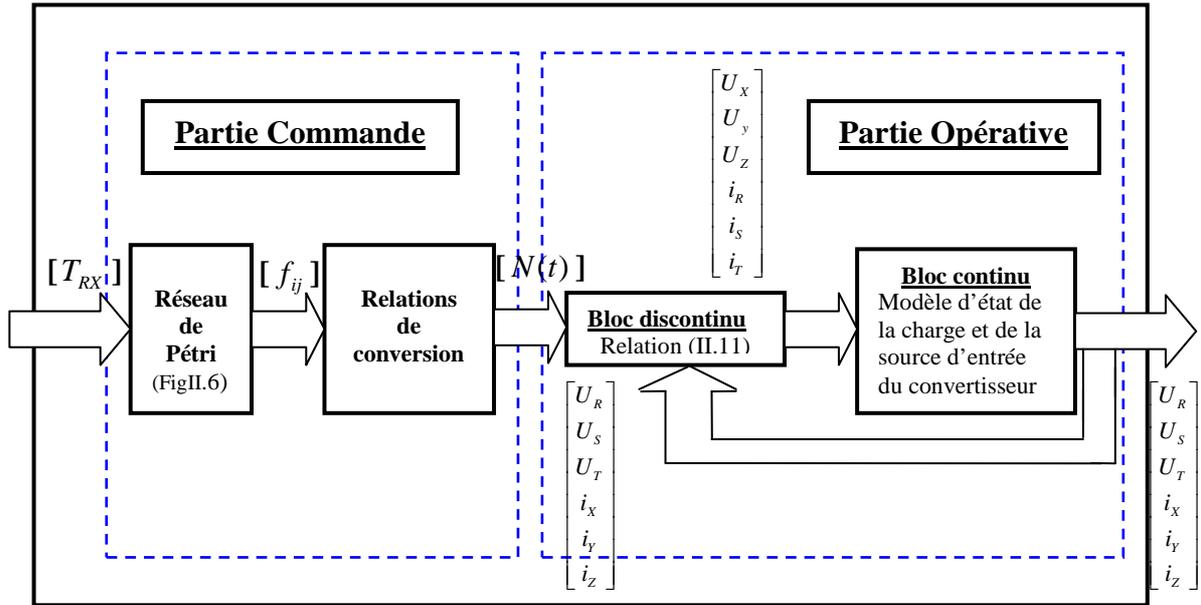


Figure. II. 7. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel.

3. 4. Modélisation aux valeurs moyennes

La matrice génératrice de conversion $[N_g(t)]$ est définie comme suivant:

$$[N_g(t)] = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} [N(\tau)] d\tau \quad (\text{II. 13})$$

T : étant la période de commutation des interrupteurs.

3. 4. 1. Modèle de commande du convertisseur matriciel

Pour pouvoir donner un modèle de commande adapté à la réalité physique on doit régler le problème de discontinuité qui se présente dans le modèle de connaissance (Figure.II.7).

Pour remédier à ce problème on a établi un modèle de commande (Figure.II.8) en utilisant la matrice génératrice de conversion $[N_g(t)]$ définie précédemment (équation II.13). Ainsi donc le modèle obtenu est un modèle qui se base sur des valeurs moyennes.

En utilisant la matrice de conversion, on aboutit au système suivant :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \\ i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \\ i_X \\ i_Y \\ i_Z \end{bmatrix} \quad (\text{II. 14})$$

Avec :

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} F_{AX}^g & F_{BX}^g & F_{CX}^g & 0 & 0 & 0 \\ F_{AY}^g & F_{BY}^g & F_{CY}^g & 0 & 0 & 0 \\ F_{AZ}^g & F_{BZ}^g & F_{CZ}^g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{AX}^g & F_{AY}^g & F_{AZ}^g \\ 0 & 0 & 0 & F_{BX}^g & F_{BY}^g & F_{CY}^g \\ 0 & 0 & 0 & F_{CX}^g & F_{CY}^g & F_{CZ}^g \end{bmatrix} \quad (\text{II. 15})$$

Le modèle de commande global du convertisseur matriciel en mode totalement commandable, où toutes ses grandeurs sont continues est le suivant :

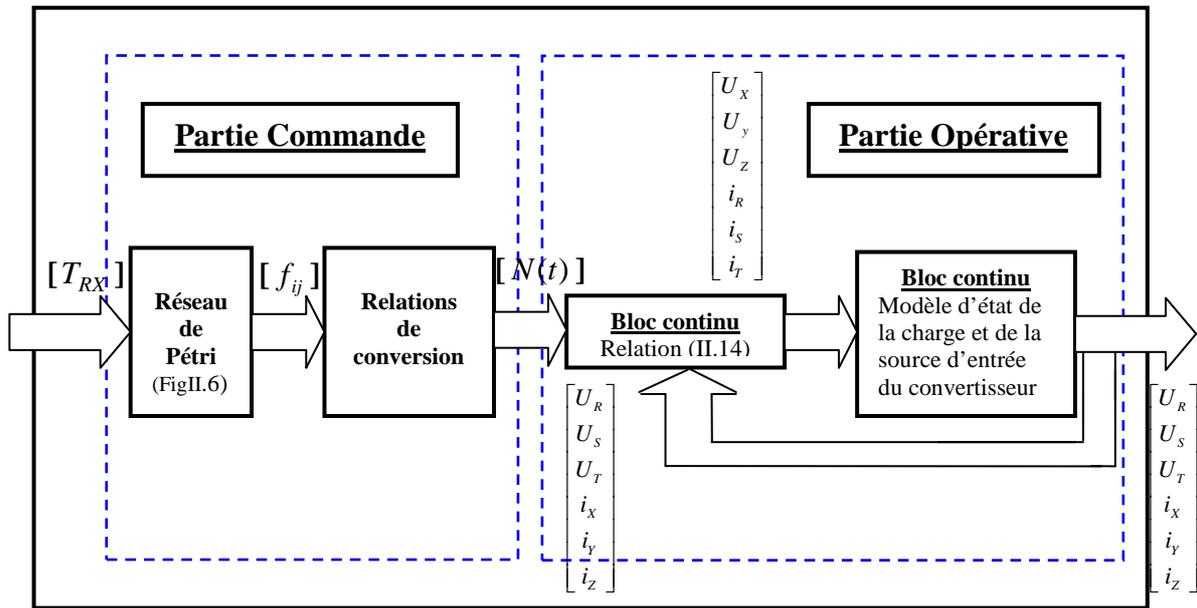


Figure. II. 8. Modèle de commande du convertisseur matriciel.

4. 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.

Afin de commander le convertisseur matriciel, on a élaboré le modèle de connaissance du convertisseur en s'appuyant sur la modélisation du convertisseur matriciel ainsi que les fonctions de connexion et de conversion, puis on a donné le modèle de commande du convertisseur en utilisant la matrice génératrice de conversion pour que le modèle du convertisseur soit homogène (c'est-à-dire toutes les grandeurs sont continues.).

Chapitre III

Stratégies de Commande du Convertisseur Matriciel

1. 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 comme suivant :

- ✓ La modulation par sous oscillation (PWM à trois intervalles).
- ✓ La modulation subharmonique.
- ✓ La modulation calculée.
- ✓ La modulation vectorielle.

Ces méthodes de commande ont déjà été utilisées pour la commande des convertisseurs de fréquence conventionnels, et on les a adapté à la topologie matricielle.

L'analyse de ces stratégies sera basée sur les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par le convertisseur matriciel, sur la bande de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sortie du convertisseur matriciel.

2. Définition de la tension intermédiaire fictive

Pour pouvoir commander le convertisseur matriciel, il est nécessaire de se référer par analogie au convertisseur conventionnel avec circuit intermédiaire continu (redresseur - onduleur). Il a l'avantage de l'analyse et le développement séparés des algorithmes de commande des deux compartiments : redresseur et onduleur.

C'est pour parer à la complicité de la commande du convertisseur matriciel qu'il faut adopter l'avantage du convertisseur conventionnel en introduisant une tension intermédiaire fictive [Figure.III.1], et qu'on a étudié les deux blocs redresseur – onduleur séparément.

Le fait qu'à tout instant donné, au moins une phase de la tension d'alimentation est positive et au moins une autre phase négative par rapport au neutre de l'alimentation, les potentiels fictifs U^+ et U^- sont choisies tel que :

$$U_d = U^+ - U^- \quad \text{(III. 1)}$$

U_d : est dite tension intermédiaire fictive.

Remarque

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

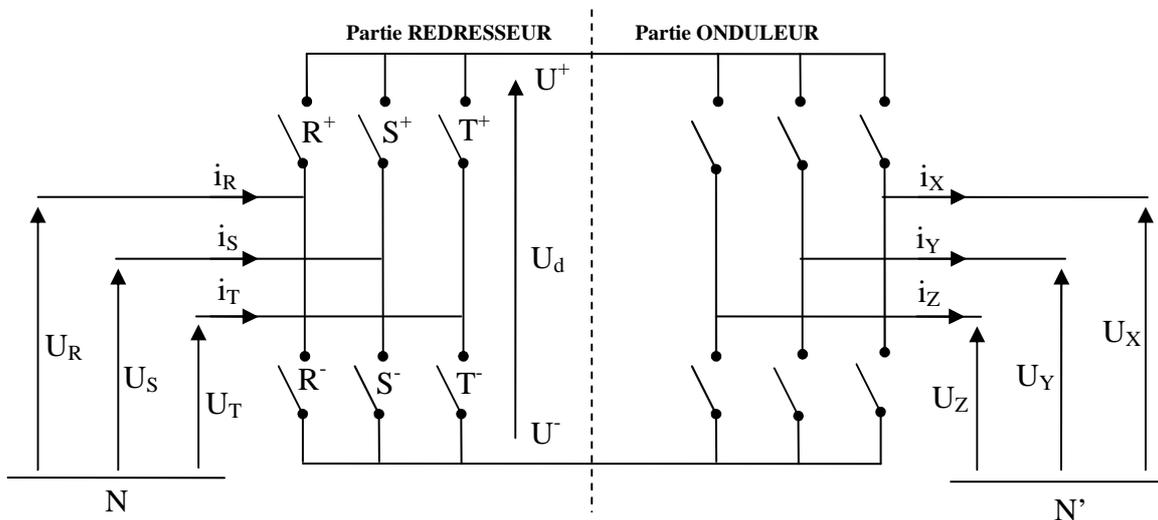


Figure. III. 1. Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif.

3. Etude de la partie redresseur

Pour le redressement, le spectre d'harmoniques des courant d'entrée est très important [18]. Donc il est nécessaire de faire recours à une fonction de modulation pour donner au courant d'entrée une forme sinusoïdale, en conservant la puissance équivalente transmise via le circuit intermédiaire.

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

$$\tau = \frac{\cos\left(\Phi - \frac{\pi}{3}\right)}{\cos(\Phi)} \quad (0 \leq \tau \leq 1) \quad \text{(III. 2)}$$

Avec :

$$\Phi = (\omega t)_{\text{mod}\left(\frac{\pi}{3}\right)} - \frac{\pi}{6}$$

Afin d'implémenter 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:

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R^+ & S^+ & T^+ \\ R^- & S^- & T^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad \text{(III. 3)}$$

A Noter que :

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = [M_R] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix}$$

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

Remarque

La validité des fonctions de redressement (R^+ , R^- ,.....) telles quelles sont définies s'étend sur toute la période de redressement.

Vu la symétrie constatée dans une période de redressement, on pourra distinguer six intervalles. En se référant à l'intervalle $\frac{\pi}{3} \leq \omega t < \frac{2\pi}{3}$, 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 toute la période de redressement.

La tension intermédiaire de redressement sur toute la période est donnée par [3] :

$$U_d = \frac{3\hat{U}}{2 \cos(\Phi)} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

\hat{U} : Valeur crête des tensions d'alimentation.

La forme de la tension intermédiaire fictive sur une période est représentée ci-dessous (Figure.III.2) :

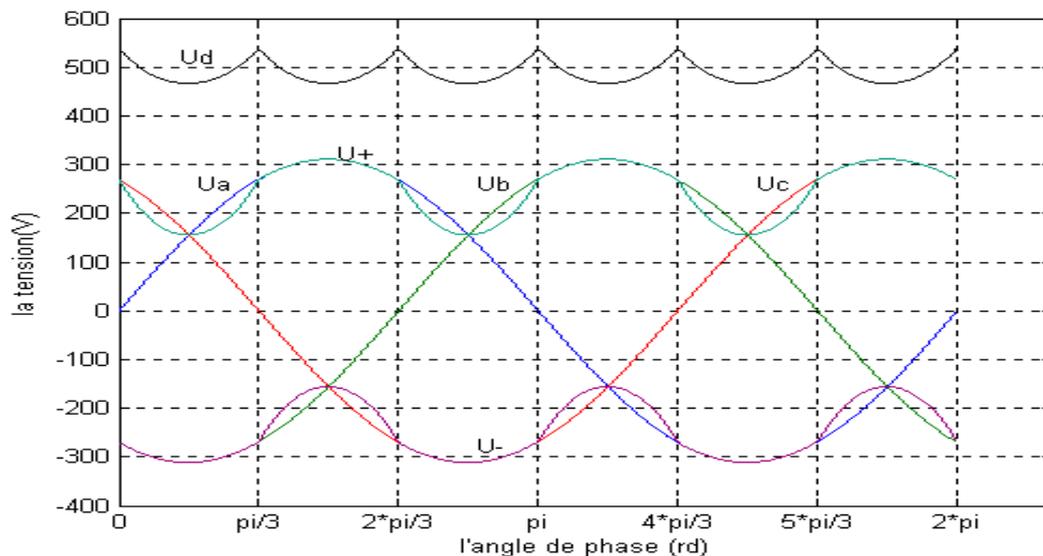


Figure. III. 2. La forme de la tension intermédiaire fictive U_d .

4. Etude de la partie onduleur

De la même façon que précédemment, les fonctions de modulations u_{cmk} peuvent s'introduire et prendre des valeurs continues entre 0 et 1. A partir de ces fonctions, la matrice de modulation $[M_0]$ est définie. Cette dernière permet de lier entre les potentiels intermédiaires fictifs et les tensions de sortie du convertisseur matriciel, comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{cm1} & (1-u_{cm1}) \\ u_{cm2} & (1-u_{cm2}) \\ u_{cm3} & (1-u_{cm3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Noté :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = [M_O] \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix}$$

$[M_O]$: est dite matrice de modulation.

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

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{cm1} & (1-u_{cm1}) \\ u_{cm2} & (1-u_{cm2}) \\ u_{cm3} & (1-u_{cm3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R^+ & S^+ & T^+ \\ R^- & S^- & T^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad \text{(III. 6)}$$

Que l'on pourra noter :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = [F_g] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[F_g] = [M_O] [M_R]$$

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

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{RX}^g & F_{SX}^g & F_{TX}^g \\ F_{RY}^g & F_{SY}^g & F_{TY}^g \\ F_{RZ}^g & F_{SZ}^g & F_{TZ}^g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad \text{(III. 7)}$$

Avec :

$$[F_g] = \begin{bmatrix} F_{RX}^g & F_{SX}^g & F_{TX}^g \\ F_{RY}^g & F_{SY}^g & F_{TY}^g \\ F_{RZ}^g & F_{SZ}^g & F_{TZ}^g \end{bmatrix}$$

Remarque :

De même pour les courants, on aura :

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{RX}^g & F_{RY}^g & F_{RZ}^g \\ F_{SX}^g & F_{SY}^g & F_{SZ}^g \\ F_{TX}^g & F_{TY}^g & F_{TZ}^g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_X \\ i_Y \\ i_Z \end{bmatrix} \quad (\text{III. 8})$$

Par identification entre les équations (III. 6) et (III. 7) on aura les éléments de la matrice $[F_g]$ tel que :

$$\begin{cases} F_{RX}^g = R^+ u_{cm1} + R^- (1 - u_{cm1}) \\ F_{SX}^g = S^+ u_{cm1} + S^- (1 - u_{cm1}) \\ F_{TX}^g = 1 - (F_{RX}^g + F_{SX}^g) \end{cases} \quad (\text{III. 9})$$

5. Modulation de la tension intermédiaire fictive

Les tensions de référence des phases de sortie sont définies comme suit :

$$\begin{cases} U_{Xref} = U_m \sin(\omega_0 t) \\ U_{Yref} = U_m \sin(\omega_0 t + 2\pi/3) \\ U_{Zref} = U_m \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{III. 10})$$

Avec :

$$\omega_0 = 2 \pi f_o$$

f_o : est la fréquence des tensions de référence.

La détermination des fonctions d'ondulation (fonctions de référence normalisée) consiste en la modulation de la tension intermédiaire fictive donnée précédemment par l'équation (III.4) selon [18] :

$$u_{cmk} = \frac{U_m}{U_{d \min}} \cos(\Phi) \sin\left(\omega_0 t - \frac{2(k-1)\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \quad (\text{III. 11})$$

Avec :

u_{cmk} : fonction de modulation ou fonction de référence normalisée.

U_m : valeur crête des tensions de référence des phases de sortie.

ω_0 : pulsation des tensions de référence des phases de sortie.

$k = 1, 2, 3$

$$\Phi = (\omega t)_{\text{mod}\left(\frac{\pi}{3}\right)} - \frac{\pi}{6}.$$

6. Stratégies de commande du convertisseur matriciel

6. 1. La modulation par sous oscillation (PMW à trois intervalles)

6. 1. 1. Principe de la stratégie

Le contrôle de la vitesse ou de la position des machines asynchrones nécessite l'utilisation d'un convertisseur statique de puissance. Le type de variateur utilisé dans notre étude est appelé conventionnellement convertisseur matriciel. A partir d'une source de tension alternative fixe, le convertisseur statique peut, grâce à une séquence appropriée d'ouverture et de fermeture de ses interrupteurs produire une tension alternative variable en amplitude et en fréquence, qui alimentera directement la machine asynchrone.

La modulation par largeur d'impulsion est une technique bien établie pour les convertisseurs à pulsation. On s'aperçoit que pour la commande du convertisseur matriciel chaque 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 PMW 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 (Figure.III.3) montre la succession temporelle de la conduction des interrupteurs d'une cellule sur une période de pulsation.

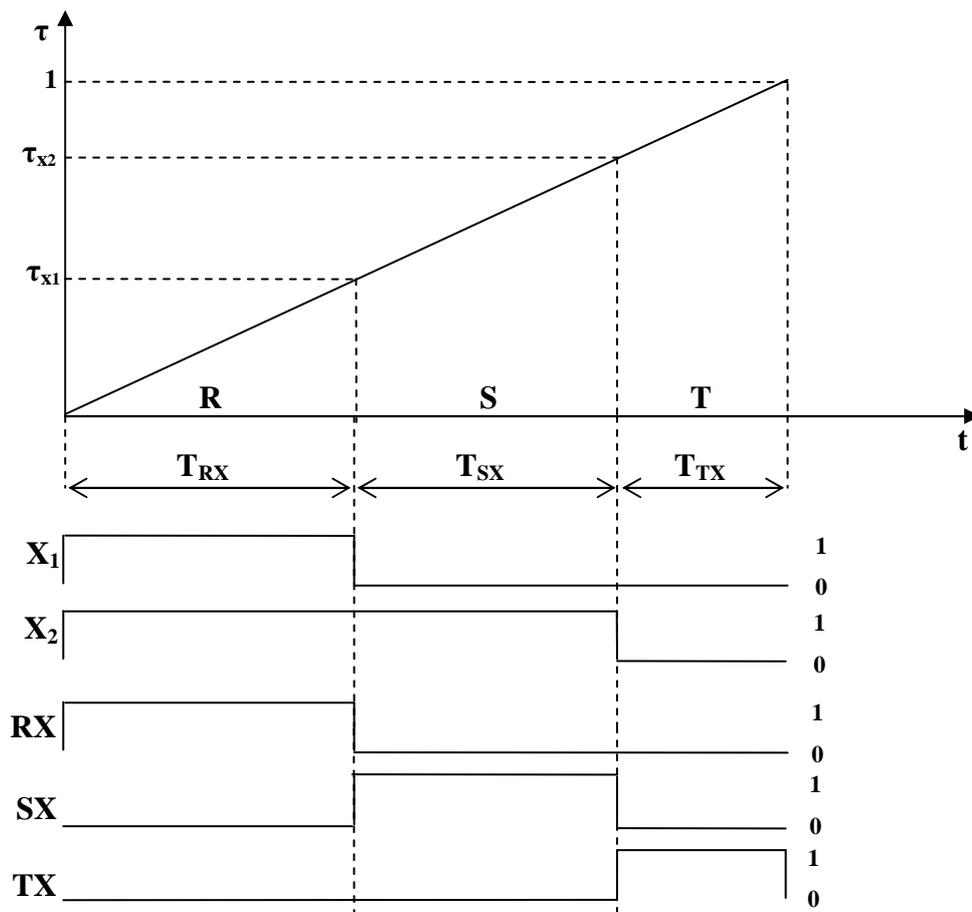


Figure. III .3. PWM à trois intervalles qui commande la phase X de sortie.

Les deux caractéristiques principales de cette commande sont illustrées comme suit :

1. l'indice de modulation m qui est le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f_o , soit :

$$m = \frac{f_p}{f_o}$$

2. le taux de modulation r qui est le rapport entre l'amplitude maximale de la tension de référence U_m sur l'amplitude maximale de la tension d'entrée U_{im} , soit :

$$r = \frac{U_m}{U_{im}}$$

Remarque

La modulation est dite synchrone si l'indice de modulation m est entier, asynchrone autrement.

L'équation de la porteuse est définie comme suit :

$$U_p = \frac{1}{T_p} t \quad 0 \leq t \leq T_p \quad (\text{III. 12})$$

Les signaux binaires de sortie X_1 et X_2 du modulateur PMW sont définis comme suit [18]:

$$X_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau_{X1} > U_p \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{III. 13})$$

$$X_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau_{X2} > U_p \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{III. 14})$$

Les signaux de commande des commutateurs du convertisseur matriciel s'obtiennent à l'aide d'une logique simple tel que [18]:

$$\begin{cases} T_{RX} = X_1 \\ T_{SX} = X_2 \text{ et } \bar{X}_1 \\ T_{TX} = \bar{X}_2 \end{cases} \quad (\text{III. 15})$$

On tenant compte des équations (III. 9), on définit les signaux de référence τ_{X1} et τ_{X2} comme suit :

$$\begin{cases} \tau_{X1} = F_{RX}^g = R^+ u_{cm1} + R^- (1 - u_{cm1}) \\ \tau_{X2} = F_{RX}^g + S^+ u_{cm1} + S^- (1 - u_{cm1}) \end{cases} \quad (\text{III. 16})$$

Remarque

Il faut noter que la condition $\tau_{X2} > \tau_{X1}$ doit toujours être remplie car l'état $X_1 = X_2 = 1$ n'est pas défini.

A partir de l'équation (III.10), la fonction d'ondulation u_{cm1} pour la phase X peut s'écrire comme suit :

$$u_{cm1} = \frac{U_{Xref}}{U_{dmin}} \cos(\Phi) + \frac{1}{2} \quad \text{(III. 17)}$$

La structure de ce modulateur PWM à trois intervalles est montrée par la figure (III.4) ci-dessous :

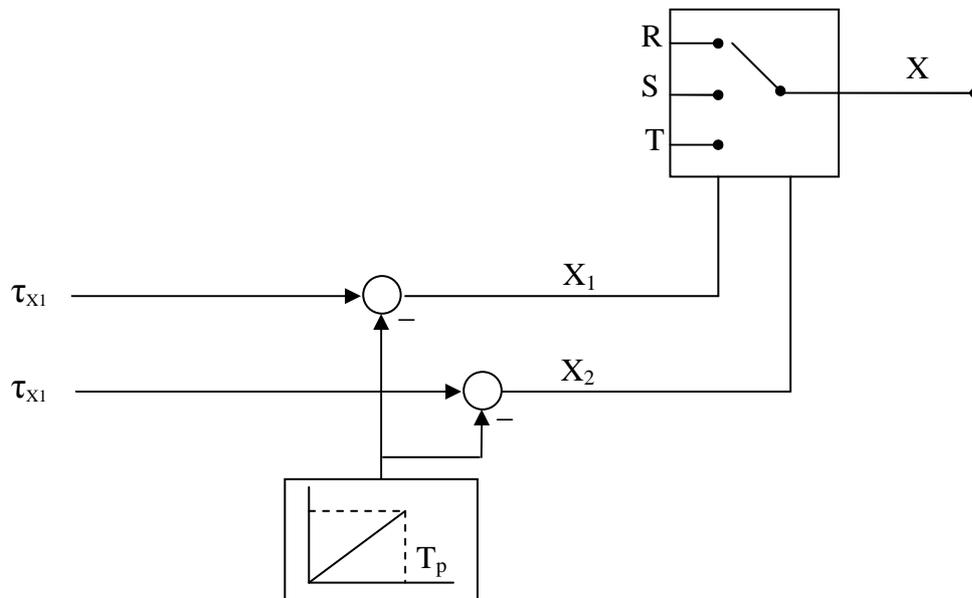


Figure. III. 4. Structure du modulateur PWM à trois intervalles.

La forme des différents signaux de la stratégie PWM à trois intervalles est donnée ci-dessous

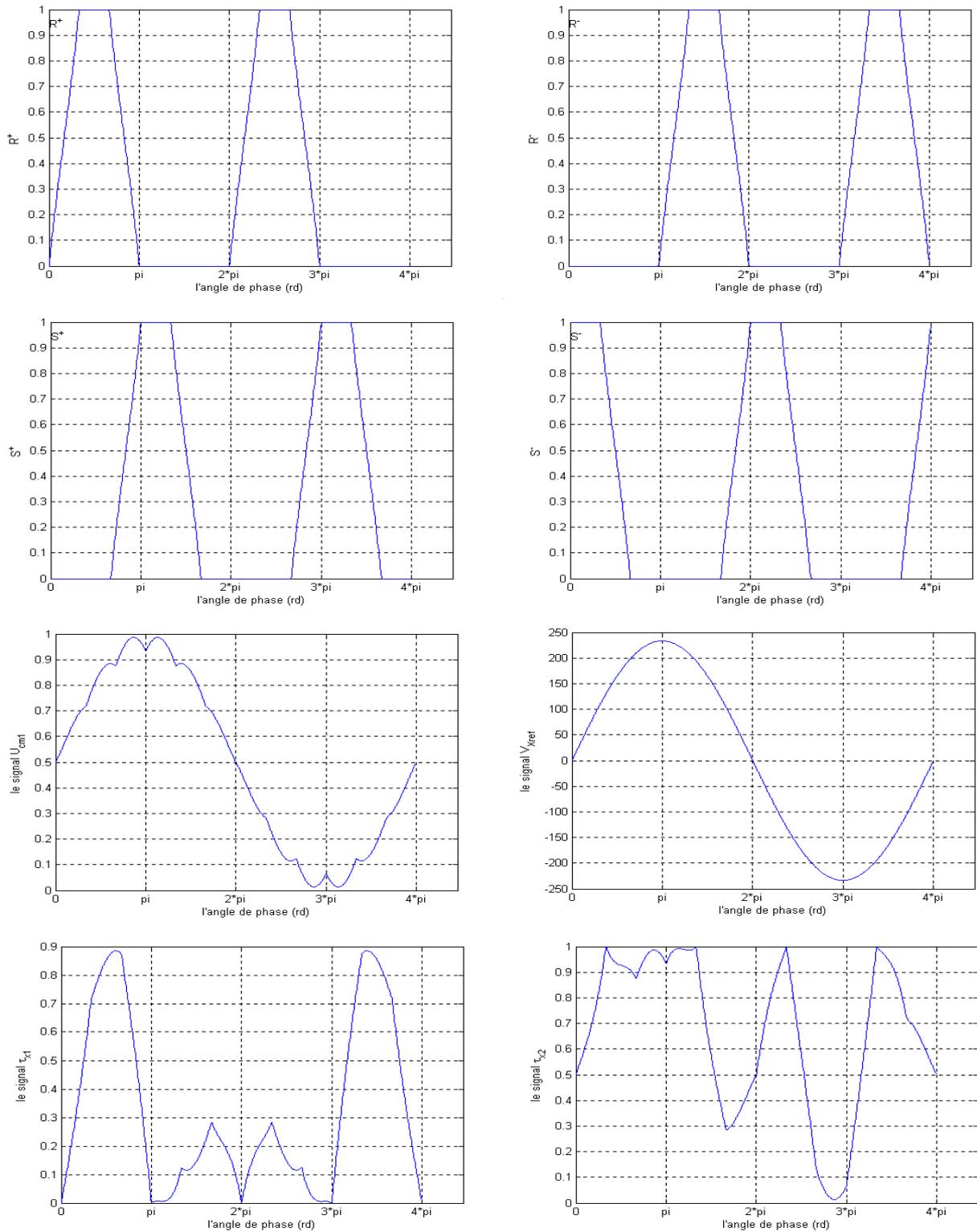


Figure. III. 5. Les différents signaux de la stratégie PWM à trois intervalles.
($m=21, r=0.8, f_o=25\text{Hz}$)

Le principe de la stratégie PWM à trois intervalles est montré dans les figures ci-dessous :

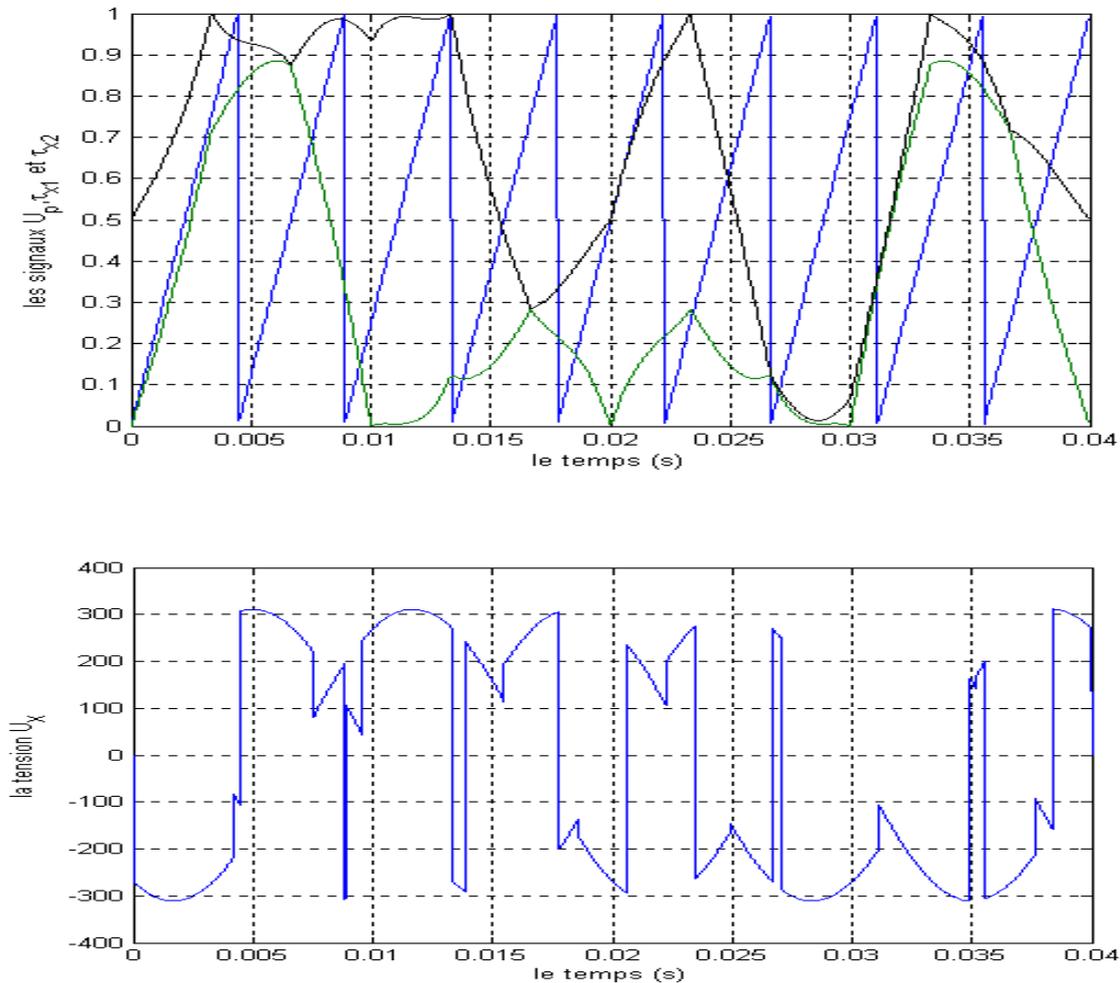


Figure. III. 6. Principe de la stratégie PWM à trois intervalles ($m=9$, $r=0.8$, $f_o=50\text{Hz}$).

6. 1. 2. Simulation et résultats

6. 1. 2. 1. Performances de la commande du convertisseur matriciel par la PWM à trois intervalles

Afin d'étudier les performances de la commande du convertisseur matriciel par la PWM à trois intervalles, l'étude du spectre d'harmoniques des tensions de sortie du

convertisseur matriciel est effectuée. Pour les simulations, la tension de sortie du convertisseur V_x de la phase X est prise comme échantillon.

Dans les figures ci-après (Figure.III.7, III.8 et III.9), les spectres d'harmonique de la tension V_x sont représentés pour des fréquences de sortie du convertisseur 25, 50 et 100Hz, en prenant différents indices de modulation m ($m = 18, 21$ et 30) et le taux de modulation de 0.8.

Les caractéristiques du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r sont tracées pour les fréquences $f_o = 25, 50$ et 100Hz et pour un indice de modulation égal à 30.

r_f est défini comme étant le rapport entre la valeur du fondamental de la tension $V_x(V_{xfond})$ sur U_{dmin} . Soit :

$$r_f = \frac{V_{xfond}}{U_{dmin}}$$

6. 1. 2. 1. 1. Interprétation des résultats

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

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

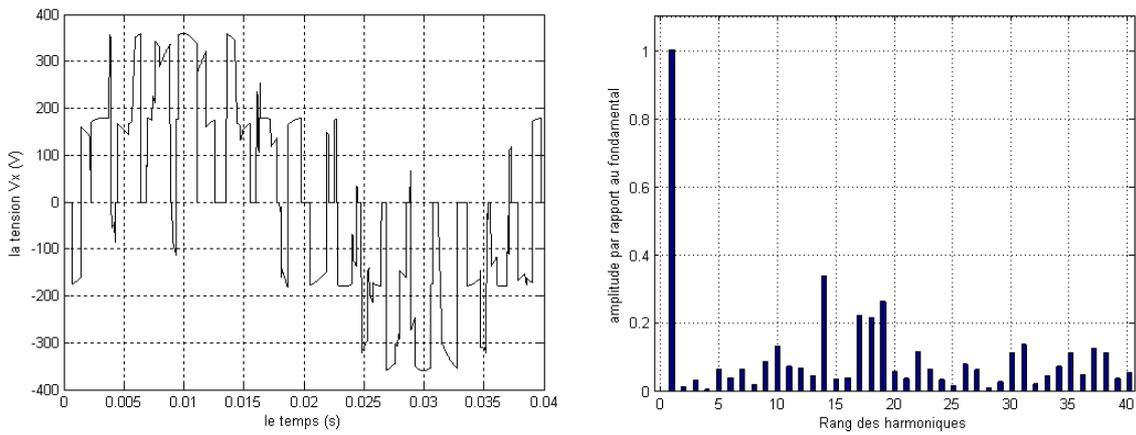


Figure. III. 7. a. $m = 18, r = 0.8, f_o = 25$ Hz.

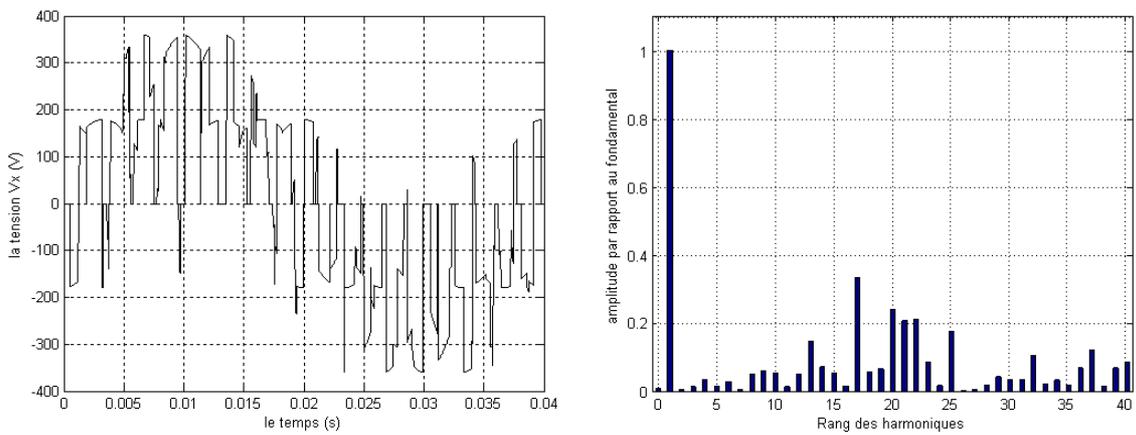


Figure. III. 7. b. $m = 21, r = 0.8, f_o = 25$ Hz.

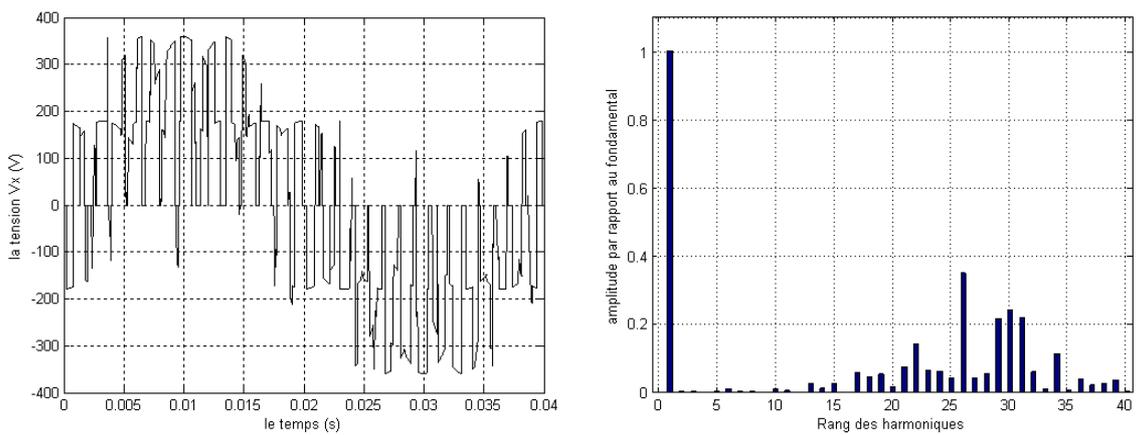


Figure. III. 7. c. $m = 30, r = 0.8, f_o = 25$ Hz.

Figure. III. 7. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 25Hz.

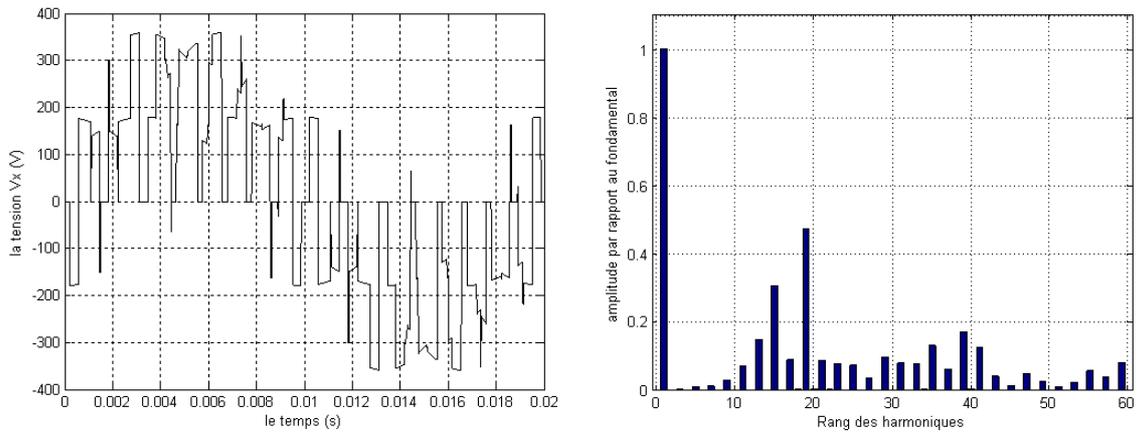


Figure. III. 8. a. $m = 18, r = 0.8, f_o = 50 \text{ Hz}$.

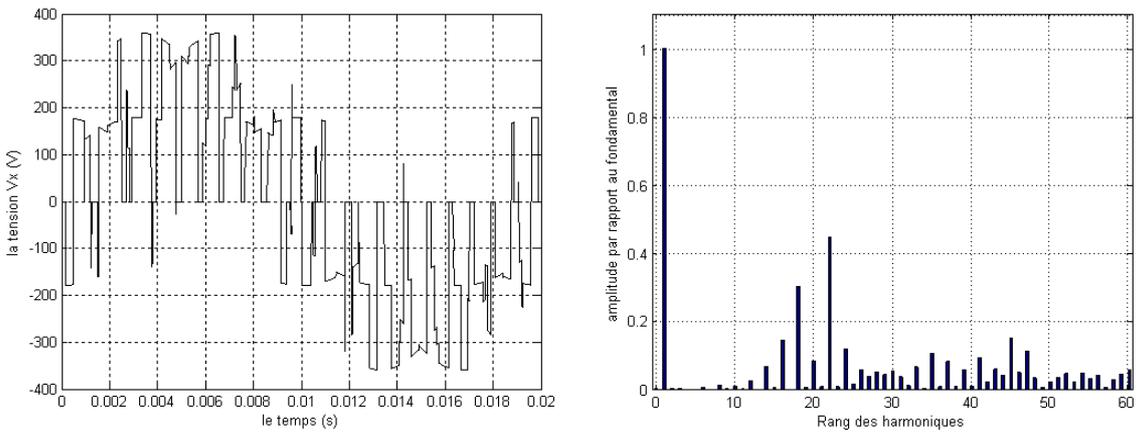


Figure. III. 8. b. $m = 21, r = 0.8, f_o = 50 \text{ Hz}$

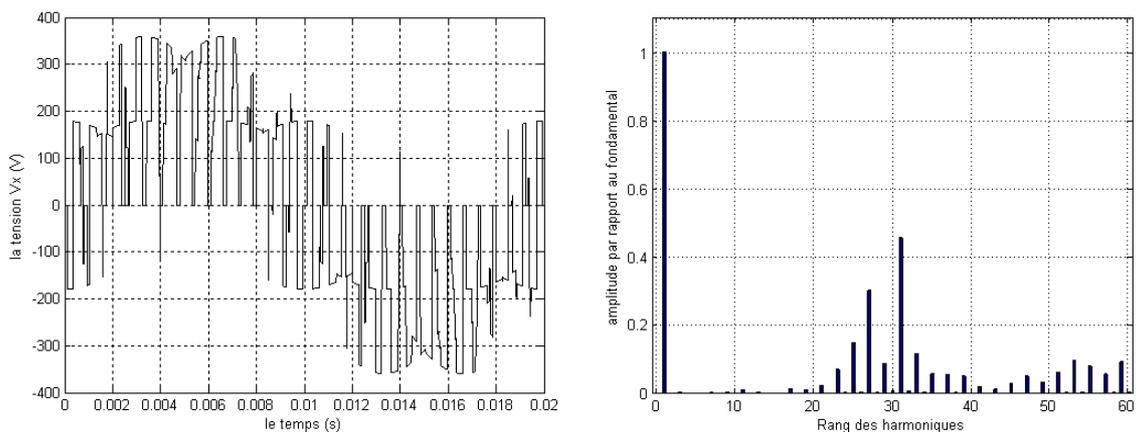


Figure. III. 8. c. $m = 30, r = 0.8, f_o = 50 \text{ Hz}$

Figure. III. 8. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 50Hz.

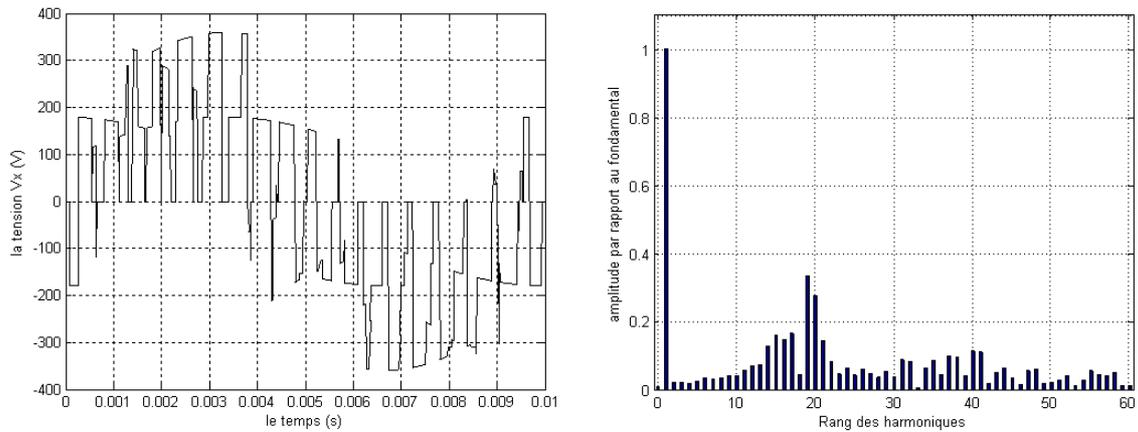


Figure. III. 9. a. $m = 18, r = 0.8, f_o = 100 \text{ Hz}$.

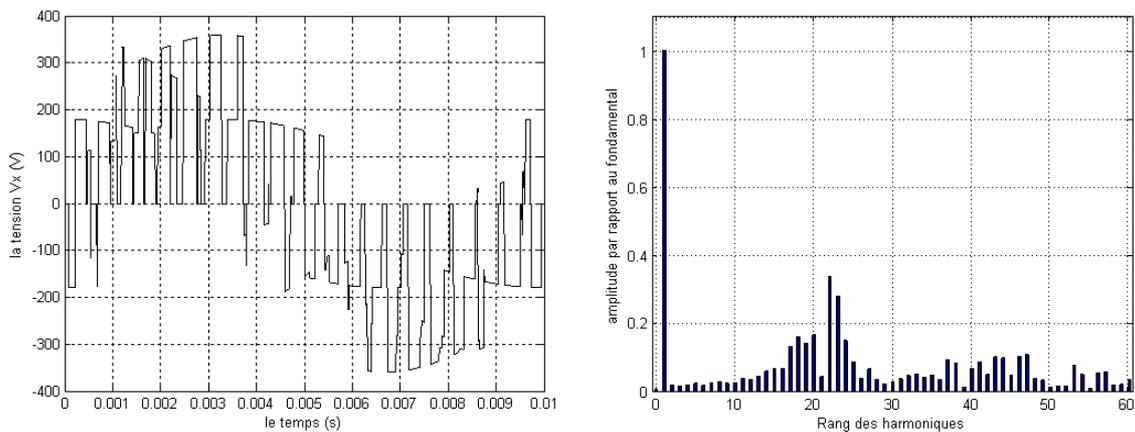


Figure. III. 9. b. $m = 21, r = 0.8, f_o = 100 \text{ Hz}$.

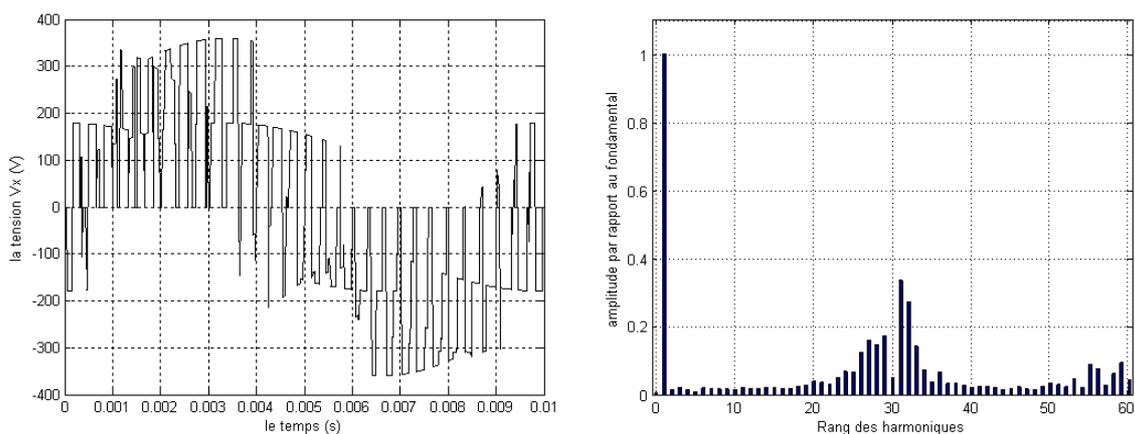


Figure. III. 9. c. $m = 30, r = 0.8, f_o = 100 \text{ Hz}$

Figure. III. 9. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 100Hz.

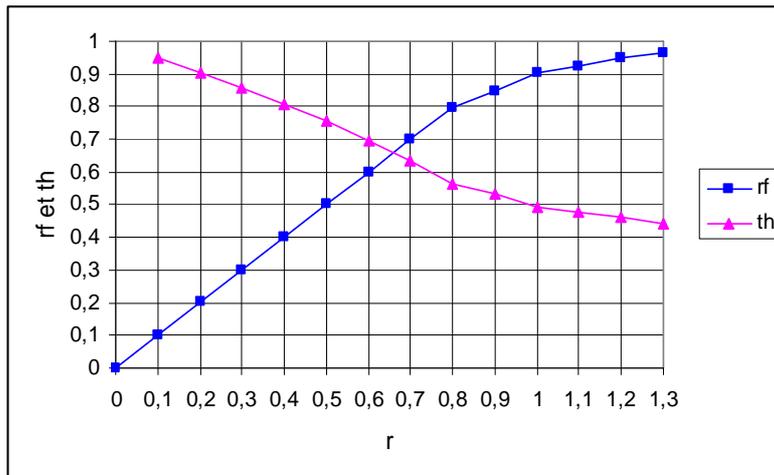


Figure. III. 10. a. $m=30, f_o=25$ Hz.

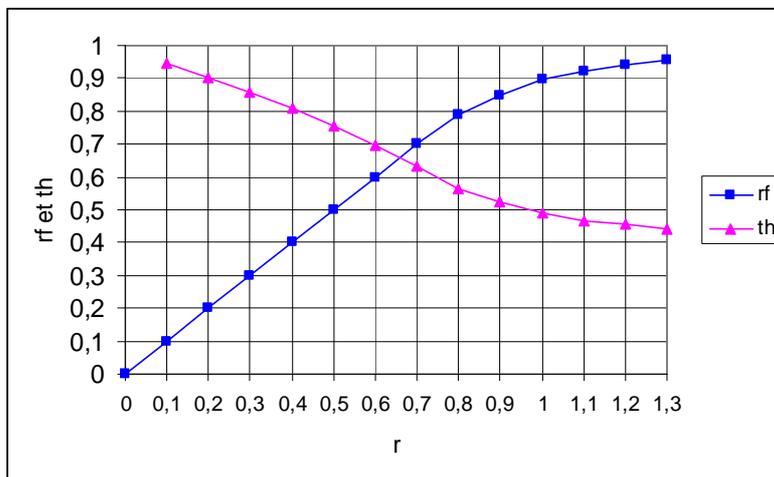


Figure. III. 10. b. $m=30, f_o=50$ Hz.

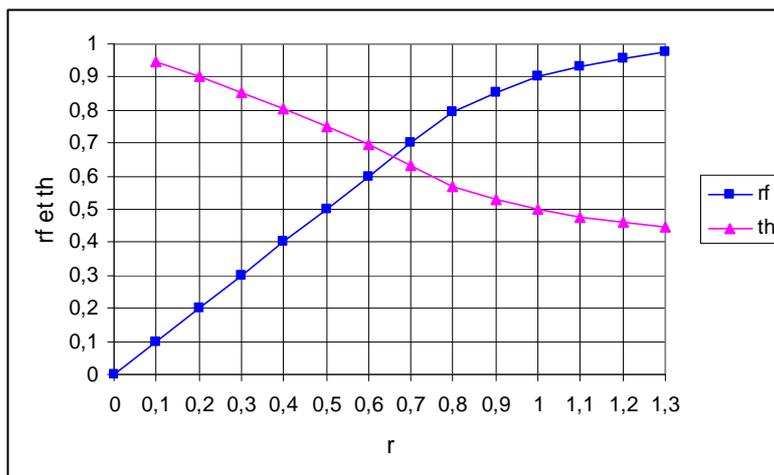


Figure. III. 10. c. $m=30, f_o=100$ Hz.

Figure.III.10. Les caractéristiques du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r .

6. 1. 2. 2. Performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone

Dans ce paragraphe, les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone sont étudiées. Le convertisseur est commandé par la PWM à trois intervalles dont l'indice de modulation $m = 21$ et le taux de modulation $r = 0.8$.

Pour chaque fréquence f_o (25, 50 et 100 Hz) des tensions de référence (U_{xref} , U_{yref} et U_{zref}), les grandeurs suivantes (Figures : Fig.III.11, III.12 et III.13) sont simulées :

1. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.
2. le courant statorique i_x transitoire et permanent de la phase X alimentant la machine asynchrone.
3. le courant i_R transitoire et permanent de la phase R du réseau d'alimentation.
4. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone.

6. 1. 2. 2. 1. Interprétation des résultats de simulation

A partir des résultats de simulation de l'association convertisseur- machine, il est constaté que :

1. En régime permanent, la fréquence du couple électromagnétique est égale à la fréquence de la tension V_X délivrée par le convertisseur matriciel.
2. Lorsque la fréquence de la tension V_X augmente, la durée du régime transitoire de la machine asynchrone augmente.
3. Le courant absorbé par la machine est presque sinusoïdal.
4. Pour une vitesse de 3000 tr/mn, la machine ne supporte pas le couple résistant nominale (10 N.m).Ce dernier demande une puissance deux fois la puissance nominale de la machine, donc il faut diminuer le couple résistant ou augmenter la tension d'alimentation.
5. Pour les valeurs de l'indice m , il n'y a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques de rang pair et impair.
6. Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_o$).
7. L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées.
8. La première famille centrée autour de la fréquence $m f_o$ présente les amplitudes les plus importantes.

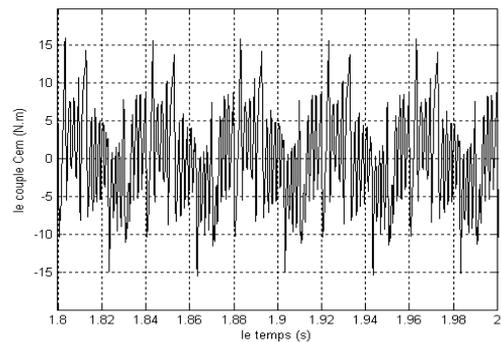
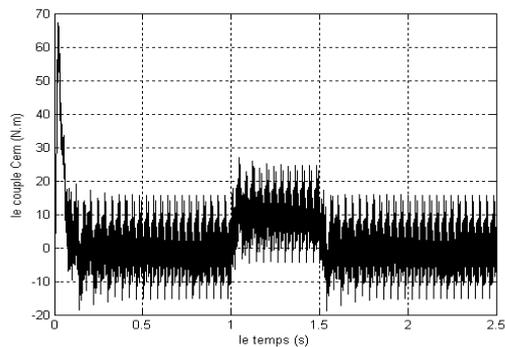


Figure. III. 11. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

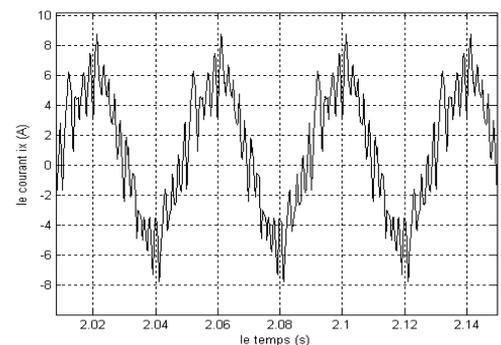
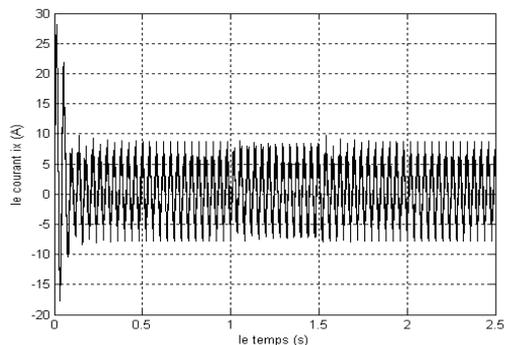


Figure. III. 11. b. Le courant i_X transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

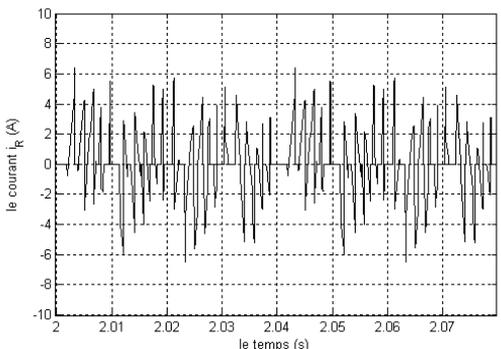
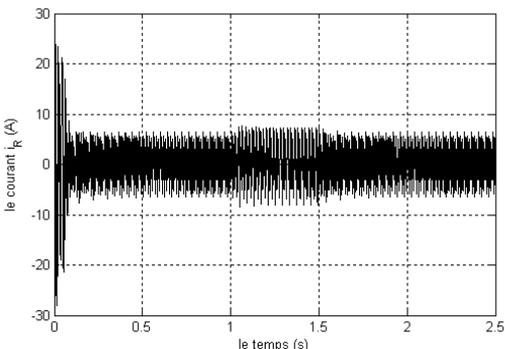


Figure. III. 11. c. Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

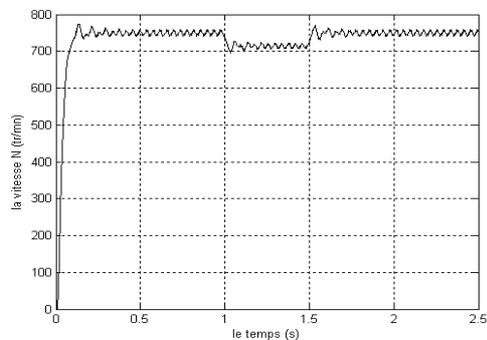


Figure. III. 11. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure. III. 11. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la stratégie PWM à trois intervalles ($f_o = 25\text{Hz}$ et $m = 21$).

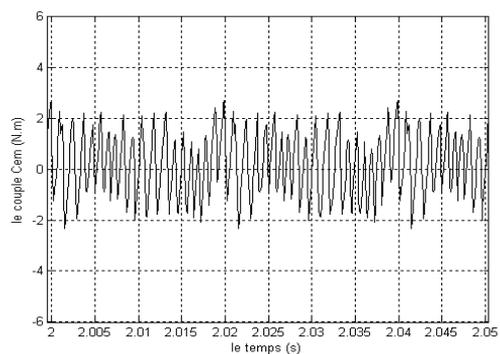
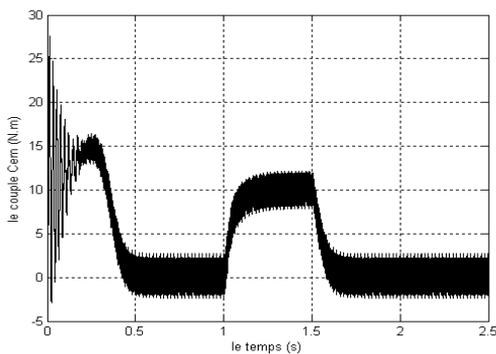


Figure. III. 12. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

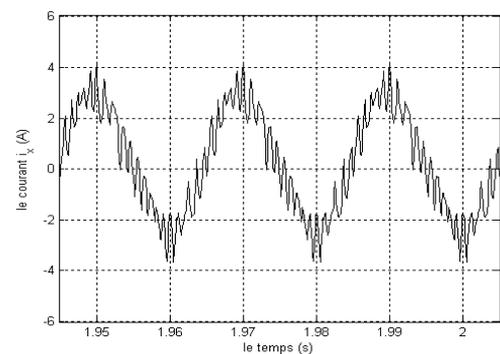
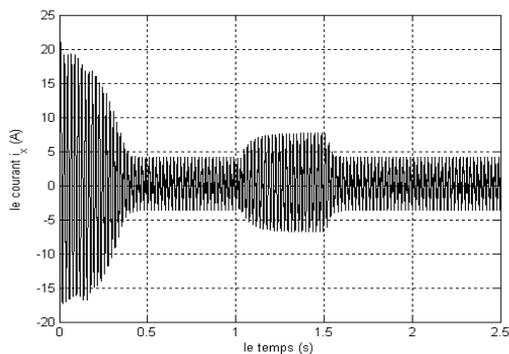


Figure. III. 12. b. Le courant i_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

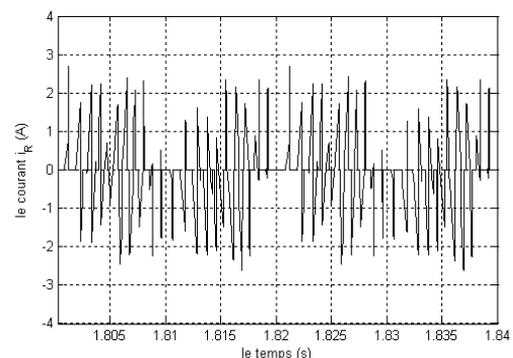
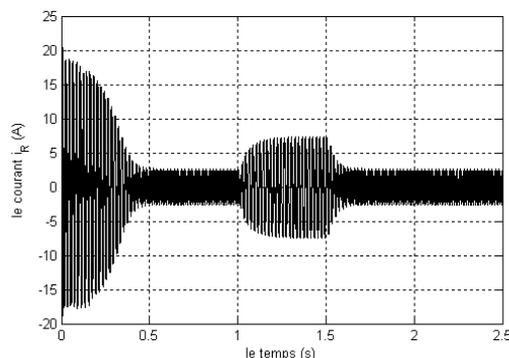


Figure. III. 12. c. Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

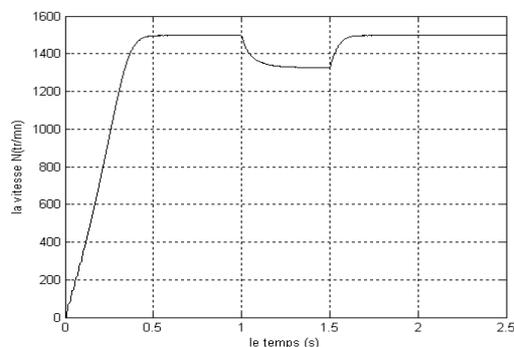


Figure. III. 12. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure. III. 12. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la stratégie PWM à trois intervalles ($f_o= 50\text{Hz}$ et $m =21$).

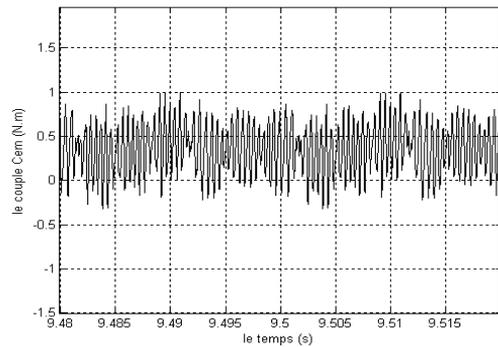
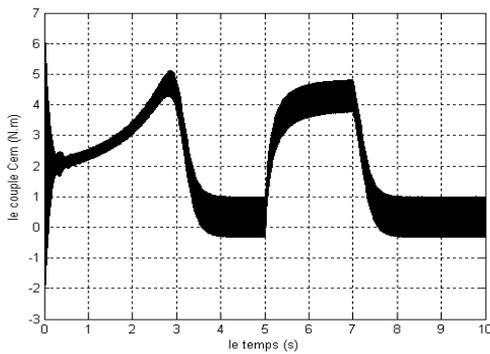


Figure. III. 13. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

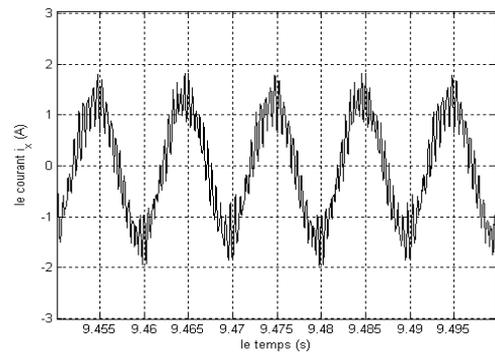
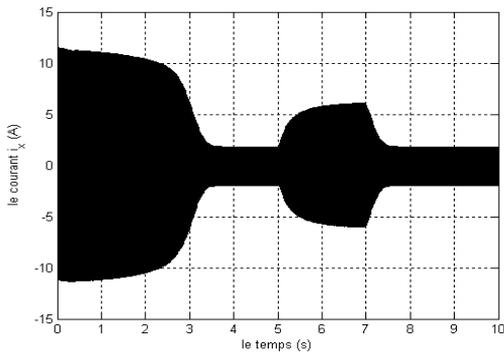


Figure. III. 13. b. Le courant i_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

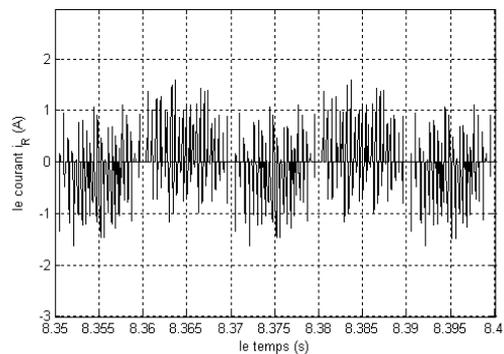
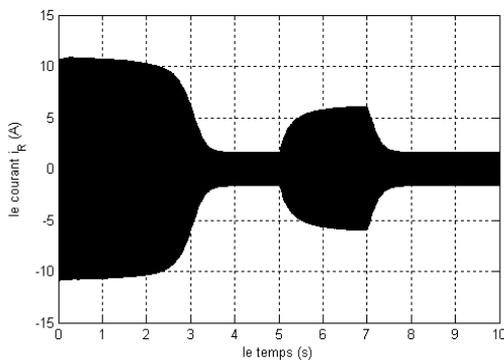


Figure. III. 13. c. Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

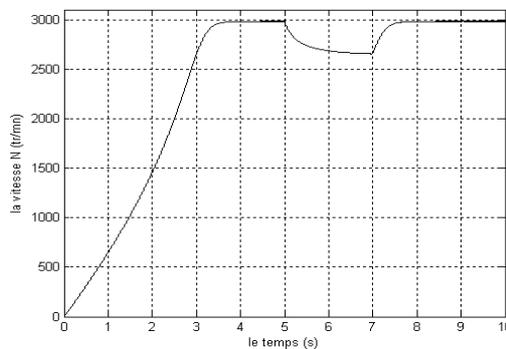


Figure. III. 13. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure. III. 13. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la stratégie PWM à trois intervalles ($f_o= 100\text{Hz}$ et $m =21$).

6. 2. Modulation subharmonique

6. 2. 1. Le principe de la stratégie

Cette stratégie de commande n'est pas vraiment distincte de la précédente, car la seule différence qui existe, réside dans la génération des tensions de référence qui sont définies comme suit :

$$\begin{cases} U_{Xref}^* = U_{Xref} + V_0 \\ U_{Yref}^* = U_{Yref} + V_0 \\ U_{Zref}^* = U_{Zref} + V_0 \end{cases} \quad \text{(III.18)}$$

Avec :

U_{Xref} , U_{Yref} et U_{Zref} sont les tensions de référence définies dans l'équation (III.10) pour la stratégie de modulation PMW à trois intervalles.

L'expression de la tension V_0 de fréquence $3 f_0$ (f_0 est la fréquence des tensions de référence U_{Xref} , U_{Yref} et U_{Zref}), est donnée comme suit :

$$V_0 = -\frac{\text{Max}(U_{Xref}, U_{Yref}, U_{Zref}) + \text{Min}(U_{Xref}, U_{Yref}, U_{Zref})}{2} \quad \text{(III.19)}$$

L'algorithme de commande de cette stratégie est le même, et procède de la même façon que celui défini précédemment.

Les figures ci-après sont illustrées par simulation sur MATLAB/ SIMULINK, ce sont les différents signaux de commande pour la stratégie de modulation subharmonique.

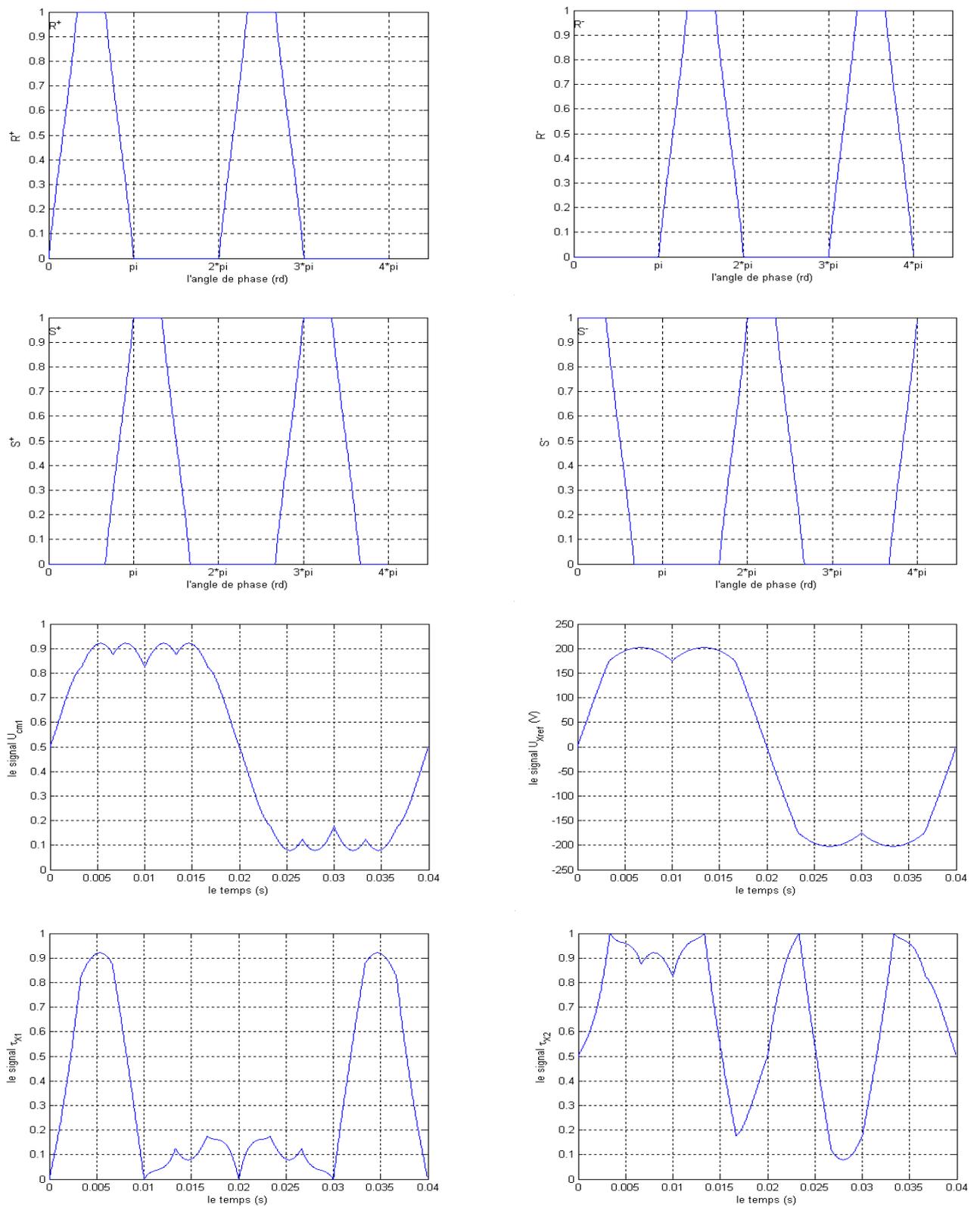


Fig. III. 14. Les différents signaux de la modulation subharmonique.
 ($m=21, r=0.8, f_o=25\text{Hz}$)

6. 2. 2. Simulation et résultats

6. 2. 2. 1. Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la modulation subharmonique

Pour étudier les performances de la commande du convertisseur matriciel par la modulation vectorielle, l'étude du spectre d'harmonique des tensions de sortie du convertisseur matriciel est effectuée. Pour les simulations, la tension de sortie du convertisseur V_x de la phase X est prise comme échantillon.

Dans les figures ci-après (Figures : Figure.III.15, III.16 et III.17) les spectres d'harmonique de la tension V_x sont représentés pour des fréquences de sortie du convertisseur 25, 50 et 100Hz, en prenant différents indices de modulation m ($m = 18,21$ et 30) et un taux de modulation de 0.8.

Les caractéristiques du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r sont tracées pour les fréquences $f_o = 25, 50$ et 100Hz et pour un indice de modulation de 30.

6. 2. 2. 1. 1. Interprétation des résultats de simulation

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

1. Pour les valeurs de l'indice de modulation m , il n'y a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs.
2. Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_o$).
3. La première famille centrée autour de la fréquence $m f_o$ est la plus importante du point de vue amplitude.
4. L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.
5. Le taux de modulation r , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r = 0$ à $r = 0.9$.

Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation r augmente.

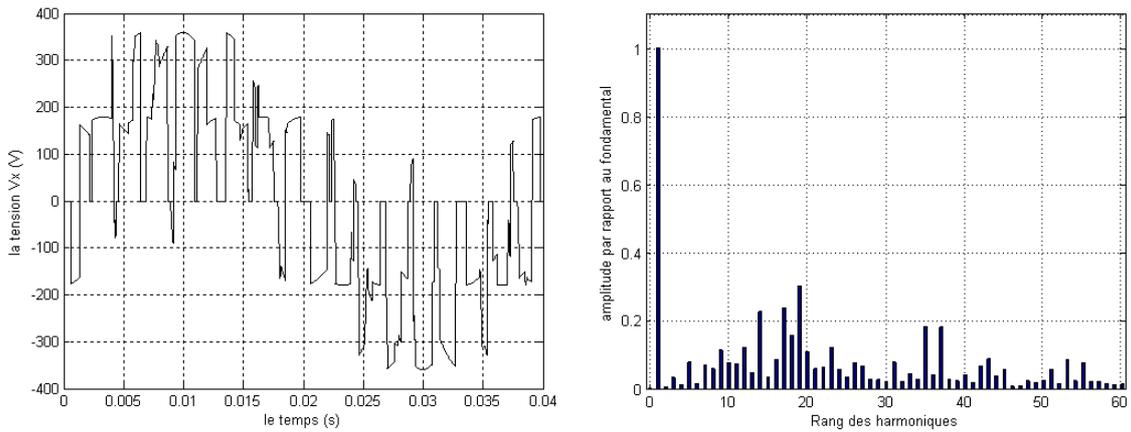


Figure. III. 15. a. $m = 18, r = 0.8, f_o = 25 \text{ Hz}$.

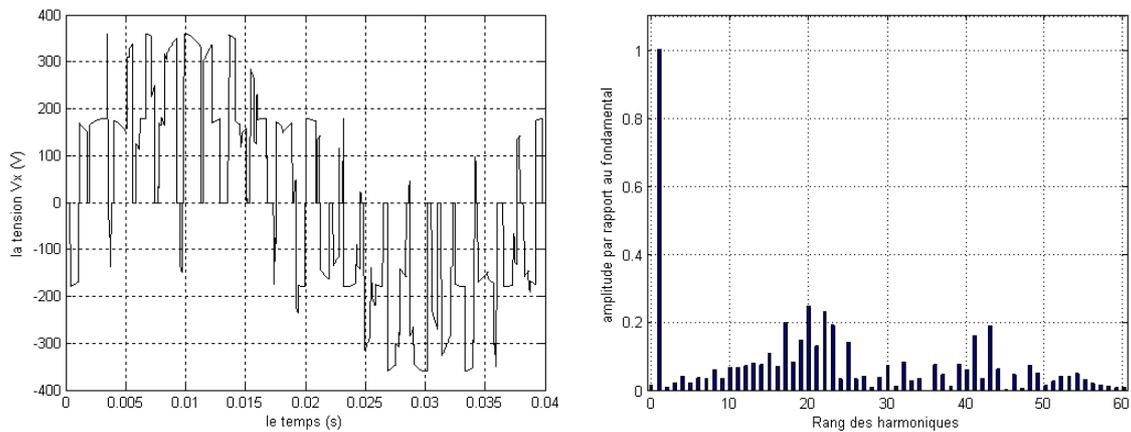


Figure. III. 15. b. $m = 21, r = 0.8, f_o = 25 \text{ Hz}$.

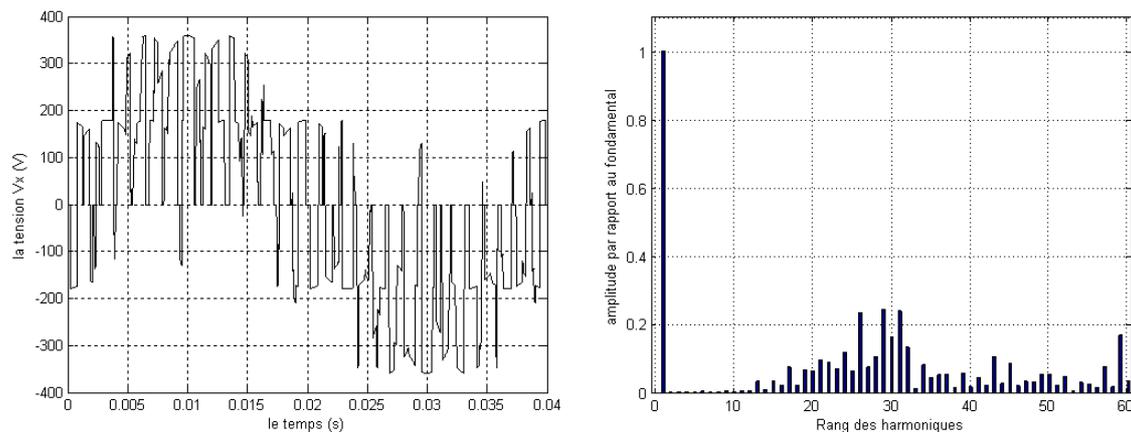


Figure. III. 15. c. $m = 30, r = 0.8, f_o = 25 \text{ Hz}$.

Figure. III. 15. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 25Hz.

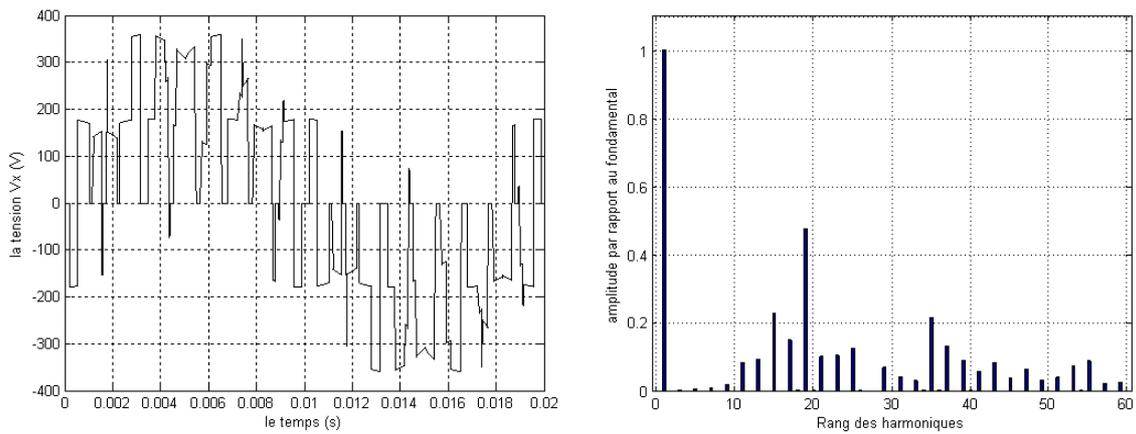


Figure. III.16. a. $m = 18, r = 0.8, f_o = 50 \text{ Hz}$.

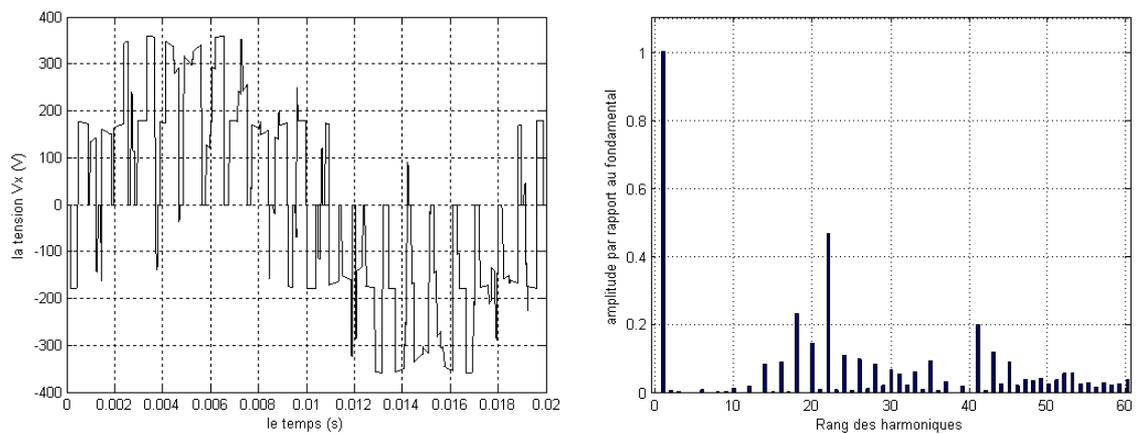


Figure. III. 16. b. $m = 21, r = 0.8, f_o = 50 \text{ Hz}$.

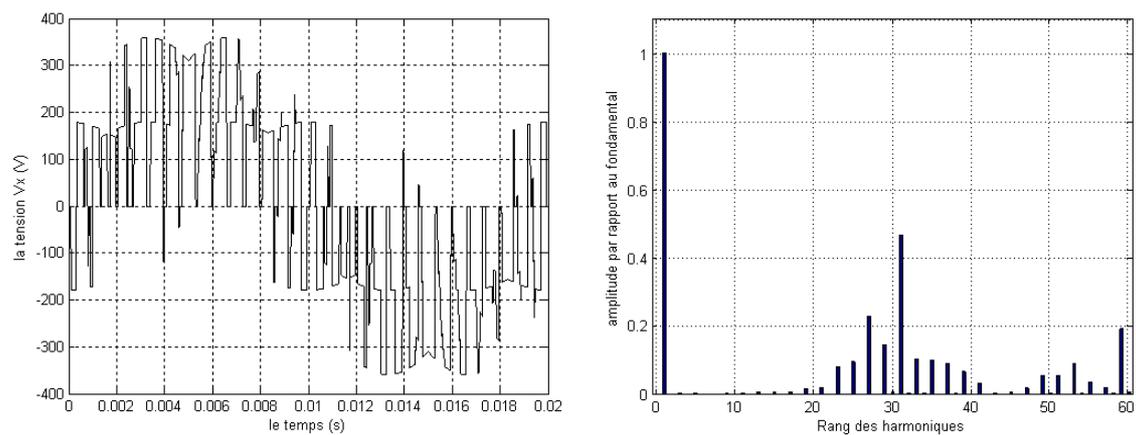


Figure. III. 16. c. $m = 30, r = 0.8, f_o = 50 \text{ Hz}$.

Figure. III. 16. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 50Hz.

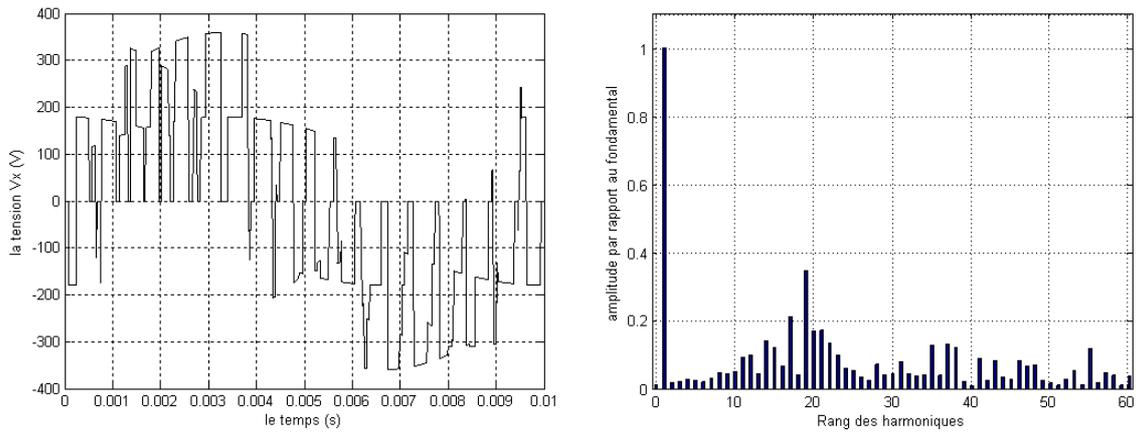


Figure. III. 17. a. $m = 18, r = 0.8, f_o = 100 \text{ Hz}$.

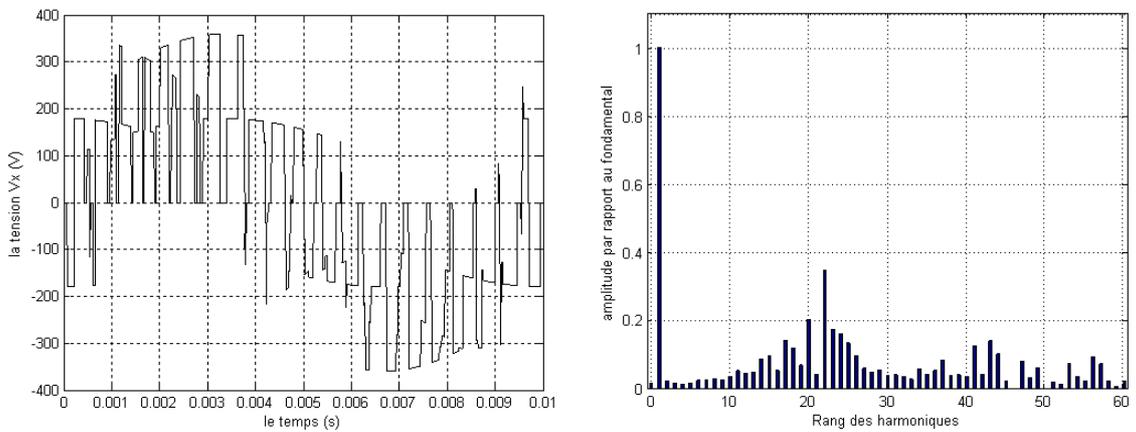


Figure. III. 17. b. $m = 21, r = 0.8, f_o = 100 \text{ Hz}$.

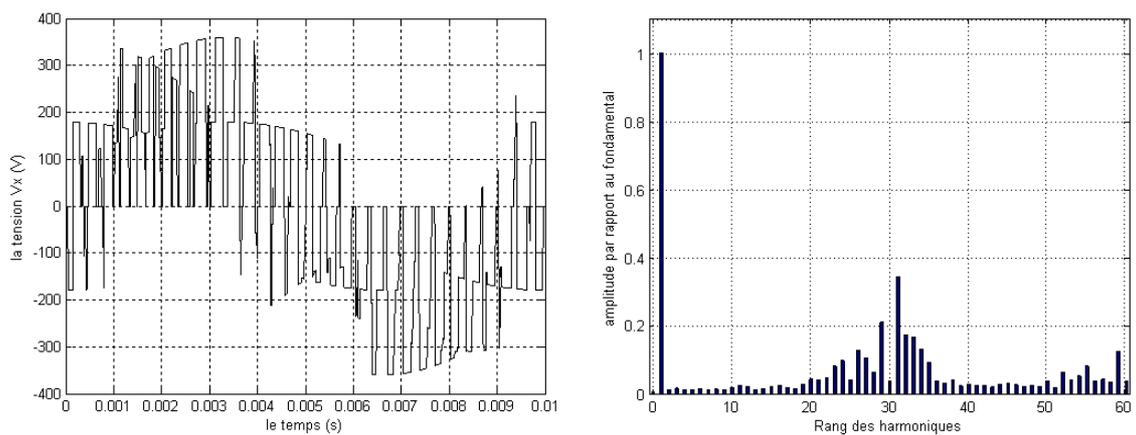


Figure. III. 17. c. $m = 30, r = 0.8, f_o = 100 \text{ Hz}$.

Figure. III. 17. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 100Hz.

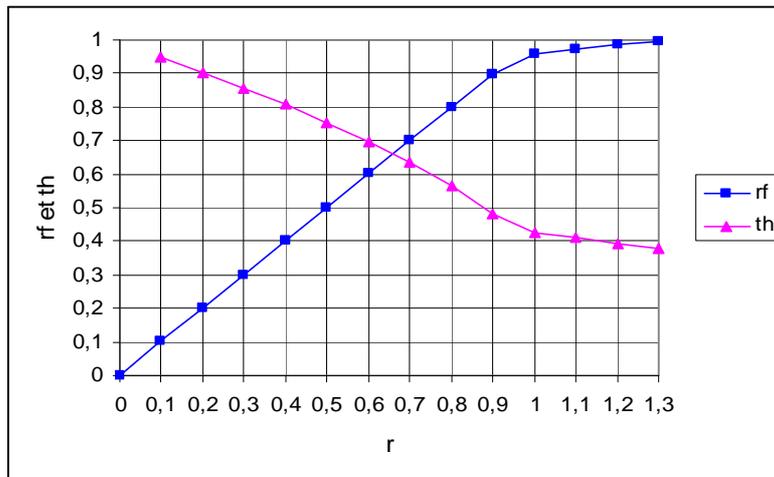


Figure. III. 18. a. $m = 30, f_0 = 25 \text{ Hz}$.

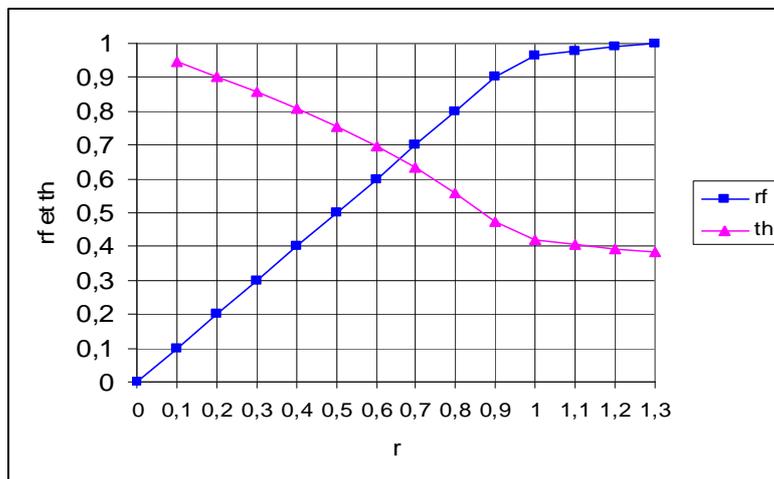


Figure. III. 18. b. $m = 30, f_0 = 50 \text{ Hz}$.

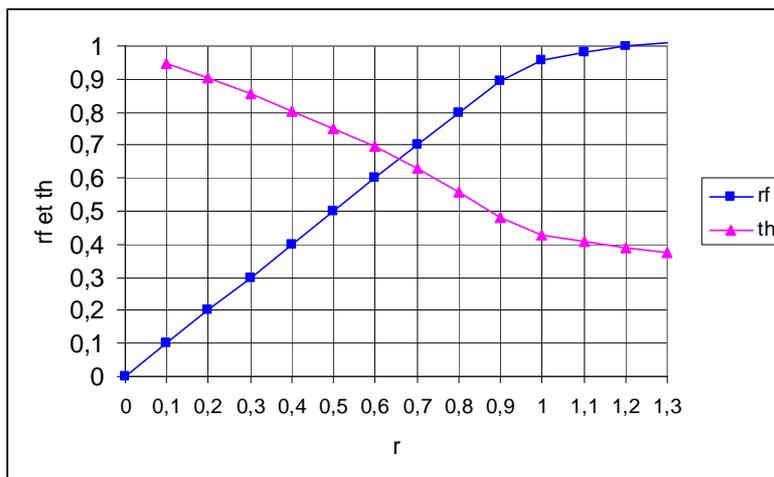


Figure. III. 18. c. $m = 30, f_0 = 100 \text{ Hz}$.

Figure.III.18. Les caractéristiques du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r .

6. 2. 2. 2. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone

Dans ce paragraphe, les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone sont étudiées. Le convertisseur est commandé par la modulation subharmonique dont l'indice de modulation $m = 21$ et le taux de modulation $r = 0.8$, pour chaque fréquence f_o (25, 50 et 100 Hz) des tensions de référence (U_{xref} , U_{yref} et U_{zref}) ; les grandeurs suivantes sont simulées (Figures : Figure.III.19, III.20 et III.21):

6. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.
6. le courant statorique i_x transitoire et permanent de la phase X alimentant la machine asynchrone.
6. le courant i_R transitoire et permanent de la phase R du réseau d'alimentation.
6. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone.

6. 2. 2. 2. 1. Interprétation des résultats de simulation

A partir des résultats de simulation de l'association convertisseur- machine, il est constaté que :

1. En régime permanent, la fréquence du couple électromagnétique est égale à la fréquence de la tension V_X délivrée par le convertisseur matriciel.
2. Lorsque la fréquence de la tension V_X augmente, la durée du régime transitoire de la machine asynchrone augmente.
3. Le courant absorbé par la machine est presque sinusoïdal.
4. Pour une vitesse de 3000 tr/mn, la machine ne support pas le couple résistant nominale (10 N.m).Car ce dernier demande une puissance deux fois la puissance nominale de la machine, donc il faut diminuer le couple résistant ou augmenter la tension d'alimentation.

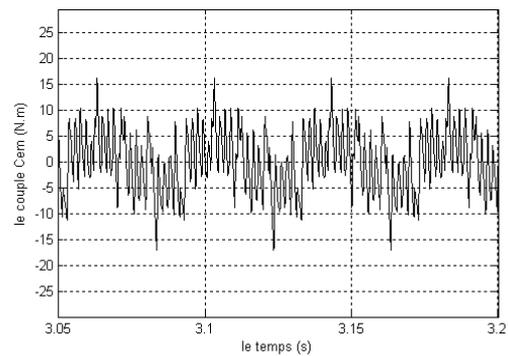
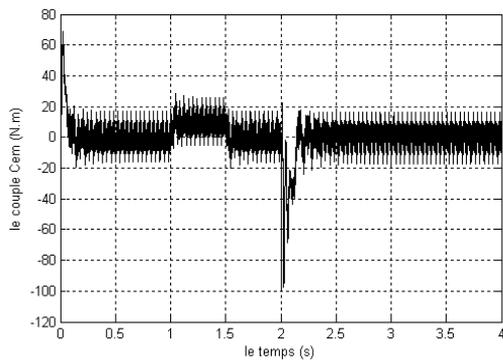


Figure. III. 19. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

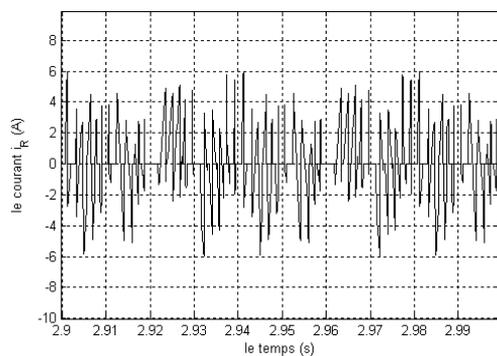
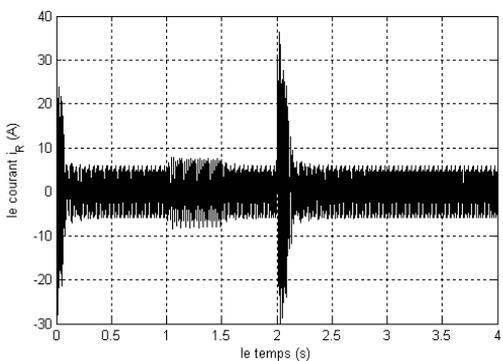


Figure. III. 19. b. Le courant i_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

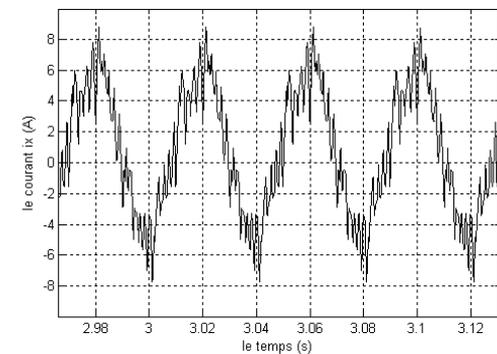
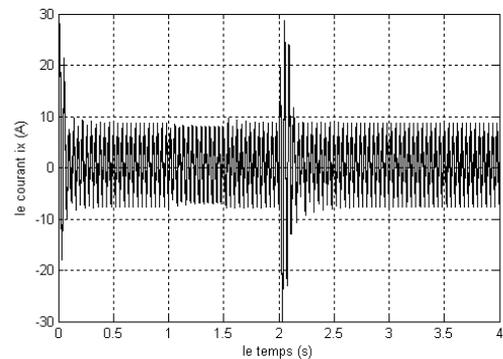


Figure. III. 19. c. Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

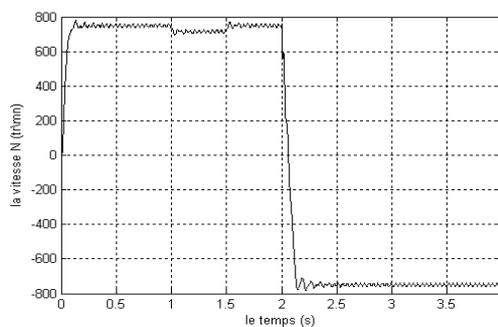


Figure. III. 19. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Fig. III. 19. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation subharmonique ($f_o = 25\text{Hz}$ et $m = 21$).

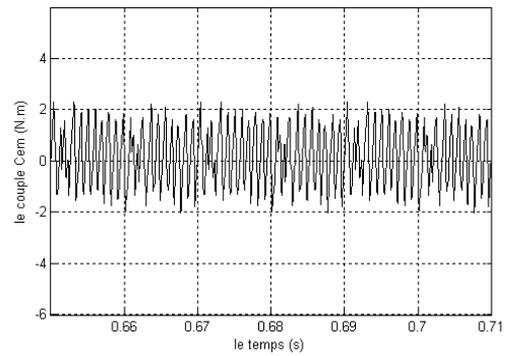
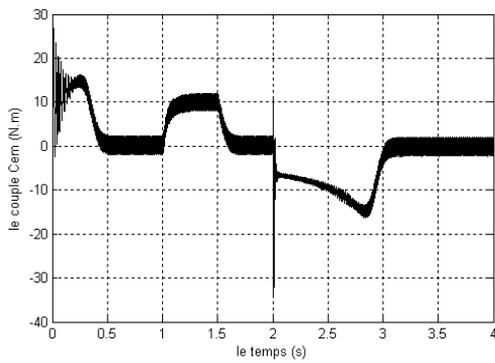


Figure. III. 20. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

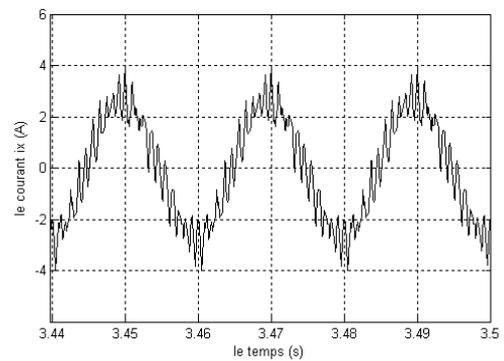
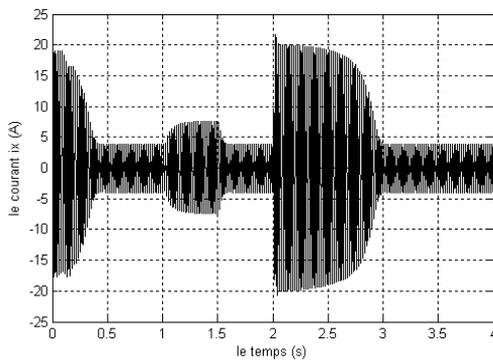


Figure. III. 20. b. Le courant i_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

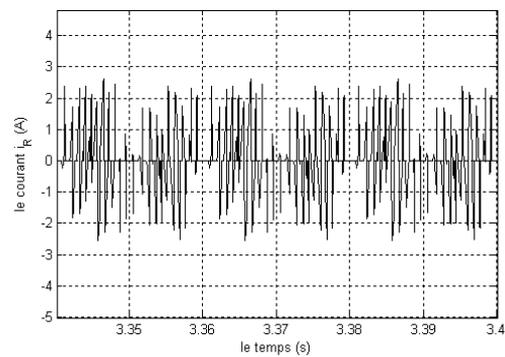
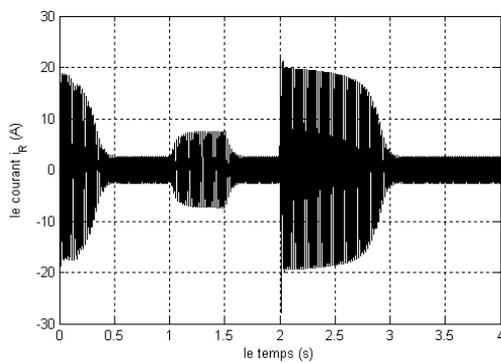


Figure. III. 20. c. Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

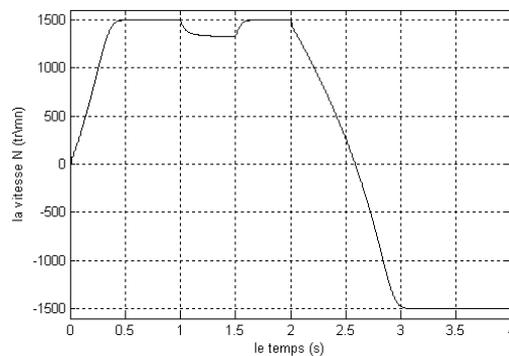


Figure. III. 20. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure. III. 20. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation subharmonique ($f_0=50\text{Hz}$ et $m=21$).

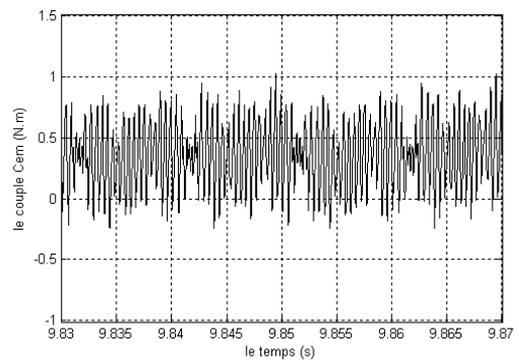
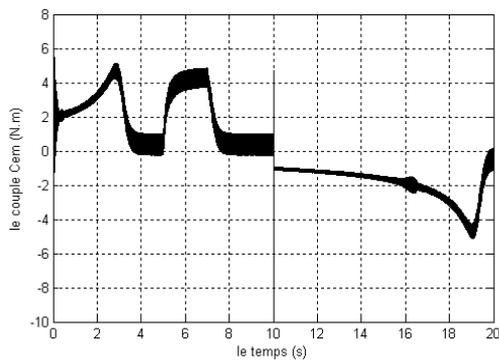


Figure. III. 21. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

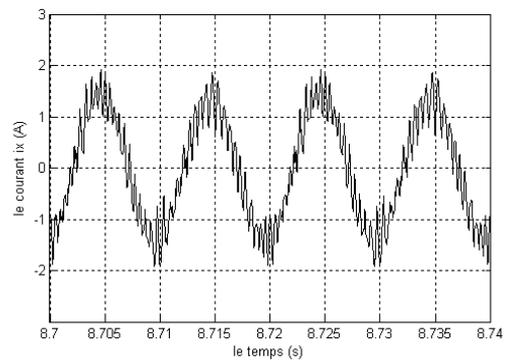
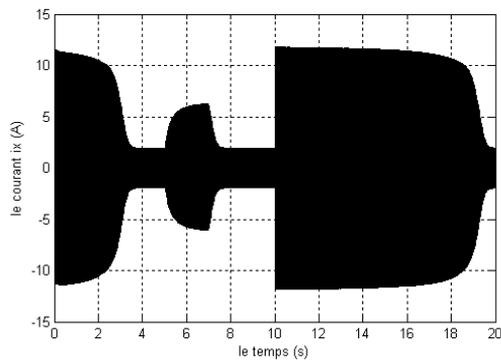


Figure. III. 21. b. Le courant i_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

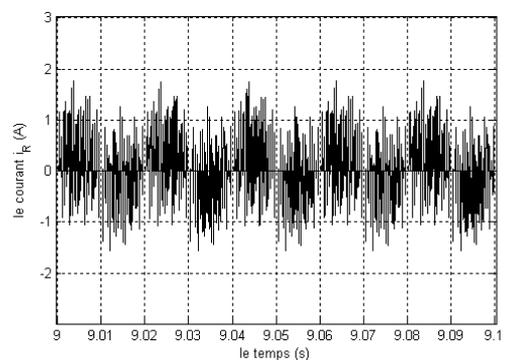
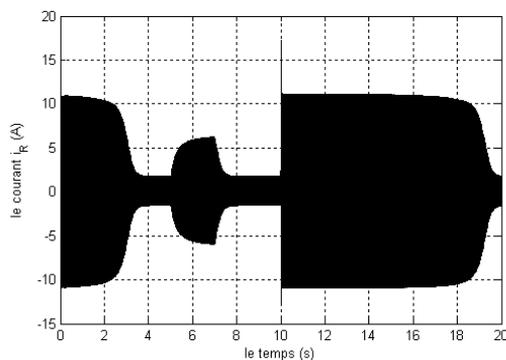


Figure. III. 21. c. Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

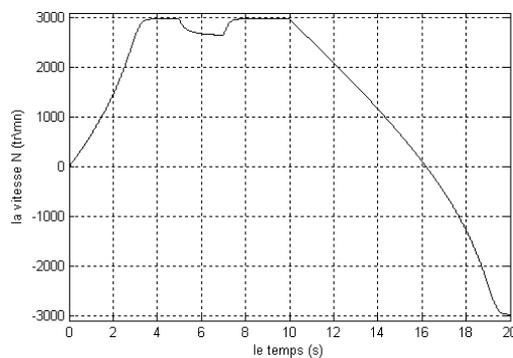


Figure. III. 21. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure. III. 21. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation subharmonique ($f_o= 100\text{Hz}$ et $m =21$).

6. 3. La modulation calculée

6. 3. 1. Le principe de la stratégie

Dans ce paragraphe, nous allons présenter la modulation calculée qui utilise le modèle de commande du convertisseur matriciel.

La modulation MLI ou PWM a comme principe de convertir une tension de référence, appelée signal modulant en une série d'impulsions.

Les tensions de sortie du convertisseur matriciel doivent suivre les tensions de référence imposées par la commande.

Soient les trois tensions d'alimentation du convertisseur matriciel suivantes :

$$\begin{cases} u_R = U_{im} \sin(\omega t) \\ u_S = U_{im} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_T = U_{im} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Soient u_{xref} , u_{yref} et u_{zref} les tensions de référence de sortie du convertisseur matriciel définies comme suit :

$$\begin{cases} u_{xref} = U_m \sin(\omega_s t) = rU_{im} \sin(\omega_s t) \\ u_{yref} = U_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) = rU_{im} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{zref} = U_m \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) = rU_{im} \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Avec

r : Taux de modulation

ω_s : Pulsation des tensions de référence de phase de sortie.

6. 3. 2. Fonctions génératrices de connexion du convertisseur matriciel

En utilisant les fonctions de connexion, les tensions de sortie du convertisseur, s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} u_x \\ u_y \\ u_z \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} F_{RX}^g & F_{SX}^g & F_{TX}^g \\ F_{RY}^g & F_{SY}^g & F_{TY}^g \\ F_{RZ}^g & F_{SZ}^g & F_{TZ}^g \end{bmatrix}}_{F^g} \begin{bmatrix} u_R \\ u_S \\ u_T \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

Avec :

$$\begin{cases} F_{RX}^g + F_{SX}^g + F_{TX}^g = 1 \\ F_{RY}^g + F_{SY}^g + F_{TY}^g = 1 \\ F_{RZ}^g + F_{SZ}^g + F_{TZ}^g = 1 \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Le système (III.22) s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} u_x - u_T = F_{RX}^g (u_R - u_T) + F_{SX}^g (u_S - u_T) \\ u_y - u_T = F_{RY}^g (u_R - u_T) + F_{SY}^g (u_S - u_T) \\ u_z - u_T = F_{RZ}^g (u_R - u_T) + F_{SZ}^g (u_S - u_T) \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Posons :

$$\begin{cases} V^+ = \max(u_R, u_S, u_T) \\ V^- = \min(u_R, u_S, u_T) \end{cases}$$

On peut définir trois cas:

- $V^- < u_R < V^+ \Rightarrow F_{RX}^g = F_{RY}^g = F_{RZ}^g = 0$
- $V^- < u_S < V^+ \Rightarrow F_{SX}^g = F_{SY}^g = F_{SZ}^g = 0$
- $V^- < u_T < V^+ \Rightarrow F_{TX}^g = F_{TY}^g = F_{TZ}^g = 0$

Les différentes expressions de la matrice de conversion F^g sont données par le tableau (Tableau III.2).

Afin de déterminer les fonctions de connexions discontinues qui attaquent directement les commutateurs du convertisseur matriciel, nous devons comparer les fonctions génératrices de connexion à des porteuses qui peuvent être triangulaires ou en dents de scie.

La comparaison s'effectue comme suit:

1^{er} cas : porteuse triangulaire

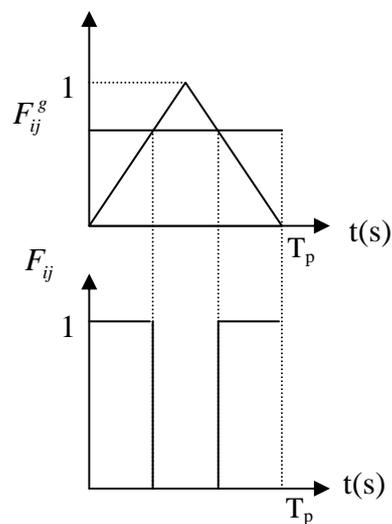


Figure. III. 22. Porteuse triangulaire

2^{ème} cas : porteuse en dent de scie

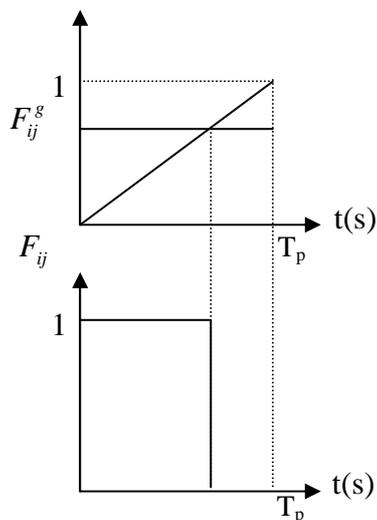


Figure. III. 23. Porteuse dent de scie

Intervalles	$V^- < u_i < V^+$ $i = R, S, T$	$F_{RX}^g, F_{RY}^g, F_{RZ}^g$	$F_{SX}^g, F_{SY}^g, F_{SZ}^g$	$F_{TX}^g, F_{TY}^g, F_{TZ}^g$
$\left[0, \frac{\pi}{6}\right] \cup$ $\left[\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}\right] \cup$ $\left[\frac{11\pi}{6}, 2\pi\right]$	u_R	$F_{RX}^g = 0$ $F_{RY}^g = 0$ $F_{RZ}^g = 0$	$F_{SX}^g = \frac{u_{xref} - u_T}{u_S - u_T}$ $F_{SY}^g = \frac{u_{yref} - u_T}{u_S - u_T}$ $F_{SZ}^g = \frac{u_{zref} - u_T}{u_S - u_T}$	$F_{TX}^g = \frac{u_{xref} - u_S}{u_T - u_S}$ $F_{TY}^g = \frac{u_{yref} - u_S}{u_T - u_S}$ $F_{TZ}^g = \frac{u_{zref} - u_S}{u_T - u_S}$
$\left[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}\right] \cup$ $\left[\frac{3\pi}{2}, \frac{11\pi}{6}\right]$	u_S	$F_{RX}^g = \frac{u_{xref} - u_T}{u_R - u_T}$ $F_{RY}^g = \frac{u_{yref} - u_T}{u_R - u_T}$ $F_{RZ}^g = \frac{u_{zref} - u_T}{u_R - u_T}$	$F_{SX}^g = 0$ $F_{SY}^g = 0$ $F_{SZ}^g = 0$	$F_{TX}^g = \frac{u_{xref} - u_R}{u_T - u_R}$ $F_{TY}^g = \frac{u_{yref} - u_R}{u_T - u_R}$ $F_{TZ}^g = \frac{u_{zref} - u_R}{u_T - u_R}$
$\left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}\right] \cup$ $\left[\frac{7\pi}{6}, \frac{3\pi}{2}\right]$	u_T	$F_{RX}^g = \frac{u_{xref} - u_S}{u_R - u_S}$ $F_{RY}^g = \frac{u_{yref} - u_S}{u_R - u_S}$ $F_{RZ}^g = \frac{u_{zref} - u_S}{u_R - u_S}$	$F_{SX}^g = \frac{u_{xref} - u_R}{u_S - u_R}$ $F_{SY}^g = \frac{u_{yref} - u_R}{u_S - u_R}$ $F_{SZ}^g = \frac{u_{zref} - u_R}{u_S - u_R}$	$F_{TX}^g = 0$ $F_{TY}^g = 0$ $F_{TZ}^g = 0$

Tableau. III. 2. Expressions des fonctions génératrices de conversion.

Cette stratégie de modulation est caractérisée par :

- L'indice de modulation m : c'est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence. ($m=f_p/f_s$).
- Le taux de modulation r : c'est le rapport de l'amplitude maximale de la tension de référence U_m sur l'amplitude maximale de la tension d'alimentation U_{im}

$$\left(r = \frac{U_m}{U_{im}} \right).$$
- r_f : c'est le rapport de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie du convertisseur sur l'amplitude maximale de la tension d'alimentation U_{im} .

6. 3. 3. Simulation et résultats

Pour cette stratégie de commande, on simule la tension v_x délivrée par le convertisseur matriciel ainsi que son spectre d'harmoniques pour les fréquences suivantes :

$$f_s=25 \text{ Hz}, f_c=50 \text{ Hz}.$$

Pour chaque fréquence, on fixe le taux de modulation r à la valeur 0,8 et l'indice de modulation m ($m= 21$).

- ✓ Nous avons effectué les simulations avec la porteuse triangulaire, car c'est la porteuse qui génère moins d'harmoniques.

6. 3. 3. 1. Caractéristique de réglage

La caractéristique de réglage de l'amplitude du fondamental est linéaire de $r=0$ à 1 et le taux d'harmoniques décroît lorsque r augmente (Figure. III. 24).

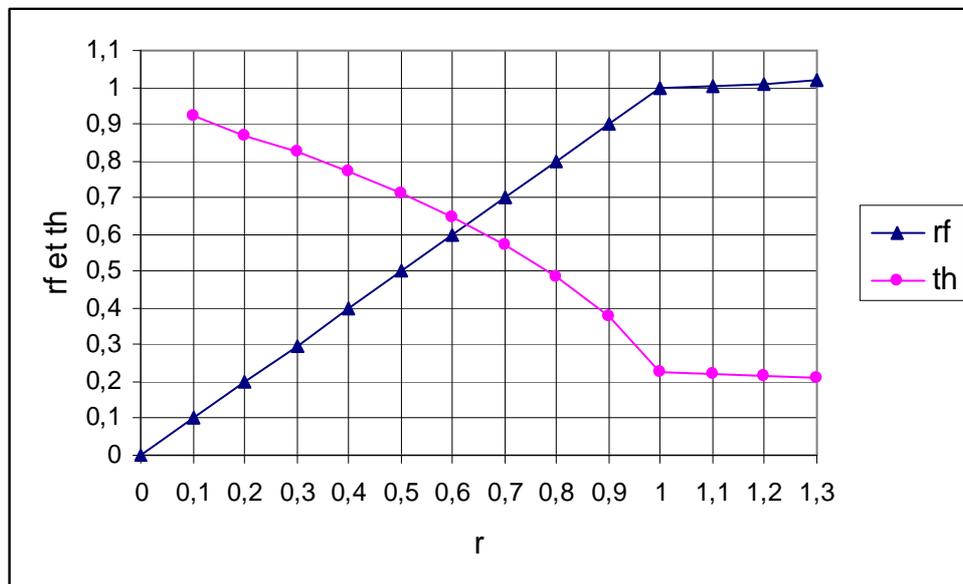


Figure. III. 24. Caractéristique du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r ($m = 21$, $f_0 = 50 \text{ Hz}$).

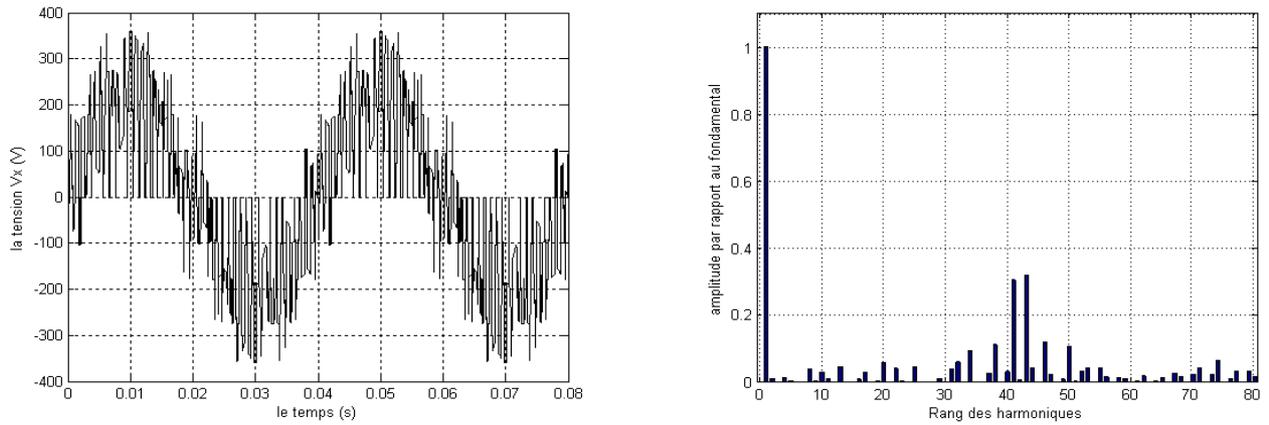


Figure. III. 25. Le spectre d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 25Hz.

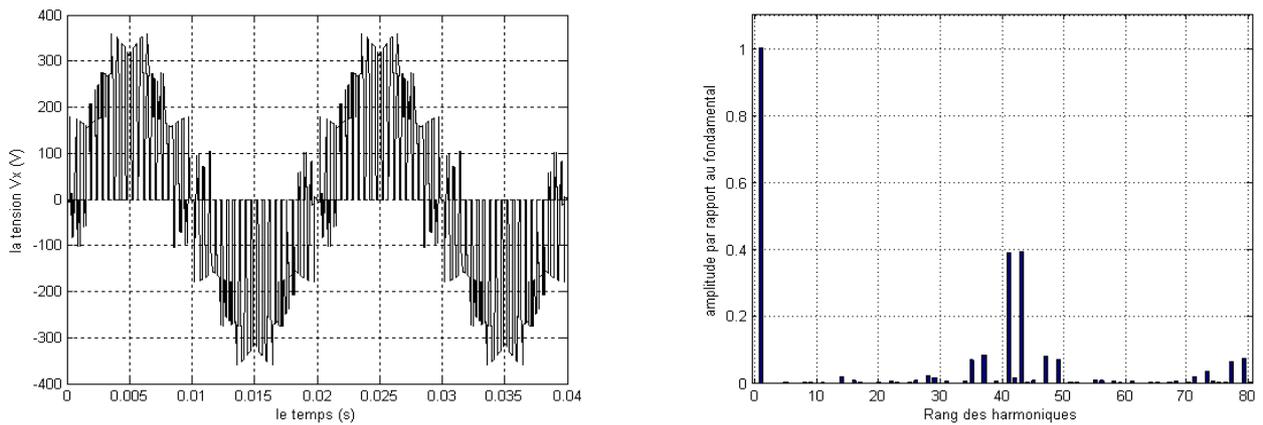


Figure. III. 26. Le spectre d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence de sortie f_o de 50Hz.

6. 3. 3. 2. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone

Dans ce paragraphe, les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone sont présentées. Nous avons fixé m à 21 et r à 0.8, et avons simulé pour différentes valeurs de la fréquence de sortie du convertisseur matriciel ($f_s=25\text{Hz}$, $f_s=50\text{Hz}$) les grandeurs suivantes :

- ✓ Le couple électromagnétique $C_{em}(\text{N.m})$
- ✓ Le courant statorique i_x (A) de la phase X de la machine asynchrone.
- ✓ Le courant i_R (A) de la phase R du réseau.
- ✓ La vitesse angulaire ω_r (tr / mn) de la machine asynchrone.

6. 3. 4. Interprétation des résultats

Nous constatons que :

- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences deux fois multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_s$).
- Le taux de modulation r , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à $r=1$ (Figure (III.24)).
- La première famille centrée autour de la fréquence $2mf_s$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation r augmente.
- Lorsque la fréquence de v_x augmente, la durée du régime transitoire de la machine asynchrone augmente.
- Les courants absorbés par la machine asynchrone sont presque sinusoïdaux.

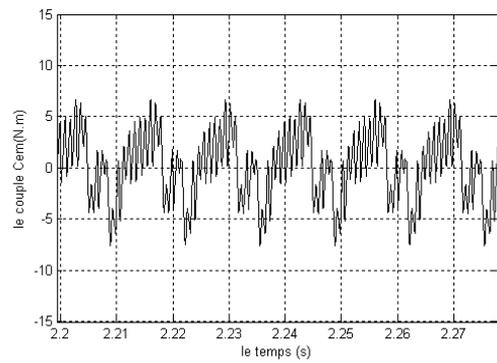
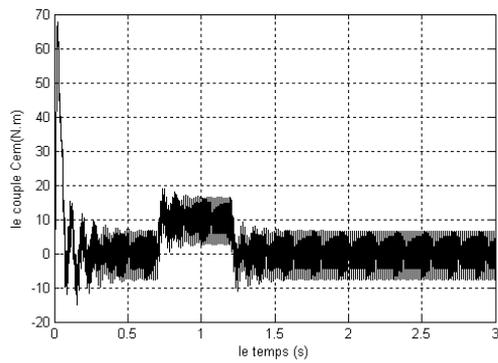


Figure. III. 27. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

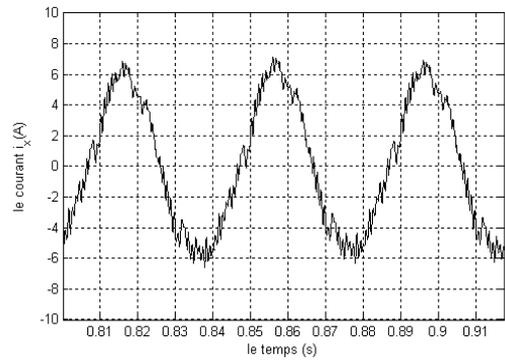
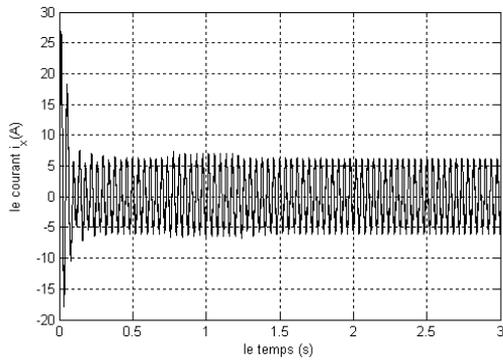


Figure. III. 27. b. Le courant i_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

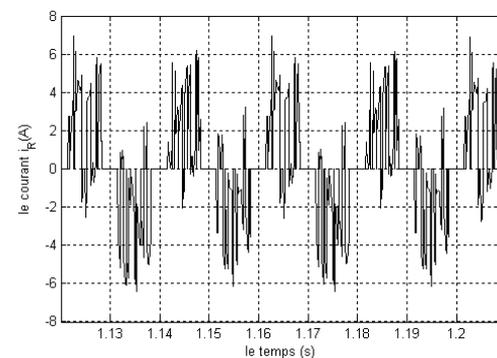
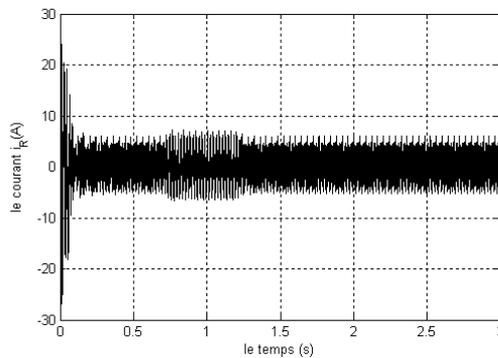


Figure. III. 27. c. Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

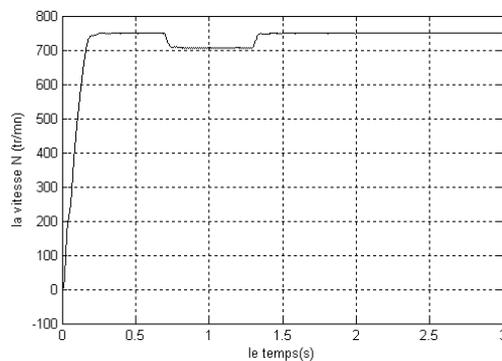


Figure. III. 27. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure. III. 27. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation calculée ($f_o= 25\text{Hz}$ et $m =21$ $r=0.8$).

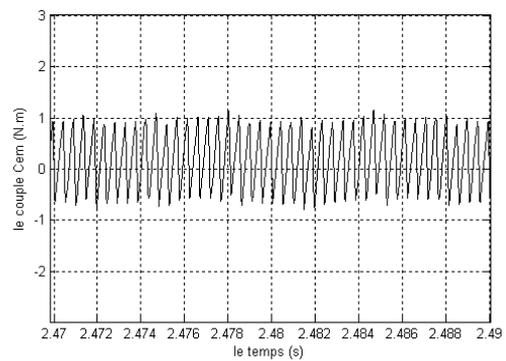
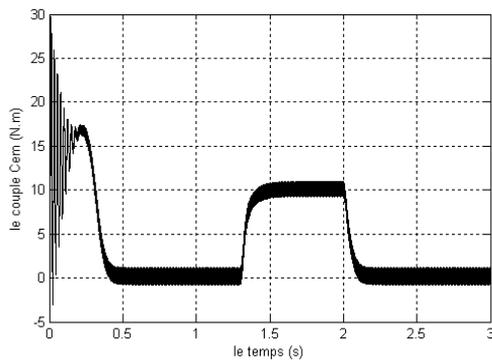


Figure. III. 28. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

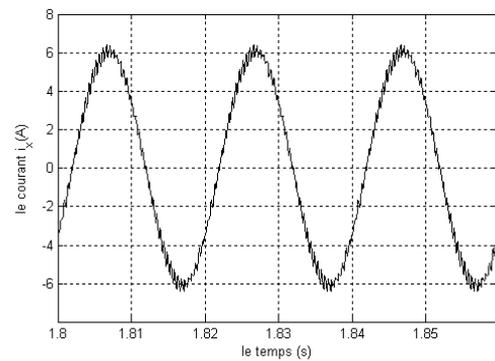
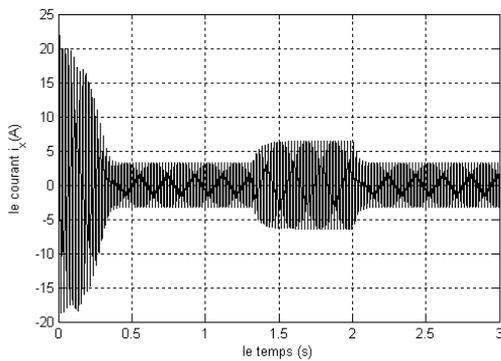


Figure. III. 28. b. Le courant i_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

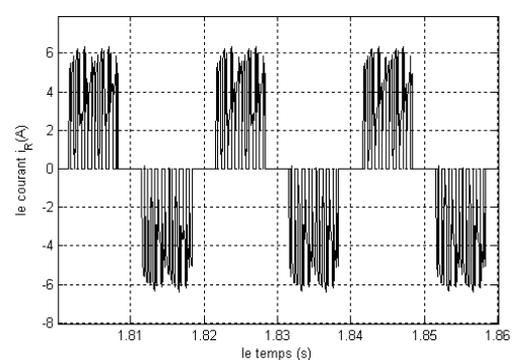
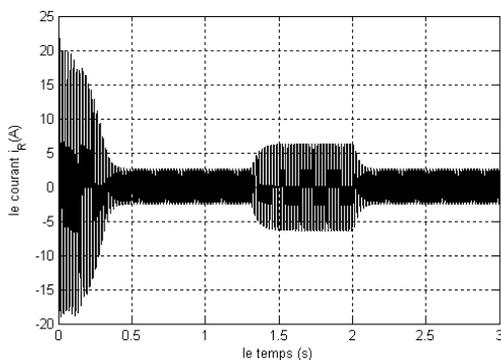


Figure. III. 28. c. Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

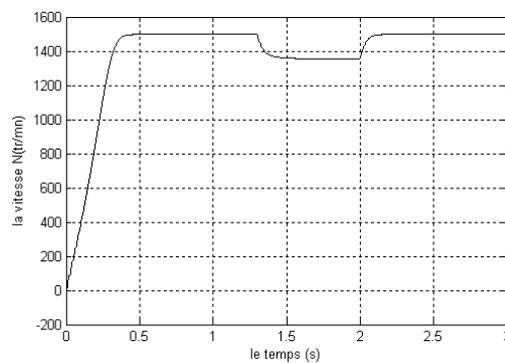


Figure. III. 28. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure. III. 28. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation calculée ($f_o= 50\text{Hz}$ et $m =21$ $r=0.8$).

6. 4. Modulation vectorielle

6. 4. 1. Principe de la stratégie

La modulation vectorielle appelée aussi modulation du vecteur d'espace est basée sur la représentation instantanée des vecteurs de tension de sortie et de courant d'entrée dans l'espace temporel.

Les trois tensions de la machine asynchrone V_1, V_2, V_3 constituent les composantes d'un vecteur tension V_s défini par la relation :

$$V_s = \frac{2}{3} (V_1 + a V_2 + a^2 V_3), \text{ avec : } a = \exp\left(j \cdot \frac{2\pi}{3}\right). \quad \text{(III.25)}$$

Le convertisseur matriciel triphasé est constitué d'une matrice de neuf interrupteurs bidirectionnels, par conséquent le nombre de combinaisons qu'il peut y avoir est de 2^9 . En prenant en compte les règles de connexion utilisées dans l'électronique de puissance (connexion des sources de tension et de courant), ce nombre se réduit à 3^3 , égal à 27 configurations possibles.

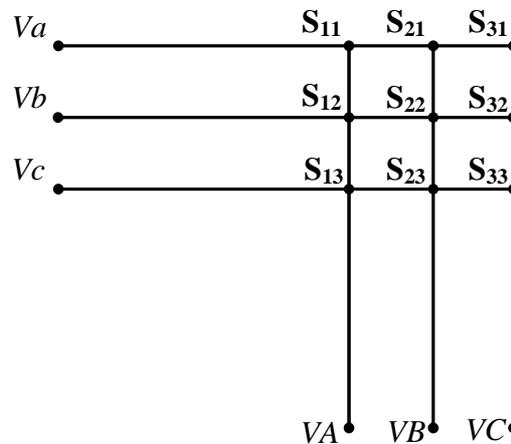


Figure. III. 29. Schéma de base des convertisseurs matriciels.

On peut classer les 27 configurations possibles du convertisseur matriciel en trois catégories qui sont définies comme suit :

✓ **Vecteurs zéro**

Ce sont des vecteurs qui ont une amplitude égale à zéro dans l'espace temporel, ils sont donnés par la figure suivante :

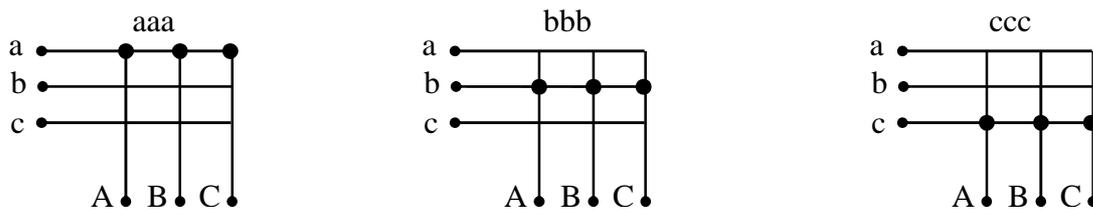


Figure. III. 30. Représentation des vecteurs zéro.

✓ *Vecteurs stationnaires*

Ce sont des vecteurs qui ont un angle de phase constant, figé et une amplitude pseudo variable, ils ont deux phases de sortie connectées sur la même phase d'entrée :

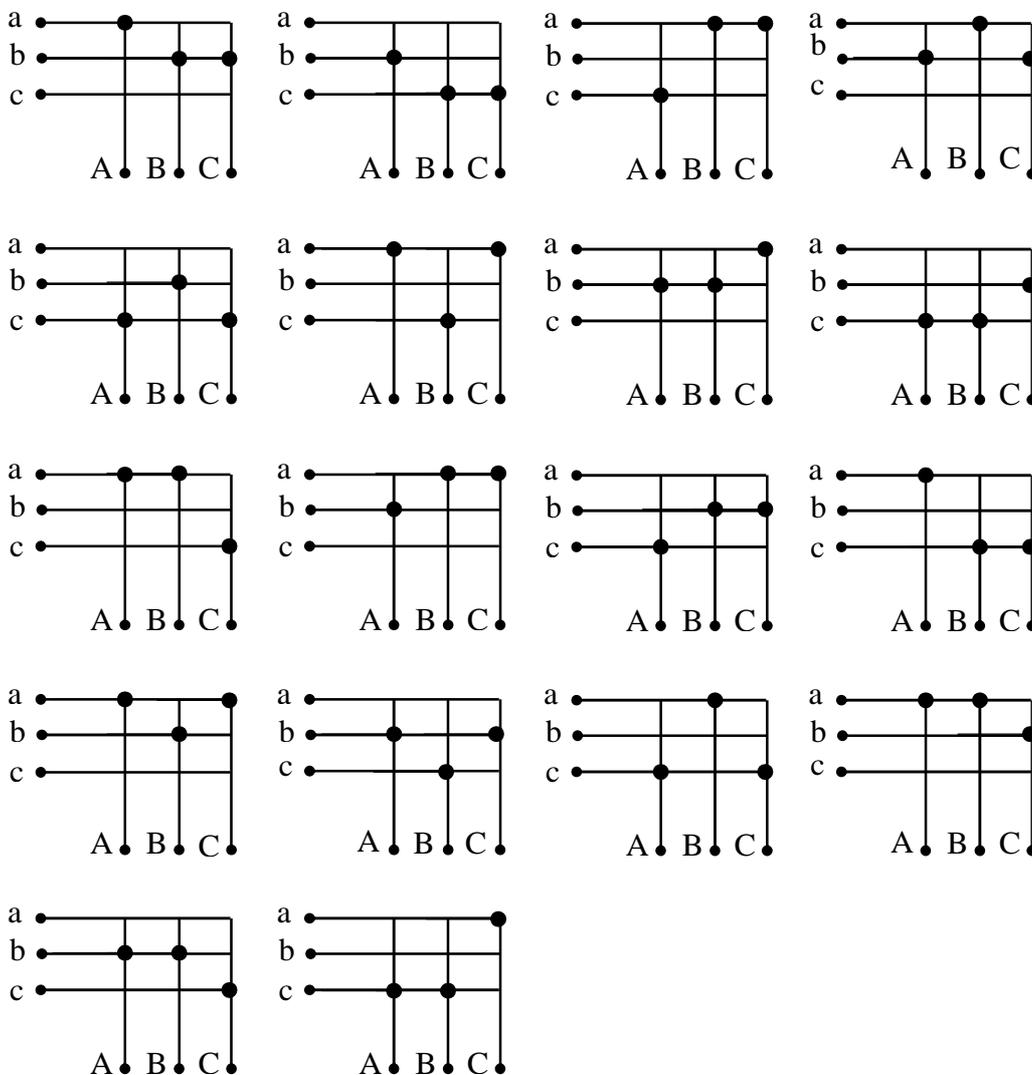


Figure. III. 31. Représentation des vecteurs stationnaires.

✓ **Vecteurs tournants**

Ce sont des vecteurs qui ont un angle de phase qui change en fonction du temps, ils sont montrés par la figure suivante :

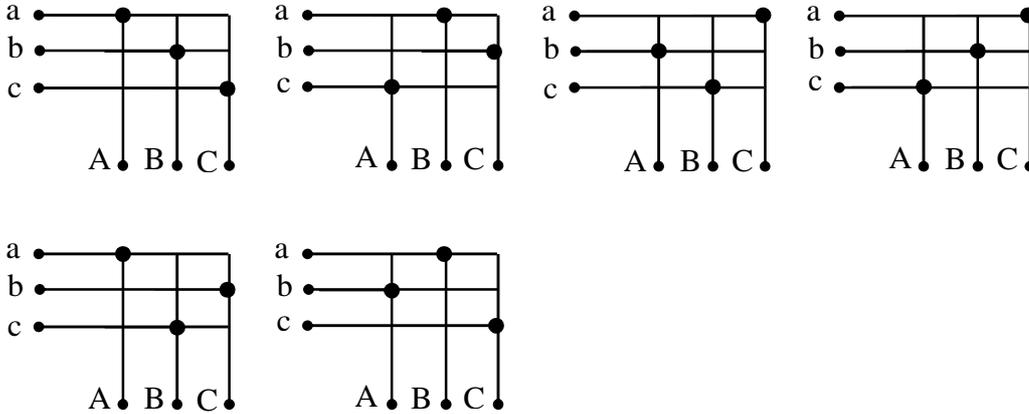


Figure. III. 32. Représentation des vecteurs tournants.

Parmi les 27 configurations possibles du convertisseur matriciel, seulement 21 configurations qui peuvent être utilisées dans l'algorithme de la modulation vectorielle.

En les imposant successivement avec un rapport cyclique donné, on parvient à produire une trajectoire circulaire pour la valeur moyenne du phaseur de tension de la charge et du courant d'entrée du convertisseur matriciel. [2]

Les 18 configurations déterminant le vecteur tension de sortie \vec{v}_0 et courant d'entrée \vec{i}_i , ayant des directions fixes, comme montrés au tableau suivant (Tableau.III.3) sont appelées « configurations actives ». L'amplitude de ces vecteurs dépend des valeurs instantanées des tensions d'entrée composées et des courants de sortie de ligne respectivement.

Les trois dernières configurations déterminent les vecteurs zéro des courants d'entrée et des tensions de sortie et sont appelées « configurations zéro ».

Les six combinaisons restantes ont chaque phase de sortie connectée différemment à une phase d'entrée, dans ce cas, les vecteurs tension de sortie et courant d'entrée ont des directions variables et ne peuvent pas être utilisées pour synthétiser les vecteurs de référence.

Liste de configurations	configuration	Les interrupteurs on	v_0	α_0	i_i	β_i
+1	abb	S ₁₁ S ₂₂ S ₃₂	$2/\sqrt{3}V_{ab}$	$\pi/6$	$2/\sqrt{3}i_A$	$-\pi/6$
+2	bcc	S ₁₂ S ₂₃ S ₃₃	$2/\sqrt{3}V_{bc}$	$\pi/6$	$2/\sqrt{3}i_A$	$\pi/2$
+3	caa	S ₁₃ S ₂₁ S ₃₁	$2/\sqrt{3}V_{ca}$	$\pi/6$	$2/\sqrt{3}i_A$	$7\pi/6$
+4	bab	S ₁₂ S ₂₁ S ₃₂	$2/\sqrt{3}V_{ab}$	$5\pi/6$	$2/\sqrt{3}i_B$	$-\pi/6$
+5	cbc	S ₁₃ S ₂₂ S ₃₃	$2/\sqrt{3}V_{bc}$	$5\pi/6$	$2/\sqrt{3}i_B$	$\pi/2$
+6	aca	S ₁₁ S ₂₃ S ₃₁	$2/\sqrt{3}V_{ca}$	$5\pi/6$	$2/\sqrt{3}i_B$	$-5\pi/6$
+7	bba	S ₁₂ S ₂₂ S ₃₁	$2/\sqrt{3}V_{ab}$	$-\pi/2$	$2/\sqrt{3}i_C$	$-\pi/6$
+8	ccb	S ₁₃ S ₂₃ S ₃₂	$2/\sqrt{3}V_{bc}$	$-\pi/2$	$2/\sqrt{3}i_C$	$\pi/2$
+9	aac	S ₁₁ S ₂₁ S ₃₃	$2/\sqrt{3}V_{ca}$	$-\pi/2$	$2/\sqrt{3}i_C$	$-5\pi/6$
-1	baa	S ₁₂ S ₂₁ S ₃₁	$2/\sqrt{3}V_{ab}$	$-5\pi/6$	$2/\sqrt{3}i_A$	$5\pi/6$
-2	cbb	S ₁₃ S ₂₂ S ₃₂	$2/\sqrt{3}V_{bc}$	$-5\pi/6$	$2/\sqrt{3}i_A$	$-\pi/2$
-3	acc	S ₁₁ S ₂₃ S ₃₃	$2/\sqrt{3}V_{ca}$	$-5\pi/6$	$2/\sqrt{3}i_A$	$\pi/6$
-4	aba	S ₁₁ S ₂₂ S ₃₁	$2/\sqrt{3}V_{ab}$	$-\pi/6$	$2/\sqrt{3}i_B$	$5\pi/6$
-5	bc b	S ₁₂ S ₂₃ S ₃₂	$2/\sqrt{3}V_{bc}$	$-\pi/6$	$2/\sqrt{3}i_B$	$-\pi/2$
-6	cac	S ₁₃ S ₂₁ S ₃₃	$2/\sqrt{3}V_{ca}$	$-\pi/6$	$2/\sqrt{3}i_B$	$\pi/6$
-7	aab	S ₁₁ S ₂₁ S ₃₂	$2/\sqrt{3}V_{ab}$	$\pi/2$	$2/\sqrt{3}i_C$	$5\pi/6$
-8	bbc	S ₁₂ S ₂₂ S ₃₃	$2/\sqrt{3}V_{bc}$	$\pi/2$	$2/\sqrt{3}i_C$	$-\pi/2$
-9	cca	S ₁₃ S ₂₃ S ₃₁	$2/\sqrt{3}V_{ca}$	$\pi/2$	$2/\sqrt{3}i_C$	$\pi/6$
O ₁	aaa	S ₁₁ S ₂₁ S ₃₁	0		0	
O ₂	bbb	S ₁₂ S ₂₂ S ₃₂	0		0	
O ₃	ccc	S ₁₃ S ₂₃ S ₃₃	0		0	

Tableau. III. 3. Les différentes configurations possibles utilisées dans la SVM.

6. 4. 2. Algorithme de la modulation vectorielle

L'algorithme de la modulation vectorielle des convertisseurs matriciels a une aptitude inhérente d'accomplir le contrôle total du vecteur tension de sortie et de l'angle de déplacement du courant d'entrée. [14]

A n'importe quel période d'échantillonnage, le vecteur tension de sortie \vec{V}_0 et l'angle de déplacement φ_i du courant d'entrée sont connus comme quantités de référence.

La tension simple d'entrée \vec{V}_i est imposée par la source de tension et elle est tirée par la mesure. Le contrôle de φ_i peut être atteint par le simple contrôle de l'angle de phase du vecteur courant d'entrée β_i (figure III.34).

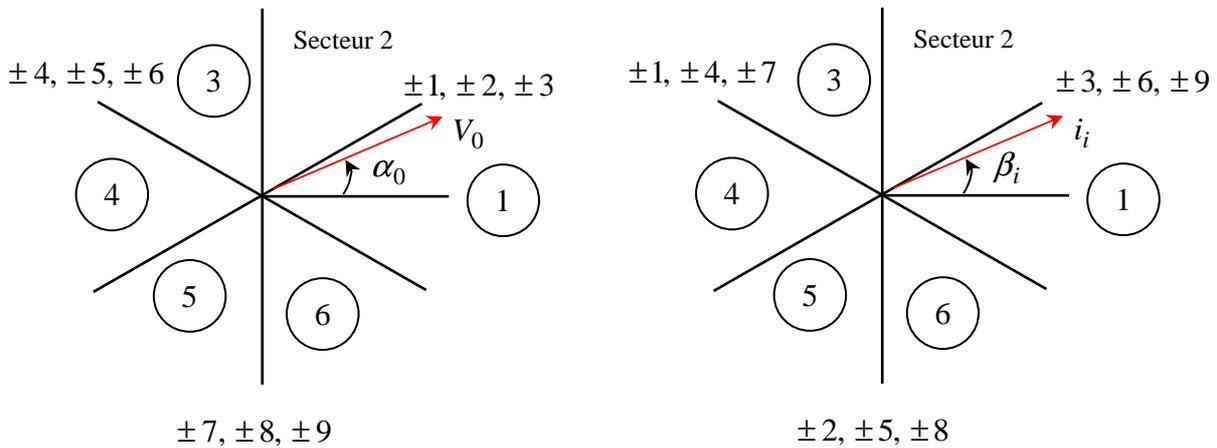


Figure. III. 33. Représentation des configurations actives des vecteurs tension de sortie et courant d'entrée.

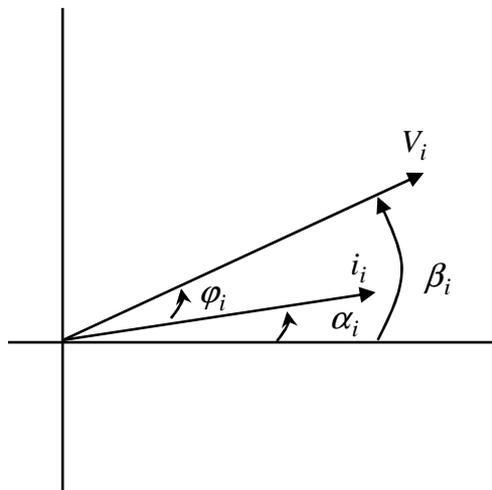


Figure. III. 34. Représentation des vecteurs d'entrée et leurs angles respectifs.

En principe, l'algorithme de la modulation vectorielle est basé sur la sélection de quatre configurations actives, appliquées à des temps appropriés sur chaque cycle de la période d'échantillonnage T_C . Les configurations zéro sont appliquées par la suite pour compléter le reste de la période.

Afin d'expliquer l'algorithme, on fait référence à la figure III.33, où on prend le vecteur tension de sortie et courant d'entrée sur le même secteur (secteur 1), et on généralise l'algorithme par la suite.

La tension de référence \vec{V}_0 est résolue en deux composantes \vec{V}_0' et \vec{V}_0'' le long de la direction des deux vecteurs adjacents. La composante \vec{V}_0' peut être approximée en utilisant les deux vecteurs tensions qui ont la même direction que \vec{V}_0' .

Parmi les six configurations possibles ($\pm 1, \pm 2, \pm 3$), celles qui permettent aussi la modulation du vecteur courant d'entrée doivent être utilisées. Cette contrainte permet l'élimination des deux configurations ($+2$ et -2). Parmi les quatre configurations actives restantes, on suppose l'utilisation des configurations positives ($+1$ et $+3$). Cette supposition sera discutée plus loin.

En appliquant la même procédure, les configurations requises pour synthétiser \vec{V}_0'' sont données par les deux vecteurs suivants ($+4$ et $+6$).

En utilisant la même procédure, il est possible de déterminer les quatre configurations reliées à n'importe quelle combinaison du secteur tension de sortie et du secteur courant d'entrée. [14]

Les résultats sont ramenés au tableau suivant :

		Secteur du vecteur tension de sortie K_v											
		1 ou 4				2 ou 5				3 ou 6			
Secteur du vecteur courant d'entrée K_i	1 ou 4	3	1	6	4	9	7	3	1	6	4	9	7
	2 ou 5	2	3	5	6	8	9	2	3	5	6	8	9
	3 ou 6	1	2	4	5	7	8	1	2	4	5	7	8
		I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	III	IV

Tableau. III. 4. Sélection des configurations pour chaque combinaison des secteurs de tension de sortie et du courant d'entrée.

Les quatre symboles (I, II, III, IV) introduits sont utilisés pour identifier les quatre configurations générales, ils sont valides pour n'importe quelle combinaison des secteurs de courant d'entrée et de tension de sortie.

Maintenant, il est possible d'écrire, sous forme générale, les quatre équations de base de l'algorithme vectoriel, qui satisfait au même temps les exigences sur le vecteur tension de référence de sortie et sur l'angle de déplacement du courant d'entrée.

En appliquant les équations de base de la technique SVM, les rapports cycliques des quatre configurations peuvent être évalués.

Les quatre équations des rapports cycliques sont données par le système d'équation suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta^I = (-1)^{K_v + K_i + 1} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_0 - \pi/3) \cos(\tilde{\beta}_i - \pi/3)}{\cos(\varphi_i)} \\ \delta^{II} = (-1)^{K_v + K_i} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_0 - \pi/3) \cos(\tilde{\beta}_i + \pi/3)}{\cos(\varphi_i)} \\ \delta^{III} = (-1)^{K_v + K_i} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_0 + \pi/3) \cos(\tilde{\beta}_i - \pi/3)}{\cos(\varphi_i)} \\ \delta^{IV} = (-1)^{K_v + K_i + 1} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_0 + \pi/3) \cos(\tilde{\beta}_i + \pi/3)}{\cos(\varphi_i)} \end{array} \right. \quad \text{(III.26)}$$

Avec :

$\delta^I, \delta^{II}, \delta^{III}$ et δ^{IV} : Rapports cycliques des quatre configurations actives (i.e. $\delta^I = t^I / T_c$).

$K_v = 1..6$: Secteur tension de sortie.

$K_i = 1..6$: Secteur courant d'entrée.

q : taux de modulation.

$\tilde{\alpha}_0$ et $\tilde{\beta}_i$: sont les angles de phase de la tension de sortie et du courant d'entrée mesurés par rapport à la ligne bissectrice du secteur correspondant et différent de α_0 et β_i .

Les limites de ces angles sont données par ce qui suit :

$$-\frac{\pi}{6} < \tilde{\alpha}_0 < +\frac{\pi}{6}, \quad -\frac{\pi}{6} < \tilde{\beta}_i < \frac{\pi}{6}$$

Le système d'équation (III.26) présente une validité générale et peut s'appliquer sur n'importe quelle combinaison du secteur tension de sortie K_v et du secteur courant d'entrée K_i .

Parmi les rapports cycliques calculés par le système d'équation (III.26), on trouve des rapports positifs et d'autres négatifs.

Une valeur négative sur le rapport cyclique entraîne la sélection de la configuration négative au lieu de celle positive.

En plus, pour la faisabilité de la stratégie de contrôle, la somme des valeurs absolues des quatre rapports cycliques doit être inférieure à l'unité, comme suit :

$$|\delta^I| + |\delta^{II}| + |\delta^{III}| + |\delta^{IV}| \leq 1. \quad (\text{III.27})$$

Les configurations zéro sont appliquées pour compléter le cycle de la période.

En utilisant la technique SVM, le modèle de commutation est défini par des séquences de configuration des interrupteurs.

En faisant référence au cas particulier où le vecteur tension de sortie et le vecteur courant d'entrée sont tous les deux au secteur 1, les configurations sélectionnées sont, d'une manière générale, définies comme suit : les configurations zéro, -3, +1, +6, -4.

Il peut être vérifié qu'il existe une séquence de commutation pendant laquelle une seule commutation qui s'effectue à la fois, c'est la séquence : $O_3, -3, +6, O_1, -4, +1, O_2$. [14]

Le modèle de commutation général est présenté à la figure III.35.

Il est à noter que l'utilisation des trois configurations zéro en même temps mène à 12 commutations sur chaque cycle de période T_C , cette technique est appelée SVM symétrique.

Dans de travail, on a utilisé la technique de la SVM asynchrone, elle utilise une seule configuration zéro localisée au milieu du modèle de commutation. Dans ce cas, les interrupteurs d'une colonne du convertisseur matriciel ne changent pas leurs statut et le nombre de commutation dans chaque cycle est réduit à 8 au lieu de 12 (ex : S_{11} on, S_{12} et S_{13} off).

Il a été démontré que le rapport de la tension de sortie sur celle d'entrée est inférieur à une valeur limite, donnée par l'équation suivante :

$$q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} |\cos(\varphi_i)| \quad (\text{III.28})$$

Le tableau récapitulant les différentes séquences de commutation pour la technique ASVM est donné comme suit :

$K_i \backslash K_v$	1	2	3	4	5	6
1	-3, 6, O ₁ , -4, 1 S ₁₁ ON	-5, 2, O ₃ , -3, 6 S ₂₃ ON	-1, 4, O ₂ , -5, 2 S ₁₂ ON	-6, 3, O ₁ , -1, 4 S ₂₁ ON	-2, 5, O ₃ , -6, 3 S ₁₃ ON	-4, 1, O ₂ , -2, 5 S ₂₂ ON
2	-3, 9, O ₁ , -7, 1 S ₁₁ ON	-8, 2, O ₃ , -3, 9 S ₃₃ ON	-1, 7, O ₂ , -8, 2 S ₁₂ ON	-9, 3, O ₁ , -1, 7 S ₃₁ ON	-2, 8, O ₃ , -9, 3 S ₁₃ ON	-7, 1, O ₂ , -2, 8 S ₃₂ ON
3	-6, 9, O ₁ , -7, 4 S ₂₁ ON	-8, 5, O ₃ , -6, 9 S ₃₃ ON	-4, 7, O ₂ , -8, 5 S ₂₂ ON	-9, 6, O ₁ , -4, 7 S ₃₁ ON	-5, 8, O ₃ , -9, 6 S ₂₃ ON	-7, 4, O ₂ , -5, 8 S ₃₂ ON
4	-6, 3, O ₁ , -1, 4 S ₂₁ ON	-2, 5, O ₃ , -6, 3 S ₁₃ ON	-4, 1, O ₂ , -2, 5 S ₂₂ ON	-3, 6, O ₁ , -4, 1 S ₁₁ ON	-5, 2, O ₃ , -3, 6 S ₂₃ ON	-1, 4, O ₂ , -5, 2 S ₁₂ ON
5	-9, 3, O ₁ , -1, 7 S ₃₁ ON	-2, 8, O ₃ , -9, 3 S ₁₃ ON	-7, 1, O ₂ , -2, 8 S ₃₂ ON	-3, 9, O ₁ , -7, 1 S ₁₁ ON	-8, 2, O ₃ , -3, 9 S ₃₃ ON	-1, 7, O ₂ , -8, 2 S ₁₂ ON
6	-9, 6, O ₁ , -4, 7 S ₃₁ ON	-5, 8, O ₃ , -9, 6 S ₂₃ ON	-7, 4, O ₂ , -5, 8 S ₃₂ ON	-6, 9, O ₁ , -7, 4 S ₂₁ ON	-8, 5, O ₃ , -6, 9 S ₃₃ ON	-4, 7, O ₂ , -8, 5 S ₂₂ ON

Tableau. III. 5. Modèles de commutation pour la ASVM.

La procédure de modulation pour un cycle de période T_C doit se dérouler de la façon suivante :

- ✓ Déterminer les angles de phase de la tension d'alimentation et de la tension de consigne pour la sortie.
- ✓ Déterminer le secteur du phaseur du courant et celui de la tension.
- ✓ Déterminer les deux phaseurs délimitant le secteur du courant et les phaseurs correspondants pour le signal de la tension ainsi que le phaseur zéro.
- ✓ Calculer les rapports cycliques correspondants.
- ✓ Déterminer l'ordre de succession des phaseurs.
- ✓ Générer les signaux de commande pour les interrupteurs de puissance.

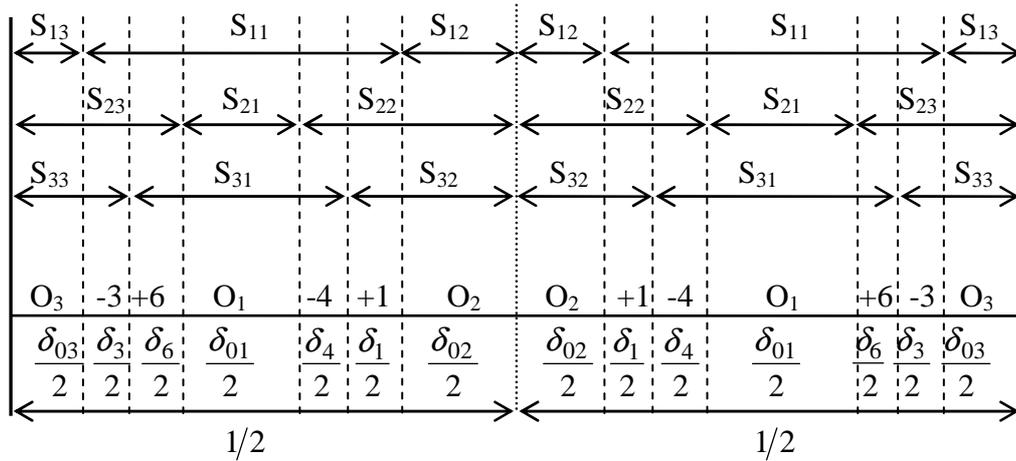


Figure. III. 35. Modèle de commutation sur un cycle de période T_C .

6. 4. 3. Caractéristiques de réglage

La caractéristique de réglage de l'amplitude du fondamental est linéaire de $r_f = 0$ à $\frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\varphi_i)$ et le taux d'harmoniques décroît lorsque r augmente (Figure.III.36, Figure.III.37).

6. 4. 4. Résultats de simulation

Pour cette stratégie de commande, la tension V_x de la phase X délivrée par le convertisseur matriciel ainsi que son spectre d'harmonique sont présentées si dessous pour des fréquences de 25, 50 et 100 Hz. Tel que pour chaque fréquence, on fixe le taux de modulation r à 0,8 et la fréquence d'échantillonnage à 1 kHz puis 5 kHz.

- ✓ Pour $T_C = 1$ ms, les courbes sont données par les figures (III.38)
- ✓ Pour $T_C = 200$ μ s, les courbes sont données par les figures (III.39)

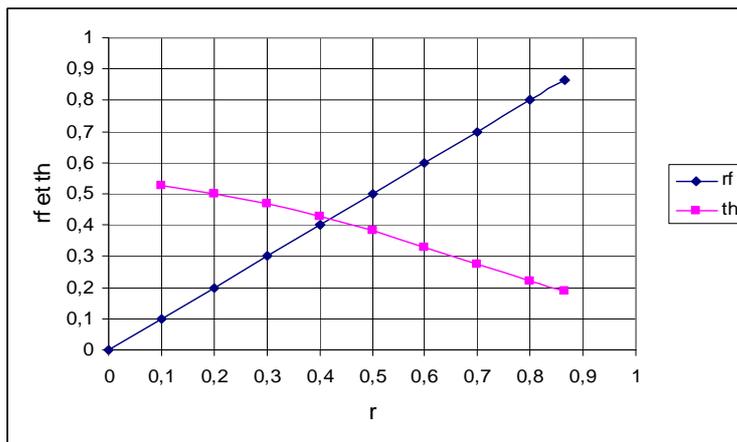


Figure. III. 36. a. $T_c = 100 \mu s$, $f_0 = 20 \text{ Hz}$, $\varphi_i = 0^\circ$.

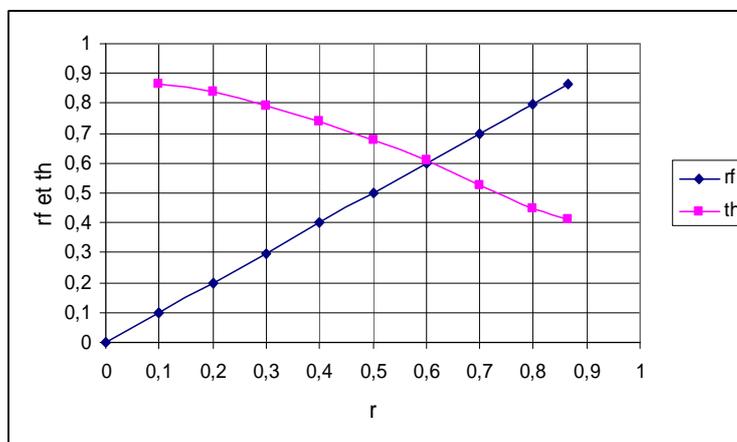


Figure. III. 36. b. $T_c = 100 \mu s$, $f_0 = 60 \text{ Hz}$, $\varphi_i = 0^\circ$.

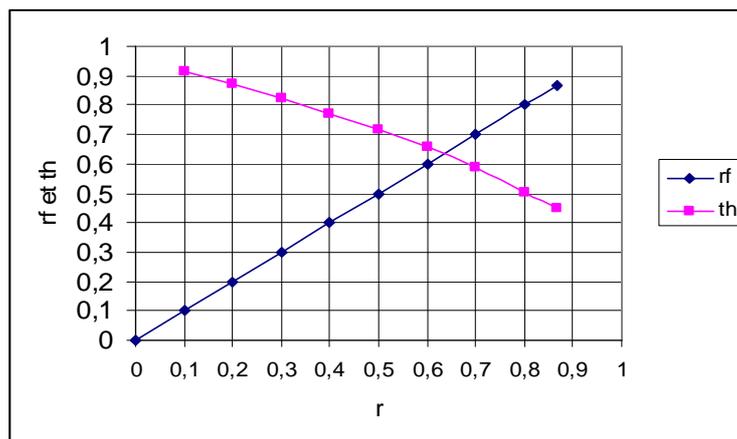


Figure. III. 36. c. $T_c = 100 \mu s$, $f_0 = 100 \text{ Hz}$, $\varphi_i = 0^\circ$.

Figure. III. 36. Caractéristique du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r ($T_c = 100 \mu s$, $\varphi_i = 0^\circ$).

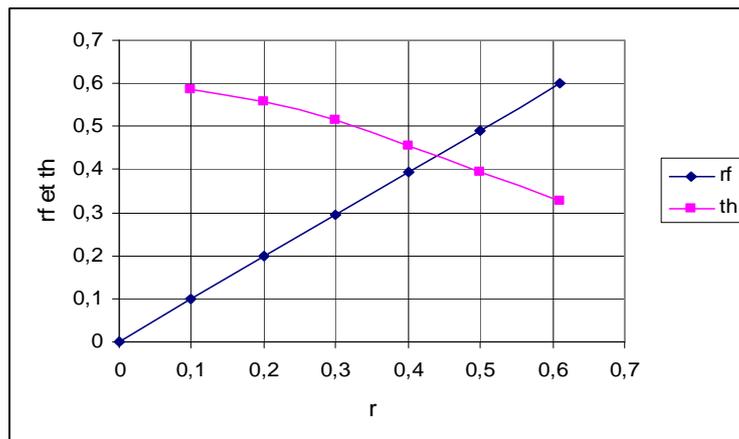


Figure. III. 37. a. $T_c = 100 \mu s$, $f_0 = 20 \text{ Hz}$, $\varphi_i = 45^\circ$.

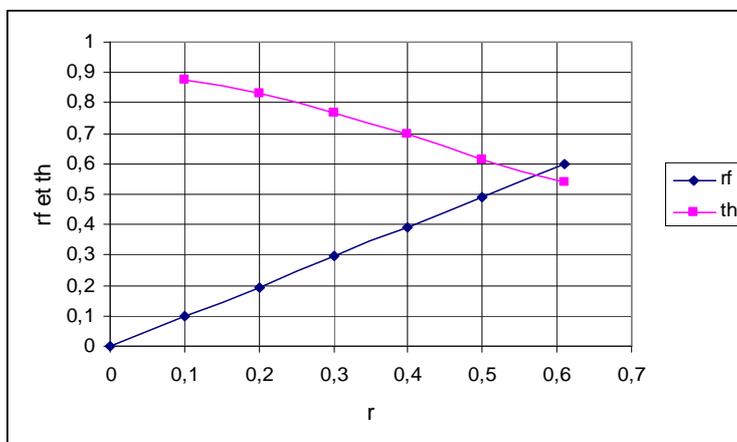


Figure. III. 37.b. $T_c = 100 \mu s$, $f_0 = 60 \text{ Hz}$, $\varphi_i = 45^\circ$.

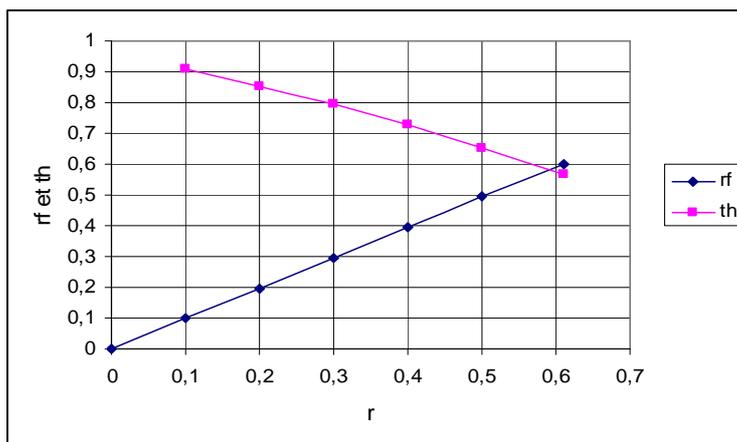


Figure. III. 37.c. $T_c = 100 \mu s$, $f_0 = 100 \text{ Hz}$, $\varphi_i = 45^\circ$.

Figure. III. 37. Caractéristique du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation r ($T_c = 100 \mu s$, $\varphi_i = 45^\circ$).

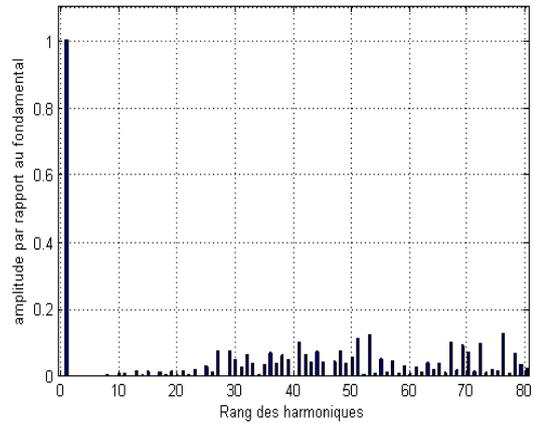
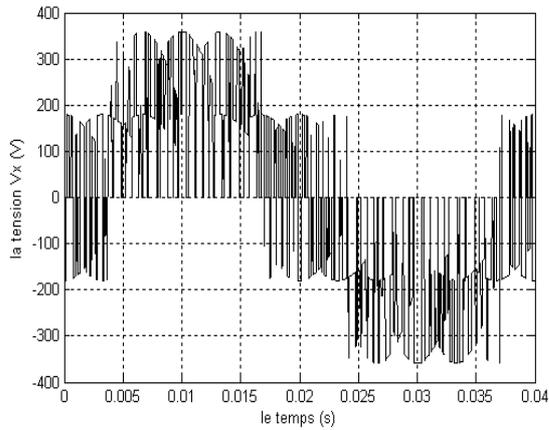


Figure. III. 38. a. $r = 0.8, f_o = 25 \text{ Hz}$.

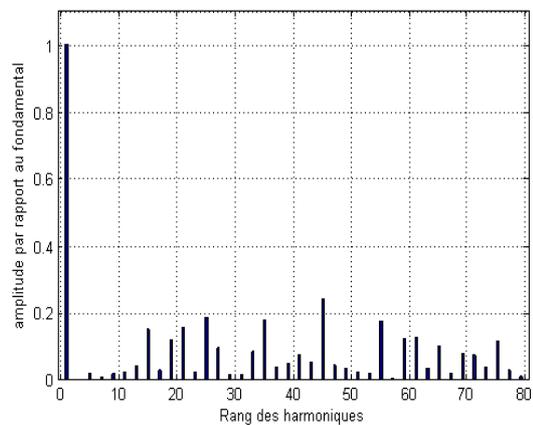
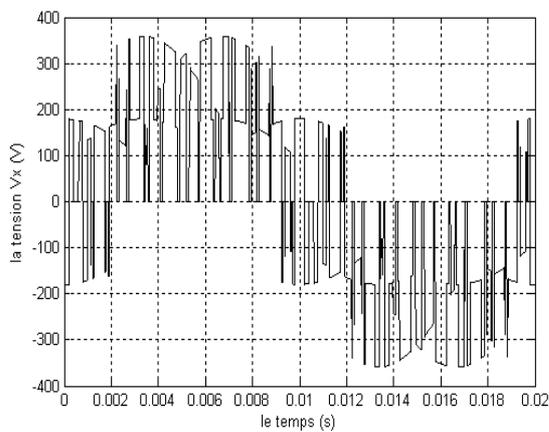


Figure. III. 38. b. $r = 0.8, f_o = 50 \text{ Hz}$.

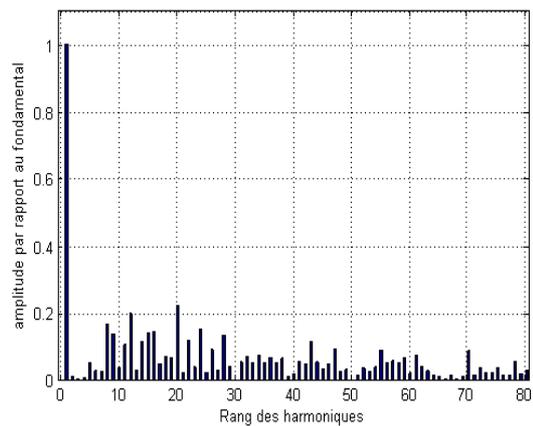
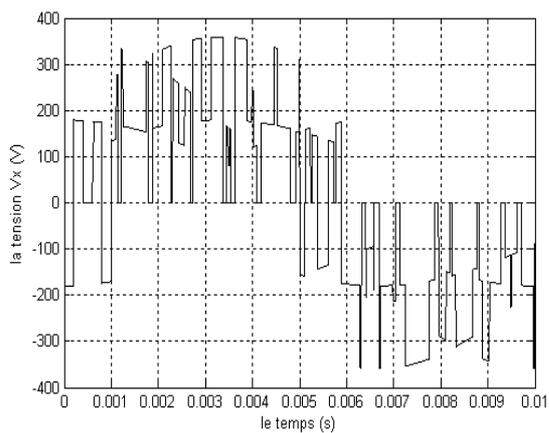


Figure. III. 38. c. $r = 0.8, f_o = 100 \text{ Hz}$.

Figure. III. 38. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence d'échantillonnage de 1 kHz.

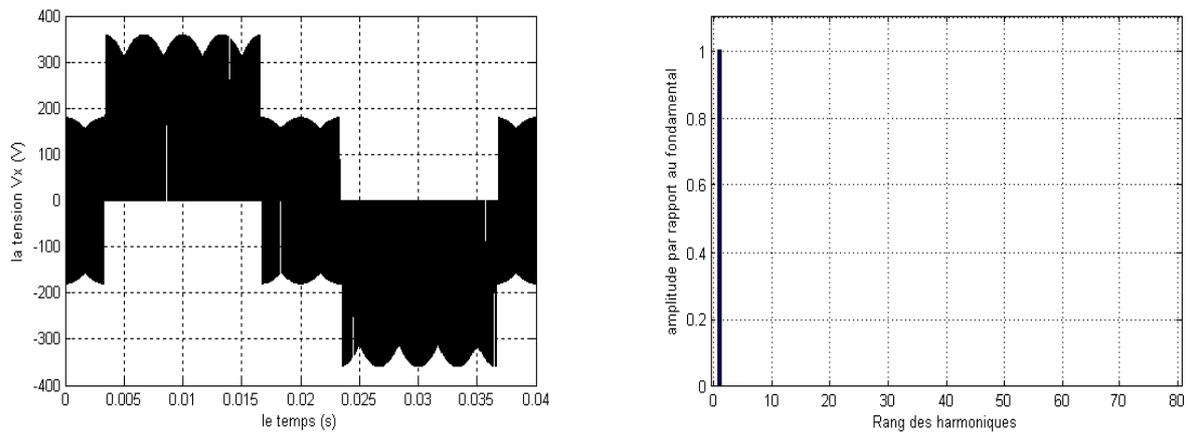


Figure. III. 39. a. $r = 0.8, f_o = 25 \text{ Hz}$.

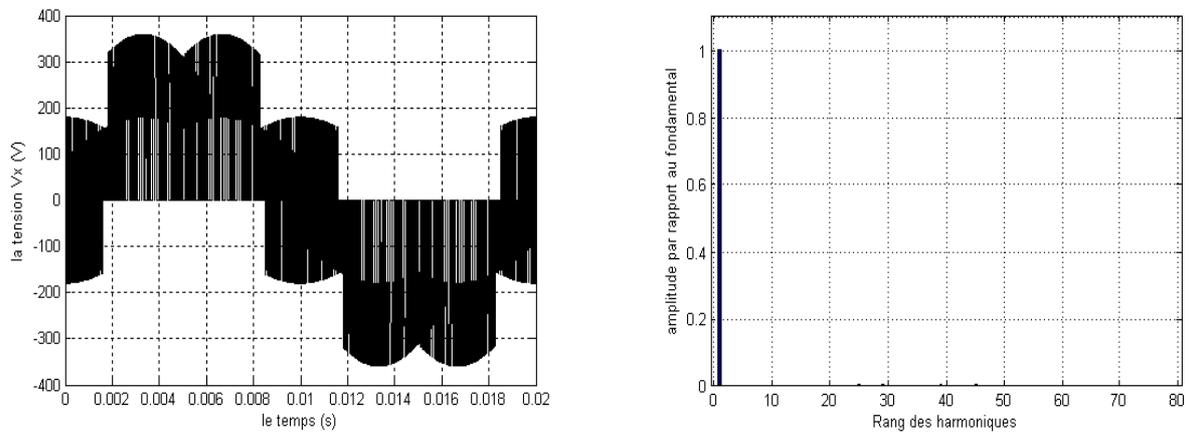


Figure. III. 39. b. $r = 0.8, f_o = 50 \text{ Hz}$.

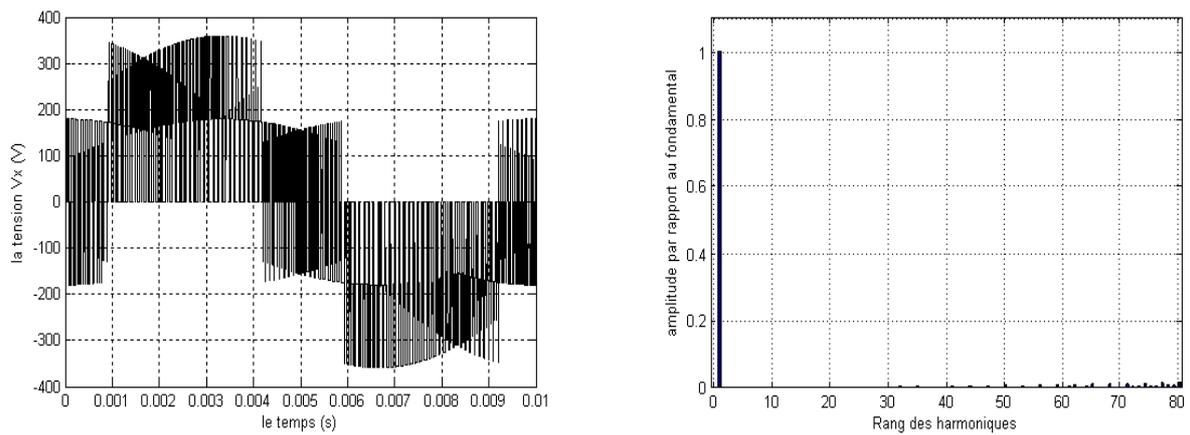


Figure. III. 39.c. $r = 0.8, f_o = 100 \text{ Hz}$.

Figure. III. 39. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie V_x de la phase X pour une fréquence d'échantillonnage de 5 kHz.

6. 4. 4. 1. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone

Dans ce paragraphe, on va étudier les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone. Le convertisseur est commandé par la modulation vectorielle dont le rapport de tension $r = 0.8$, et la fréquence d'échantillonnage est $f_e = 1\text{kHz}$, puis pour chaque fréquence de sortie f_0 et pour chaque angle de déplacement du courant d'entrée φ_i , on simule les grandeurs suivantes :

- ✓ Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.
- ✓ Le courant statorique i_x transitoire et permanent de la phase X alimentant la machine asynchrone.
- ✓ Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R du réseau d'alimentation.
- ✓ La vitesse de rotation de la machine asynchrone.

Pour des fréquences de sortie inférieures à la fréquence nominale de fonctionnement de la machine, nous avons utilisé la commande V/F constant, pour pouvoir travailler à flux constant de la machine donc à couple maximum constant.

Au delà de la fréquence nominale de fonctionnement de la machine, nous avons travaillé à puissance constante, donc à un couple qui décroît avec la croissance de la fréquence de sortie du convertisseur matriciel.

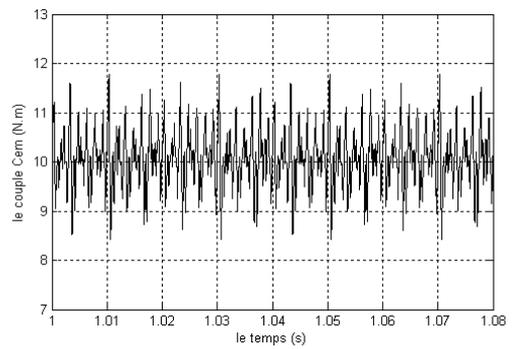
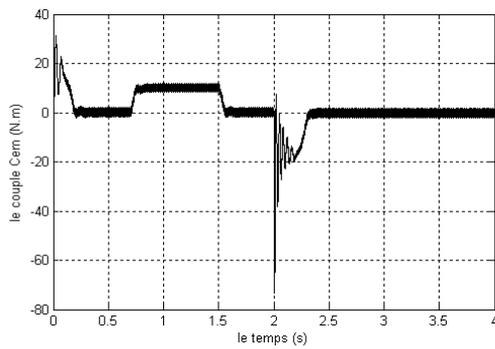


Figure. III. 40. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

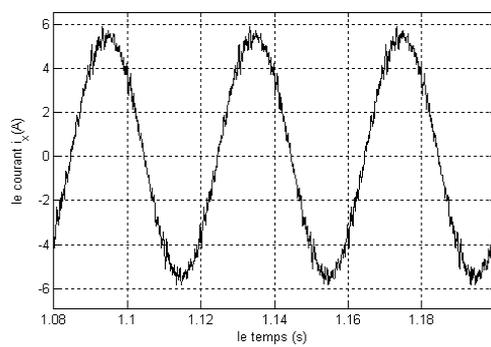
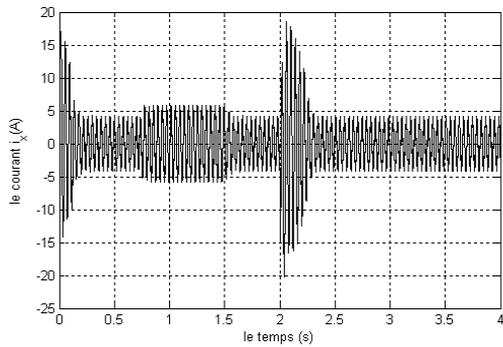


Figure. III. 40. b. Le courant i_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

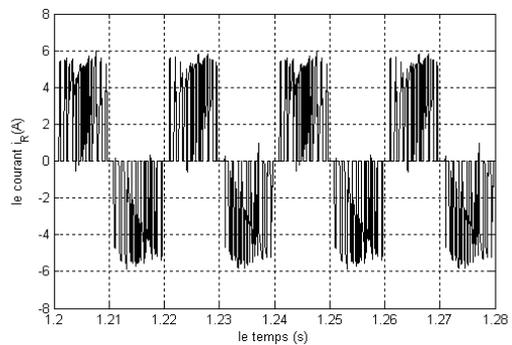
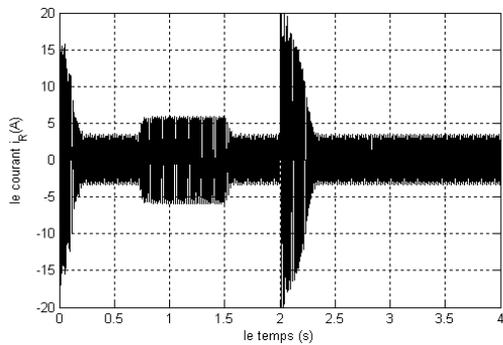


Figure. III. 40. c. Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

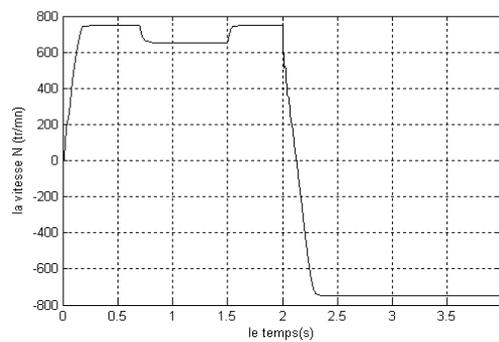


Figure. III. 40. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure. III. 40. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_o= 25\text{Hz}$, $r=0.8$, $\varphi_i=0^\circ$).

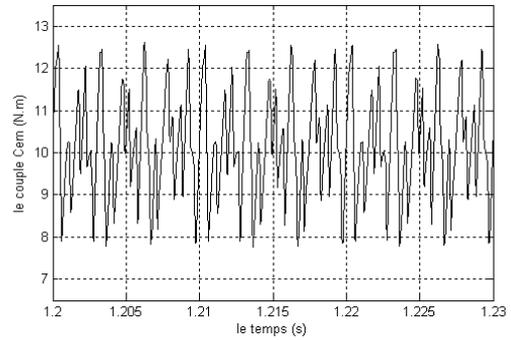
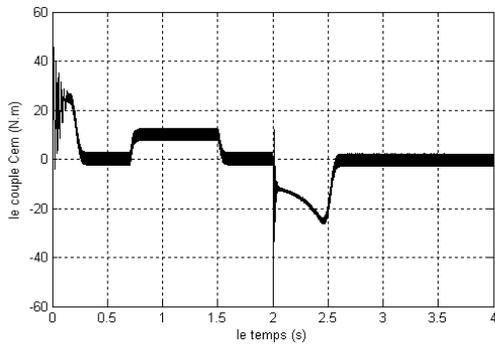


Figure. III. 41. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

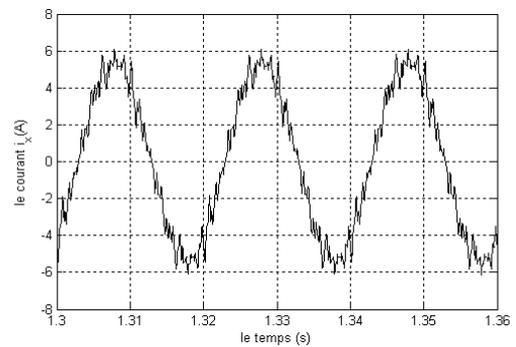
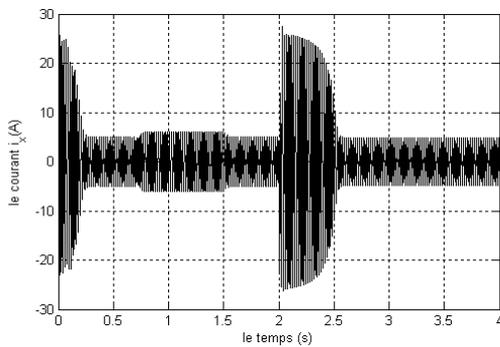


Figure. III. 41. b. Le courant i_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

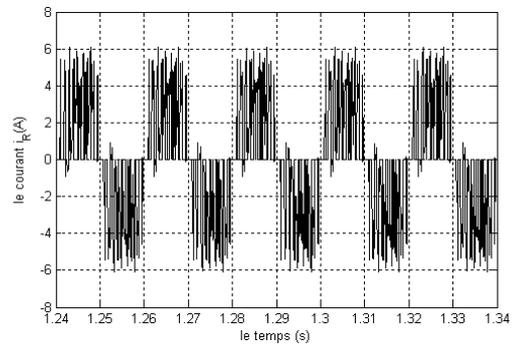
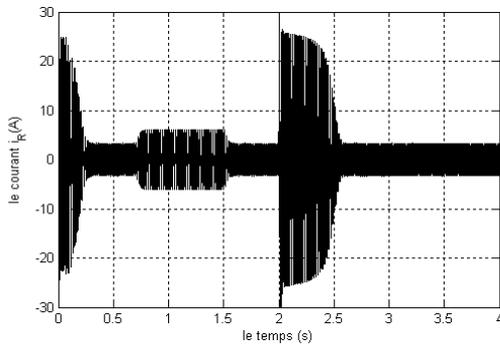


Figure. III. 41. c. Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

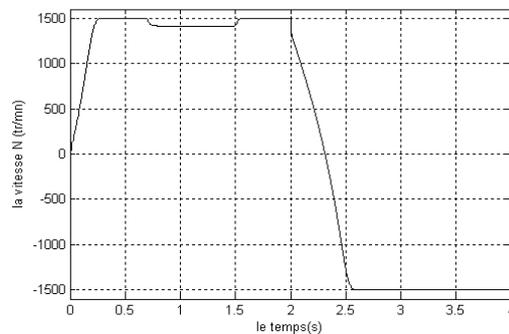


Figure. III. 41. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure. III. 41. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_o= 50\text{Hz}$, $r=0.8$, $\varphi_i=0^\circ$).

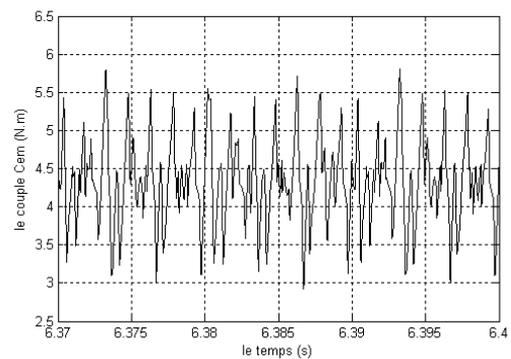
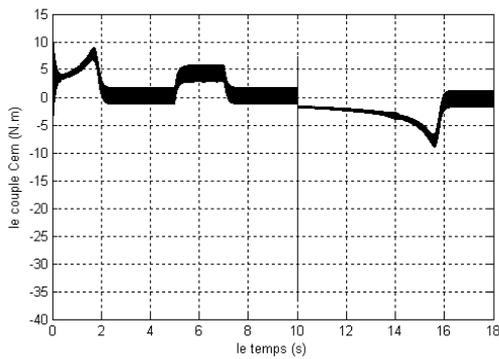


Figure. III. 42. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

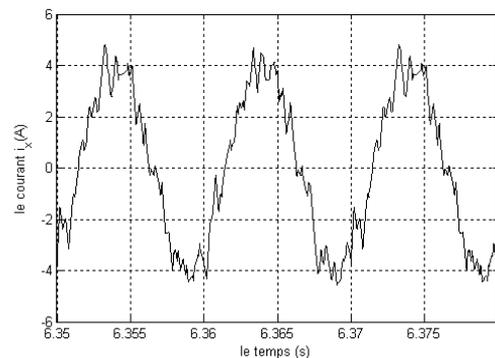
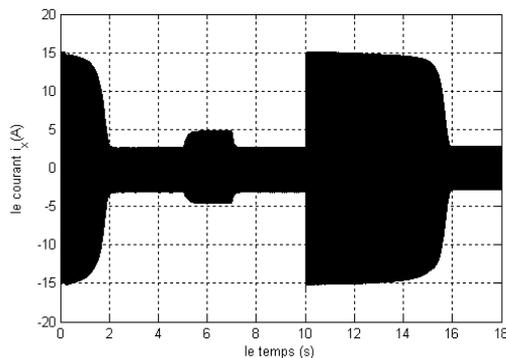


Figure. III. 42. b. Le courant i_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

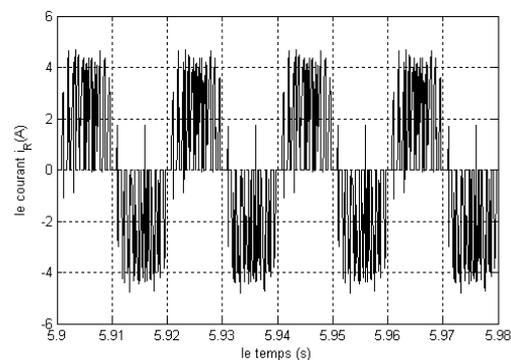
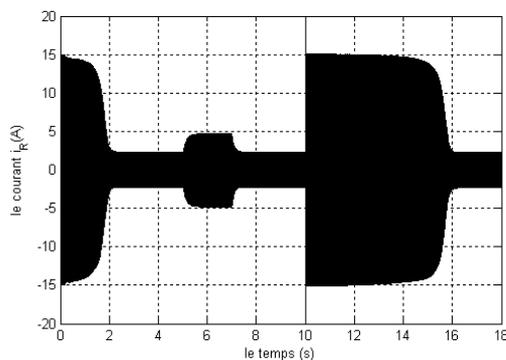


Figure. III. 42. c. Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

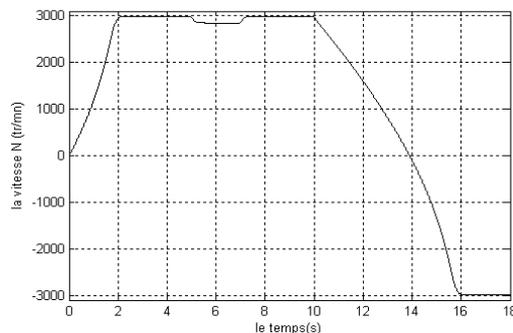


Figure. III. 42. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure. III. 42. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_o= 100$ Hz, $r=0.8$, $\varphi_i=0^\circ$).

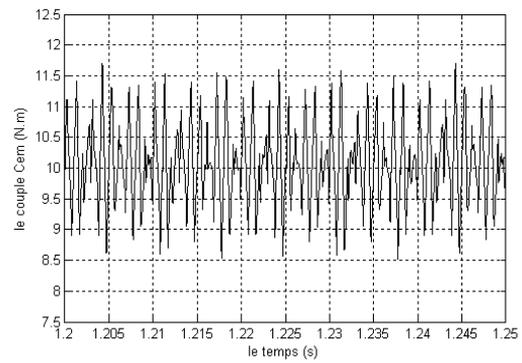
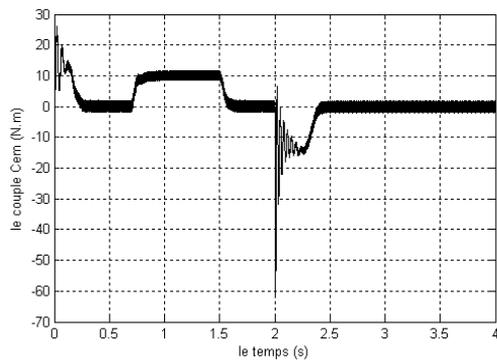


Figure. III. 43. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

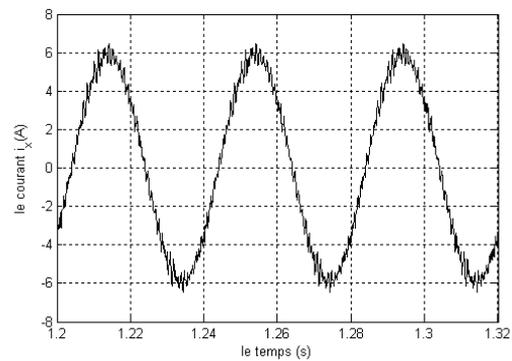
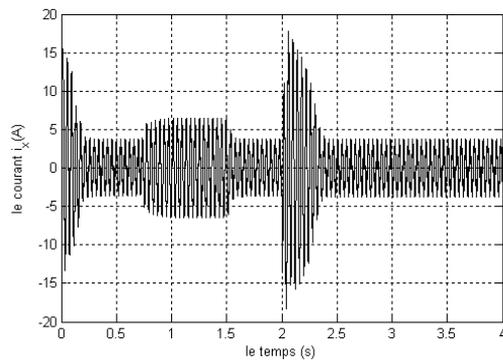


Figure. III. 43. b. Le courant i_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

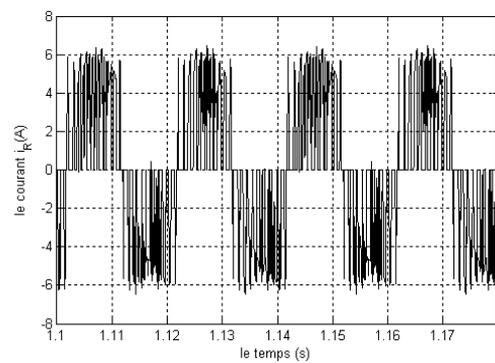
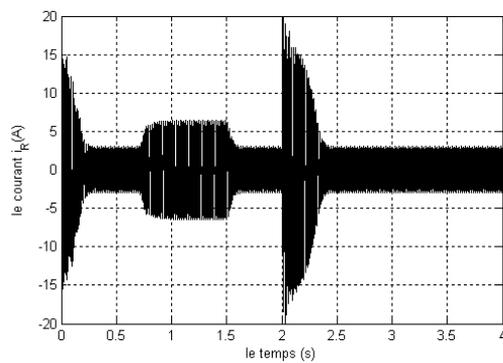


Figure. III. 43. c. Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

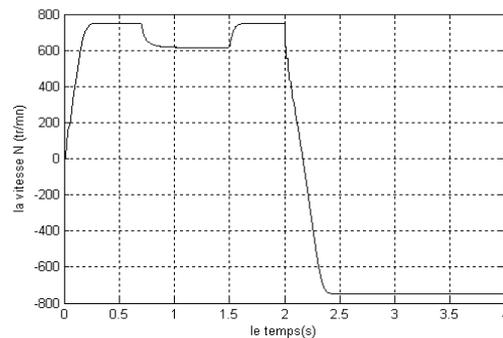


Figure. III. 43. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure. III. 43. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_o=25$ Hz, $r=0.8$, $\varphi_i=30^\circ$).

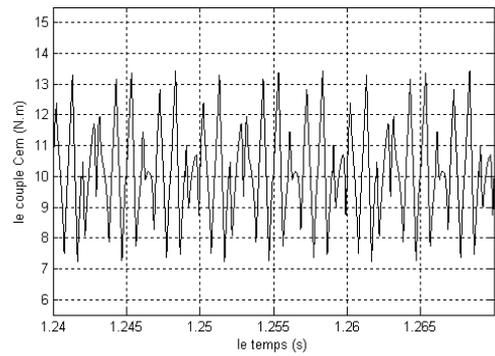
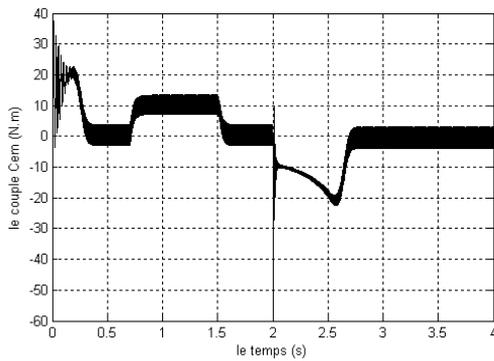


Figure. III. 44. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

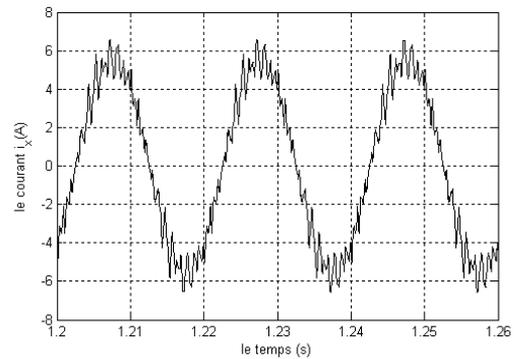
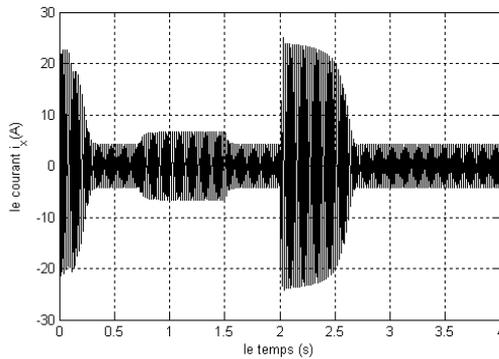


Figure. III. 44. b. Le courant i_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

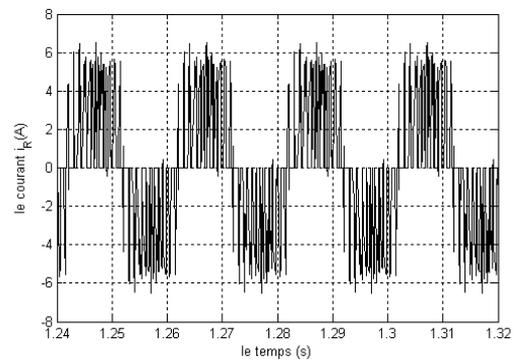
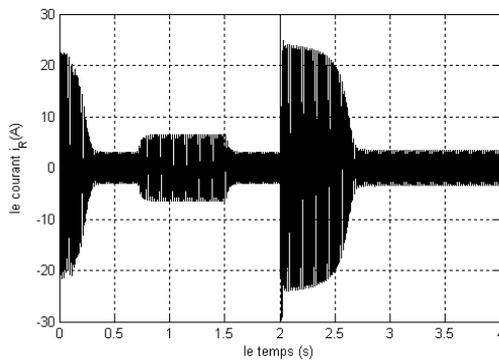


Figure. III. 44. c. Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

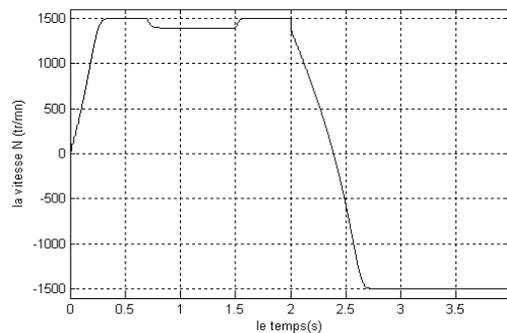


Figure. III. 44. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure. III. 44. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_o= 50$ Hz, $r=0.8$, $\varphi_i= 30^\circ$).

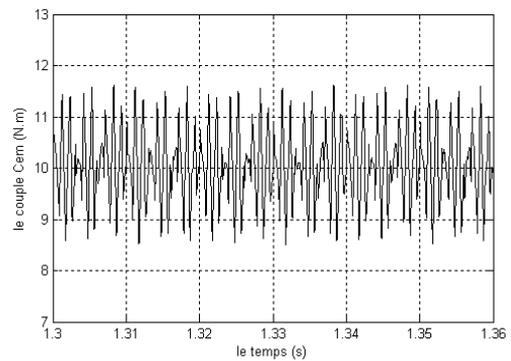
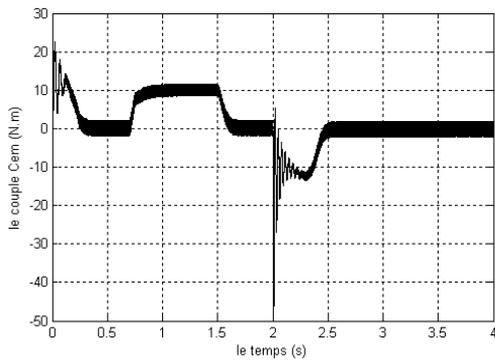


Figure. III. 45. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

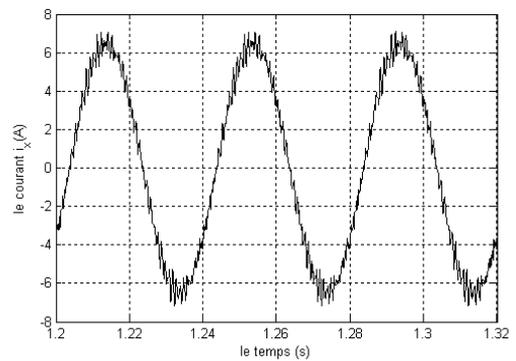
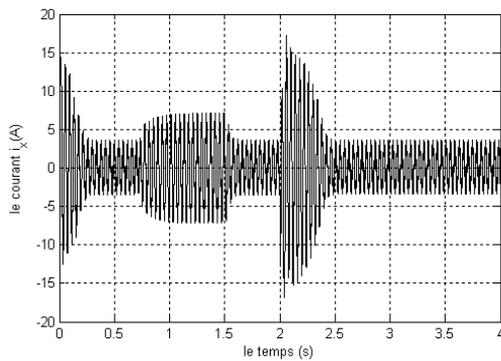


Figure. III. 45. b. Le courant i_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

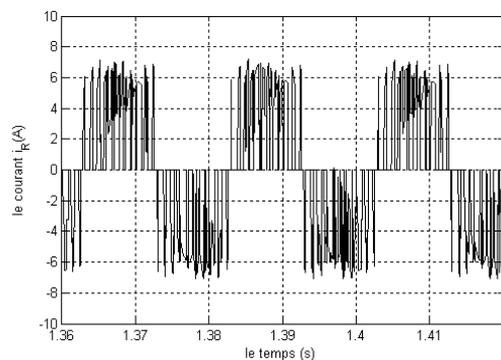
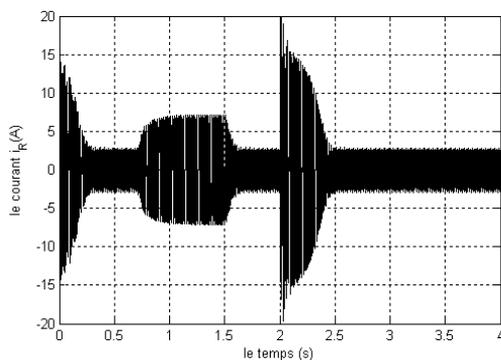


Figure. III. 45. c. Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

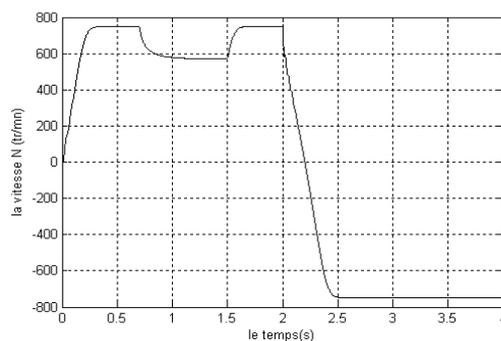


Figure. III. 45. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure. III. 45. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_o=25$ Hz, $r=0.8$, $\varphi_i=45^\circ$).

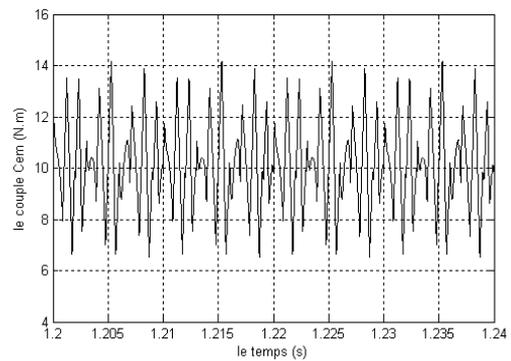
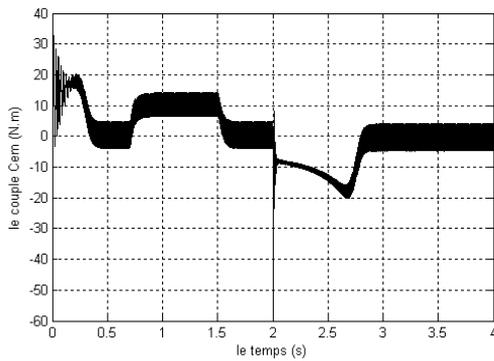


Figure. III. 46. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

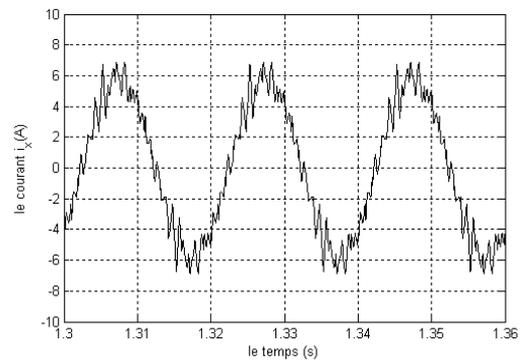
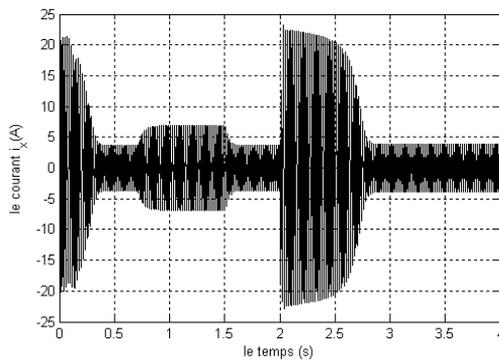


Figure. III. 46. b. Le courant i_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

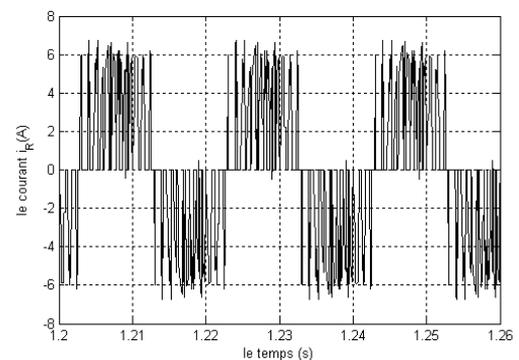
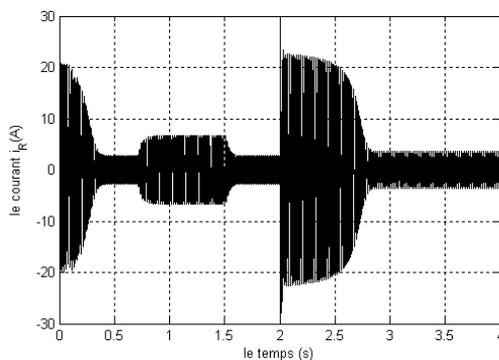


Figure. III. 46. c. Le courant i_R transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

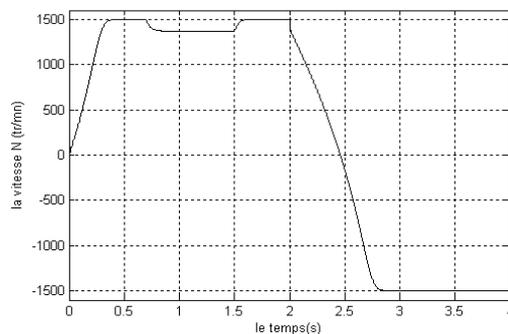


Figure. III. 46. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Figure. III. 46. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_o=50$ Hz, $r=0.8$, $\varphi_i=45^\circ$).

6. 4. 4. 2. *Interprétation des résultats*

A partir des résultats de simulations exposés précédemment, il est à constater que :

1. L'augmentation de la fréquence d'échantillonnage de la méthode vectorielle permet de réduire au maximum les harmoniques des tensions de la phase de sortie du convertisseur matriciel.
2. pour un facteur de puissance unitaire, le rapport de tension r permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r = 0$ à $r = \sqrt{3}/2$.
3. le taux d'harmoniques diminue quand le rapport tension r augmente.
4. en régime permanent, la fréquence du couple électromagnétique est égale à la fréquence de la tension V_x délivrée par le convertisseur matriciel.
5. pour des fréquences inférieures à celle de la fréquence nominale, nous avons utilisé la commande V/F constant afin de garder le flux constant et donc le couple max généré par la machine constant.
6. lorsque la fréquence de la tension V_x augmente, la durée du régime transitoire de la machine augmente.
7. le courant absorbé par la machine est presque sinusoïdal.
8. pour une fréquence supérieure à la fréquence nominale de la machine, cette dernière ne peut pas supporter des couples résistants élevés, on est donc contraint à travailler à puissance constante.
9. en utilisant la méthode vectorielle, on peut régler le facteur de puissance à l'entrée du convertisseur matriciel.

7. *Conclusion*

Dans ce chapitre, nous avons étudié quatre stratégies de modulation :

- La modulation MLI à trois intervalles.
- La modulation subharmonique.
- La modulation calculée.
- La modulation vectorielle ou modulation de l'espace du vecteur.

Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_s$) pour la stratégie de modulation à trois intervalles et la stratégie de modulation subharmoniques. Par contre les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences deux fois multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_s$) pour la stratégie de modulation MLI calculé.

Pour la MLI vectorielle, les harmoniques sont atténués au maximum, avec l'usage adéquat d'une période d'échantillonnage faible.

L'injection des harmoniques multiple de trois dans les tensions de référence (La stratégie de modulation subharmonique) permet d'augmenter la zone linéaire de réglage de tension, sans toute fois modifier les performances de la conduite de la machine asynchrone.

La modulation vectorielle proposée permet un réglage du facteur de puissance à l'entrée du convertisseur matriciel ainsi que la réduction des commutations des interrupteurs, en plus, elle permet le réglage du rapport tension jusqu'à un maximum de 0,866 naturellement.

Le taux d'harmonique décroît quand le taux de modulation augmente.

Chapitre IV

*Implémentation de la MLI a Trois Intervalles sur la
carte ds 1104 de DSPACE*

1. Introduction

La commande regroupe l'ensemble des mécanismes permettant d'imposer un point de fonctionnement au convertisseur statique. Elle génère les signaux de contrôle des interrupteurs à partir d'un signal modulé.

Dans ce chapitre, nous allons implémenter sur la carte dSPACE, un modèle Simulink qui représente une stratégie de modulation nommée la modulation à trois intervalles.

Les signaux de sortie sont récupérés à travers le panneau de contrôle P1 fournit avec la carte, et sont visualisés en utilisant le gestionnaire d'expérimentation de *ControlDesk* et un oscilloscope.

2. Description du convertisseur matriciel

La première étape à faire est de modéliser le convertisseur matriciel et de le représenter par un modèle mathématique dans Simulink.

A partir du chapitre II, nous avons trouvé les différentes équations régissant le fonctionnement du convertisseur matriciel. Elles sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} & f_{XT} \\ f_{YR} & f_{YS} & f_{YT} \\ f_{ZR} & f_{ZS} & f_{ZT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad (\text{IV. 1})$$

Avec :

U_X, U_Y, U_Z : tensions composées à la sortie du convertisseur matriciel.

U_R, U_S, U_T : tensions des phases R, S et T par rapport au neutre N du réseau.

Les tensions simples des phases X, Y et Z par rapport au neutre N' de la charge triphasée sont données comme suit :

$$\begin{cases} V_X = \frac{1}{3}(2U_X - U_Y - U_Z) \\ V_Y = \frac{1}{3}(2U_Y - U_X - U_Z) \\ V_Z = \frac{1}{3}(2U_Z - U_X - U_Y) \end{cases} \quad (\text{IV. 2})$$

Le modèle approprié du convertisseur matriciel dans Simulink est donné ci-dessous :

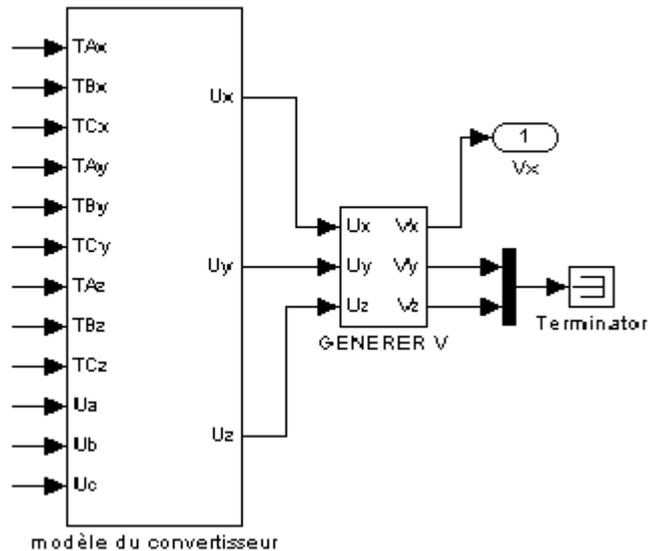


Figure IV. 1. Modèle en Simulink du convertisseur matriciel.

Le premier bloc représente les tensions composées U_X , U_Y et U_Z à partir des tensions d'entrée et des fonctions de connexion des interrupteurs (Equation IV. 1).

Le deuxième bloc représente les tensions V_X , V_Y et V_Z appliquées à la machine asynchrone tirées à partir des tensions composées U_X , U_Y et U_Z (Equation IV. 2).

3. Description de la commande

La commande du convertisseur matriciel présentée dans ce chapitre repose sur la stratégie de la modulation à trois intervalles, c'est une technique bien établie pour les convertisseurs à pulsation. Elle permet de commuter chaque phase de sortie du convertisseur à chaque phase d'entrée pendant un certain temps de la période de pulsation.

Le modèle présenté se compose de deux tâches, la tâche TIMER qui est la tâche de base du modèle SIMULINK, et la tâche d'interruption pilotée par un bloc d'interruption matériel.

Cette interruption externe est réservée à la réaction aux excitations du signal de synchronisation. Cette source est configurée pour donner un front descendant à chaque fois que le signal de synchronisation passe par zéro pour aller vers des valeurs positives du signal, elle est configurée pour exécuter un sous système de fonction d'appel (*Function-call subsystem*) à chaque fois que nous avons un front descendant sur l'entrée IO16 du panneau de contrôle.

Nous avons attribué la priorité la plus élevée à cette routine d'interruption pour s'assurer à ne pas rater les excitations provenant du détecteur du passage par zéro.

Le modèle SIMULINK de commande du convertisseur matriciel est illustré à la figure suivante :

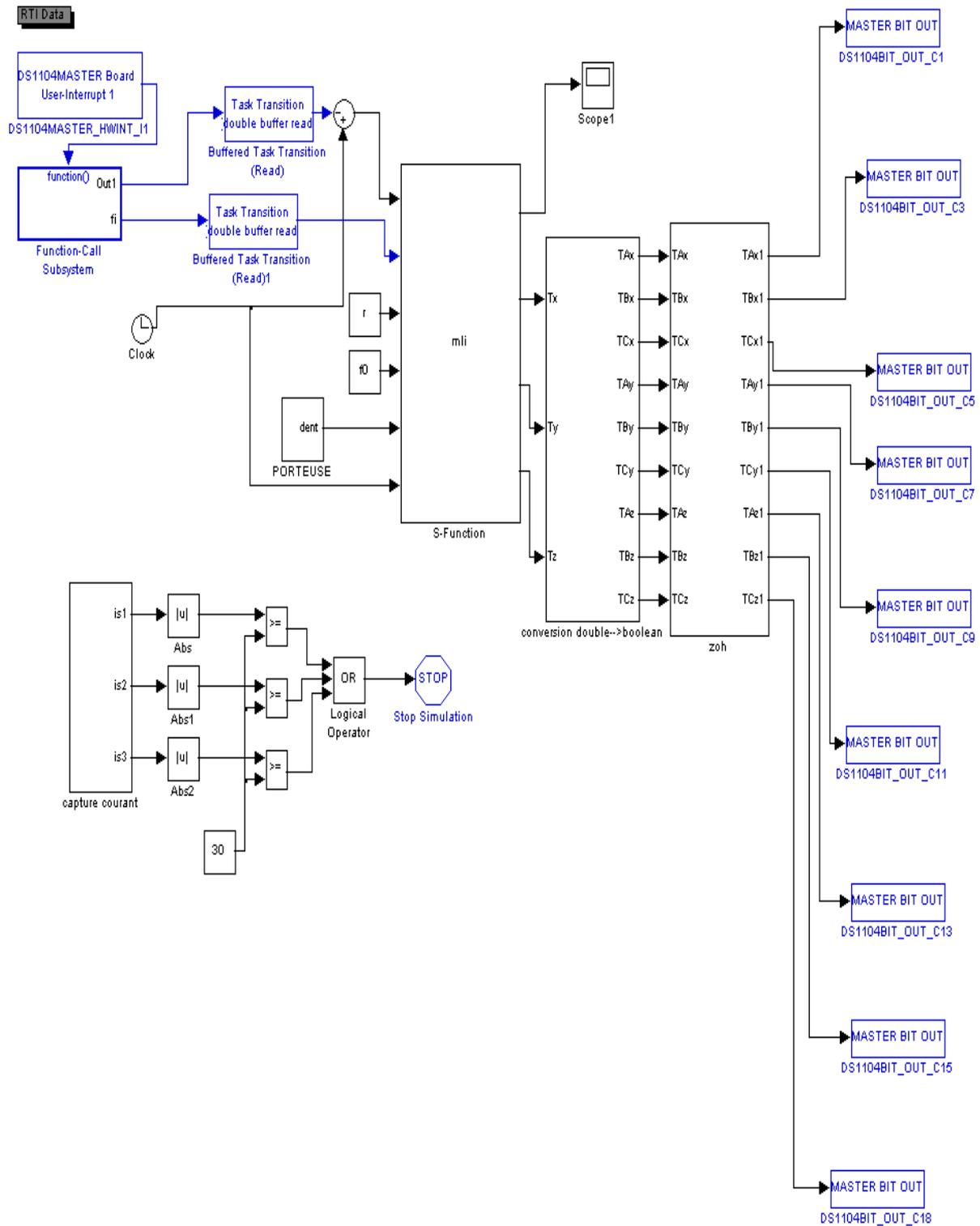


Figure IV. 2. Modèle en Simulink du convertisseur matriciel et sa commande.

4. Principe de fonctionnement du modèle SIMULINK

Le modèle SIMULINK se compose de deux tâches principales, qui sont composées en plusieurs blocs et sous-systèmes.

4. 1. Tâche pilotée par un bloc d'interruption matérielle

4. 1. 1. Bloc d'interruption matérielle

Le maître PPC de la carte DS 1104 fournit quatre interruptions utilisateur que nous pouvons utiliser comme sources de déclenchement dans les applications en temps réel. Ces sources d'interruption doivent être connectées aux signaux provenant de l'extérieur de la carte dSPACE.

Ces blocs d'interruptions sont déclenchés à chaque front descendant du signal externe correspondant.

Pour permettre au contrôleur d'interruption de reconnaître toutes les interruptions rentrantes, l'entrée doit être gardée au niveau haut pendant au moins 1µs et au niveau bas pendant au moins 100 ns pour la détection matérielle.

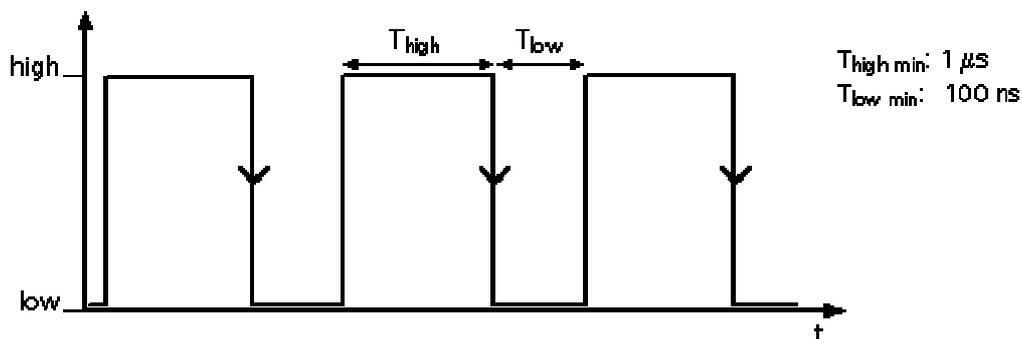


Figure IV. 3. Temps de validation d'une interruption matérielle.

Le bloc RTI utilisé pour effectuer le déclenchement d'une interruption matérielle générée à partir d'un signal externe est donné par la figure suivante :



Figure IV. 4. bloc d'interruption matérielle.

Le pin que nous avons utilisé pour rentrer le signal de déclenchement de l'interruption matérielle est le pin CP17 32 du panneau de contrôle et c'est aussi le signal IO16.

En double cliquant sur ce bloc, nous ouvrons sa boîte de dialogue correspondante. Nous pouvons choisir dans cette boîte quel pin utiliser pour effectuer le déclenchement en indiquant quelle interruption utilisateur utiliser.

Le maximum d'interruptions externes que nous pouvons atteindre avec cette carte est de quatre.

La figure suivante nous montre les propriétés du bloc d'interruption matérielle.

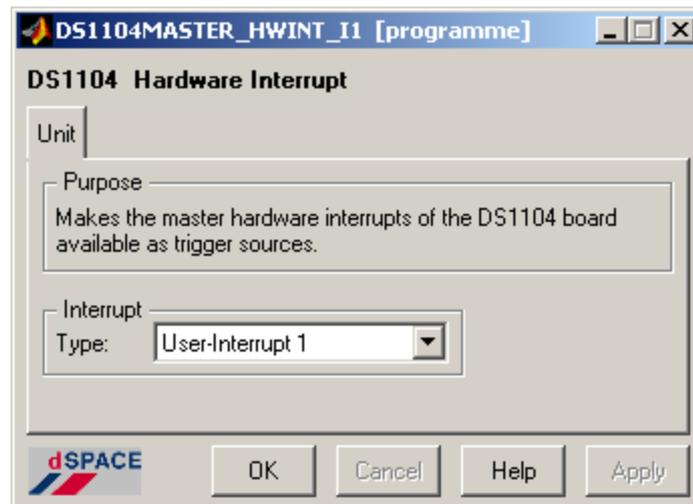


Figure IV. 5. Propriétés du bloc d'interruption matérielle.

4. 1. 2. Le sous-système d'appel de fonction (*function-call subsystem*)

Le sous-système de fonction d'appel est un bloc de SIMULINK, il est utilisé pour piloter un groupe de blocs par un bloc d'interruption. Le transfert de données entre ce groupe de blocs et les autres tâches doit se faire via des blocs de transitions particuliers.

4. 1. 2. 1. Les blocs du sous-système d'appel de fonction

Les blocs de la fonction *function-call subsystem* sont représentés ci-dessous, ils permettent au modèle SIMULINK de connaître l'instant de déclenchement de l'interruption matérielle à partir du signal externe de synchronisation.

Ce bloc est exécuté une fois que le signal de synchronisation rentré au pin d'interruption effectue un front descendant, c'est-à-dire qu'il passe du niveau logique haut au niveau logique bas.

Le bloc principal responsable de la détection de cet instant est le bloc de la *s-function* "synch.c", écrite en C. Dans ce bloc, nous avons spécifié à la routine *mdlOutputs* que l'instant de déclenchement de l'interruption est capturé à l'aide de la macro de *ssGetT*. Outre ceci,

nous avons spécifié le temps d'échantillonnage comme étant celui de la tâche TIMER, afin de pouvoir effectuer une synchronisation en entre ces deux tâches.

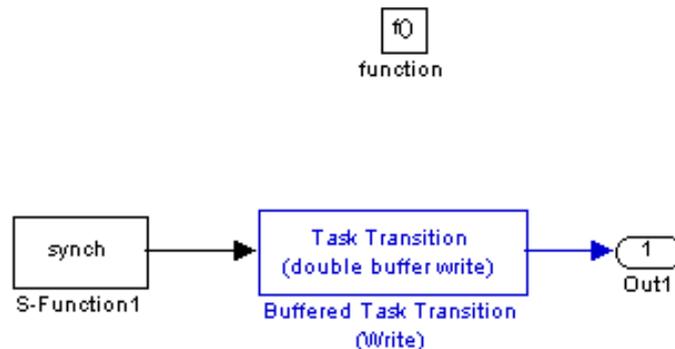


Figure IV. 6. Bloc du sous système de fonction d'appel.

4. 2. Tâche de temporisation ou tâche timer

Cette tâche est constituée de plusieurs blocs et sous-systèmes que nous allons détaillé dans cette section.

4. 2. 1. Le bloc Clock

Ce bloc de Simulink permet de fournir le temps de simulation courant à chaque pas de simulation du modèle, il est très utile lorsque les blocs qui y sont connectés ont besoin du temps de simulation.



Figure IV. 7. Clock.

4. 2. 2. Sous-système angle de phase

Ce sous-système permet la génération de l'angle de phase d'une phase du réseau d'alimentation. Cet angle de phase est utilisé pour pouvoir générer les signaux de la matrice des fonctions de redressement $[M_R]$.

4. 2. 3. Sous système de détection de la fréquence du signal de synchronisation

L'algorithme de la modulation à trois intervalles utilisé pour commander le convertisseur matriciel nécessite la reconnaissance de la fréquence d'entrée du signal de synchronisation

(le signal du réseau d'alimentation). Par conséquent, nous avons créé un bloc apte à détecter cette fréquence ainsi que sa fluctuation une période d'échantillonnage après son exécution.

Il est montré à la figure ci-dessous, et il utilise comme principe la mémorisation de chaque passage par zéro, et par suite effectue la différence entre ces temps mis en mémoire.

Nous signalons qu'au départ la différence est nulle et donc la fréquence est infinie. Nous avons remédié à ce problème par un conditionnement initial en imposant une fréquence de 50 Hz pour ce cas.

Le bloc présenté ci-dessous effectue un test sur la différence des temps, et fait passer la fréquence supposée 50 Hz du réseau de la SONELGHAZ lorsque cette dernière est nulle (condition initiale).

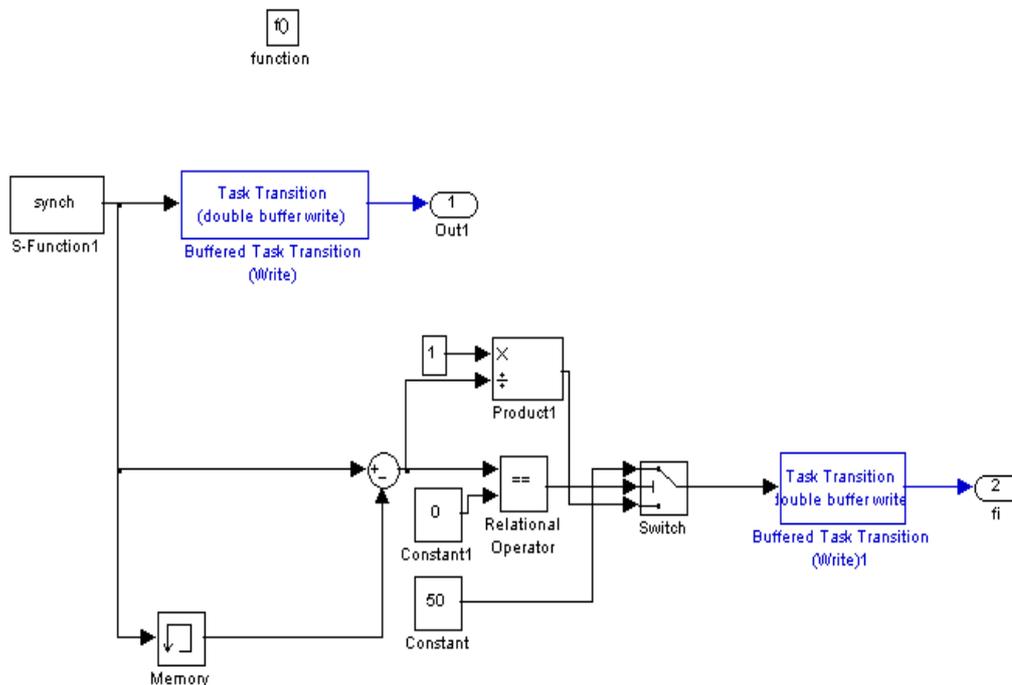


Figure IV. 8. Bloc de détection de la fréquence du réseau d'alimentation.

4. 2. 4. La commande du convertisseur matriciel

Ce bloc est représenté par la *s-function* "mli.c", où tout l'algorithme de commande est implémenté. Nous avons commencé à programmer la matrice des fonctions de redressement $[M_R]$, qui dépend essentiellement de l'angle de phase, et qui est calculé auparavant.

Après quoi, nous avons généré les trois tensions de référence que le convertisseur matriciel doit suivre.

Les tensions de référence sont données par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} U_{Xref} = U_m \sin(\omega_0 t) \\ U_{Yref} = U_m \sin(\omega_0 t + 2\pi/3) \\ U_{Zref} = U_m \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{IV. 3})$$

Nous générons ensuite les fonctions de modulation U_{cmk} et nous établissons les signaux de modulation τ_{x1} et τ_{x2} pour chaque phase, qui sont constitués en s'appuyant sur les équations suivantes :

$$\begin{cases} \tau_{X1} = F_{RX}^g = R^+ u_{cm1} + R^- (1 - u_{cm1}) \\ \tau_{X2} = F_{RX}^g + S^+ u_{cm1} + S^- (1 - u_{cm1}) \end{cases} \quad (\text{IV. 4})$$

Ces derniers signaux sont comparés à une porteuse en dent de scie, créée en SIMULINK via les blocs suivants :

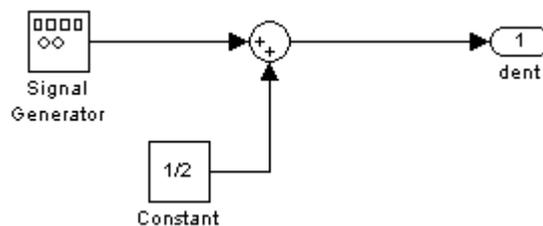


Figure IV. 9. sous-système de génération de la porteuse.

En comparant les deux signaux de modulation de chaque phase à la dent de scie, et en décodant après les signaux résultants, nous obtiendrons des signaux de commande des interrupteurs du convertisseur matriciel.

Le code en C de la *s-function* responsable de la commande est donné en annexe.

Les signaux de commande des interrupteurs sont sortis directement à travers les blocs de RTI montrés à la figure suivante:

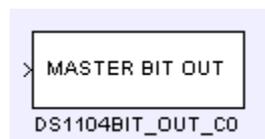


Figure IV. 10. Bit digital d'entrée / sortie.

La carte DS 1104 contient 20 bits numériques, nous pouvons donc faire sortir 20 signaux numériques, le type de ces signaux est TTL.

Les signaux de la tension de sortie du convertisseur matriciel simulés sur la carte dSPACE sont visualisés sur l'oscilloscope à l'aide des blocs des convertisseurs numériques-analogiques intégrés sur la carte.

Ils sont montrés comme suit :



Figure IV. 11. Bloc DAC de la carte dSPACE.

La gamme de la tension que la carte dSPACE peut sortir est de -10V à 10V, et le signal Simulink qui doit être rentré au DAC doit être de type double et doit se situer entre -1 et 1.

4. 2. 5. Le bloc de maintien d'ordre zéro

Ce bloc est mis à l'entrée du bloc digital d'entrée / sortie, il permet la conversion du signal échantillonné en un signal continu dans le temps.

Le bloc de maintien d'ordre zéro est donné ci-dessous :



Figure IV. 12. Bloc de maintien d'ordre zéro.

La boîte de dialogue du bloc ZOH contient l'entrée "Sample Time" que nous devons remplir par le pas de simulation du *solver*.

La figure ci-dessous illustre la boîte de dialogue en question.

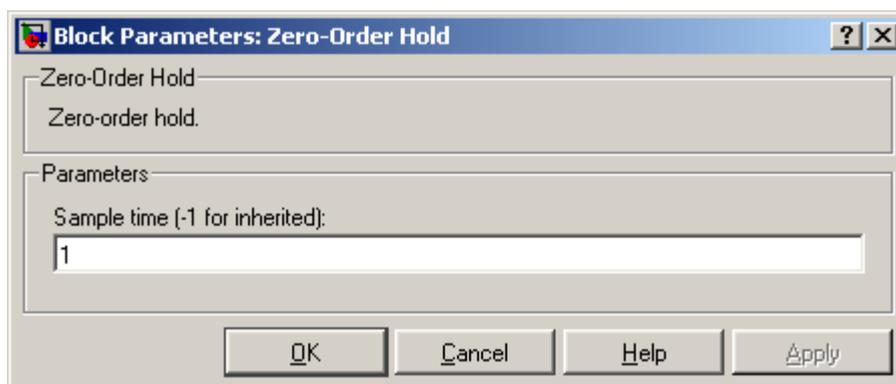


Figure IV. 13. Boîte de dialogue du bloc de maintien.

4. 2. 6. Sous système de conversion Double-Boolean

Le sous-système de conversion permet de convertir les signaux de type double en des signaux type booléen dans le but de les faire sortir sur les pins d'entrée/sortie numériques.

Il est constitué du bloc de conversion de SIMULINK nommé "Data Type Conversion". La figure ci-dessous nous montre ses différents constituants.

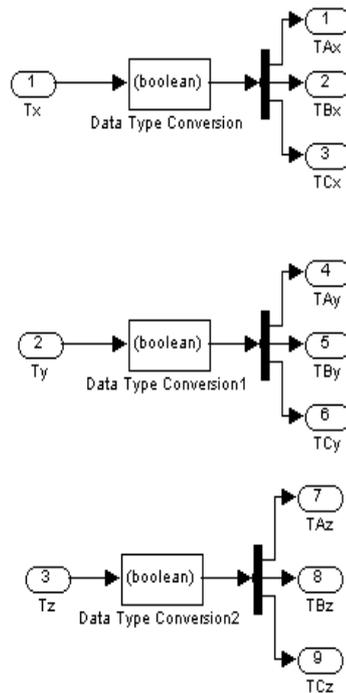


Figure IV. 14. Sous système de conversion Double - Booléen.

4. 2. 7. Sous système de protection contre les surintensités des trois phases et le court circuit

Afin de protéger le convertisseur matriciel des surintensités et plus particulièrement des courts circuits involontaires dus aux erreurs fortuites dans la commande et/ou dans pilotage des interrupteurs, nous avons établi un sous système qui nous permet de surveiller les trois courants de sortie du matriciel et nous avons imposé une limite maximale sur la valeur du courant qui passe. Une fois cette valeur franchie, nous stoppons directement le programme et nous imposons un niveau logique zéro à la sortie des signaux de commande. Le sous-système est illustré ci-dessous.

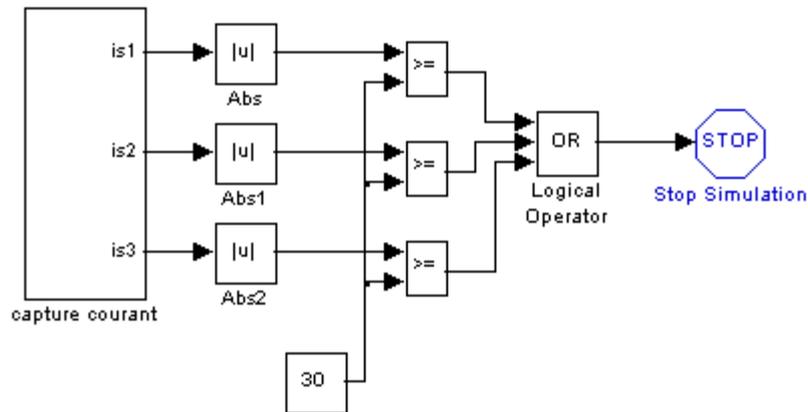


Figure IV. 15. Sous système de protection contre les surintensités.

5. Priorités des tâches

Dans le modèle SIMULINK réalisé, nous avons défini deux tâches ; la première est la tâche de temporisation et la seconde la tâche d'interruption matérielle.

Lors de la construction du programme en temps réel, nous devons spécifier quelle tâche qui contient la priorité la plus élevée, et ensuite mentionner cet ordre de priorité à la fenêtre *RTI Task Configuration* via les boutons *up* et *Down*.

A notre modèle, nous avons spécifié comme tâche prioritaire la tâche d'interruption matérielle afin de ne pas rater la détection du passage par zéro du signal externe de synchronisation (tension de la phase R du réseau d'alimentation).

La figure ci-dessous nous montre l'ordre de priorité du modèle de commande du convertisseur matriciel.

6. Transitions entre tâches

Le transfert de données entre les deux tâches du modèle Simulink est choisi de type *transfert de données avec tampon*. Ce choix est réalisé afin de ne pas perdre les données envoyées de la tâche la plus haute à la tâche la plus basse en cours d'exécution.

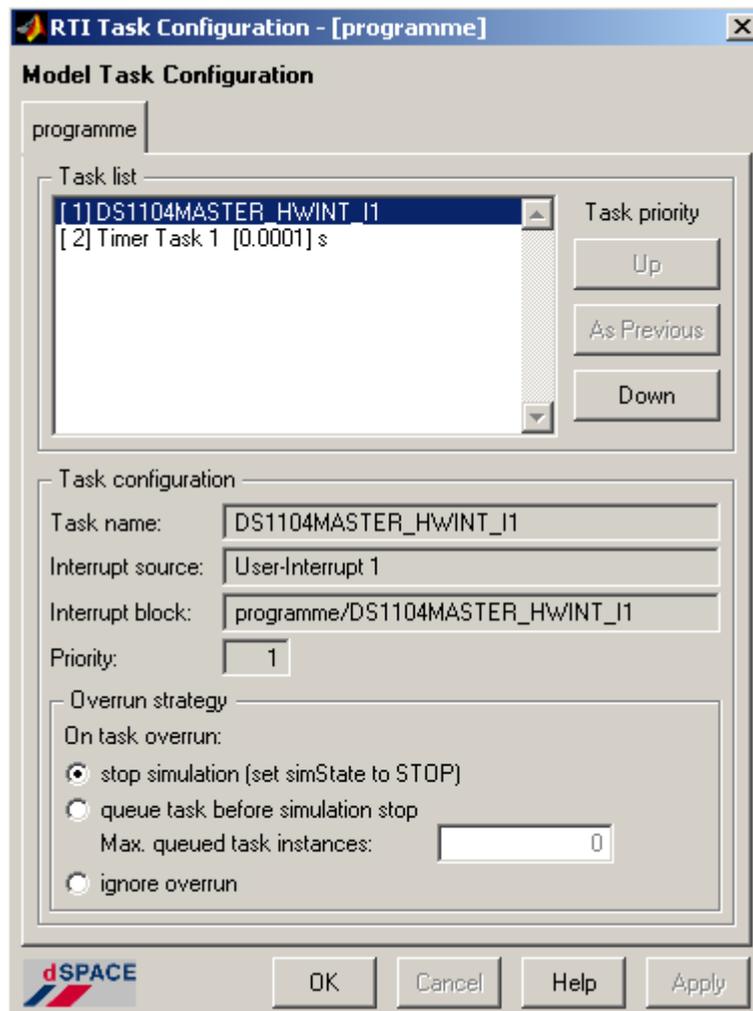


Figure IV. 16. Fenêtre de configuration des tâches.

Pour implémenter ce type de transition, nous avons effectué les étapes suivantes :

1. placer le bloc “Buffered Task Transition (write)” à l’intérieur du sous-système d’appel de fonction.
2. placer le bloc “Buffered Task Transition (read)” dans le modèle simulink, entre les deux tâches en question.

La figure suivante illustre la transition de données effectuée :

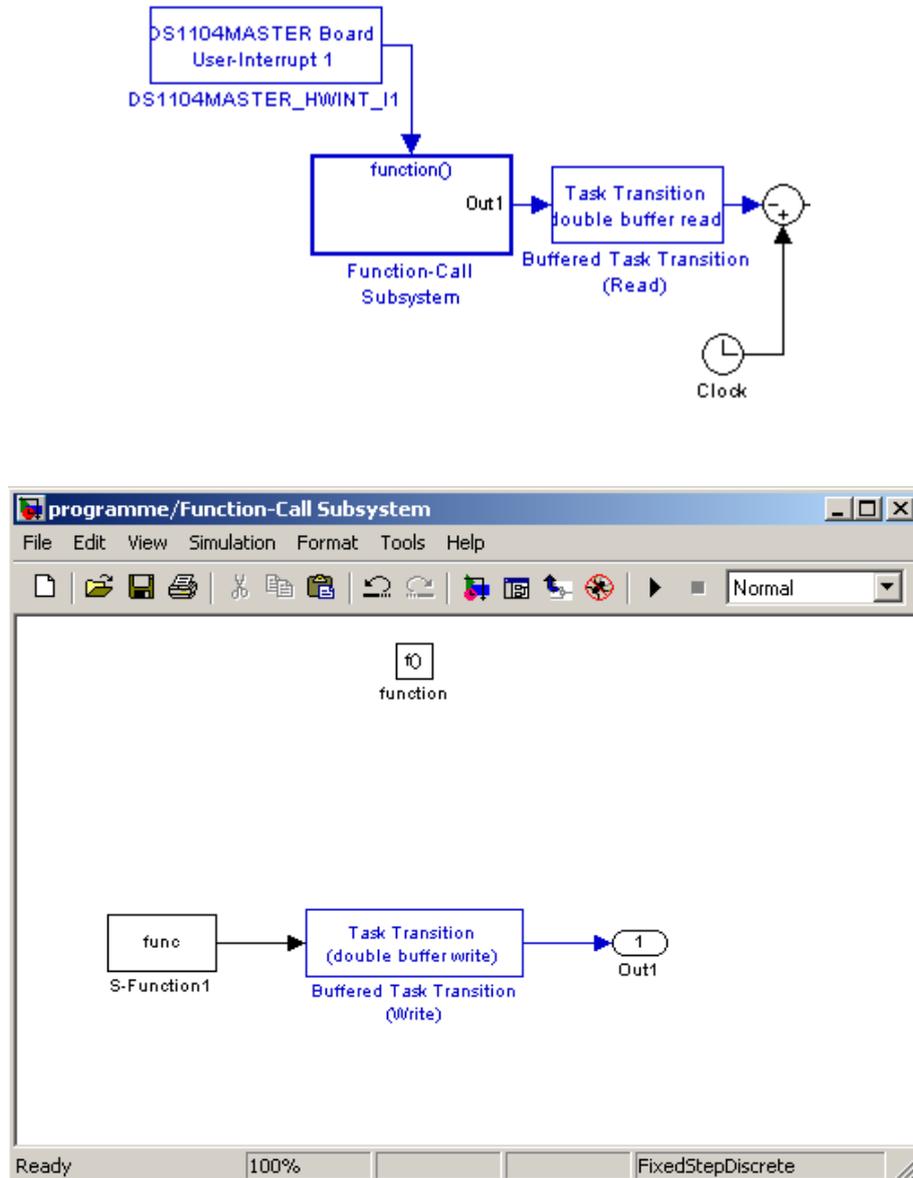


Figure IV.17. Transition de données du modèle de la commande.

7. Détecteur de passage par zéro

Comme le montre la figure IV. 18, le bloc de détecteur de passage par zéro (Zero crossing detector) est un bloc qui reçoit à son entrée la tension du réseau et qui délivre à sa sortie une impulsion ou un front (montant ou descendant) à chaque passage du négatif au positif de la tension d'entrée. Le but principal de ce bloc est de donner au processeur de signal l'information de l'angle de phase de la tension du réseau. Cette information est utilisée pour synchroniser les éléments de la matrice des fonctions de redressement pour la partie redresseur, et les fonctions de modulation pour la partie onduleur.

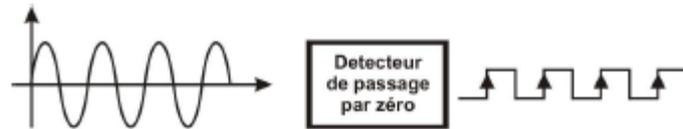


Figure IV. 18. Schéma bloc du détecteur de passage par zéro.

La figure IV. 19 explicite le principe de fonctionnement du bloc détecteur de passage par zéro.

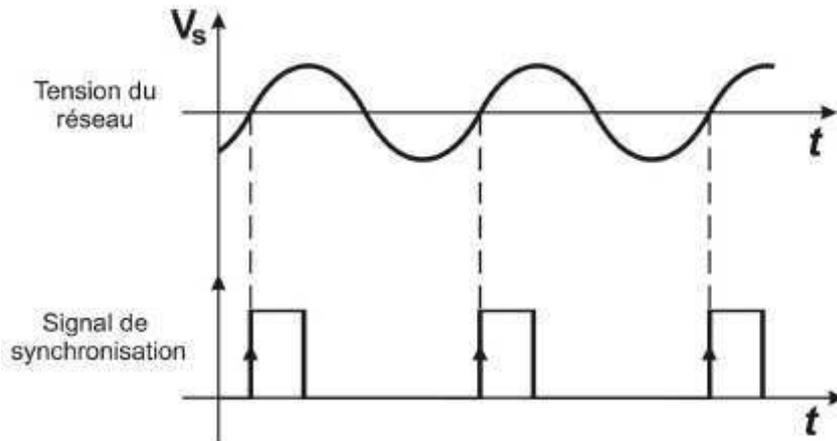


Figure IV. 19. Principe de fonctionnement du détecteur de passage par zéro.

7. 1. Schématique du détecteur de passage par zéro

Le schéma électrique du détecteur de passage par zéro est présenté à la figure ci-dessous.

Dans ce schéma, nous utilisons un transformateur abaisseur monophasé 220V-12V pour nous donner la forme d'onde de la tension du réseau. Le transformateur est suivi d'un bloc de redressement et de filtrage qui sert à nous délivrer les tensions -5V, 0V, 5V nécessaires à l'alimentation des circuits intégrés utilisés (LM 311 et 4N35).

Le LM311 est un comparateur qui permet de faire la comparaison entre l'image de la tension de la phase R du réseau d'alimentation donnée par le transformateur et le potentiel 0V.

Le 4N35 est un opto-coupleur placé entre le comparateur et la DSP pour permettre l'isolation des deux compartiments.

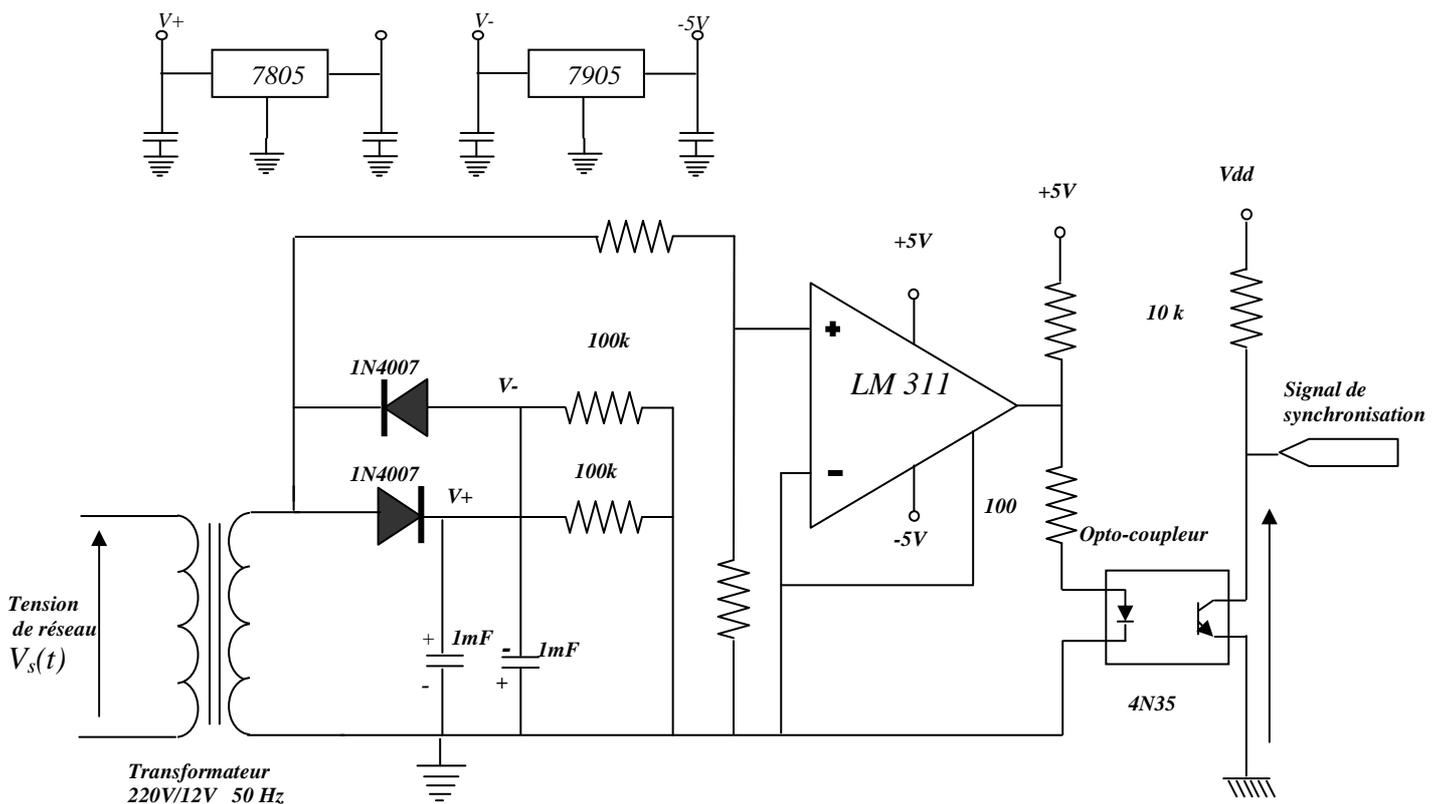


Figure IV. 20. Schéma électrique du détecteur de passage par zéro

8. Résultats expérimentaux

Après avoir mis au point l'algorithme de la partie commande du convertisseur matriciel sur la carte DSP, nous passons à la pratique, et à montrer tous les résultats tirés.

Nous commençons par le détecteur de passage par zéro, qui a donné d'excellents résultats lors de sa mise en marche. La figure ci-dessous nous montre les deux signaux capturés par oscilloscope, qui sont l'image du signal tension d'alimentation de la phase R et la sortie du détecteur de passage par zéro. Nous voyons très bien qu'à chaque passage par zéro du signal de synchronisation (phase R du réseau d'alimentation) pour aller à des valeurs positives, la sortie du détecteur donne un front descendant, utilisé par suite dans le programme d'interruption.

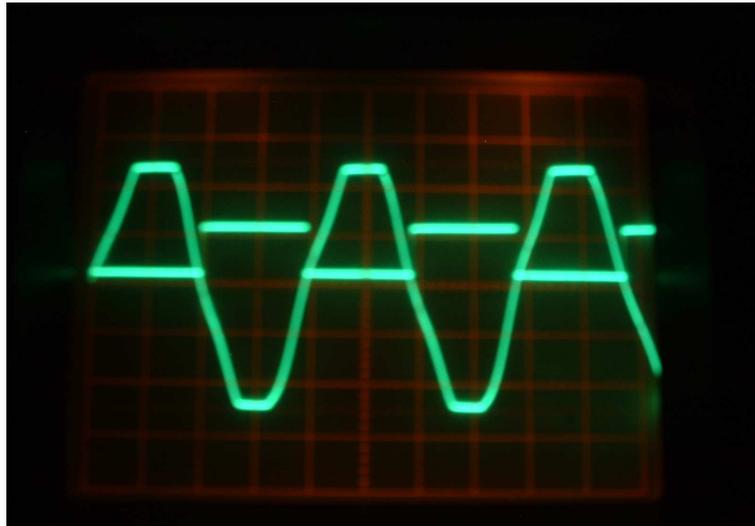


Figure IV.21. Résultat pratique du détecteur de passage par zéro (base de temps 5ms, échelle de tension 5V).

La maquette du détecteur de passage par zéro est montrée à la figure suivante.



Figure IV. 22. Maquette du détecteur de passage par zéro.

Après avoir montré les résultats pratiques du circuit de détection du passage par zéro ainsi que la maquette réalisée, nous passons à la présentation de quelques résultats d'essai sur la DSP. Nous citons l'angle de phase de la phase R du réseau d'alimentation, les signaux fonctions de redressement, d'ondulation, les signaux de référence τ_{x1} et τ_{x2} , la tension de référence V_{xref} , la tension de la phase X du convertisseur matriciel simulé dans la DSP ainsi que les différents signaux de commande des interrupteurs pour les trois cellules de commutation.

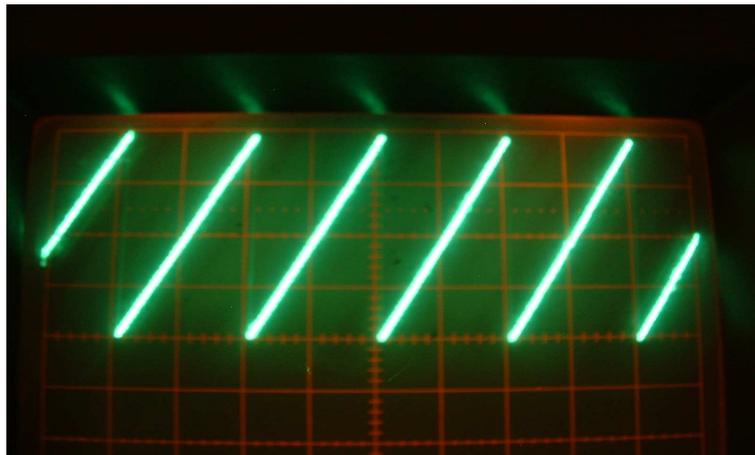


Figure IV. 23. Angle de la phase R du réseau d'alimentation (10ms, 50mV).

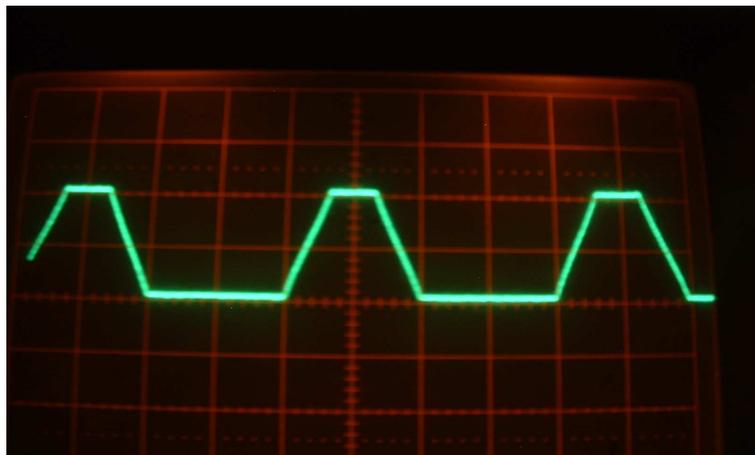


Figure IV. 24. Fonction de redressement A^+ du convertisseur matriciel (5ms, 5V).

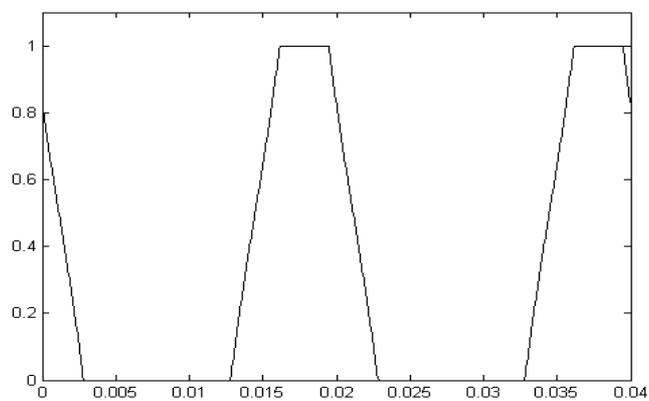


Figure IV. 25. a. Fonction de redressement A^+ du convertisseur matriciel acquise par DSP.

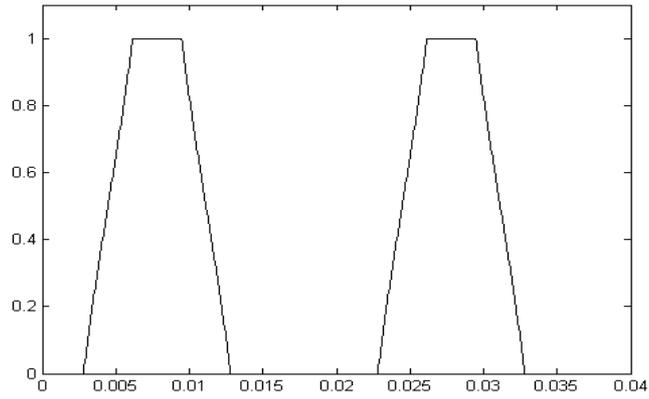


Figure IV. 25. b. Fonction de redressement A^- du convertisseur matriciel acquise par DSP.

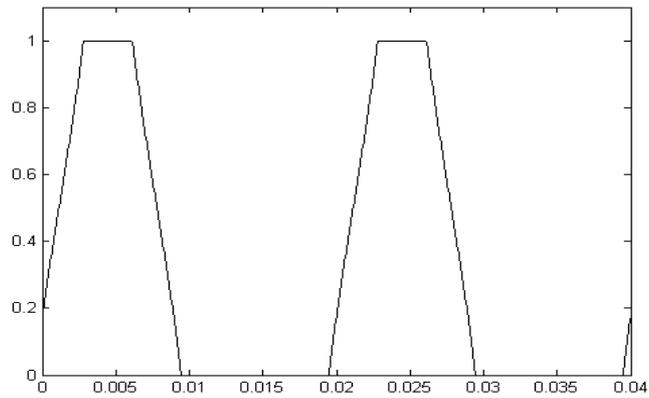


Figure IV. 25. c. Fonction de redressement B^+ du convertisseur matriciel acquise par DSP.

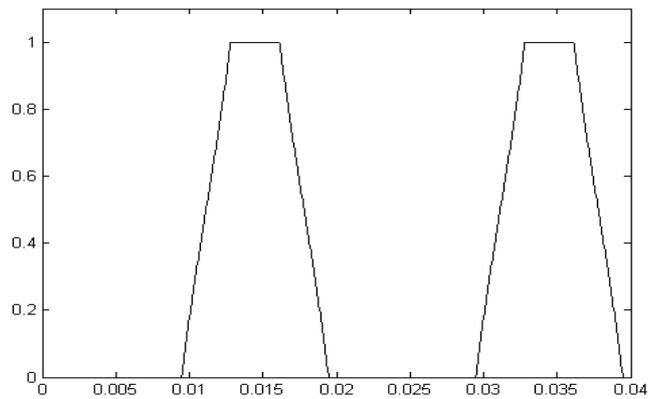


Figure IV. 25. d. Fonction de redressement B^- du convertisseur matriciel acquise par DSP.

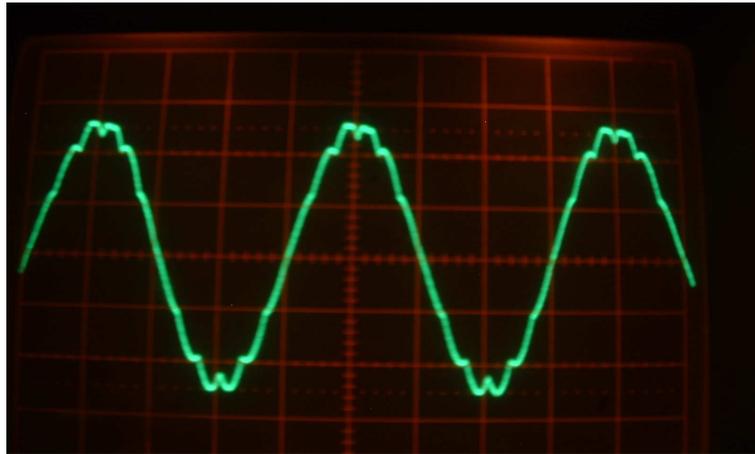


Figure IV. 26. Fonction d'ondulation U_{cm1} (10ms, 2V).

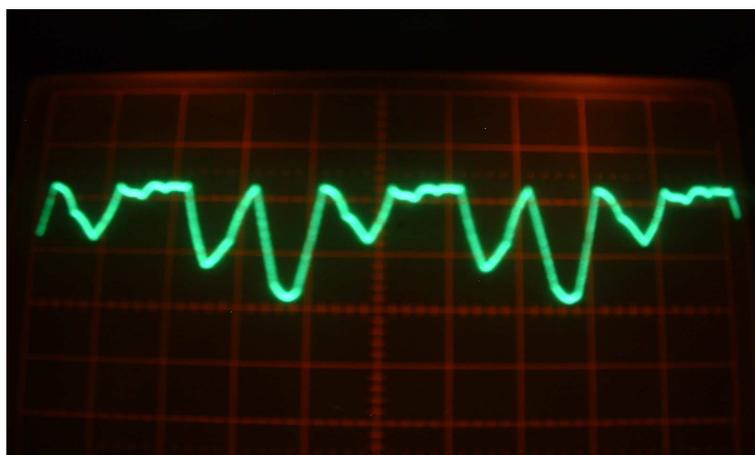


Figure IV. 27. Signaux de référence τ_{x1} et τ_{x2} (10ms, 2V).

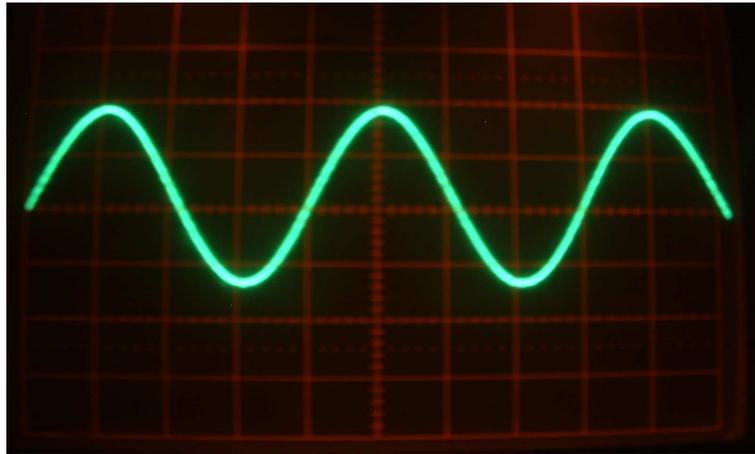


Figure IV. 28. La tension de référence V_{xref} (10ms, 5V).

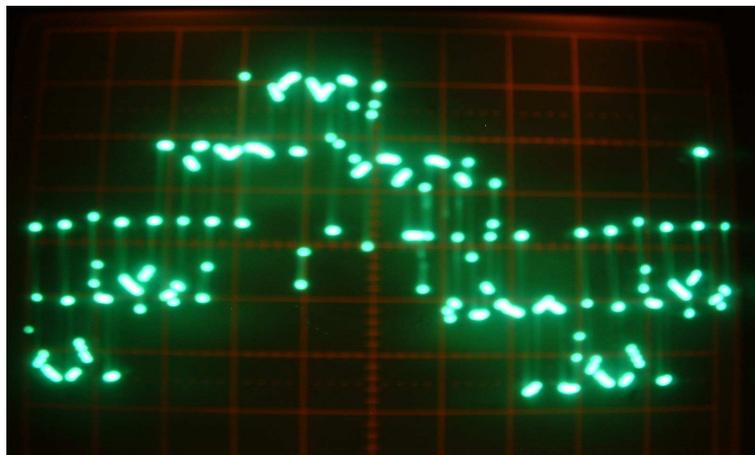


Figure IV. 29. a. $m=18$, $r = 0.8$, $f_0 = 25$ Hz (5ms, 2V).

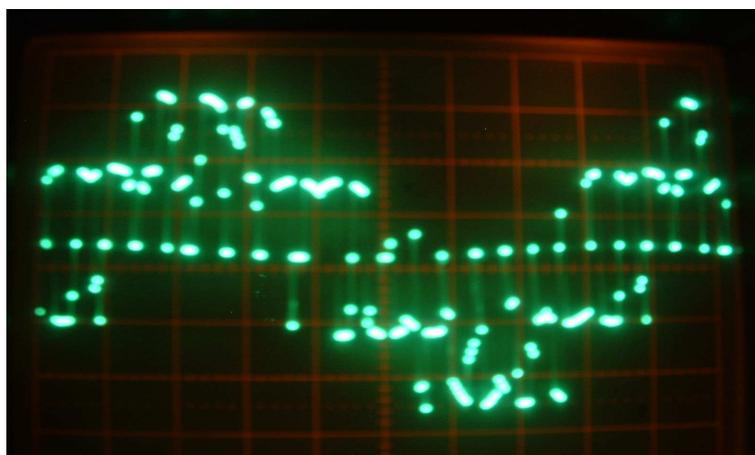


Figure IV. 29. b. $m = 21$, $r = 0.8$, $f_0 = 25$ Hz (5ms, 2V).



Figure IV. 29. c. $m = 30$, $r = 0.8$, $f_0 = 25$ Hz (5ms, 2V).

Figure IV. 29. Tension de la phase X du convertisseur matriciel simulé par DSP (5ms, 2V).

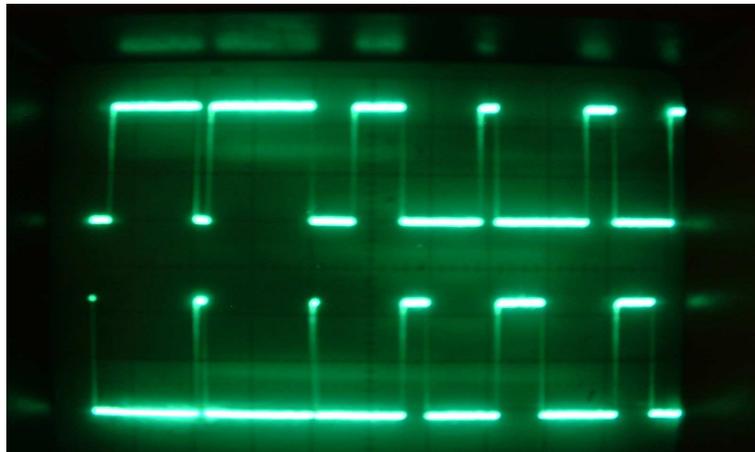


Figure IV. 30. Les signaux de commande T_{BX} et T_{CX} à la sortie du DSP (1ms, 2V).

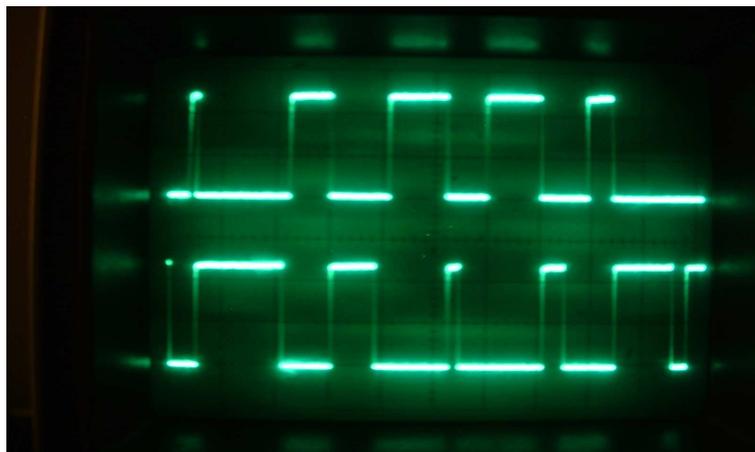


Figure IV. 31. Les signaux de commande T_{AY} et T_{BY} à la sortie du DSP (1ms, 2V).

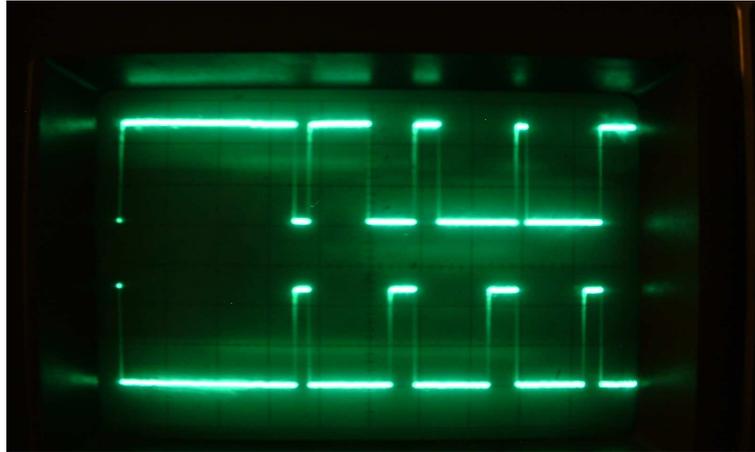


Figure IV. 32. Les signaux de commande T_{AZ} et T_{BZ} à la sortie du DSP (1ms, 2V).

9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons évoqué la technique de commande du convertisseur matriciel ainsi que les résultats de sa commande par DSP.

L'algorithme de contrôle est implémenté sur la carte DS 1104 avec l'objectif d'avoir des formes de tensions de sortie et des courants d'entrée proches d'une sinusoïde. D'après les résultats sur la tension X du convertisseur matriciel simulé, nous constatons que la commande est fiable et remarquons que le signal de la tension résultant suit la référence avec un rang d'harmonique élevé.

Chapitre V

*Réalisation Pratique et Protection du Convertisseur
Matriciel*

1. Introduction

Dans les chapitres précédents, nous avons modélisé et simulé les techniques de commande du convertisseur matriciel. Nous avons ensuite présenté le programme de commande de la MLI à trois intervalles sur la carte de contrôle DSP et nous avons présenté les différents résultats pratiques.

Dans ce chapitre, nous allons opter à la justification des éléments utilisés lors de notre réalisation, à commencer par 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, qui sont les différentes alimentations stabilisées nécessaires à alimenter les drivers des transistors IGBT, à présenter les maquettes réalisées pour générer le temps mort entre les différents signaux de commande des cellules de commutation, et à donner un détail sur la capture des tensions et de courant à travers les capteurs de tension et de courant appropriés.

Nous allons ensuite présenter les circuits d'aide à la commutation, qui présentent un des remèdes aux problèmes de commutation et une manière d'éviter le problème d'ouverture des phases de sortie du convertisseur matriciel, chose irrémédiable dans ce cadre de travail. Nous illustrons par suite le fonctionnement des drivers d'IGBT et la commande par DSP à travers un exemple de réalisation d'un circuit hacheur abaisseur, et nous présentons les différents résultats pratiques assemblés.

2. Configurations possibles des commutateurs de puissance

Un convertisseur statique est un montage utilisant des interrupteurs à semi conducteurs et permettant, par un choix de séquences convenable de ces derniers, un transfert d'énergie entre un générateur et un récepteur, ce transfert pouvant être dans certains cas réversible [29].

Dans le cas du convertisseur matriciel, l'entrée est considérée comme source de tension et la sortie comme source de courant (charge qui est de nature inductive).

La source à l'entrée est réversible en tension du fait que la tension à ses bornes peut changer de signe. La charge est aussi réversible en courant du moment où il peut s'inverser.

La réversibilité en tension de la source de tension et en courant de la source de courant dictent aux commutateurs de puissance d'en obéir, et nous obtenons par suite des commutateurs bidirectionnels en tension et en courant. Vu que le convertisseur matriciel est un cyclo-convertisseur à commutation forcée, ceci entraîne que tous les éléments de puissances utilisés soient à amorçage et blocage commandé.

Puisqu'il n'existe pas d'éléments semi conducteurs bidirectionnels en tension et en courant, il est trouvé nécessaire d'implémenter cette action de réversibilité à partir des éléments unidirectionnels. Il y a trois configurations possibles pour y arriver au type de commutateur recherché, soit la structure en pont, parallèle ou série comme montrées à la figure suivante. Le transistor bipolaire montré dans les différents schémas signifie un élément contrôlable à l'amorçage et au blocage, et peut être n'importe quel autre élément qui remplit cette condition.

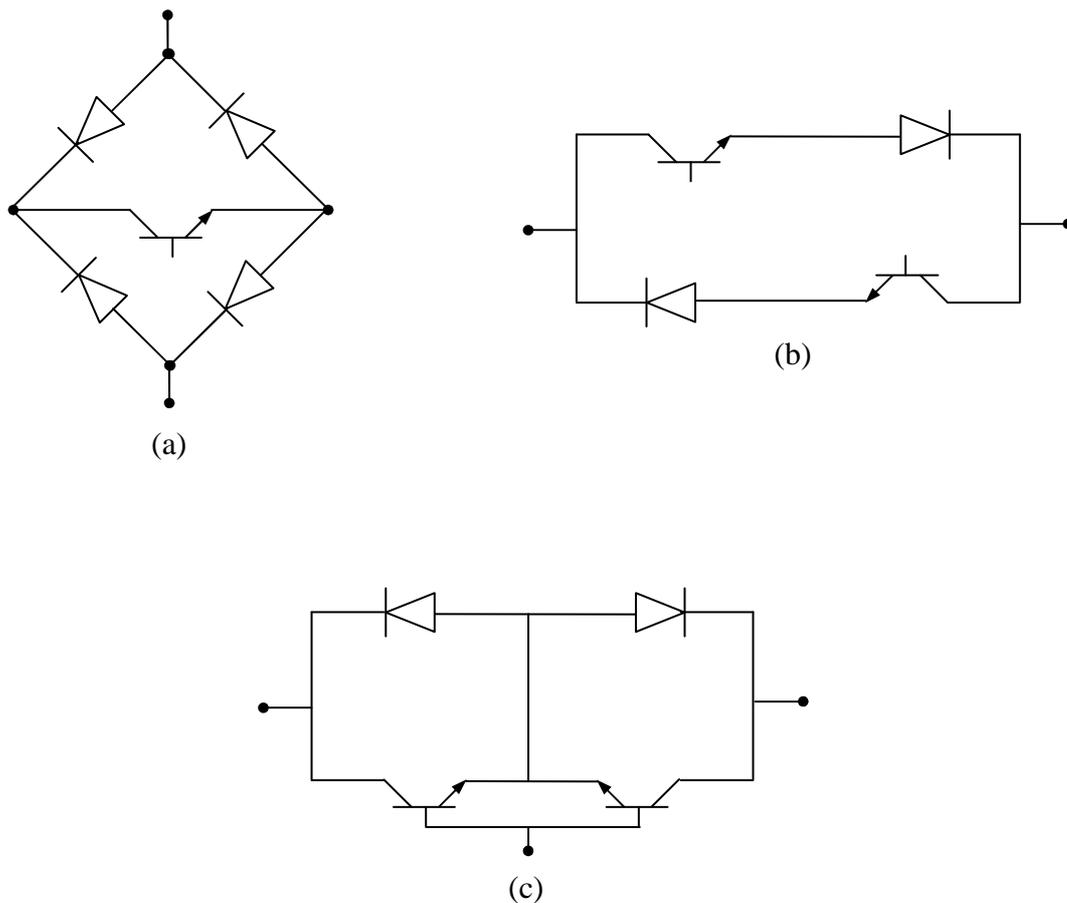


Figure V. 1. Différentes structures des commutateurs de puissance utilisées au matriciel
(a). Structure en pont, (b). Structure parallèle, (c). Structure série.

2. 1. Présentation des différentes structures

Comme cité précédemment, il existe trois configurations et structures des commutateurs de puissance que nous allons exploiter tout au long de ce chapitre.

2. 1. 1. Structure du pont à diodes

Cette configuration est montrée à la figure V. 1. a. C'est l'arrangement le plus simple. Il se compose d'un interrupteur contrôlable placé à l'intérieur d'un pont à diodes. L'inconvénient majeur de ce type de commutateur réside dans les pertes en conduction qui sont très importantes, ceci est dû principalement à la conduction de trois éléments lors de la fermeture de l'interrupteur commandé et donc à l'augmentation de la chute de tension par rapports aux autres structures. En plus, les diodes formant le bridge doivent être rapides. Ceci est cependant un enjeu important qui renseigne sur le coût de l'installation par le biais de cette structure. Un autre inconvénient que nous pouvons mentionner est que l'interrupteur de puissance commandé travaille tout au long du signal alternatif et donc se chauffe plus que ceux des autres structures.

2. 1. 2. Structure parallèle du commutateur de puissance

La figure ci-dessus (Figure V. 1. b) illustre la structure dite parallèle, elle est composée de deux interrupteurs bidirectionnels en tensions et unidirectionnels en courant montés en anti-parallèle. Cette structure présente un avantage par rapport à la première structure présentée à partir du moment où la chute de tension en marche du commutateur est inférieure à la précédente. Ceci est justifié par l'absence d'une diode dans le deuxième montage. Il est pertinent d'utiliser une diode avec chaque interrupteur contrôlé pour pouvoir bloquer la tension du signe inverse. L'inconvénient majeur de ce type de commutateur réside dans sa commande complexe puisque nous devons avoir de l'information sur la polarité du courant à chaque période d'échantillonnage pour pouvoir décider de quel interrupteur nous allons commander et donc nous serons dans l'obligation de mesurer le courant et surveiller le sens. Ceci augmente la complexité et le coût du matriciel en question.

2. 1. 3. Structure série du commutateur de puissance

La figure V. 1. c montre la structure série du commutateur de puissance. Constitué de deux éléments bidirectionnels en courant et unidirectionnel en tension, en anti-série. Cette structure est utilisée dans ce travail et préférée par rapport aux autres puisque nous n'utilisons qu'un seul signal de commande pour commander tout le commutateur. en plus de ceci, nous n'avons pas besoin de capturer le courant de la charge pour juger de quel interrupteur nous aurons à faire pour commander les commutateurs du convertisseur. Ceci nous évite la complexité de la commande et l'ajout de circuits supplémentaires, comme exemple, nous citerons que nous aurons besoin d'un seul driver et un seul circuit de temps mort pour chaque combinaison.

3. Choix des éléments contrôlés

Le développement technologique dans la technologie des semi-conducteurs a permis d'améliorer les caractéristiques des équipements de puissance existants. Ces avancements ont signalé un progrès très important dans le domaine de l'électronique de puissance et la commande des machines électriques. Les éléments de commutation qui sont appropriés à l'usage sont discutés ci-dessous.

3. 1. Transistors bipolaires

Le transistor bipolaire est le plus ancien des composants commandés utilisés dans les convertisseurs de puissance. C'est un composant contrôlé en courant, et demande un courant de base large et continu au régime permanent à cause de son gain en courant bas.

Le gain en courant du transistor bipolaire de puissance peut être amélioré en utilisant le montage de Darlington, association de deux transistors bipolaires. Cependant, ceci résulte un large temps de commutation, et des pertes de conduction considérables. La fréquence de commutation quant à elle est limitée à cause de l'énergie stockée dans la base, et qui doit être évacuée lors du blocage du transistor.

3. 2. Transistors MOSFET

Les transistors MOSFET sont des transistors commandés en tension. Ils sont conçus pour des fréquences de commutation élevées. Les pertes en commutation de ce type de transistor sont basses exceptées aux très hautes fréquences. Les pertes en conduction sont dues à la résistance à l'état "ON", et sont importants par rapport aux transistors IGBT. Ce type de transistor présente de très bonnes caractéristiques d'entrée, et de faibles caractéristiques en sortie.

3. 3. Transistors IGBT

Le transistor IGBT est la combinaison des deux types de transistors cités précédemment. Il a les caractéristiques en entrée d'un MOSFET et celles de sortie d'un bipolaire. L'IGBT est un transistor commandé en tension, qui présente une faible chute de tension. Les IGBT bloquent des tensions de 250V à 1700V et font passer un courant de 8A à 800A [31].

Les transistors IGBT sont largement utilisés dans les applications de fortes puissances et moyennes fréquences. La rapidité de commutation et le simple contrôle font que l'IGBT soit très apprécié pour être utilisé dans les convertisseurs statiques, plus précisément le convertisseur matriciel.

4. Evaluation des caractéristiques des composants de puissance

Dans cette section, nous ferons apparaître le dimensionnement des différents composants des commutateurs de puissance (diodes et transistors) utilisés. Le convertisseur matriciel serait alimenté par une tension 127/220V et débiterait un courant de 4.5 A.

4. 1. Calcul de la tension des composants de puissance

Le maximum de tension appliquée sur n'importe quel commutateur de puissance du convertisseur matriciel est égal au maximum de la différence des tensions de phase des trois phases d'entrée. Ce maximum peut s'écrire comme suit :

$$V_{Cm} = \sqrt{2} V_L \quad (\text{V. 1})$$

Avec : V_{Cm} : la tension supportée par le commutateur de puissance.

V_L : la tension de ligne appliquée à l'entrée du convertisseur matriciel.

Pour le prototype du convertisseur matriciel réalisé, la tension de ligne à l'entrée est de 220V.

Par conséquent, le maximum de tension pour l'IGBT et la diode est 311V.

4. 2. Calcul du courant des composants de puissance

Pour tout calcul du courant traversant les composants de puissance, nous n'utilisons qu'une seule cellule de commutation, c'est-à-dire une phase de sortie, et nous la schématisons à la figure ci-dessous.

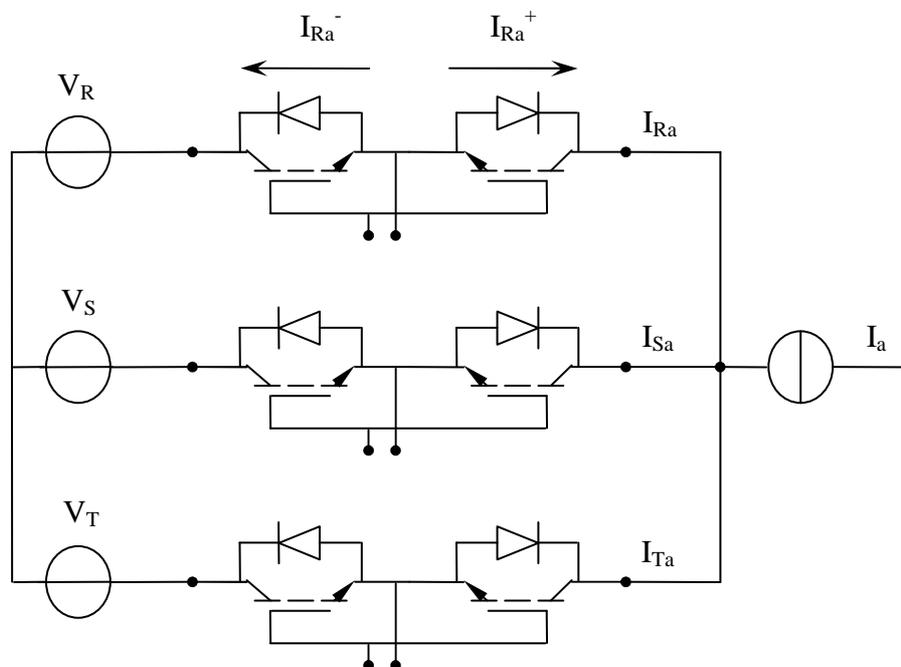


Figure V. 2. Présentation d'une phase de sortie du convertisseur matriciel.

En appliquant la loi de Kirchhoff sur une phase du convertisseur matriciel, nous apercevons que le courant de cette phase serait égal à la somme des courants instantanés traversant les ses commutateurs de puissance. Nous écrivons donc cette relation :

$$I_a(t) = I_{Ra}(t) + I_{Sa}(t) + I_{Ta}(t). \quad (\text{V. 2})$$

La valeur moyenne du courant de sortie de la phase a est la valeur moyenne des trois courants passant à travers les commutateurs de puissance. Nous écrivons donc la relation (V. 3).

$$\bar{I}_a(t) = \bar{I}_{Ra}(t) + \bar{I}_{Sa}(t) + \bar{I}_{Ta}(t). \quad (\text{V. 3})$$

Si nous supposons que chaque commutateur bidirectionnel véhicule la même quantité de courant, nous pouvons écrire :

$$\bar{I}_{Ra}(t) = \bar{I}_{Sa}(t) = \bar{I}_{Ta}(t) = \frac{\bar{I}_a}{3} \quad (\text{V. 4})$$

D'après le schéma de la figure V. 2, nous voyons bien que les commutateurs de puissance utilisés conduisent le courant positif et négatif. Supposons que les formes d'onde des courants positifs et négatifs ont la même forme, ce qui conduit à ce que le courant moyen dans chaque interrupteur commandé soit égal à la moitié du courant traversant tout l'interrupteur. Nous pouvons écrire donc la relation suivante :

$$\bar{I}_{Ra}^+(t) = \bar{I}_{Ra}^-(t)$$

Aussi, la valeur moyenne de la partie positive du courant serait égale à la moyenne des courants positifs passant à travers les interrupteurs de puissance. Nous pouvons donc écrire la relation suivante :

$$\bar{I}_{Ra}^+(t) = \frac{\bar{I}_a^+}{3} \quad (\text{V. 6})$$

Supposons que le courant de sortie du convertisseur matriciel soit sinusoïdal. La moyenne du courant positif de cette phase peut être donnée par la relation suivante :

$$\bar{I}_a^+(t) = \frac{I_{am}}{\pi} \quad (\text{V. 7})$$

Donc, le courant traversant le commutateur de puissance se calculera par la relation suivante :

$$\bar{I}_{Ra}^+(t) = \frac{I_{am}}{3 \pi} \quad (\text{V. 8})$$

La machine asynchrone disponible au laboratoire de commande des processus de l'ENP est une machine de 1.1kW, qui consomme en charge un courant de 4.5A. D'après la relation (V. 8), le courant moyen traversant chaque transistor IGBT et chaque diode sera égal à 0.68A.

Le transistor utilisé lors de notre réalisation est le transistor IGBT type IRG4C40F. C'est un transistor rapide qui laisse passer un courant de 49A à 25°C et qui bloque une tension de 600V. la diode quant à elle est de type RHRP 1540, permet de passer un courant de 15A, et de bloquer une tension de 600V.

Nous avons choisi des valeurs des composants trop grands par rapport aux valeurs calculées précédemment pour différentes raisons que nous citerons ci-dessous :

1. La température de fonctionnement des composants de puissance peut aller au delà de 25°C.
2. Le courant peut ne pas être distribué régulièrement.
3. Le temps mort envisagé crée des surtensions à travers les composants, qui seront gérés par le circuit CALC.

5. Description des différentes cartes réalisées

Dans cette section, nous détaillons les différentes cartes réalisées, à commencer par les alimentations stabilisées destinées à alimenter les opto-coupleurs et les circuits de mise en forme des cartes interfaces. Nous passerons après aux cartes d'interfaces qui nous créent le temps mort, et enfin nous finissons par les cartes de mesure des courants et des tensions.

5. 1. Alimentations stabilisées

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. Une alimentation stabilisée est le circuit qui transforme la tension alternative d'entrée en une tension continue presque parfaite. Elle se compose d'un redresseur et d'un filtre [32].

Pour l'alimentation de nos circuit, nous avons réalisé trois types d'alimentation (**0, +15V**), (**0, +5V**) et (**0, ±15V**).

5. 1. 1. Alimentations pour opto-coupleur

Puisque chaque deux circuits opto-coupleurs du même commutateur de puissance doivent être alimentés séparément, nous avons réalisé **neuf** alimentations (**0, +15V**) pour les 18 transistors. Le circuit d'alimentation est présenté à la figure V. 3.

5. 1. 2. Alimentation pour les circuits de mesure

Pour pouvoir mesurer les courants et les tensions des phases de sortie du convertisseur matriciel, nous avons utilisé deux circuits capteurs de tension et capteur de courant.

Ces deux circuits ont besoin d'être alimenté par une tension continue de $\pm 15V$. Par conséquent, nous avons réalisé une alimentation stabilisée de $\pm 15V$, dont le montage est donné à la figure V. 4.

5. 1. 3. Alimentation stabilisée pour le circuit de mise en forme des signaux de commande retardés

Afin de pouvoir créer un temps mort entre les différents signaux de commande des cellules de commutation, nous avons utilisé des circuits RC pour effectuer ce retard au front montant du signal. Cette méthode est purement analogique, et pour rendre les signaux résultats utiles, nous avons pensé à une mise en forme par l'usage d'un circuit inverseur 4069 qui a besoin d'une alimentation 5V.

Le circuit réalisé est présenté à la figure V. 5.

5. 2. Cartes d'interfaces

5. 2. 1. Temps mort et mise en forme

Par conception, les transistors IGBT ont un temps d'amorçage très inférieur au temps de blocage, et comme les différents signaux de commande d'une phase de sortie ou cellule de commutation sont complémentaires, il pourrait alors y avoir des courts circuits entre les différents commutateurs de puissance. Afin de remédier à ce problème et protéger les transistors de puissance en question, un temps mort entre l'ouverture d'un transistor et la fermeture du complémentaire est donc indispensable. Ce que nous faisons en pratique, c'est de retarder le front montant. Le front descendant reste cependant inchangé. Le retard appliqué au front montant est réalisé à l'aide d'un circuit **RC** qu'on inhibe au front descendant.

Pour ne pas ralentir ou retarder le front descendant à travers le circuit **RC**, nous insérons à travers la résistance une diode de signal qui permet la décharge de la capacité en un temps infiniment petit. La diode de signal choisie est la **1N4148**. La mise en forme du signal est assurée par deux portes logiques inverseuses.

Après temporisation et mise en forme, les signaux de commande présenteront donc un temps de retard à l'amorçage t_q appelé aussi temps d'anti-chevauchement.

Ce temps doit être supérieur au temps de fermeture d'un transistor, composé du temps de réponse au blocage et du temps de descente.

Comme la fonction de transfert durant la charge de la capacité est du premier ordre, le retard est donc donné par la relation $\tau = RC$. Dans notre cas, le transistor utilisé est le IRGPC40F, il présente les temps d'amorçage et de blocage suivants : 62ns et 830ns. Vu le temps de blocage

de 830ns, nous avons choisit un temps mort de 1.2ns. Par conséquent, nous avons utilisé une capacité de 1nF et une résistance de 1.2kΩ.

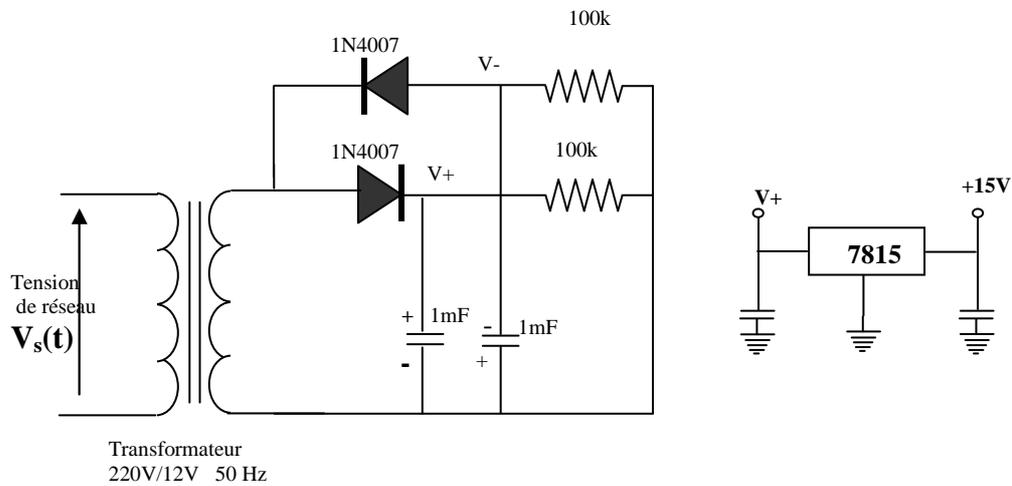


Figure V. 3. Carte d'alimentation d'un opto-coupleur.

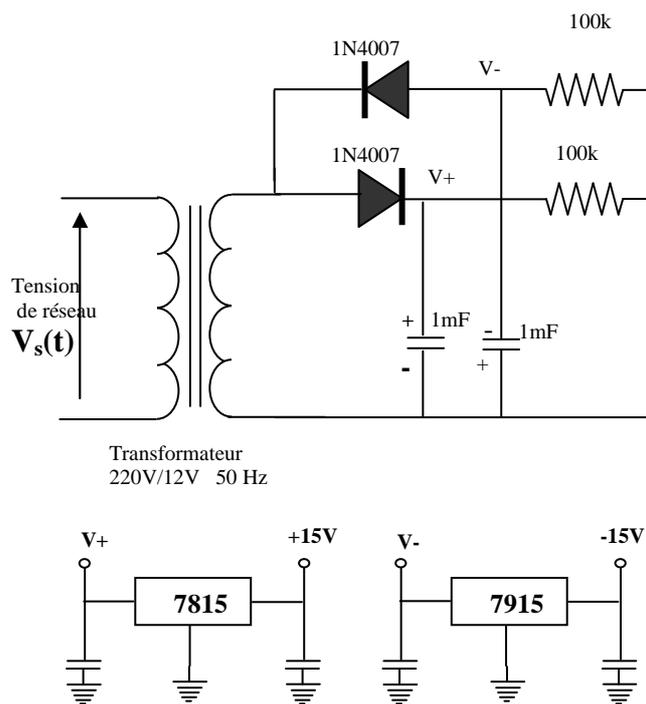


Figure V. 4. Carte d'alimentation de la maquette de mesure des courants et tensions.

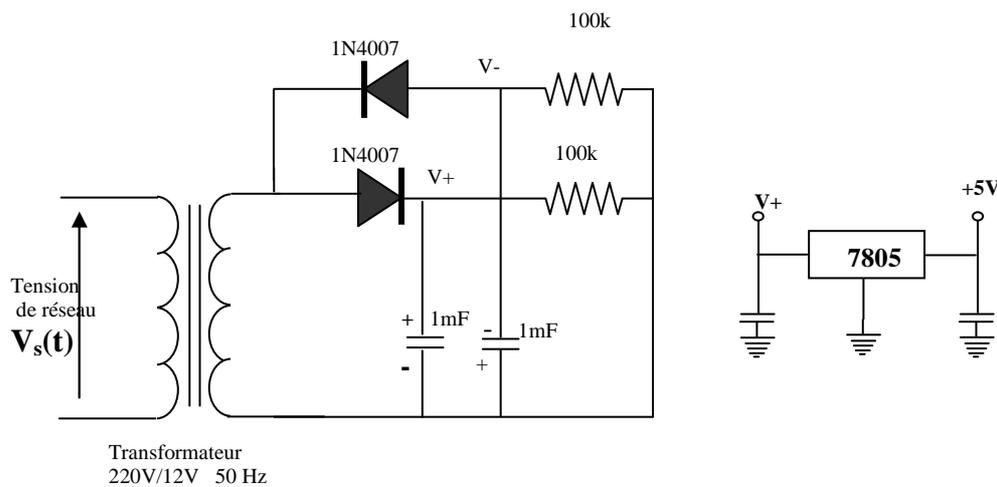


Figure V. 5. Carte d'alimentation du circuit de mise en forme.

La figure ci-dessous présente le circuit générateur du temps mort. Il est constitué de résistance, capacité, diode et du circuit logique 4069 de mise en forme.

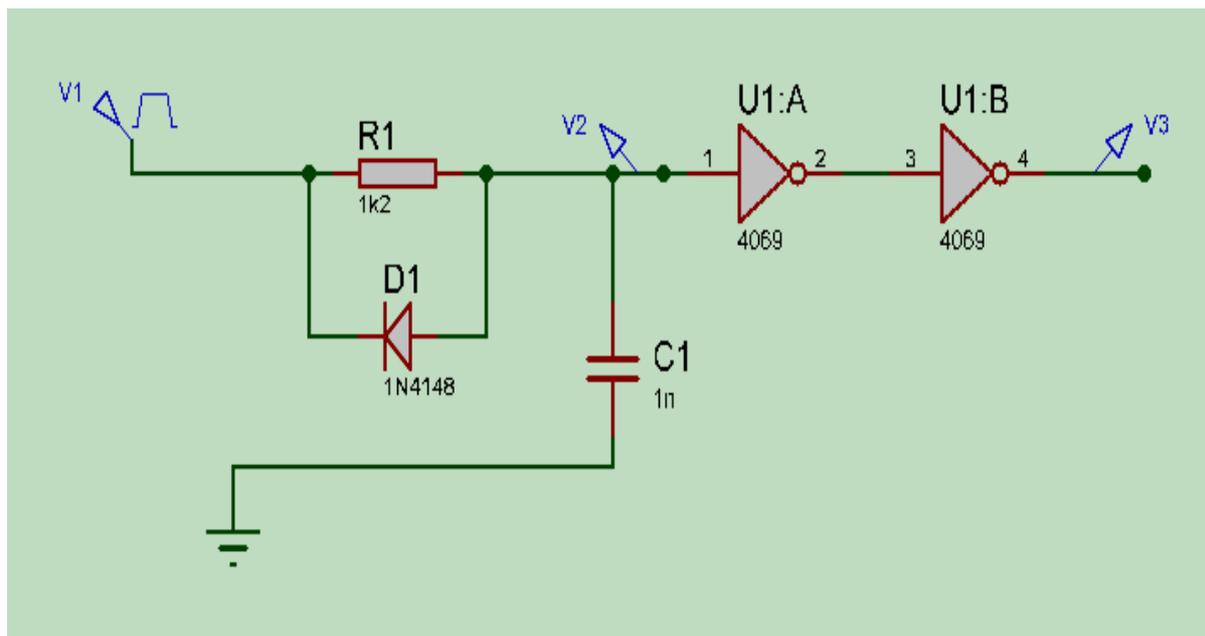


Figure V. 6. Circuit de génération du temps mort.

La figure V. 7 représente le signal d'entrée V_1 à l'entrée du circuit d'interface et le signal V_3 de sortie.

Si nous regardons le signal d'entrée et de sortie, nous constaterons qu'il y a un temps mort créé à partir du circuit RC.

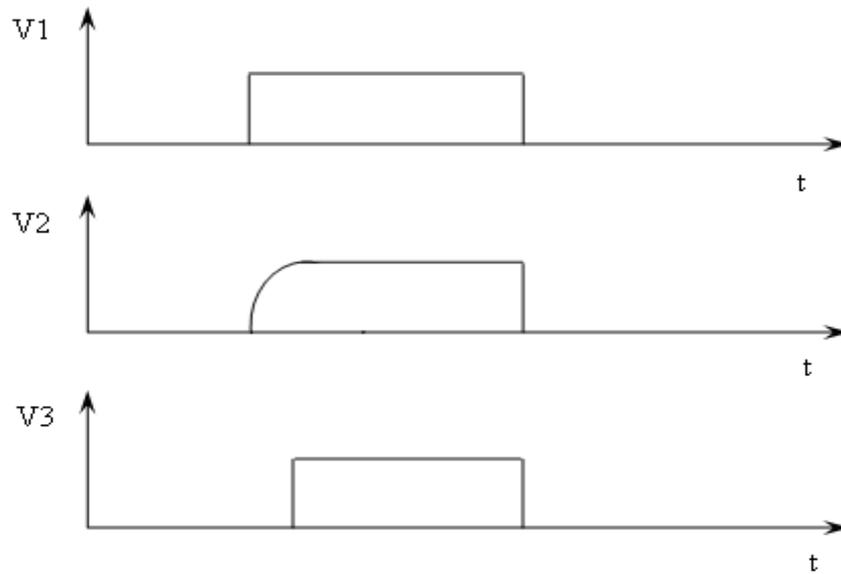


Figure V. 7. Fonctionnement du circuit temporisateur.

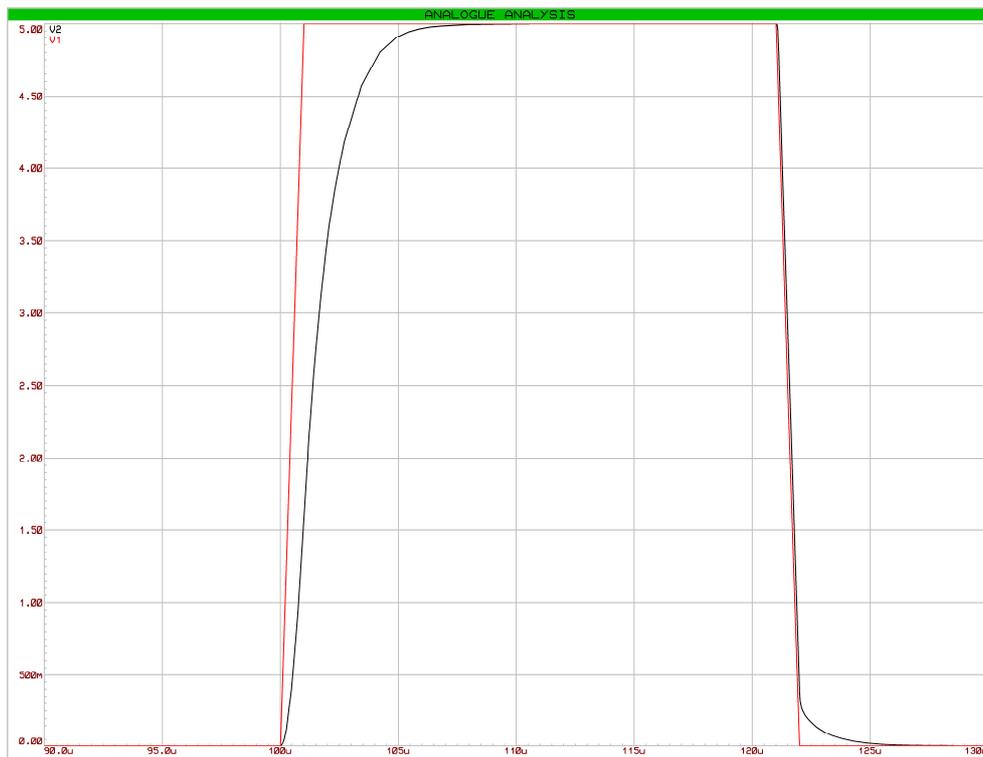


Figure V. 8. Simulation du circuit temporisateur sur ISIS.

Aux figures (V. 9), (V. 10) et (V. 11) suivantes nous montrons les différents résultats pratiques tirés de la maquette d'interface réalisée. Nous avons excité l'entrée de cette carte d'interface par un signal carré émanant de la sortie d'un GBF, et nous avons visualisé les résultats.

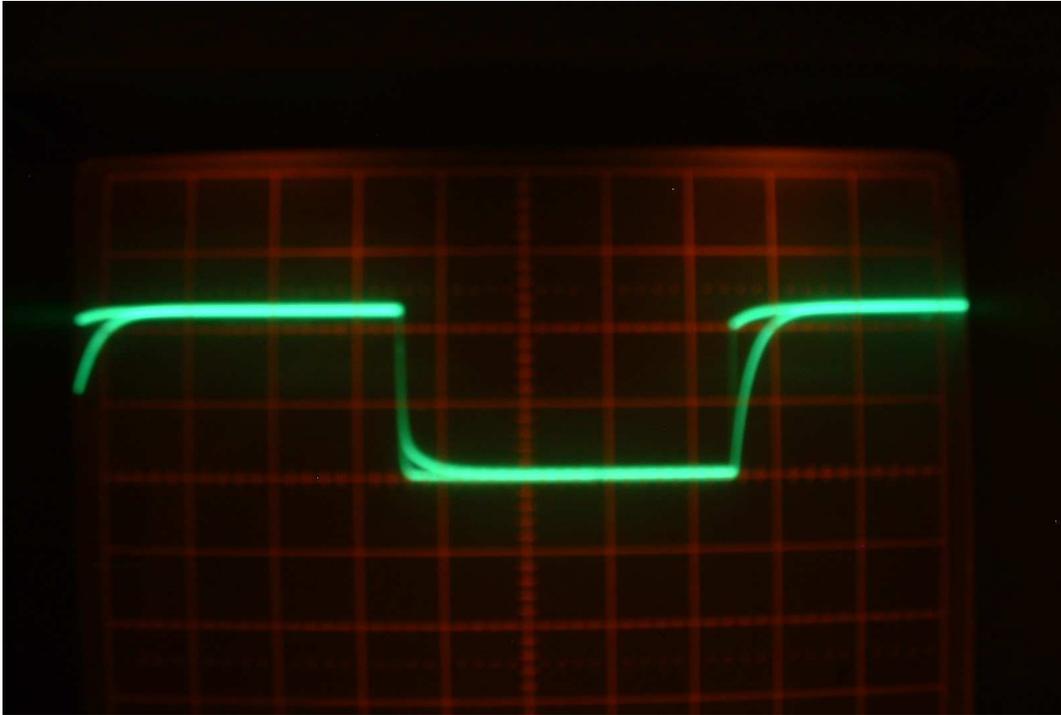


Figure V. 9. Tensions V_1 et V_2 du circuit temporisateur (2V, 5 μ s).

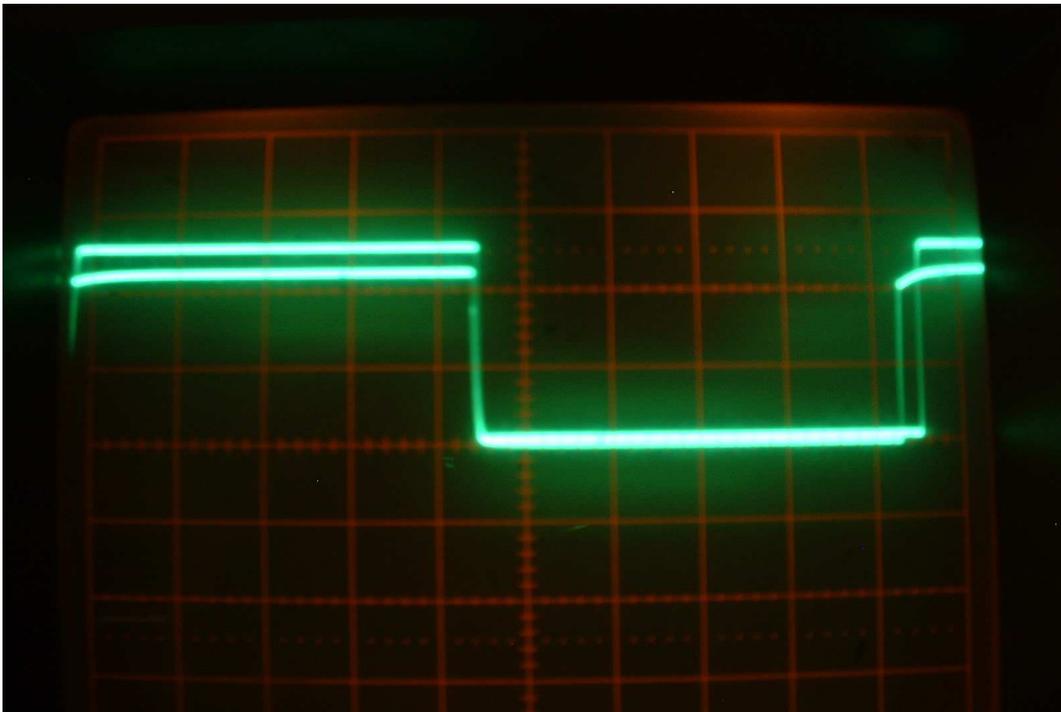


Figure V. 10. Tension d'entrée et de sortie avec temps mort à l'amorçage (2V, 5 μ s).

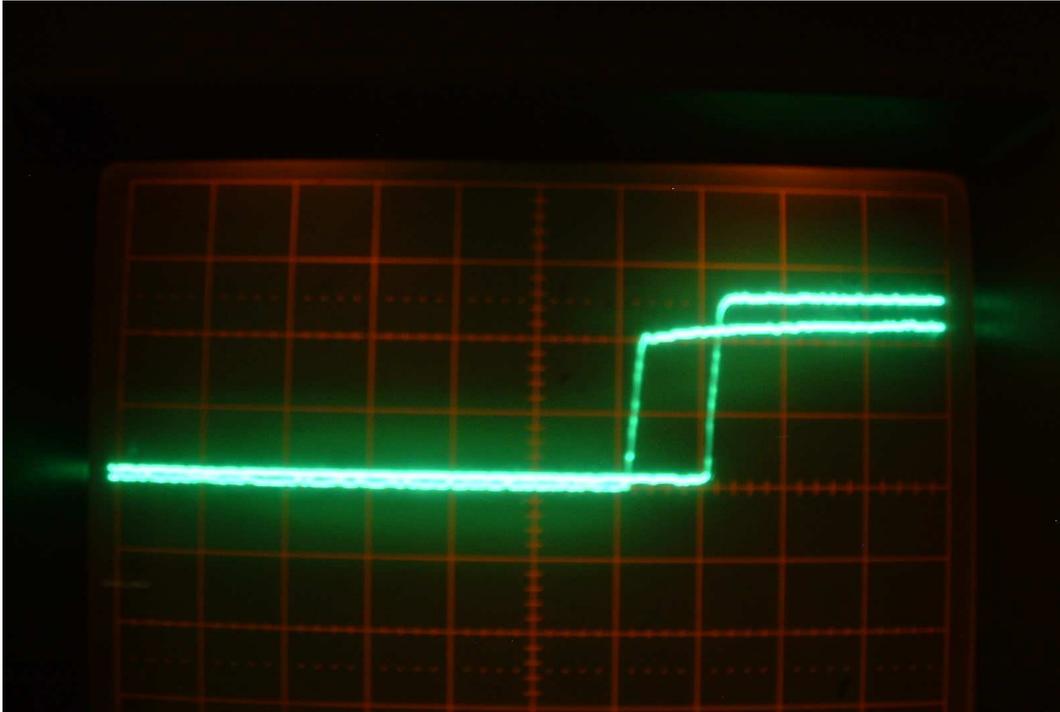


Figure V. 11. Zoom du retard à l'amorçage (2V/4, 5 μ s).

Il est à constater que le retard existe uniquement au front montant, alors que le front descendant reste inchangé.

5. 2. 2. Opto-coupleurs

L'emploi des opto-coupleurs pour activer les IGBT contribue à la sécurité du montage car à travers ce composant, la partie commande devient totalement isolée du circuit de puissance. L'opto-coupleur est monté tout près du transistor afin d'éviter tout parasitage de câblage et aussi diminuer l'effet de l'inductance parasite [33].

L'opto-coupleur que nous avons utilisé est un opto-coupleur driver type HCPL3120. Il a comme tension d'isolation **1500V**, sous une tension d'alimentation **15 à 30V** et un courant pic de sortie qui peut atteindre **2A**.

Grâce à sa valeur de courant élevée, cet opto-coupleur est largement utilisé dans les applications nécessitant l'utilisation des IGBT, qui ont la particularité d'absorber des valeurs sensibles de courant à la mise en conduction afin de charger la capacité d'entrée.

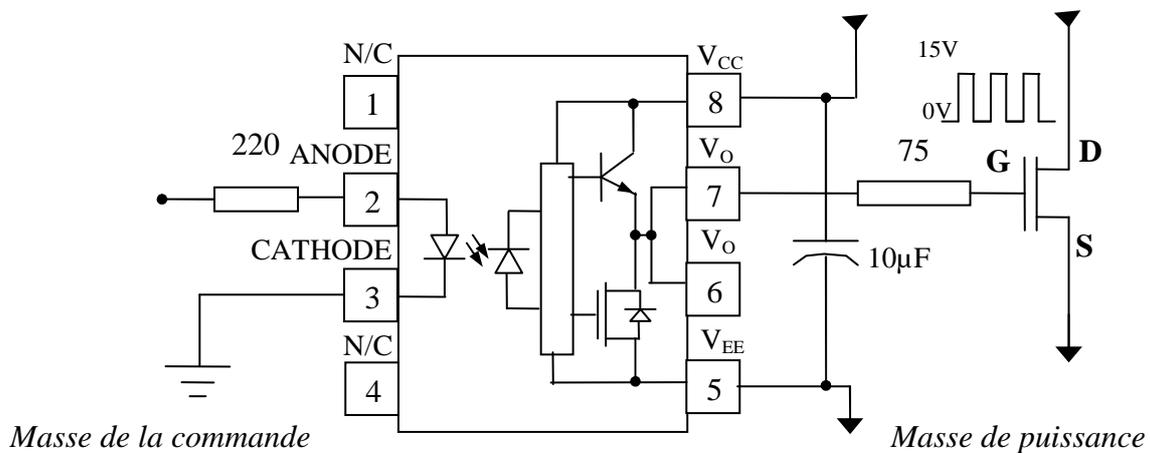


Figure V. 12. Brochage de l'opto-coupleur pour la commande des IGBT.

La figure suivante nous montre la carte d'interface réalisée.

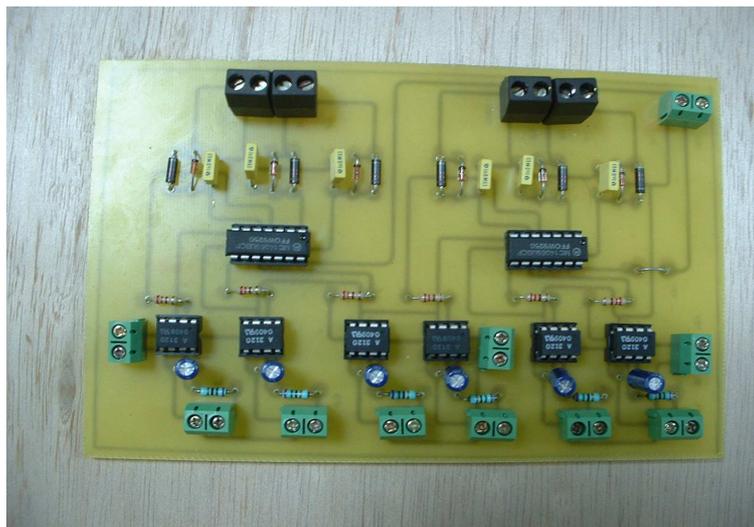


Figure V. 13. Carte d'interface pour pilotage des interrupteurs d'une cellule de commutation.

5. 3. Cartes de mesures

Les mesures des trois courants à la sortie du convertisseur et de ses tensions de phase sont réalisées à l'aide des capteurs de courant et de tension.

5. 3. 1. Capture de courant

La capture de courant est réalisée par des capteurs de courant type boucle fermée (à compensation). C'est des capteurs à effet Hall (LV 25-P) qui assurent une isolation galvanique entre le circuit primaire (fort courant) et le circuit secondaire (circuit électronique). La figure suivante montre le capteur de courant utilisé.

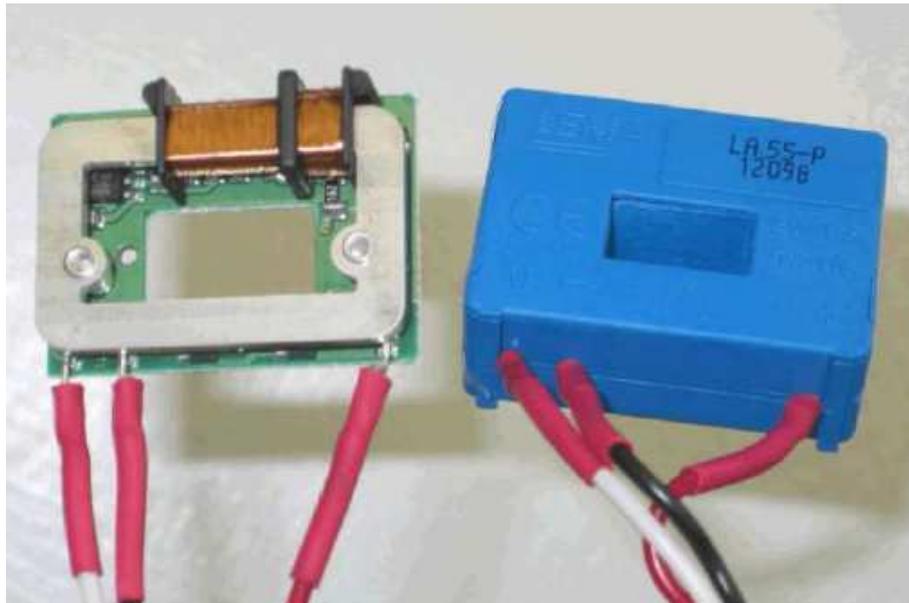


Figure V. 13. Capteur de courant type LV 25-P de LEM.

5. 3. 1. 1. Rappel du principe de l'effet Hall

Si un courant I_0 traverse un barreau en matériau conducteur ou semi conducteur, et si un champ magnétique d'induction B est appliqué perpendiculairement au sens de passage de courant, une tension V_H proportionnelle au champ magnétique et au courant apparaît sur les faces latérales du barreau.

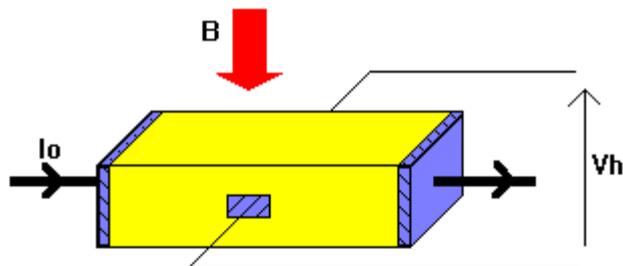


Figure V. 14. Principe de l'effet Hall.

5. 3. 1. 2. Application à la mesure avec isolation galvanique

Le circuit magnétique constitué de ferrite permet de canaliser le flux créé par le conducteur parcouru par le courant i_P . Un générateur de courant constant fournit le courant I_0 . Une tension V_H proportionnelle au courant I_0 et à l'induction produite par le courant i_P apparaît. Cette tension est amplifiée pour fournir un courant i_s dans les N spires du bobinage secondaire, de façon à produire un flux opposé à celui créé par i_P .

A l'équilibre: $B = 0$ et $i_P = N * i_s$.

La valeur du courant i_P est proportionnelle à la tension V_M obtenue aux bornes de la résistance de mesure R_M . Le courant i_P peut être quelconque (sinusoïdal, continu...).

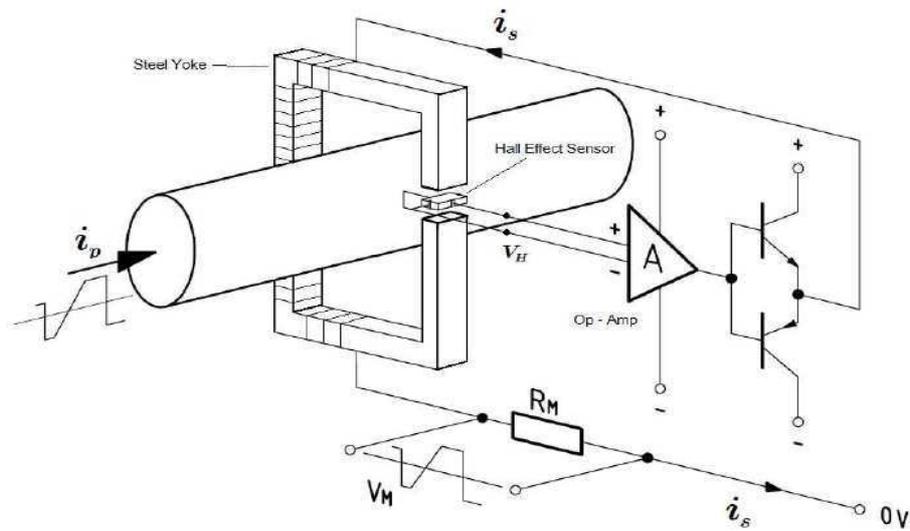


Figure V. 15. Schéma du capteur de courant à effet Hall.

5. 3. 1. 3. Dimensionnement du capteur de courant

Le capteur à effet Hall se présente comme une source de courant, commandée par le courant à mesurer. Dans le cas du LEM LA55-P, le courant secondaire est proportionnel au courant primaire avec un rapport de $\frac{1}{1000}$. Le signal de courant est converti en un signal de tension en faisant débiter le LA55-P sur une résistance de mesure R_M judicieusement choisie.

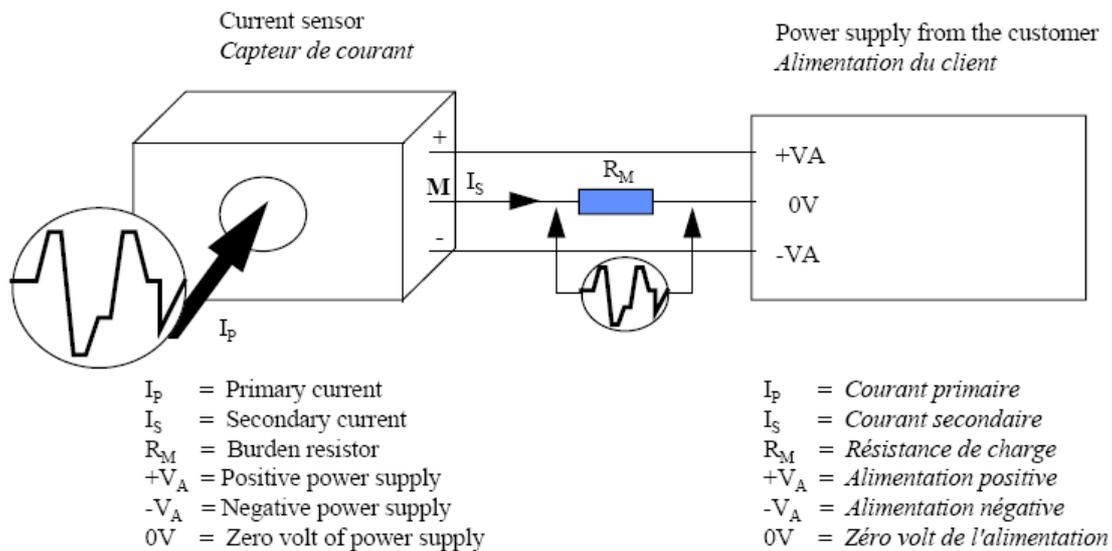


Figure V. 16. Connexion du capteur de courant LA 55-P.

La figure ci-dessus montre le branchement du capteur de courant.

La machine consomme en triangle un courant de charge de 4.5A. Puisque le courant de démarrage d'une machine asynchrone est de 5 :7 fois le courant nominal, le courant à mesurer au démarrage serait de 32A. Le capteur est prévu pour mesurer un courant de 50A. Si nous faisons le calibrage pour obtenir ce courant de 50A, et pour avoir une tension max de 9V en sortie, nous devons utiliser une résistance de 180Ω. La relation suivante montre la valeur de la résistance à placer.

$$R_M = \frac{V_M}{I_p n r} = \frac{9}{50 * 1 * 10^{-3}} = 180 \Omega .$$

Avec :

V_M : tension max de sortie du capteur.

I_p : courant max à mesurer par la capteur.

n : nombre de tours à effectuer sur la capteur.

r : rapport de transformation du capteur.

5. 3. 1. 4. Capture du courant de démarrage de la machine asynchrone couplée en étoile

La figure ci-dessous nous donne le résultat expérimental du courant de démarrage de la machine asynchrone utilisée au laboratoire, couplée en étoile. Le résultat a été capturé par la carte DSP, munie d'une interface d'acquisition du signal.

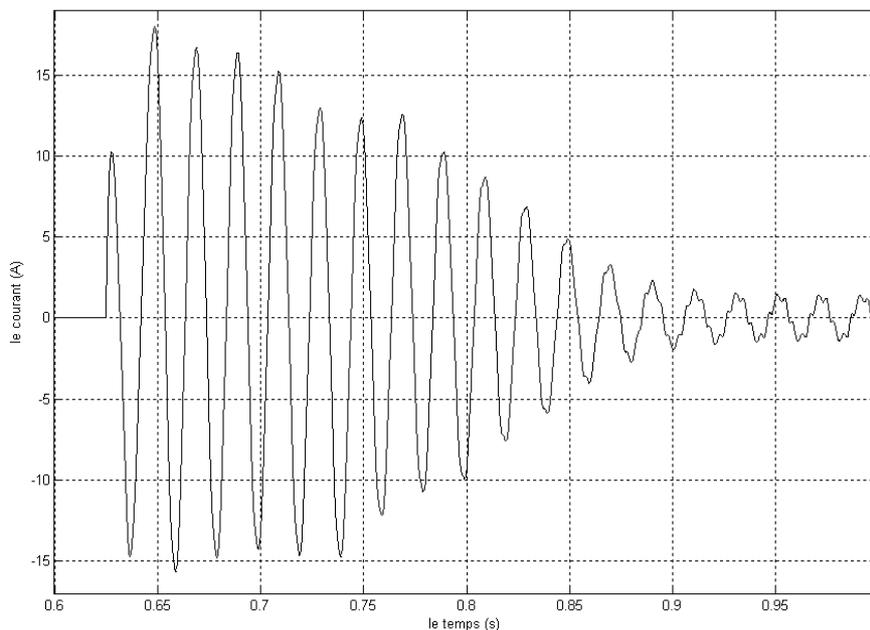


Figure V. 17. Capture du courant de démarrage par DSP de la machine asynchrone à vide.

5. 3. 2. Capture de tension

La capture de tension est assurée par des capteurs de tension de la société LEM, de type LV25-P. La capture de deux tensions est faite au début afin de garantir l'ordre de succession des phases et donc le fonctionnement normal du convertisseur matriciel. Le schéma de connexion du capteur de tension est donné par la figure suivante.

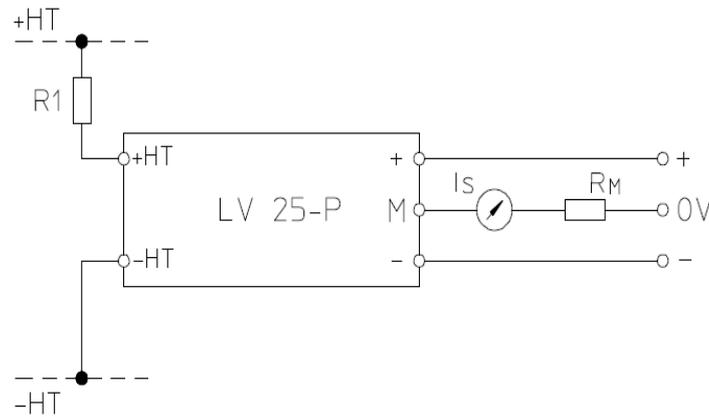


Figure V. 18. Circuit de capture de tension.

La capture de deux phases du réseau d'alimentation est mise au point en utilisant la maquette des capteurs de tension réalisée. La figure suivante nous montre les deux tensions acquises par DSP.

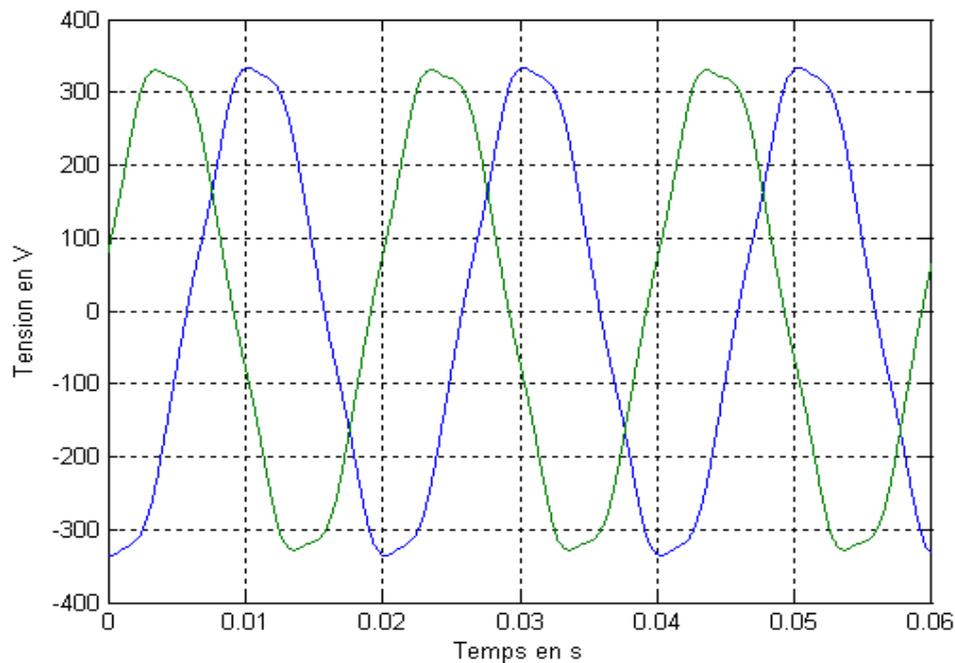


Figure V. 19. Capture de deux phases du réseau d'alimentation par DSP et détermination de leurs successions.

6. Etude du circuit d'aide à la commutation

6. 1. Introduction

Le principe de conversion AC/AC directe du convertisseur matriciel exige des commutateurs de puissance bidirectionnels. Ils doivent pouvoir conduire le courant dans les deux sens et bloquer les deux polarités de tension. La nature bidirectionnelle de ces commutateurs amène un problème significatif pour la commutation du courant.

Comme ces derniers doivent bloquer les tensions positives et négatives, il n'est donc pas possible de connecter une diode de roue libre en antiparallèle avec ces commutateurs.

Une des solutions apportées à ce type de convertisseur est la stratégie de commutation du courant durant le temps mort. C'est une technique qui propose des circuits d'aide à la commutation à travers chaque commutateur de puissance afin de contrôler les pointes de tension à travers les interrupteurs (ouverture des phases durant le temps mort) et acheminer le courant de la charge durant le temps mort.

Le circuit de puissance du convertisseur matriciel est donc réalisé à partir de neuf interrupteurs bidirectionnels de puissance et neuf circuits d'aide à la commutation, présents à cause de l'absence du chemin de roue libre. Nous avons donc connecté neuf circuits R-C à travers les interrupteurs.

Le dimensionnement du CALC est présenté et les différents résultats sont posés, le circuit de puissance du convertisseur alimentant une machine de 1.1kW est réalisé en considérant l'analyse et les résultats de simulation. Les résultats pratiques sont donnés afin de mettre en évidence l'analyse théorique.

6. 2. Analyse du circuit d'aide à la commutation

Durant notre démarche, nous analysons une seule phase de sortie du convertisseur matriciel et nous généralisons sur les deux autres phases (symétrie de la structure). Le convertisseur considéré est alimenté par un système de tension triphasé de 220V et fournit un courant de charge de 4.5A. Le transistor IGBT de type IRGPC40F est utilisé comme interrupteur commandé. Il présente un temps de blocage max de 830 ns et ne contient pas de diode interne. Vu le temps de blocage et afin de ne pas provoquer de court circuit entre les différentes phases du réseau d'alimentation, nous avons opté à régler le temps mort légèrement supérieur à cette valeur, soit 1µs.

Nous supposons que les tensions d'entrée et le courant de sortie du convertisseur restent constants durant la période de commutation.

La condition la plus défavorable et la plus critique de fonctionnement du convertisseur matriciel survient lorsque le courant de sortie est au maximum et lorsque la tension entre phases est maximale. Cette situation est illustrée à la figure V. 20.

Le dimensionnement des composants constituant le circuit d'aide à la commutation repose sur plusieurs critères que nous allons citer ci après. La sélection de la résistance dépend de deux critères. Premièrement, la résistance décharge la capacité durant la fermeture de l'interrupteur avec qui elle est associée. La valeur de la résistance doit donc se calculer tout en imposant un temps de décharge du condensateur inférieur à la période de commutation.

Deuxièmement, la résistance détermine le pic du courant de décharge du condensateur. Pour ces deux raisons, la résistance du CALC doit être choisie afin de garder la valeur du maximum du courant de décharge en dessous de la valeur nominale de fonctionnement et de décharger complètement la capacité durant le T_{ON} .

La sélection de la capacité est très importante pour limiter la surtension durant le temps mort [37]. Durant cette phase, le courant de la charge est pris entièrement par le CALC et la valeur de la capacité détermine la tension aux bornes de l'interrupteur bloqué. Lorsque cette capacité déterminée, il est impératif de respecter la tension que peut supporter le condensateur (tension maximale).

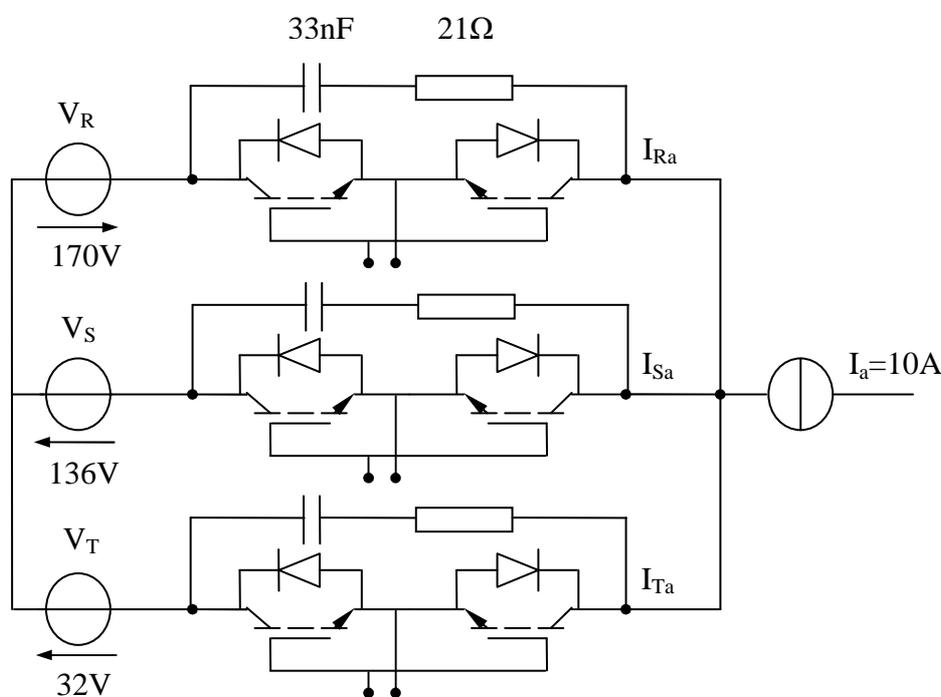


Figure V. 20. Circuit d'aide à la commutation d'une phase de sortie du convertisseur matriciel.

Selon les critères mentionnés, et après avoir effectué les calculs, les paramètres R et C sont choisis 21Ω et $33nF$ respectivement.

Dans ce qui suit, nous analysons le circuit CALC sur une période complète de commutation et nous traçons la tension à travers ses bornes et le courant lui traversant. Nous supposons que la commutation s'effectue de S_{Ra} à S_{Sa} , puis ensuite vers S_{Ta} et retourne au point de départ.

Supposons que S_{Ra} est fermé au départ, et que les autres sont ouverts. Cette situation est présentée à la figure suivante (figure V. 21. a). Durant cet intervalle de temps, tout le courant de sortie passe entièrement à travers le commutateur de puissance S_{Ra} et la tension qui lui sera appliquée reste à un niveau constant. La figure qui vient après montre l'instant d'ouverture de cet interrupteur (figure V. 21. b). Durant cet intervalle, tous les interrupteurs de la cellule de commutation sont ouverts, et le courant de charge est parcouru par les trois CALC.

En analysant le circuit équivalent montré à la figure (V. 21. b), nous trouvons que les courants des trois CALC sont égaux et s'additionnent pour donner le courant à la sortie. Si nous supposons que le maximum de courant de charge est de 10A, alors les courants des trois CALC se donnent par la relation suivante :

$$I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = I_o/3 = 10/3 \text{ A} \quad (\text{V. 9})$$

Les tensions à travers la résistance et la capacité durant cet intervalle se donnent par les deux relations suivantes :

$$V_R = R I_S \quad (\text{V. 10})$$

$$V_C = \frac{I_S}{C} t + V_C(0) \quad (\text{V. 11})$$

Où :

I_S : le courant du CALC.

V_C : la tension aux bornes de la capacité.

$V_C(0)$: condition initiale de la tension aux bornes de la capacité.

Puisque le courant du CALC est constant durant cet intervalle, les tensions à travers les résistances restent constantes et égales à 70V. Pendant le temps mort, la capacité se charge avec une valeur de :

$$\Delta V_C = \frac{3.33 * 1 * 10^{-6}}{0.033 * 10^{-6}} = 101V \quad (\text{V. 12})$$

Cette condition est montrée à la figure V. 21. C.

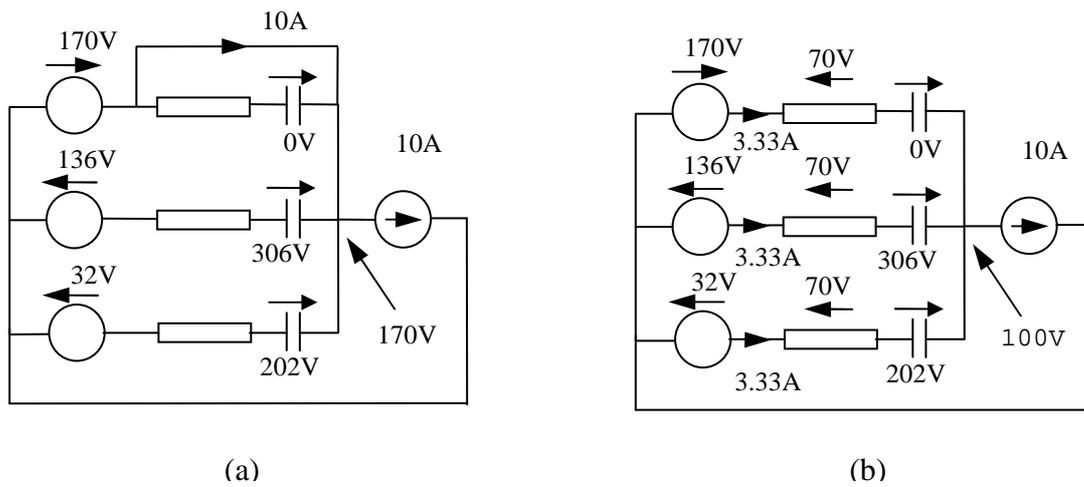


Figure V. 21. Circuits équivalents d'analyse du CALC (a. S_{Ra} fermé, S_{Ra} ouvert).

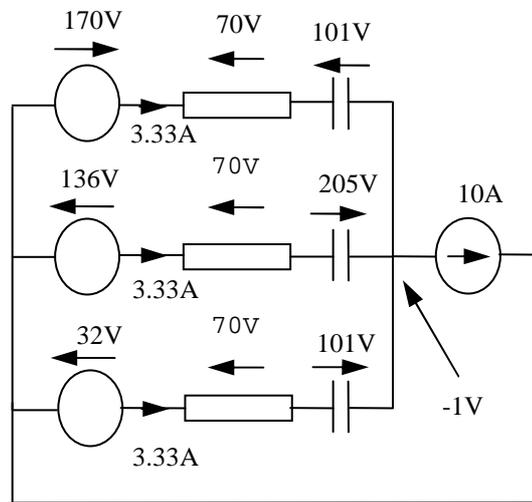


Figure V. 21. c. Circuit équivalent du CALC après le temps mort.

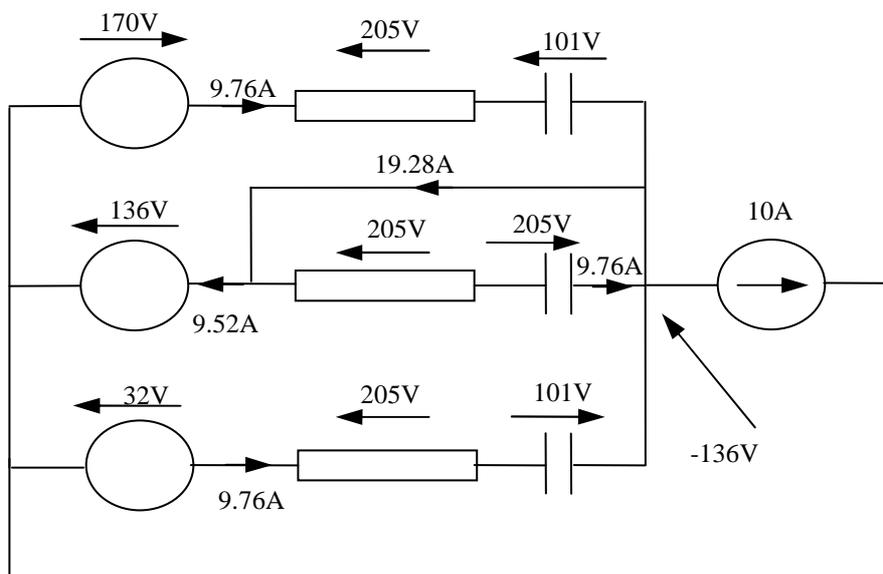


Figure V. 21. d. Circuit équivalent du CALC pendant la fermeture de l'interrupteur S_{Sa} .

La figure ci-dessus montre le circuit équivalent au moment de fermeture de S_{Sa} . Cette condition est analysée et les courants du CALC sont donnés par la relation suivante :

$$I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = 9.76 e^{-t/RC} \text{ A}$$

Il est important de noter que le courant I_{S2} du circuit CALC est pris par l'interrupteur S_{Sa} , ce qui explique que le circuit d'aide à la commutation fait augmenter le courant dans les interrupteurs. Ceci augmente quant à lui les pertes. La figure (V. 21. e) nous montre le circuit après quelques instants de fermeture de S_{Sa} .

Cette analyse peut s'effectuer jusqu'à la fin de la période de commutation.

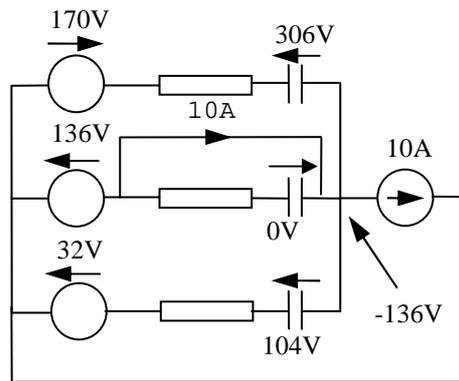
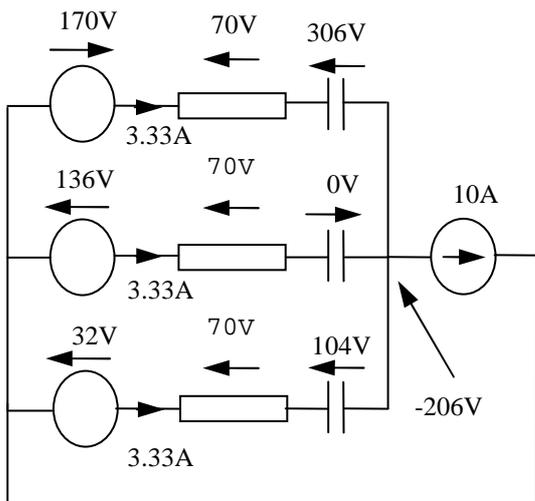


Figure V. 21. e. Circuit équivalent du CALC après quelques instants de fermeture de S_{Sa} .

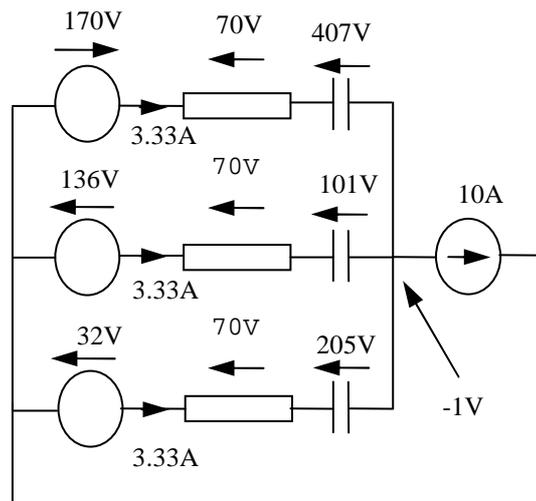
A la figure V. 22, nous présentons les différents circuits équivalents d'une phase du convertisseur matriciel jusqu'à la fin de la période de commutation.

Les différents circuits sont énumérés de la manière suivante :

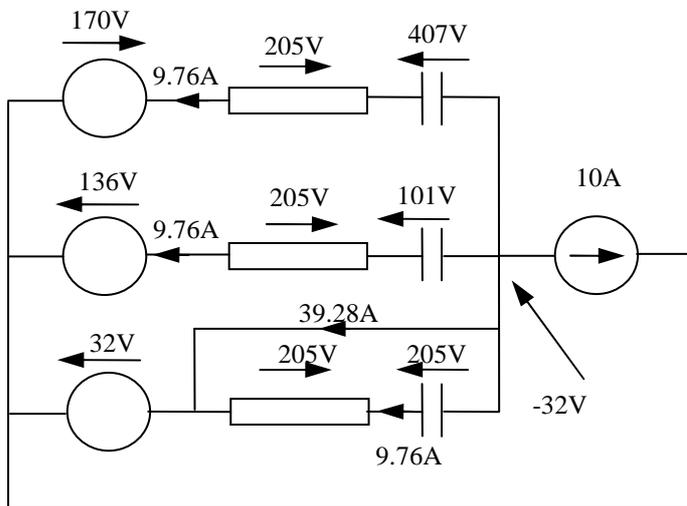
1. Instant d'ouverture de l'interrupteur S_{Sa} .
2. $1\mu\text{s}$ après l'ouverture de l'interrupteur S_{Sa} .
3. Instant de fermeture de l'interrupteur S_{Ta} .
4. Quelques instants après la fermeture de l'interrupteur S_{Ta} .
5. Instant d'ouverture de l'interrupteur S_{Ta} .
6. $1\mu\text{s}$ après l'ouverture de l'interrupteur S_{Ta} .
7. Instant de fermeture de l'interrupteur S_{Ra} .
8. Quelques instants après la fermeture de l'interrupteur S_{Ra} .



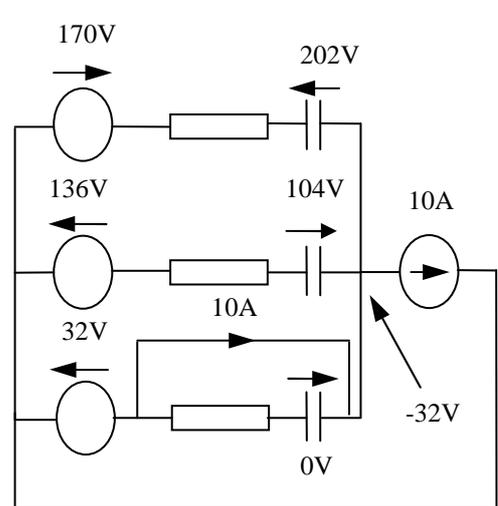
(1)



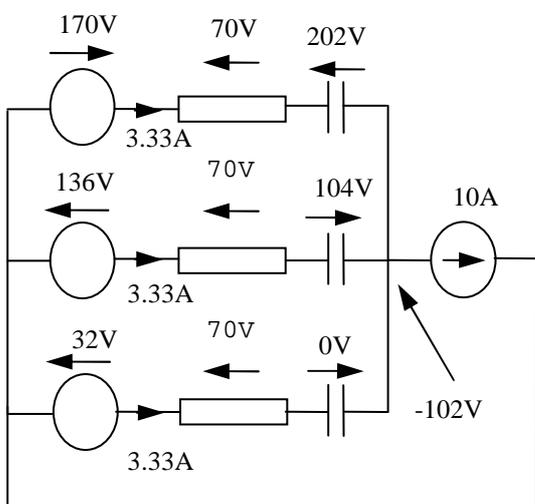
(2)



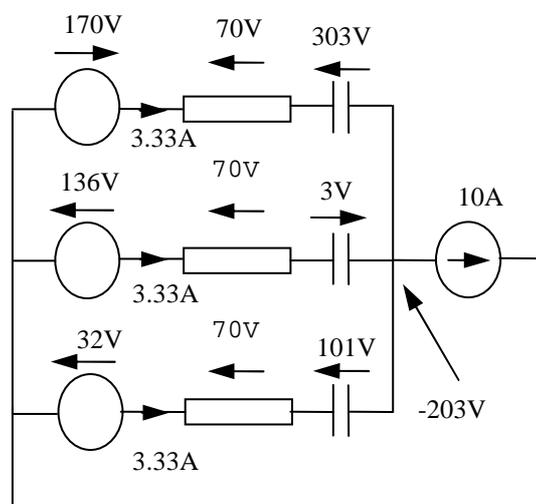
(3)



(4)



(5)



(6)

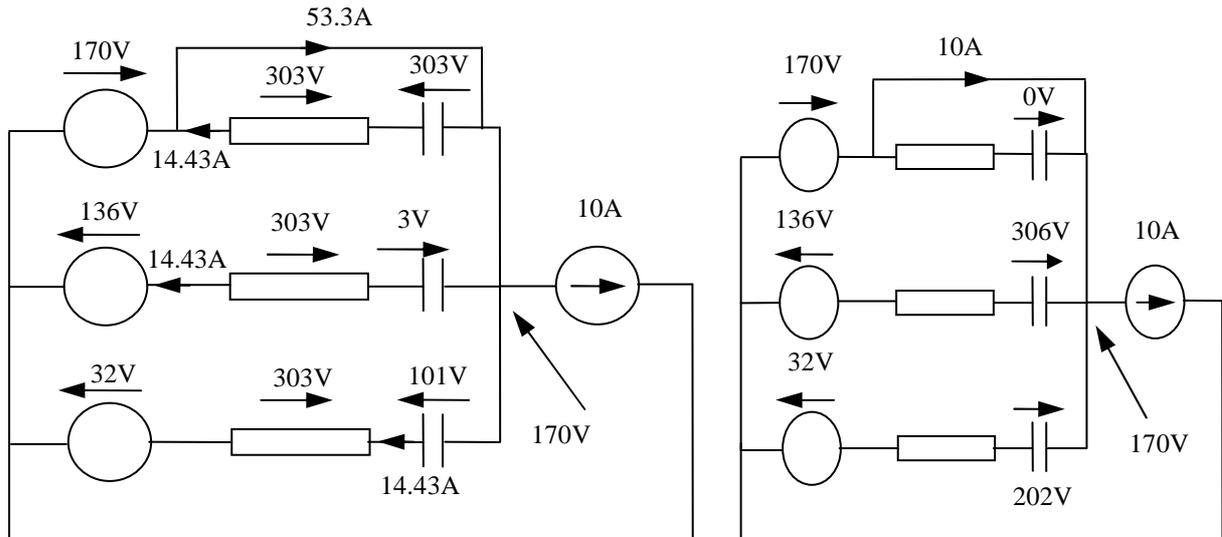


Figure V. 22. Circuits équivalents du CALC pour toute la période de commutation.

Après avoir effectué les calculs sur tout le cycle de commutation, nous avons trouvé que le courant max qui passe à travers l'interrupteur est de 54A.

Les figures suivantes nous donnent les allures de tension aux bornes du CALC et du courant qui le traverse durant une période de commutation d'une cellule du convertisseur matriciel.

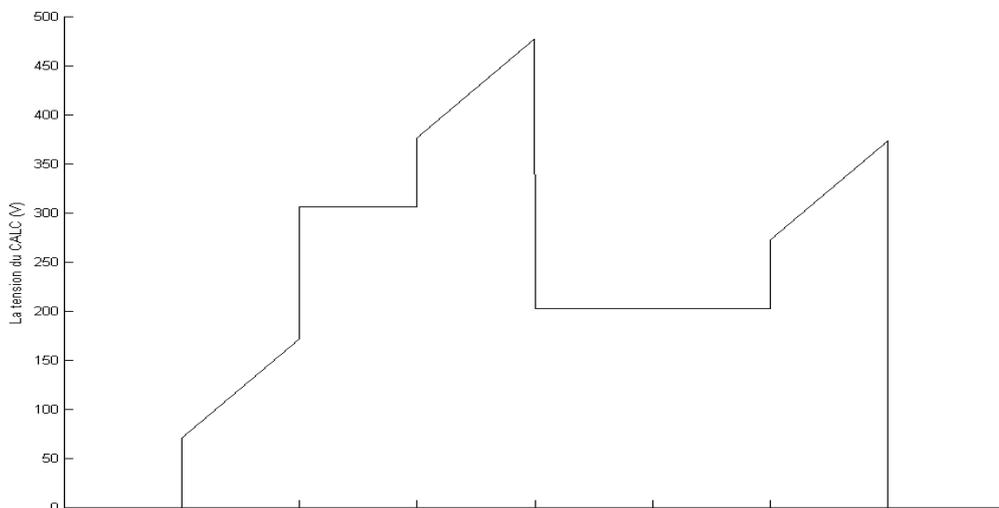


Figure V. 23. Allure de la tension aux bornes du CALC durant une période de commutation (cas critique).

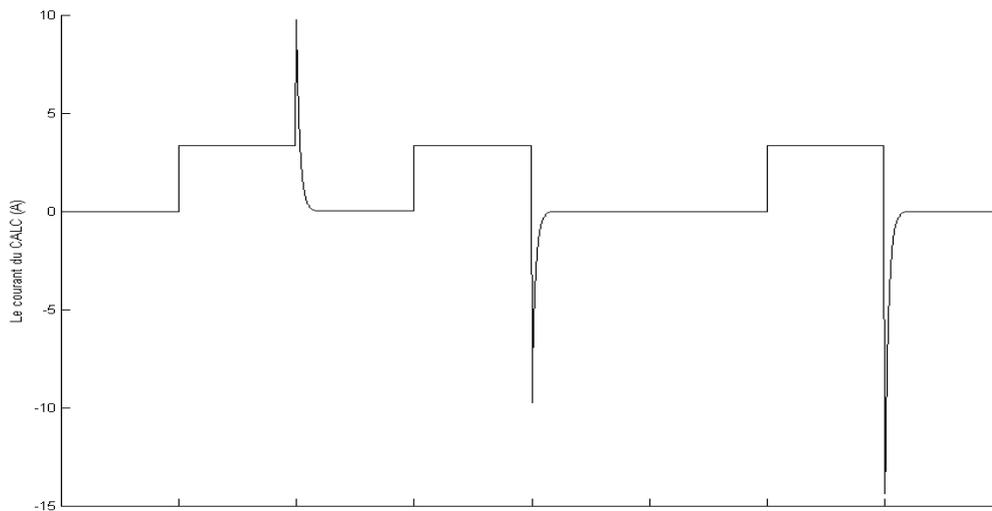


Figure V. 24. Allure du courant traversant le CALC durant une période de commutation (cas critique).

7. Protection du convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel -comme tout autre convertisseur statique- nécessite une protection de ses interrupteurs contre les surtensions et les surintensités de courant. Une protection robuste et efficace joue un rôle très important dans la stabilité des convertisseurs de puissance. En raison de la nature du convertisseur matriciel, il est à distinguer les surtensions externes. Se sont des surtensions qui proviennent du réseau d'alimentation et qui sont externes au convertisseur statique.

D'autres surtensions internes peuvent découler des erreurs de commutations qui, de leurs parts provoquent l'ouverture des phases de la charge.

Le risque de commutation est donc un point sérieux et très fréquent dans ce type de convertisseur du fait qu'il ne présente pas de chemin de roue libre. Afin de pallier à ce problème, nous avons opté à utiliser une protection passive qui utilise des varistances comme éléments de protection. Elles sont mises à l'entrée et à la sortie du convertisseur matriciel.

La protection à l'entrée permet de protéger les interrupteurs du convertisseur matriciel des surtensions provenant du réseau d'alimentation. Du côté de la charge, le risque de surtension provient de l'ouverture des phases du convertisseur matriciel suite à un arrêt d'urgence. Afin d'éviter que la tension de sortie croît jusqu'à un niveau destructif, il est impératif d'évacuer l'énergie emmagasinée dans les inductances de la machine, c'est ce qu'assure les varistances.

La protection contre les surintensités est assurée par le programme de commande du convertisseur matriciel. Dans ce programme, nous surveillons les trois tensions de sortie à ne

pas dépasser une valeur maximale, et ce pour éviter un éventuel court circuit des phases de sortie.

8. Exemple de réalisation d'un hacheur abaisseur commandé par DSP

Dans cette section, nous allons contribuer à la réalisation d'un circuit hacheur abaisseur, contrôlé par DSP, afin de montrer la simplicité de la commande par le biais de cet outil, et de voir le comportement des drivers d'IGBT ainsi que leurs caractéristiques.

Le hacheur abaisseur réalisé avec charge R, L est illustré à la figure ci dessous. C'est une série de connexion d'une source de tension continue à l'entrée, d'un interrupteur à semi conducteur et d'une charge R, L. l'interrupteur utilisé est apte à bloquer une tension unidirectionnelle, et permet le passage d'un courant unidirectionnel. La diode ajoutée à l'interrupteur permet d'assurer le chemin de roue libre. L'interrupteur est opérationnel avec un rapport cyclique définit comme étant le rapport du T_{ON} de l'interrupteur sur toute la période de commutation.

Le rapport cyclique est ajusté de façon logicielle par la variation de la position du slider dans l'interface de contrôle.

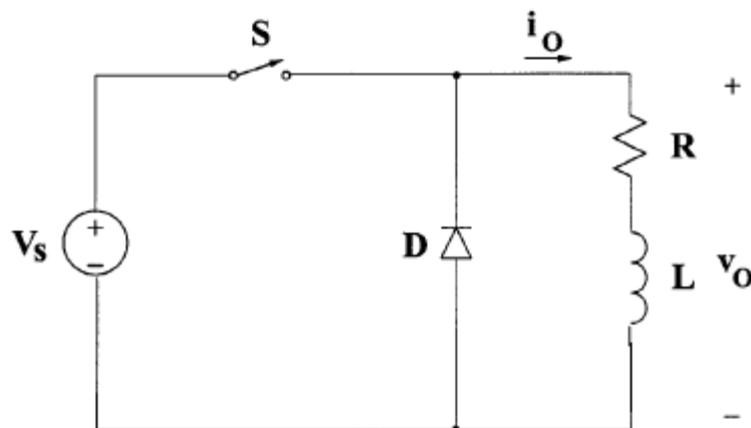


Figure V. 25. Schéma de principe du montage hacheur abaisseur.

Le programme implémenté sur DSP est donné ci-dessous. Il compare un signal constant à une dent de scie, afin de produire le signal de commande (PWM), qui sera acheminé vers le driver d'IGBT à travers une sortie numérique.

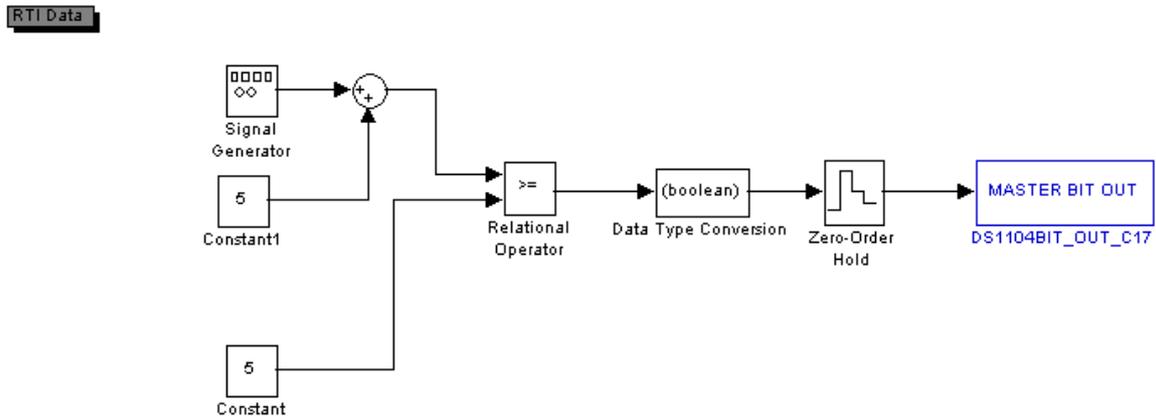


Figure V. 26. Programme de contrôle de l'hacheur abaisseur.

Après avoir monté le circuit hacheur, nous l'avons alimenté avec une source de tension continue de 30V, à partir d'une alimentation stabilisée, et nous avons connecté la sortie numérique de la DSP à l'entrée du driver d'IGBT qui est de type HCPL 3120.

La figure suivante nous montre la réalisation faite, et à travers un oscilloscope nous avons visualisé la tension de sortie aux bornes de la charge, ainsi que le courant qui passe.

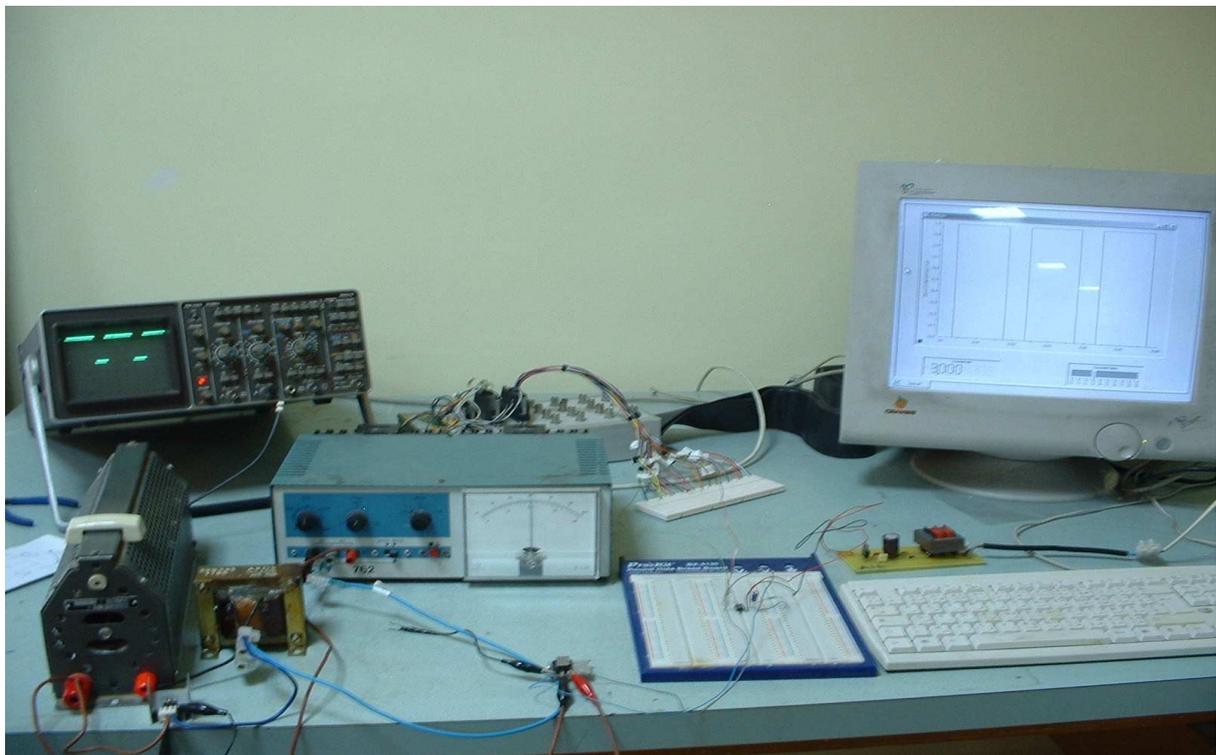


Figure V. 27. Montage du circuit hacheur au laboratoire.

Nous avons fait fonctionner le circuit hacheur en mode conduction continue, et nous avons relevé les résultats suivants.

Le rapport cyclique utilisé est de 0.5 et 0.7 et la tension aux bornes de la charge ainsi que le courant à travers la résistance sont donnés ci-dessous.

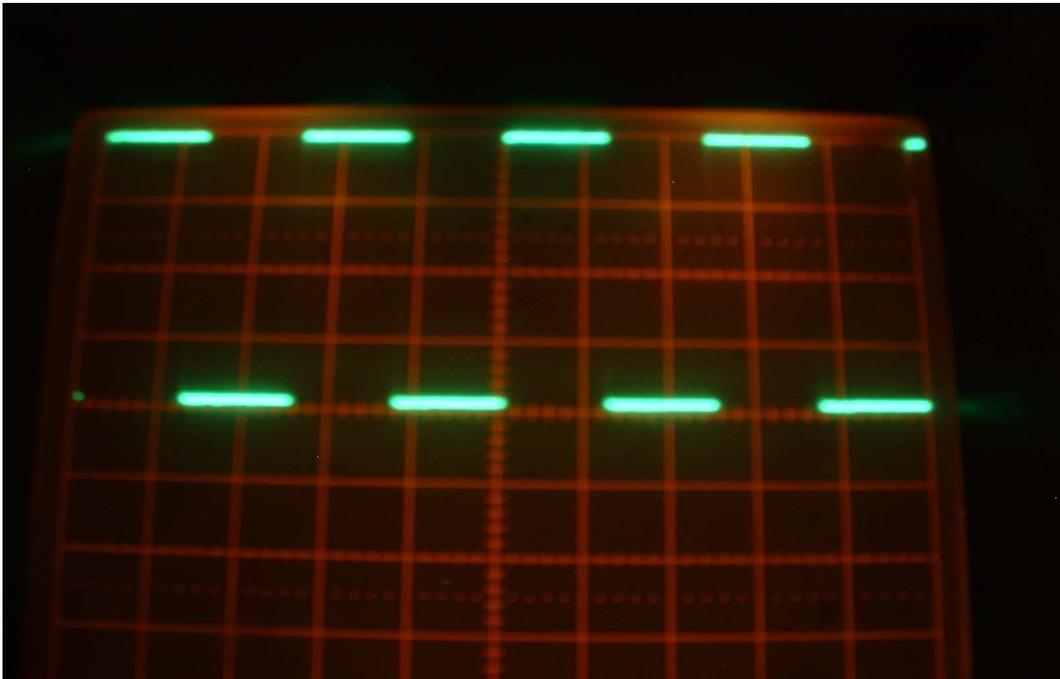


Figure V. 28. Tension aux bornes de la charge (échelle 20ms, 10V, $r_{cyclique}=0.5$).

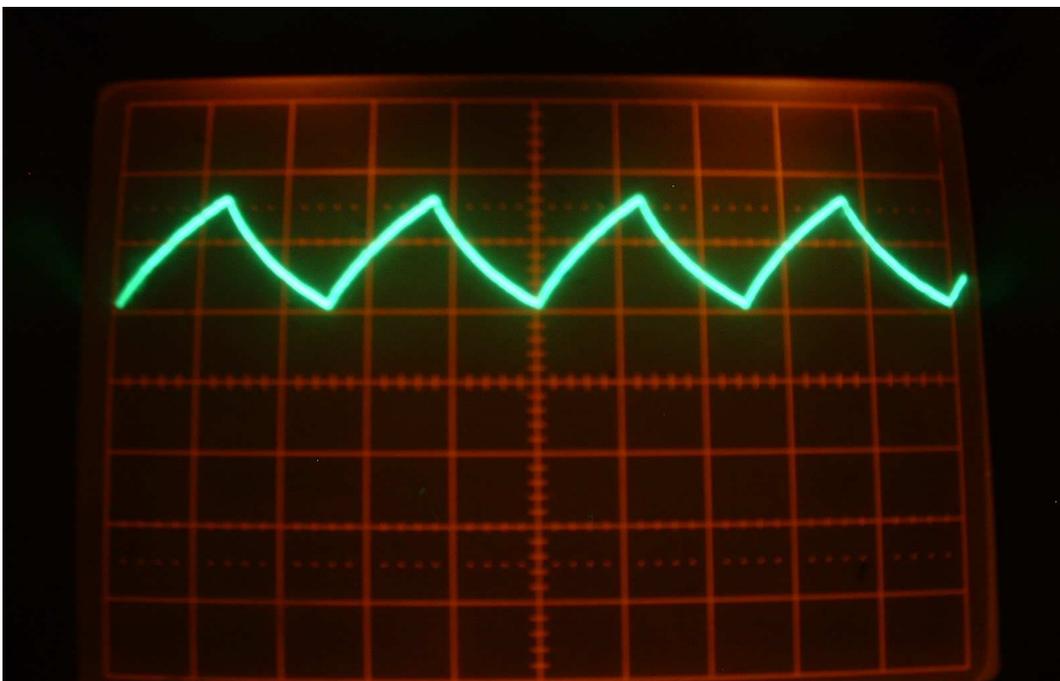


Figure V. 29. . Tension aux bornes de la résistance (échelle 20ms, 5V, $r_{cyclique}=0.5$).

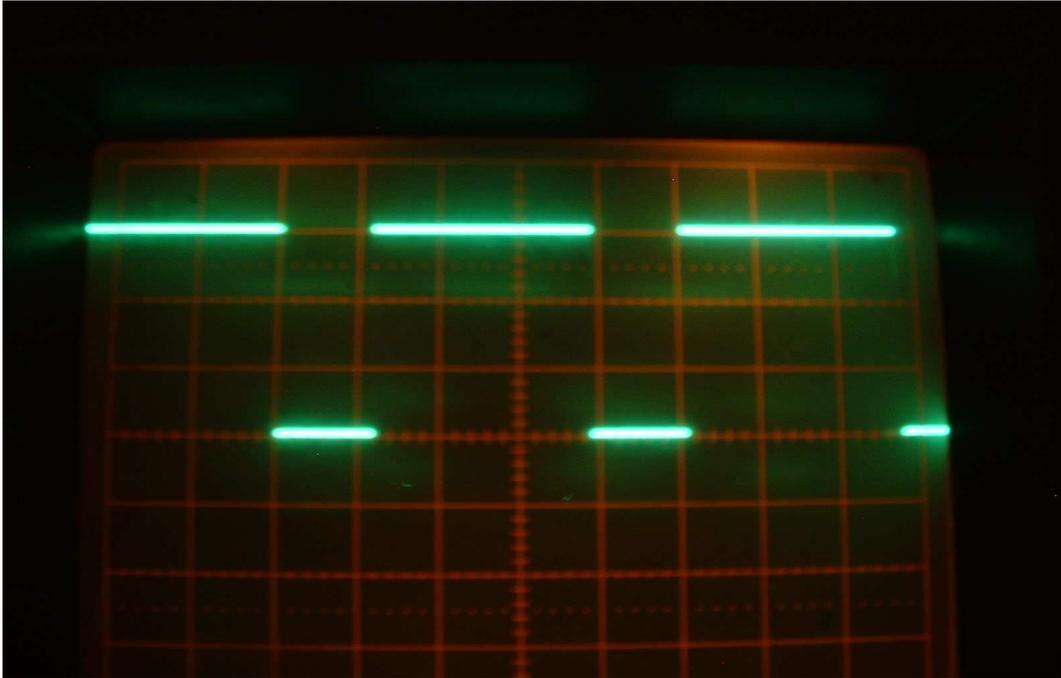


Figure V. 30. Tension aux bornes de la charge (échelle 0.5 ms, 10V, $r_{cyclique}=0.7$).

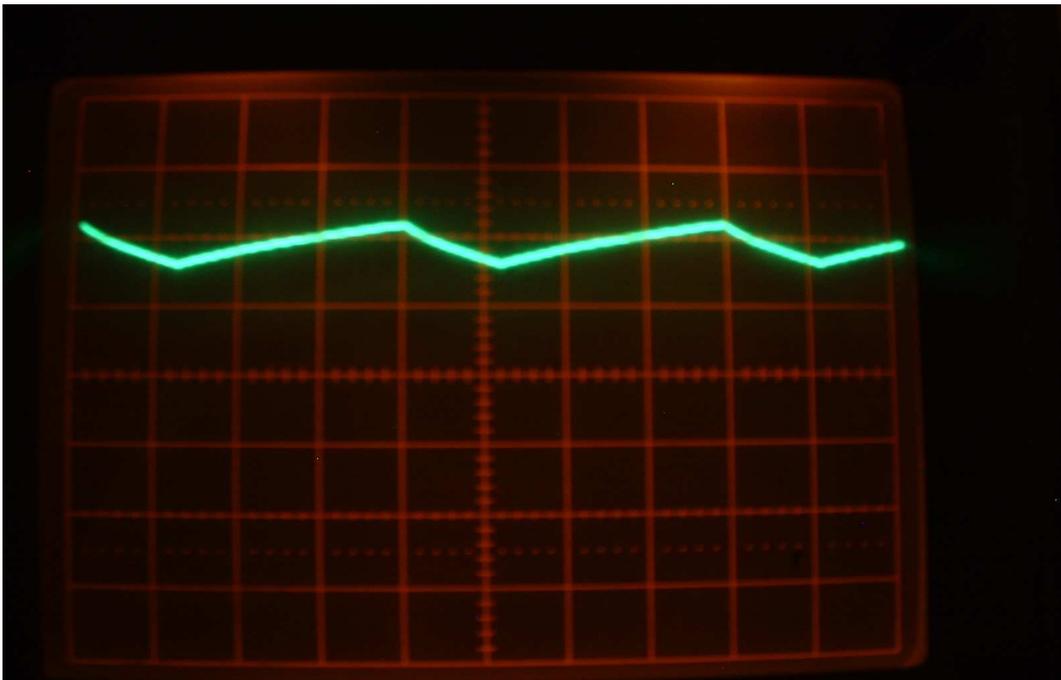


Figure V. 31. Tension aux bornes de la résistance (échelle 0.5 ms, 10V, $r_{cyclique}=0.7$).

L'allure du courant à l'amorçage et au blocage du transistor est donnée à la figure suivante. L'amorçage s'exprime par un courant positif, donc une charge à donner à la jonction, et le blocage par un courant négatif et donc une charge à extraire de la jonction du transistor.

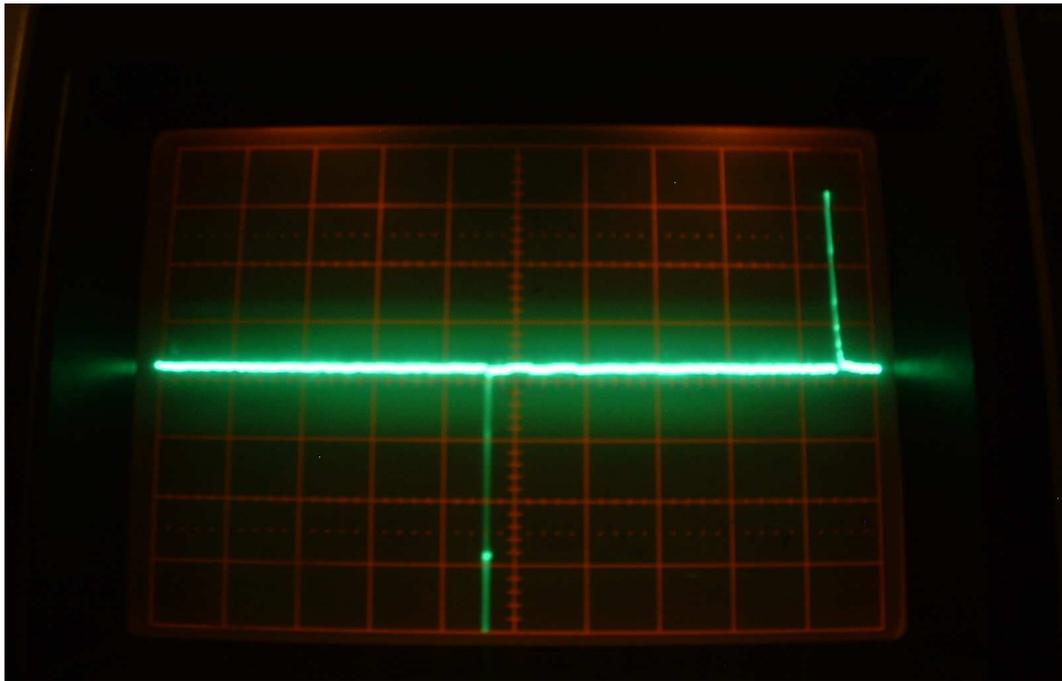


Figure V. 32. Courant d'amorçage et de blocage du transistor (échelle $20 \mu\text{s}$, 2V , $r_{\text{cyclique}}=0.5$).

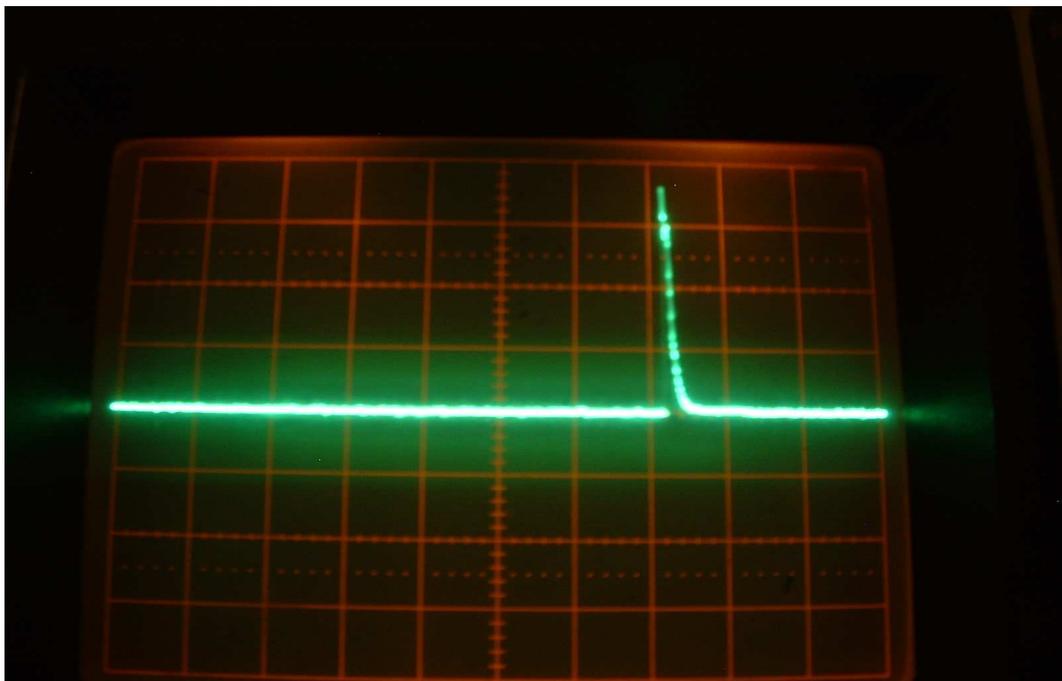


Figure V. 33. Zoom du courant d'amorçage et de blocage du transistor (échelle $20 \mu\text{s} * 3/4$, 2V , $r_{\text{cyclique}}=0.5$).

9. 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 portants sur les caractéristiques des éléments formants les interrupteurs bidirectionnels de puissance ont été faits et les interfaces entre le circuit de commande et de puissance ont été étudiés et réalisés. Le temps mort a été mis au point. Un circuit d'aide à la commutation est utilisé pour répondre aux problèmes de commutation de ce type de convertisseur. Le circuit est analysé et testé. Les problèmes liés à la protection du convertisseur ont été posés et des solutions ont été proposées.

La réalisation d'un hacheur abaisseur est faite pour mieux expliquer le fonctionnement de la carte de commande DSP, et montrer le rôle des interfaces (drivers d'IGBT).

Chapitre VI

Résultats Expérimentaux

1. Introduction

Le convertisseur matriciel est une structure 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 du convertisseur matriciel, nous pouvons citer son application dans les systèmes de production d'énergie par éolienne, dont le rôle de ce convertisseur est de relier les générateurs triphasés et les systèmes de puissance. Un autre point d'usage de ce type de convertisseur réside dans l'entraînement à des machines à courant alternatifs vitesse variable, et dans les applications nécessitant une conversion AC/AC avec une réduction considérable du volume. Comme exemple, nous indiquons l'utilisation du convertisseur matriciel dans les véhicules électriques.

Nous présentons dans ce chapitre, l'ensemble des essais expérimentaux que nous avons effectué respectivement sur charge dissipative (R, L triphasée), et sur une machine asynchrone.

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

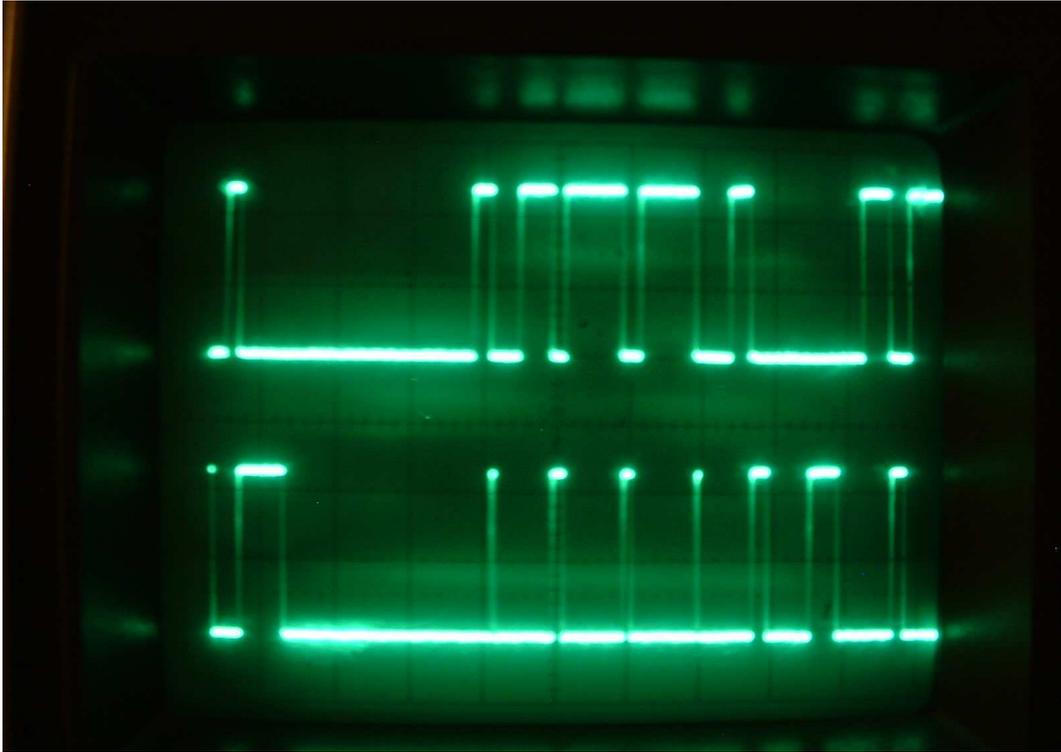
2. Fonctionnement du convertisseur matriciel sur charge R, L

La figure suivante illustre le schéma pratique réalisé au laboratoire de commande des processus à l'ENP. La charge utilisée est une charge R, L. Trois lampes d'une puissance de 100W ont été utilisées comme résistances.

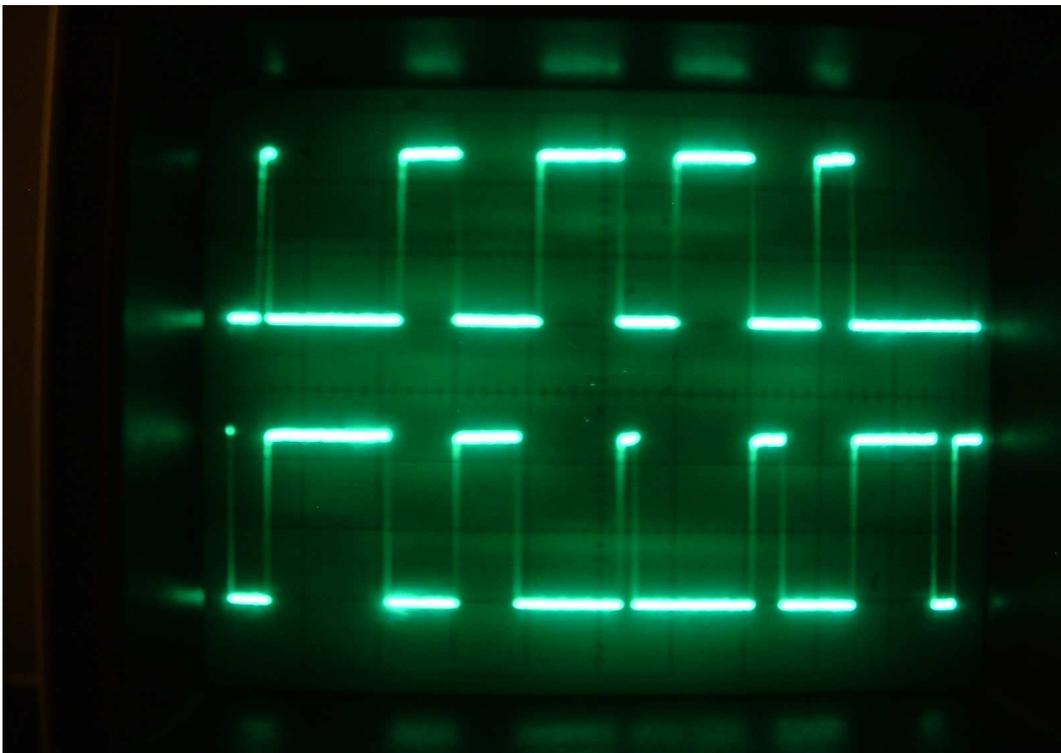
Les paramètres utilisés sont : $(V_{IN})_{\max} = 50V$, $R = 530\Omega$, $L = 10mH$, $r = 0.8$, m variable.

Nous possédons maintenant à une vérification expérimentale des résultats obtenus en simulation.

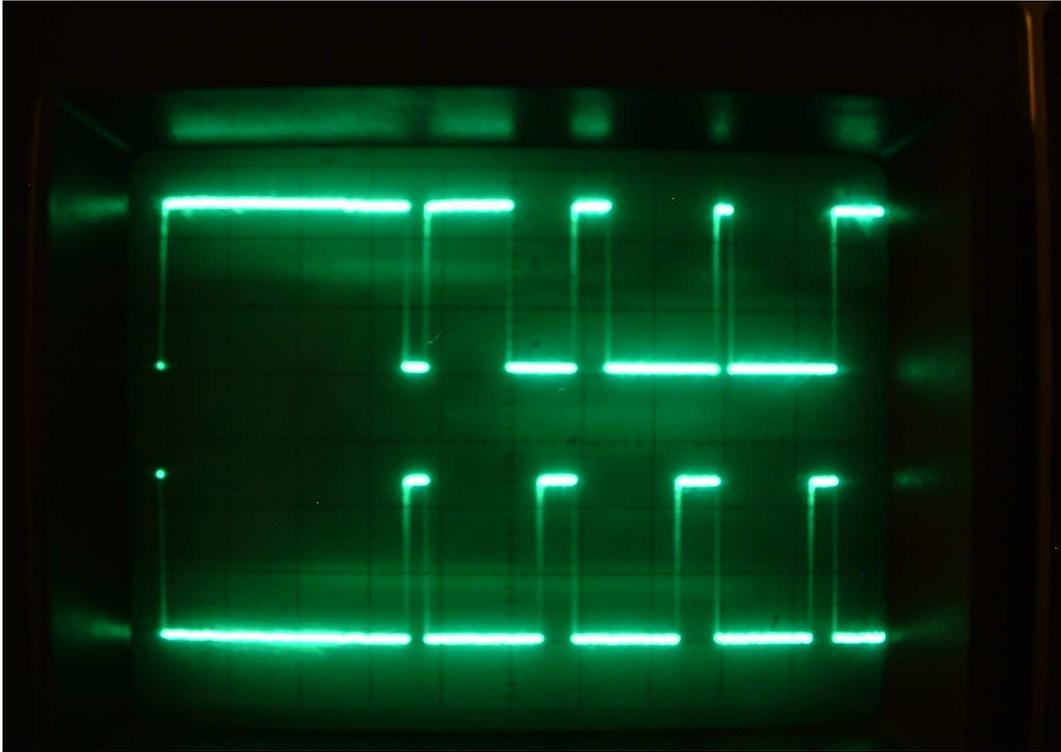
Les trois figures suivantes représentent les signaux de commande des bases d'IGBT respectivement de T_{RX} , T_{SX} ; T_{RY} , T_{SY} et de T_{RZ} , T_{SZ} .



*Figure VI. 1. Signaux de commande des interrupteurs T_{RX} et T_{SX} de la phase X
(Échelle : 2ms, 2V).*



*Figure VI. 2. Signaux de commande des interrupteurs T_{RX} et T_{SX} de la phase Y
(Échelle : 1ms, 2V).*



*Figure VI. 3. Signaux de commande de deux interrupteurs de la phase Z
(Échelle : 1ms, 2V).*

La connexion de la charge est faite en étoile. Les figures suivantes nous montrent la tension simple, composée et le courant de phase passant à travers chaque phase de sortie.

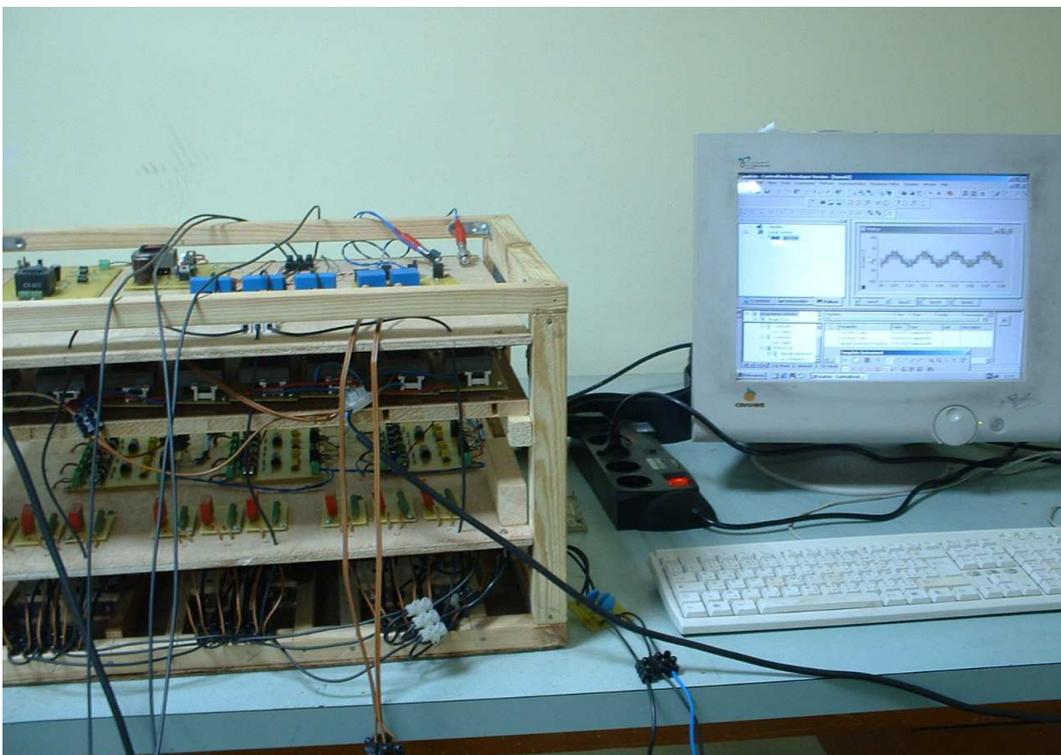


Figure VI. 4. Montage du matriciel alimentant une charge R, L.

Dans ce qui suit, nous présentons les tensions simples simulée par ordinateur, et réelles obtenues par l'outil d'acquisition présent dans la carte de commande DSP. Nous présentons aussi la tension composée, et nous étalons ensuite les spectres d'harmoniques pour les différentes fréquences de sortie.

2. 1. Fonctionnement avec $f_0 = 25\text{Hz}$, $m = 40$

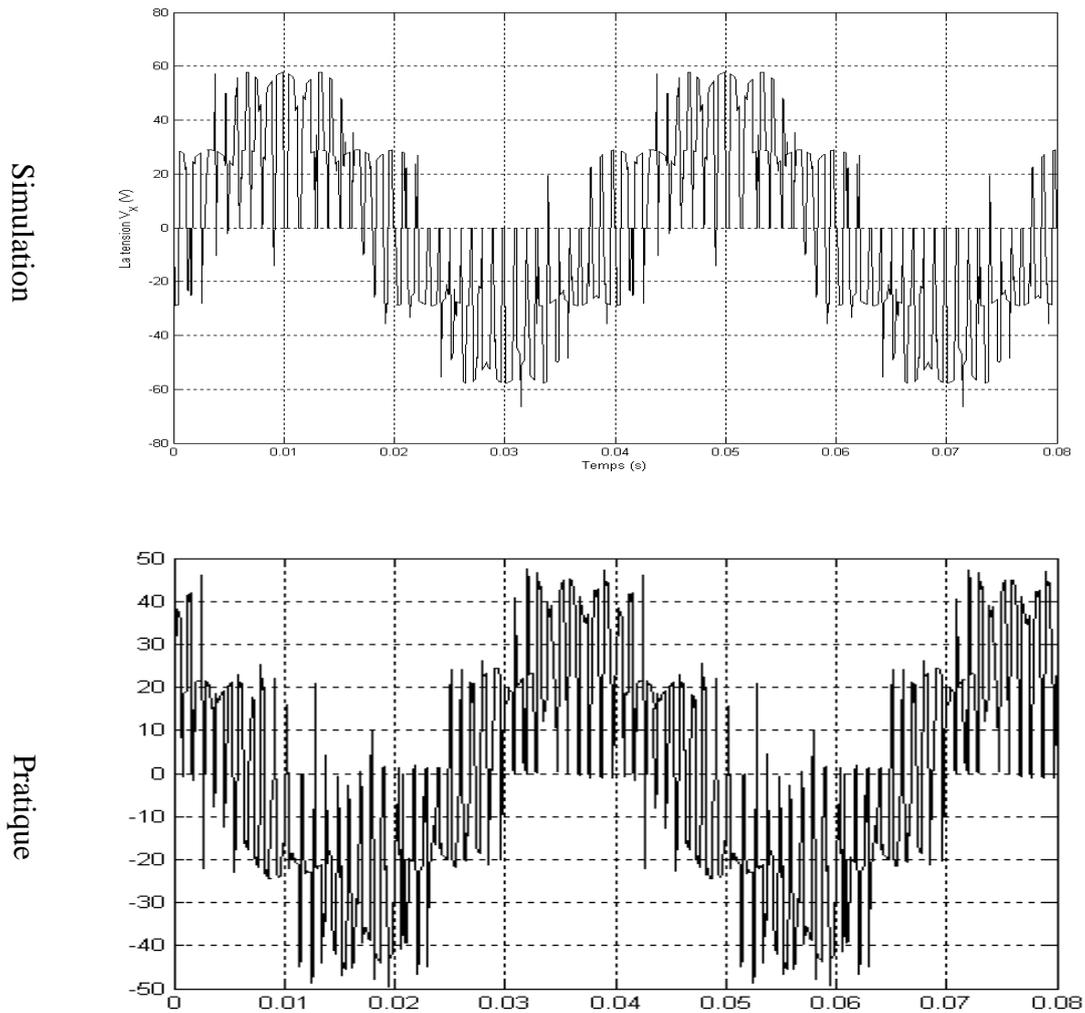


Figure VI. 5. Tension simple V_X .

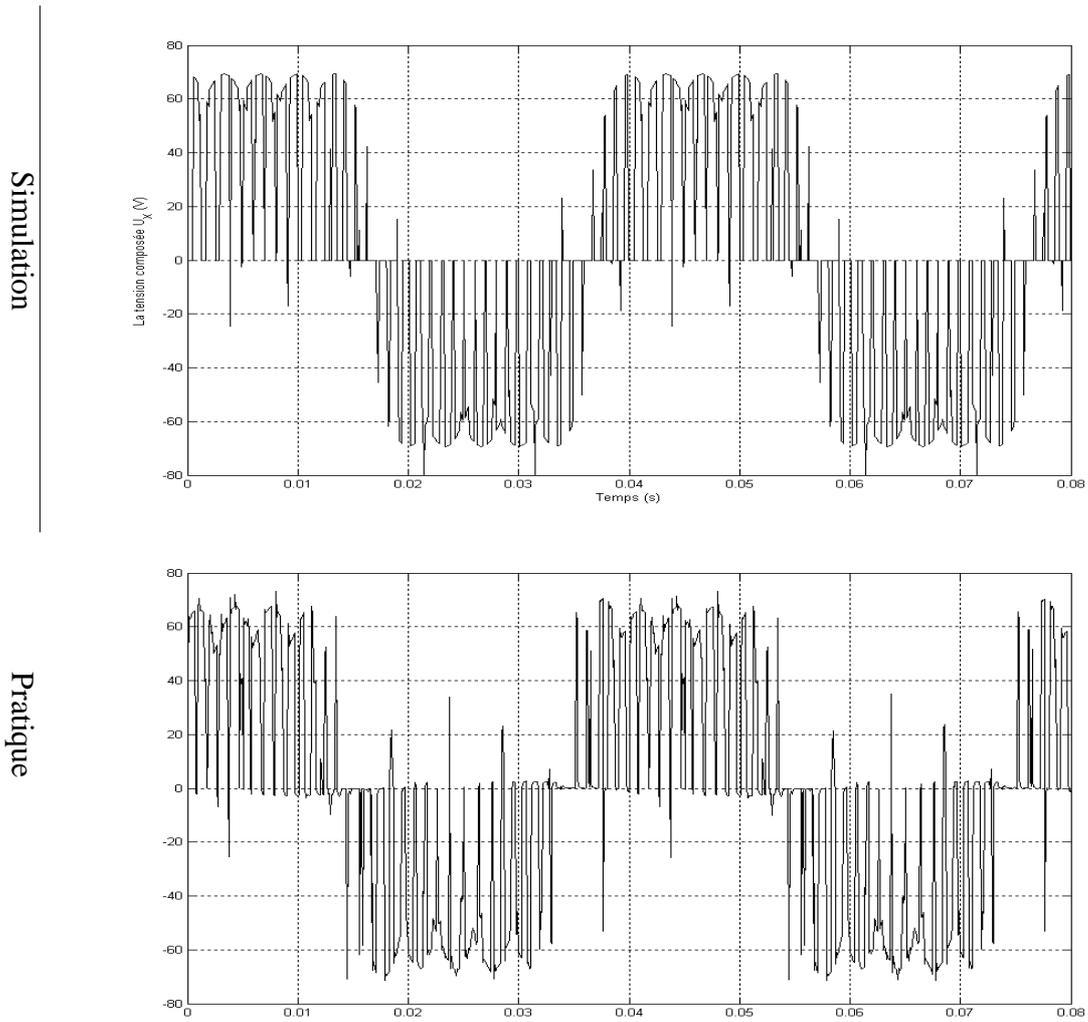


Figure VI. 6. Tension composée U_x ($V_{IN\ max}=40V$).

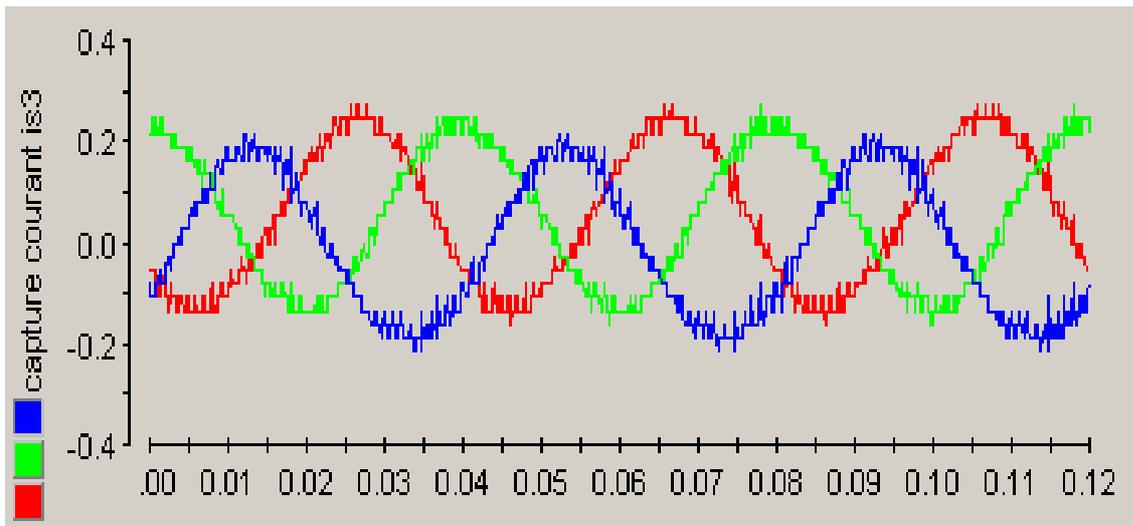


Figure VI. 7. Courant de charge capturé par DSP.

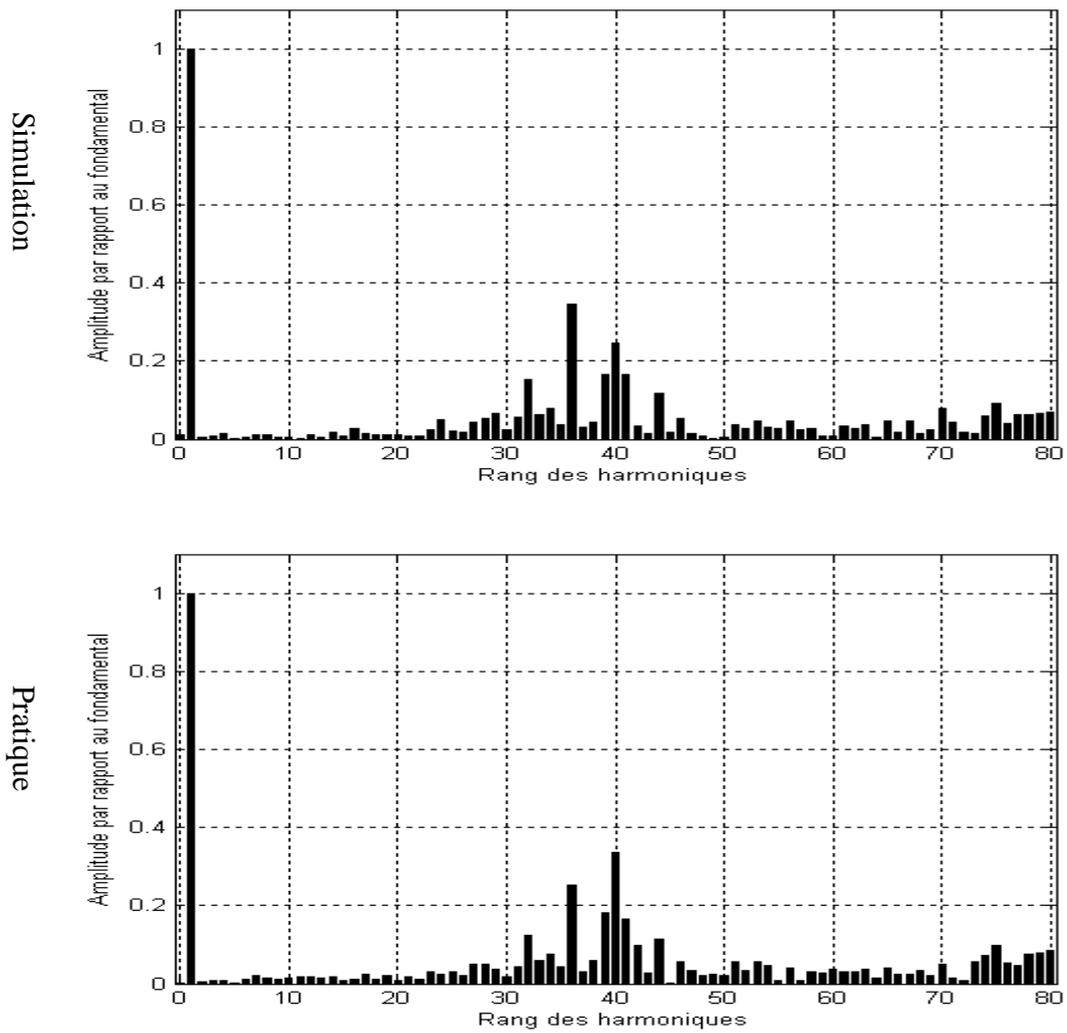
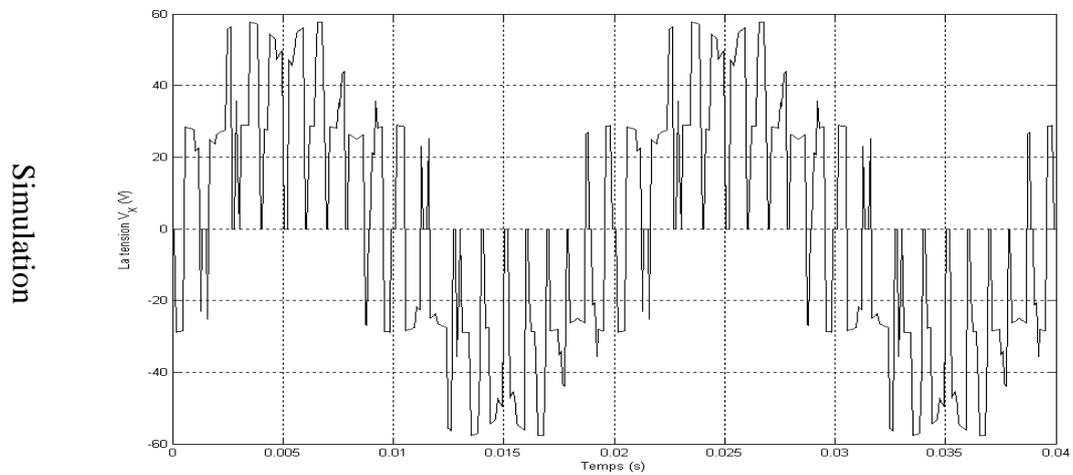


Figure VI. 8. Spectre des harmoniques de la tension V_x .

2. 2. Fonctionnement avec $f_0 = 50\text{Hz}$, $m = 20$



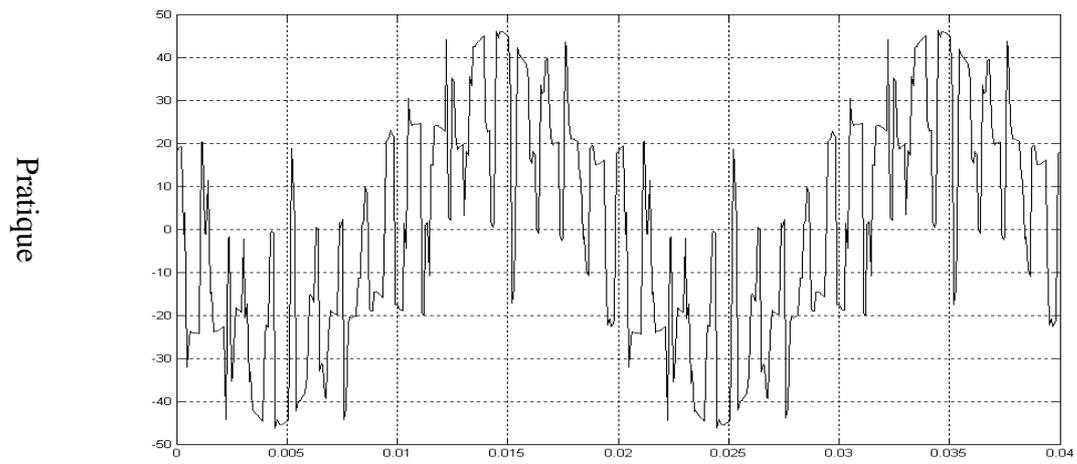


Figure VI. 9. Tension simple V_X .

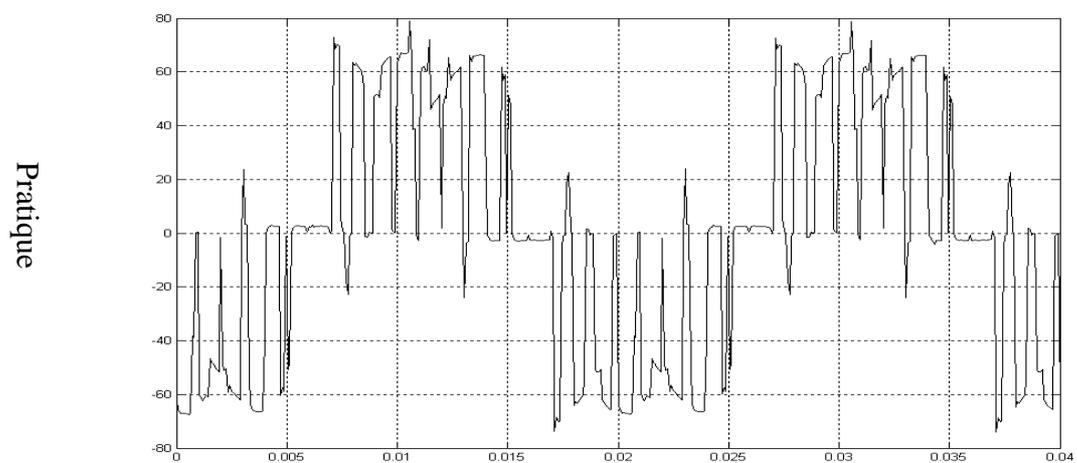
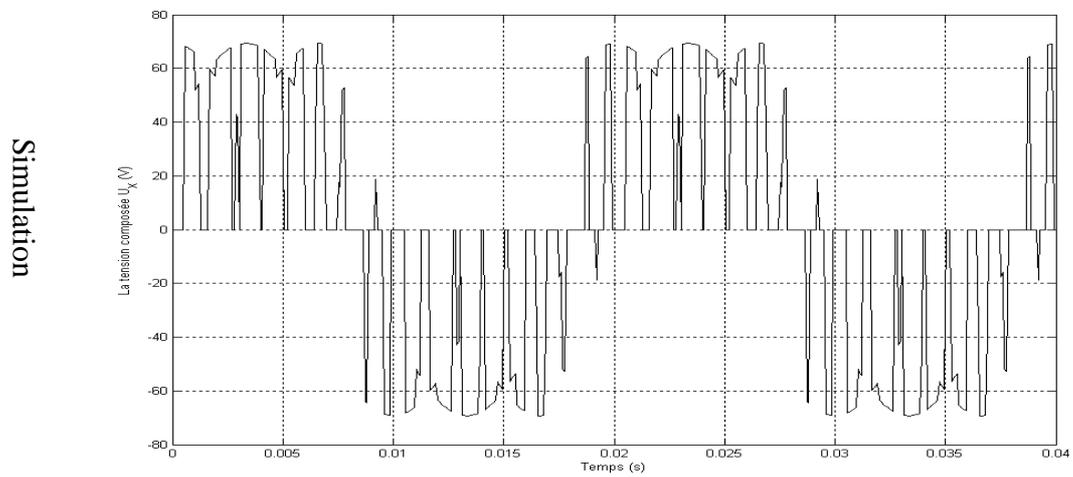


Figure VI. 10. Tension composée $U_X (V_{IN_{max}}=40V)$.

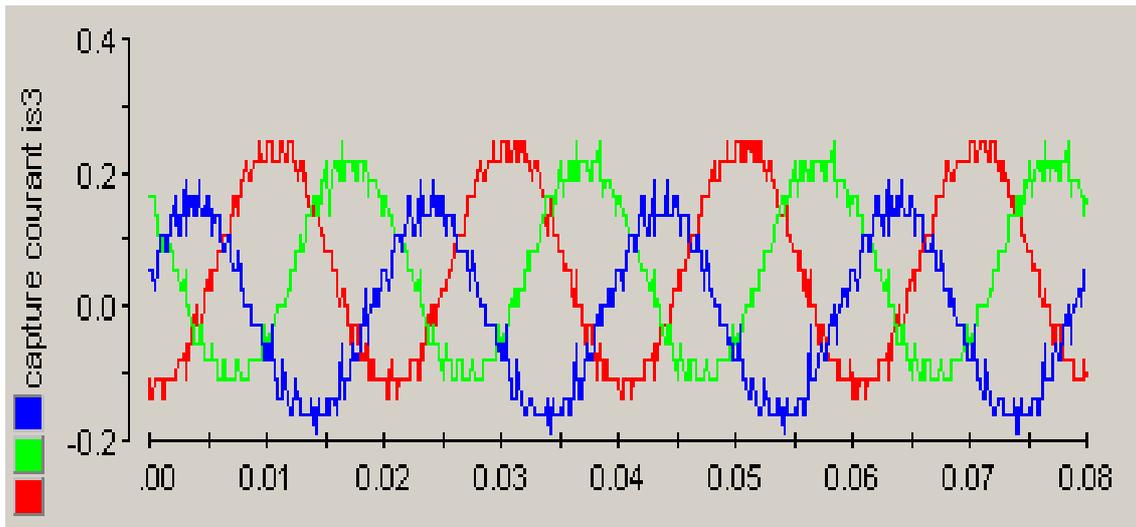


Figure VI. 11. Courant de charge capturé par DSP.

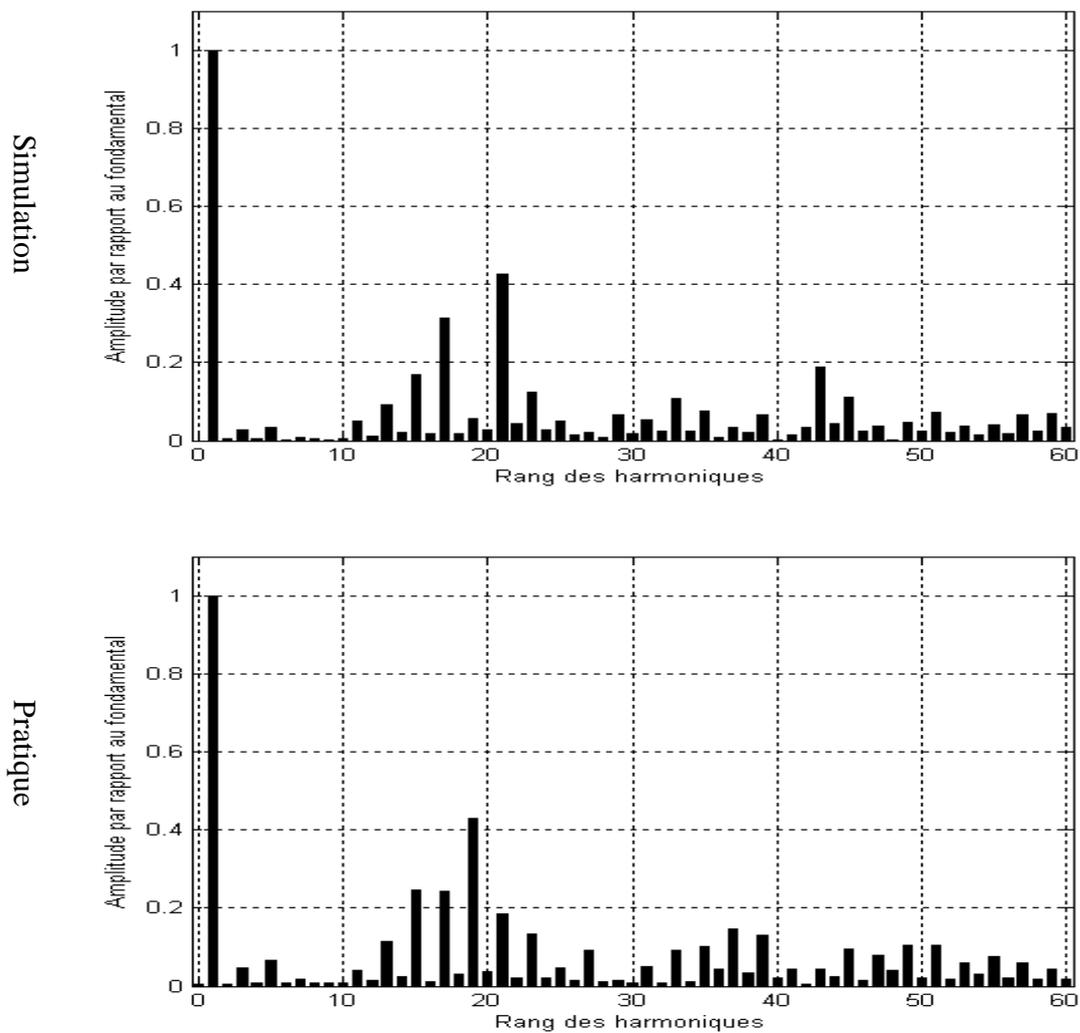


Figure VI. 12. Spectre des harmoniques de la tension V_x .

2. 3. Fonctionnement avec $f_0 = 100\text{Hz}$, $m = 15$

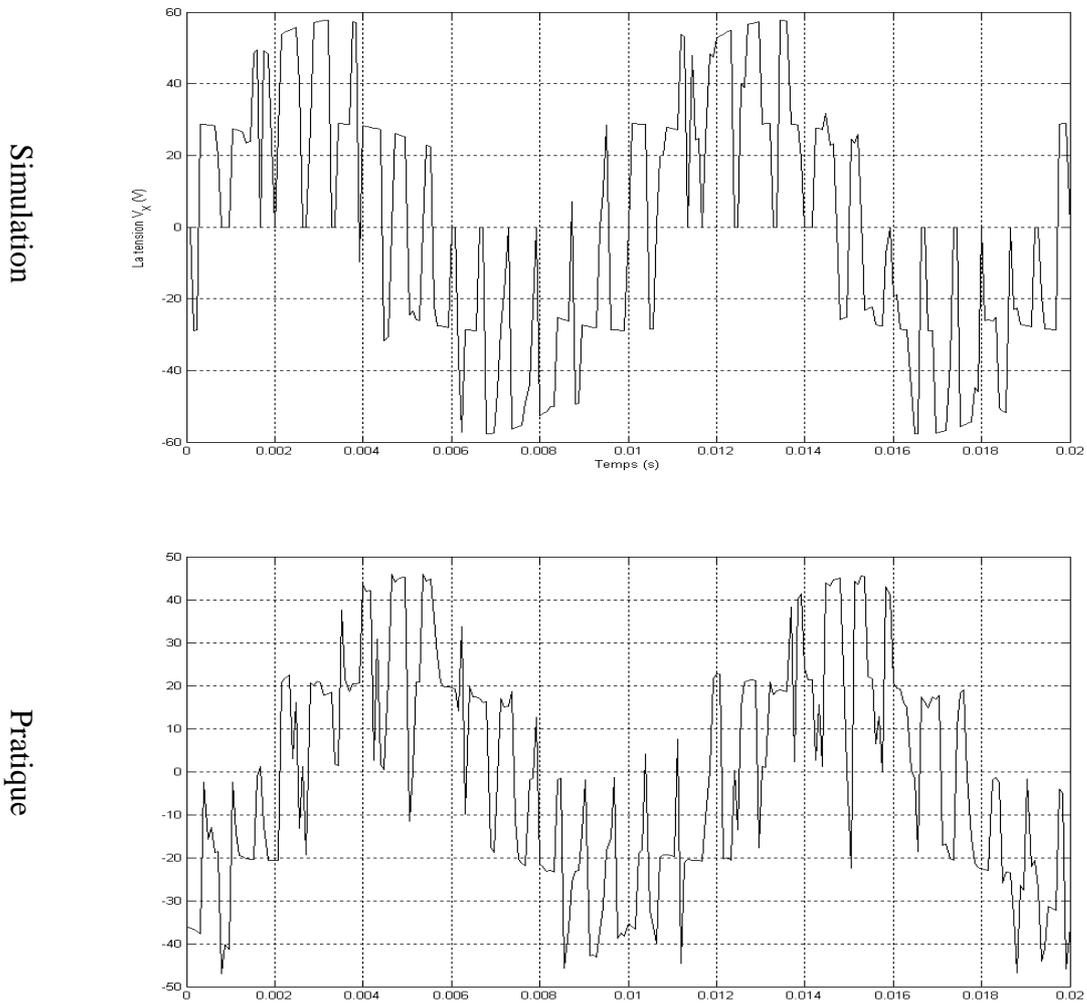
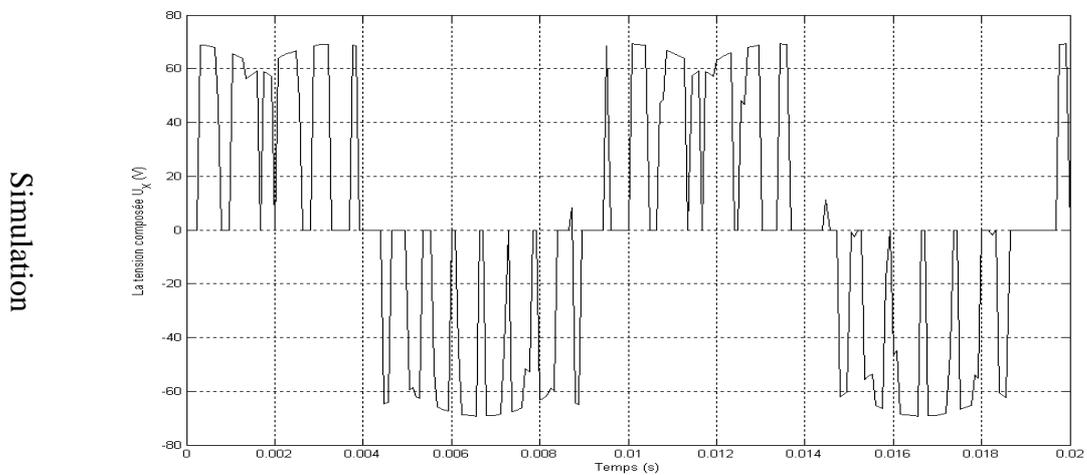


Figure VI. 13. Tension simple V_x .



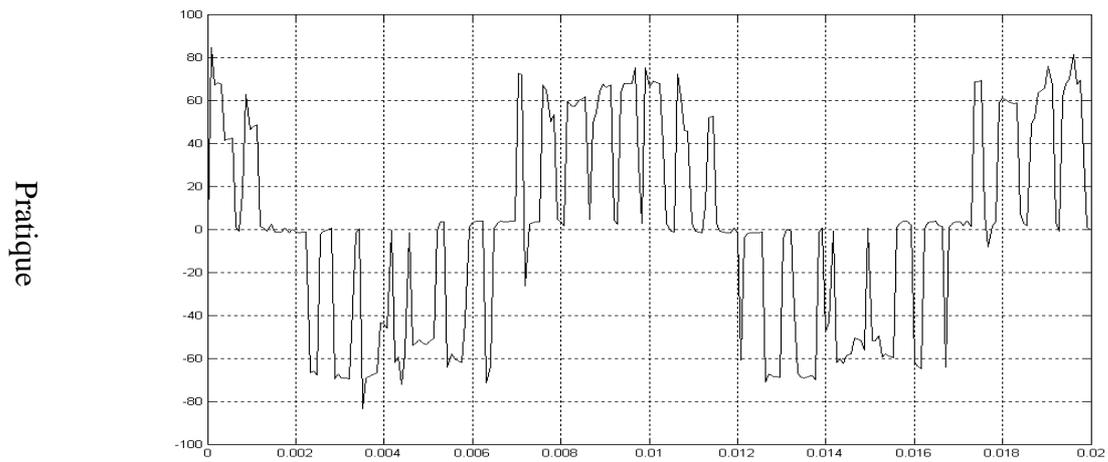


Figure VI. 14. Tension composée U_X ($V_{IN\ max}=40V$).

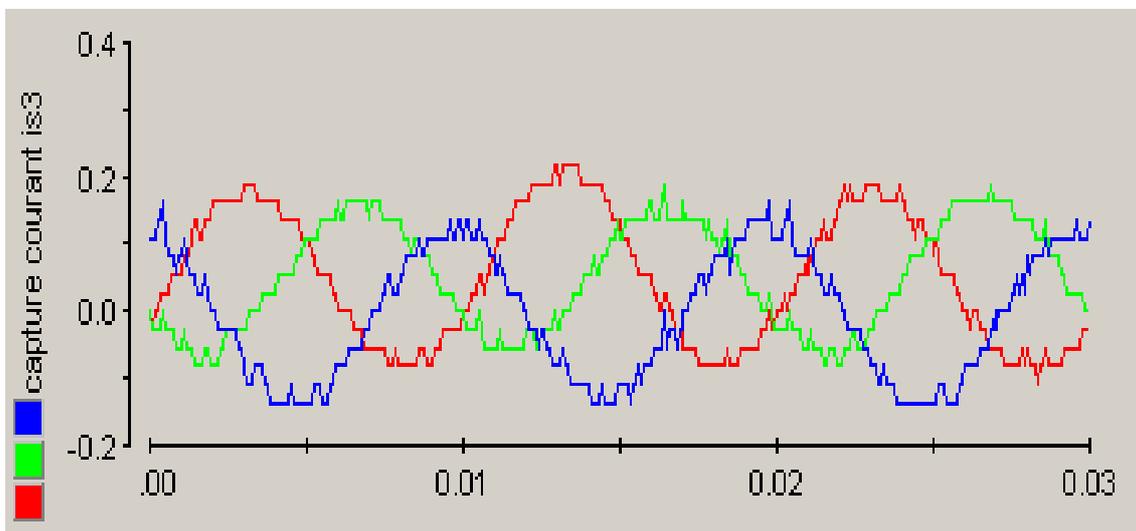
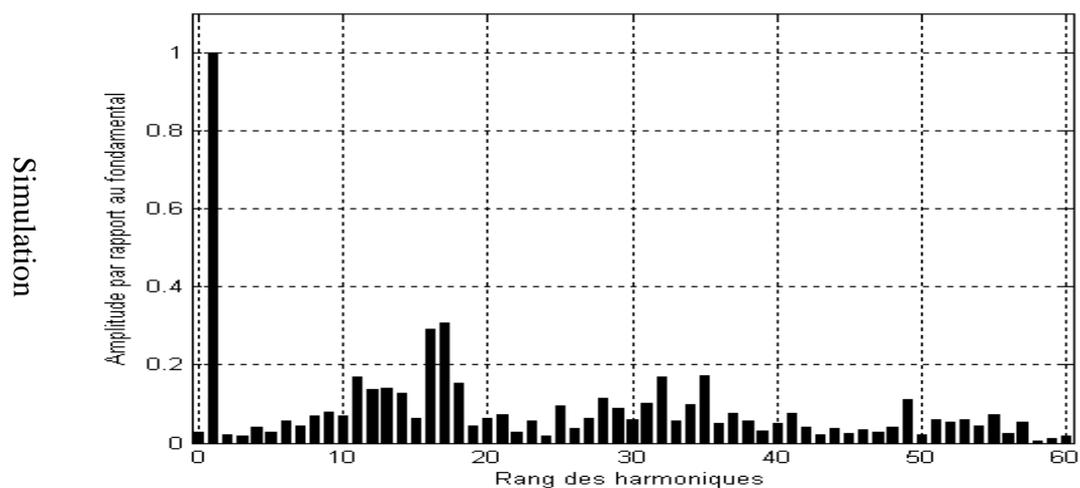


Figure VI. 15. Courant de charge capturé par DSP.



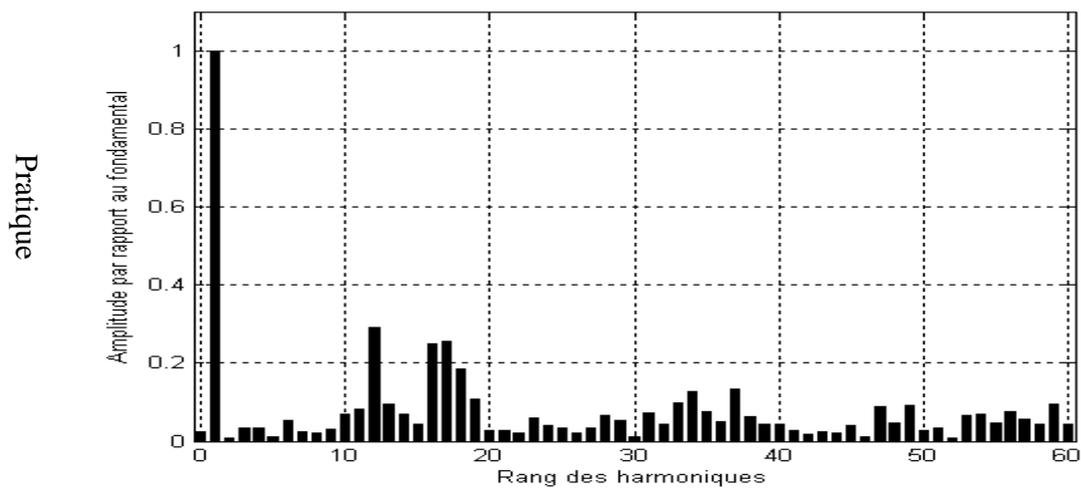


Figure VI. 16. Spectre des harmoniques de la tension V_X .

3. Fonctionnement du convertisseur matriciel sur une machine asynchrone

La commande directe d'une machine asynchrone sans aucun type d'asservissement présente la base de l'étude menée dans cette thèse. La figure suivante montre la configuration de base de l'alimentation de puissance de la machine asynchrone.

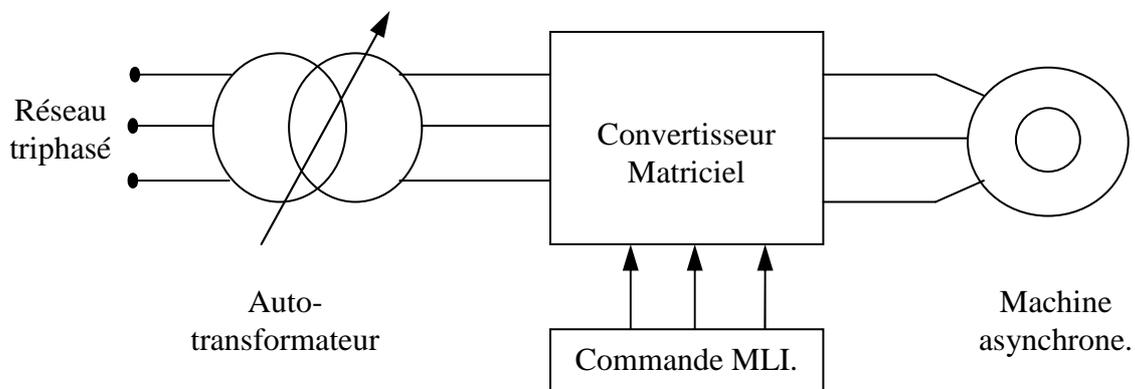


Figure VI. 17. Configuration de base de l'alimentation de puissance de la machine asynchrone.

Les résultats expérimentaux de la conduite de la machine asynchrone de 1kW disponible au laboratoire sont donnés ci-dessous.

La machine asynchrone utilisée présente les caractéristiques suivantes :

$P = 1.1 \text{ kW}$	Alimentation : 220V / 380V	4.5A / 2.6A
	2820 tr/mn	50Hz

Nous avons alimenté la machine asynchrone pour différentes valeurs du taux de modulation r , et de l'indice de modulation m .

Pour des valeurs faibles du taux de modulations, nous avons connecté la machine asynchrone en triangle pour avoir un couple plus fort.

3. 1. Montage étoile de la machine asynchrone

3. 1. 1. Fréquence de sortie $f_0 = 25\text{Hz}$

3. 1. 1. 1. Fonctionnement avec $f_0 = 25\text{Hz}$, $r = 0.8$, $m = 40$

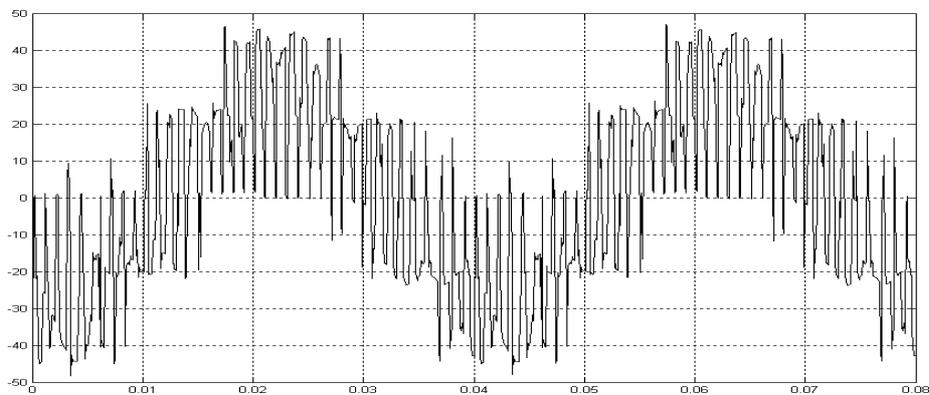


Figure VI. 18. Tension simple V_X (V).

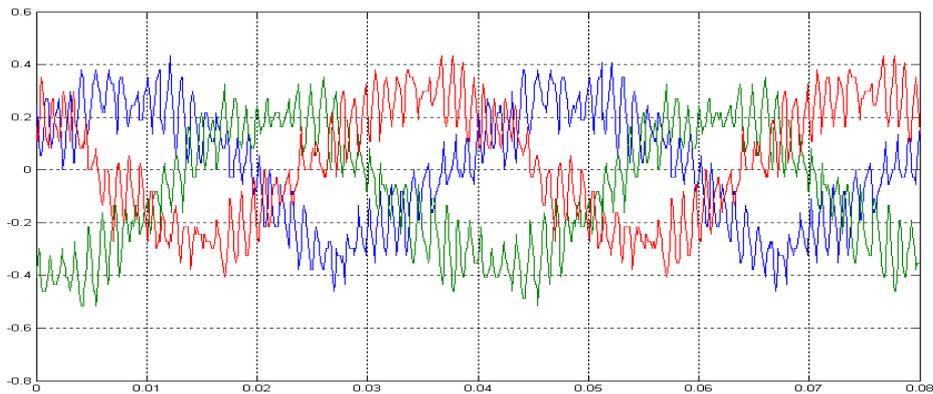


Figure VI. 19. Courants des trois phases de la machine (A).

3. 1. 1. 2. Fonctionnement avec $f_0 = 25\text{Hz}$, $r = 0.8$, $m = 48$

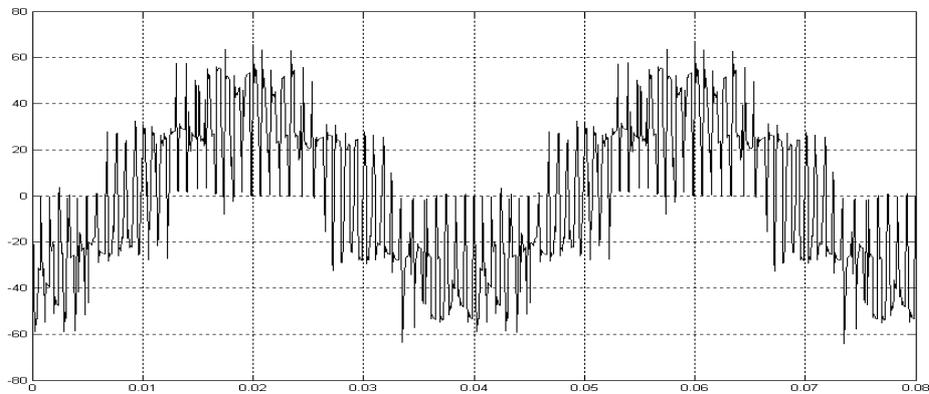


Figure VI. 20. Tension simple V_X (V).

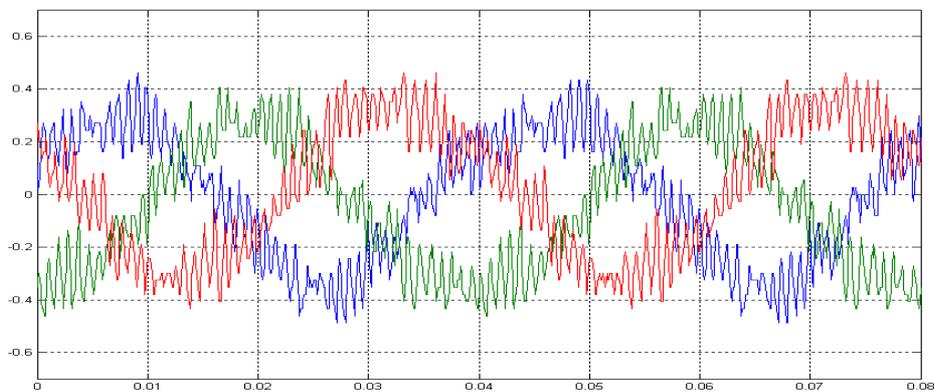


Figure VI. 21. Courants des trois phases de la machine (A).

3. 1. 2. Fréquence de sortie $f_0 = 50\text{Hz}$

3. 1. 2. 1. Fonctionnement avec $f_0 = 50\text{Hz}$, $r = 0.8$, $m = 16$

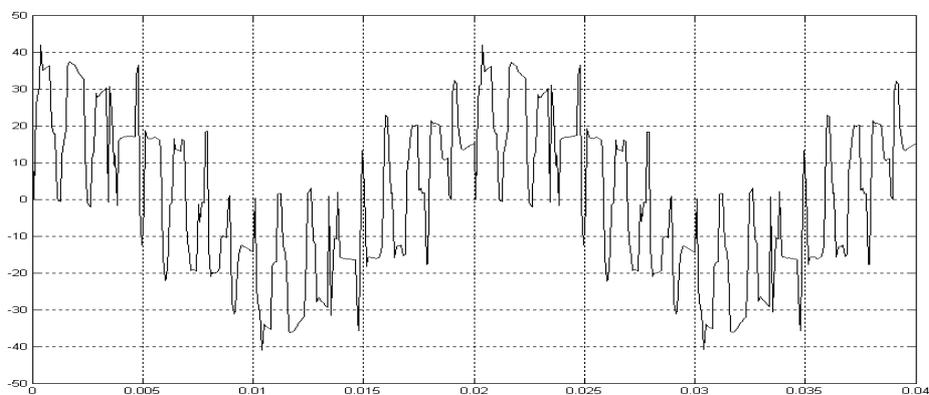


Figure VI. 22. Tension simple V_X (V).

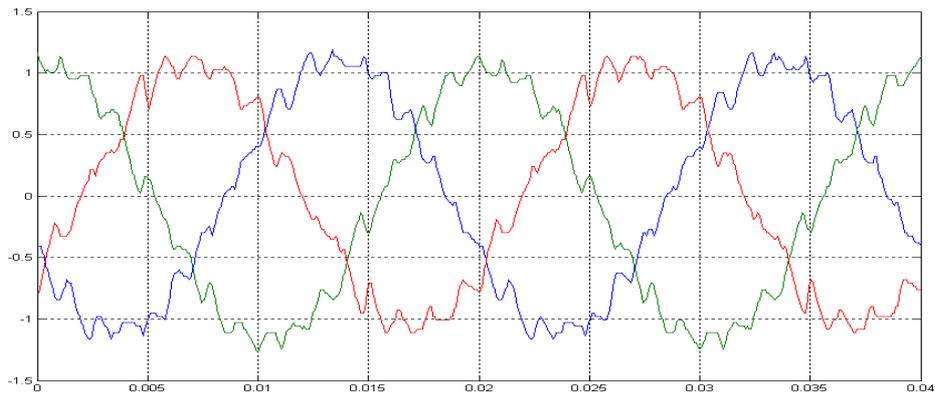


Figure VI. 23. Courants des trois phases de la machine (A).

3. 1. 2. 2. Fonctionnement avec $f_0 = 50\text{Hz}$, $r = 0.8$, $m = 24$

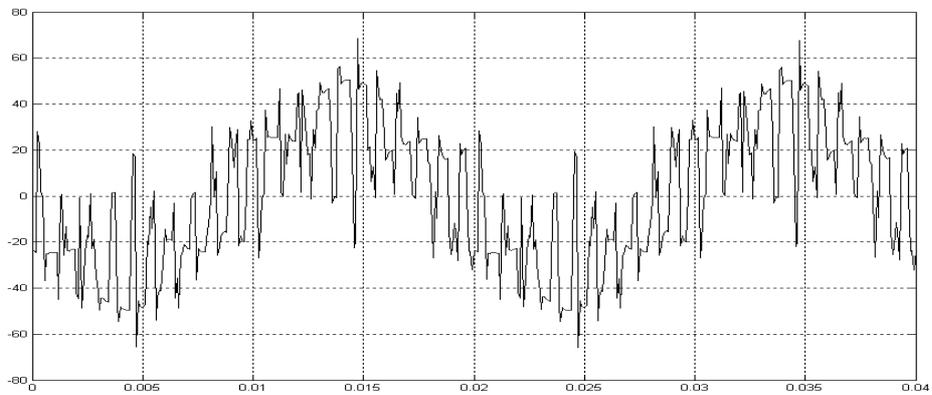


Figure VI. 24. Tension simple V_X (V).

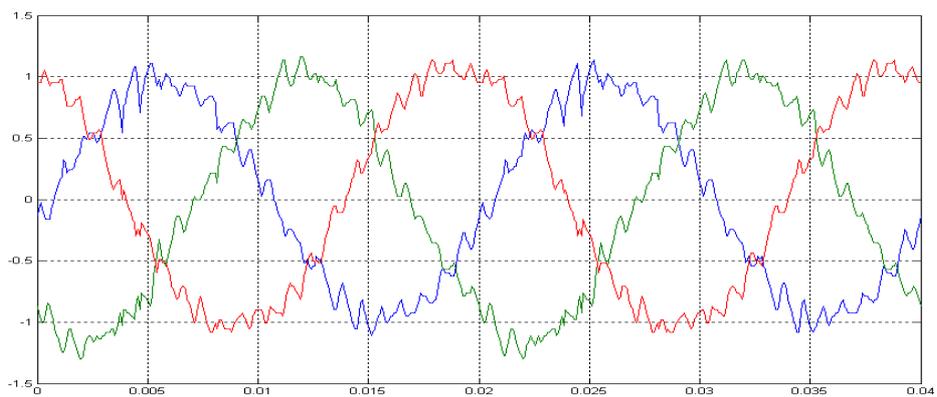


Figure VI. 25. Courants des trois phases de la machine (A).

3. 1. 2. 3. Fonctionnement avec $f_0 = 50\text{Hz}$, $r = 0.8$, $m = 40$

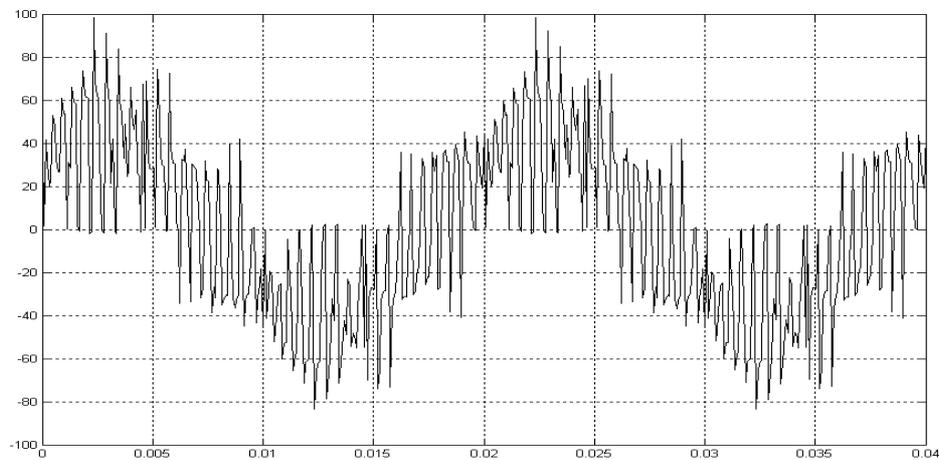


Figure VI. 26. Tension simple V_x (V).

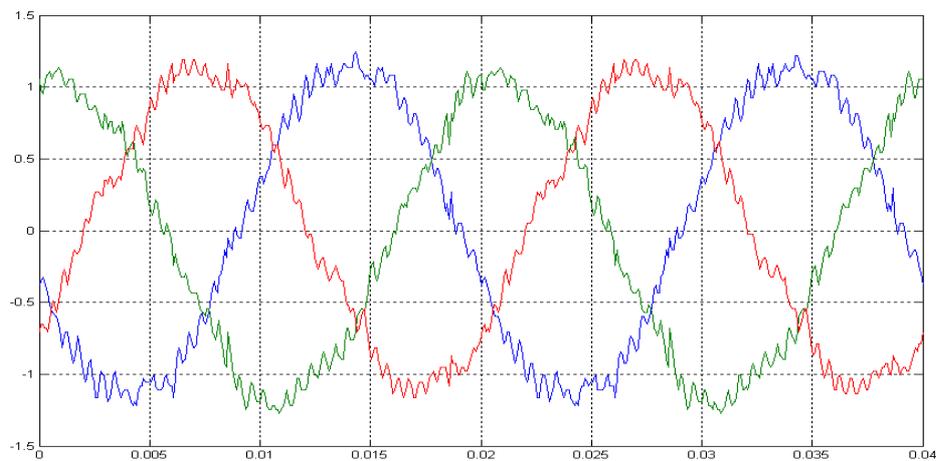


Figure VI. 27. Courants des trois phases de la machine (A).

3. 1. 3. Fréquence de sortie $f_0 = 100\text{Hz}$

3. 1. 3. 1. Fonctionnement avec $f_0 = 100\text{Hz}$, $r = 0.8$, $m = 20$

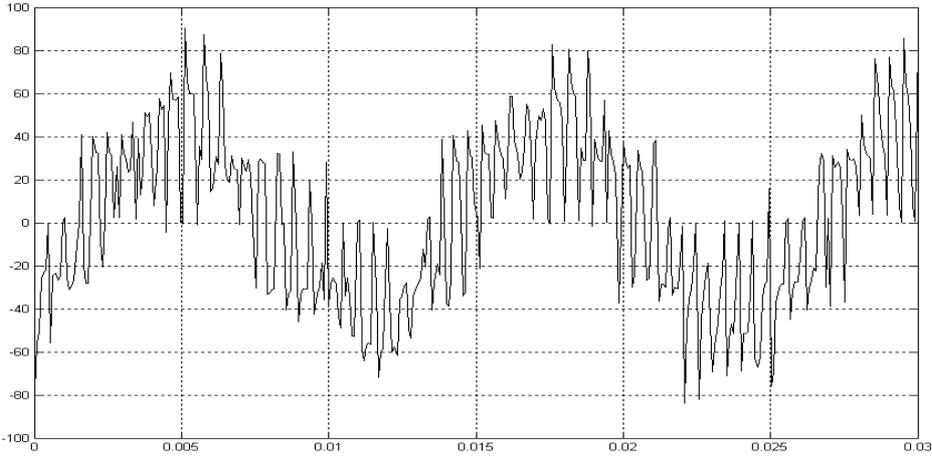


Figure VI. 28. Tension simple V_x (V).

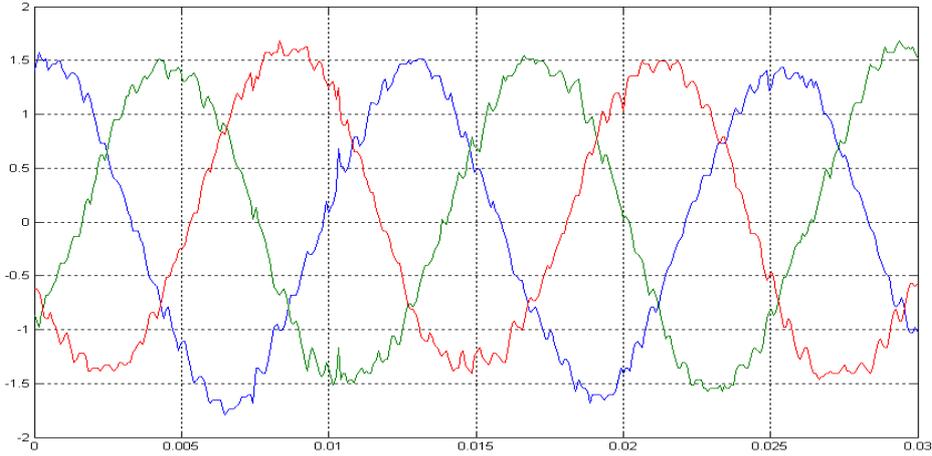


Figure VI. 29. Courants des trois phases de la machine (A).

3. 2. Montage triangle de la machine asynchrone

3. 2. 1. Fonctionnement avec $f_0 = 25\text{Hz}$, $r = 0.4$, $m = 80$

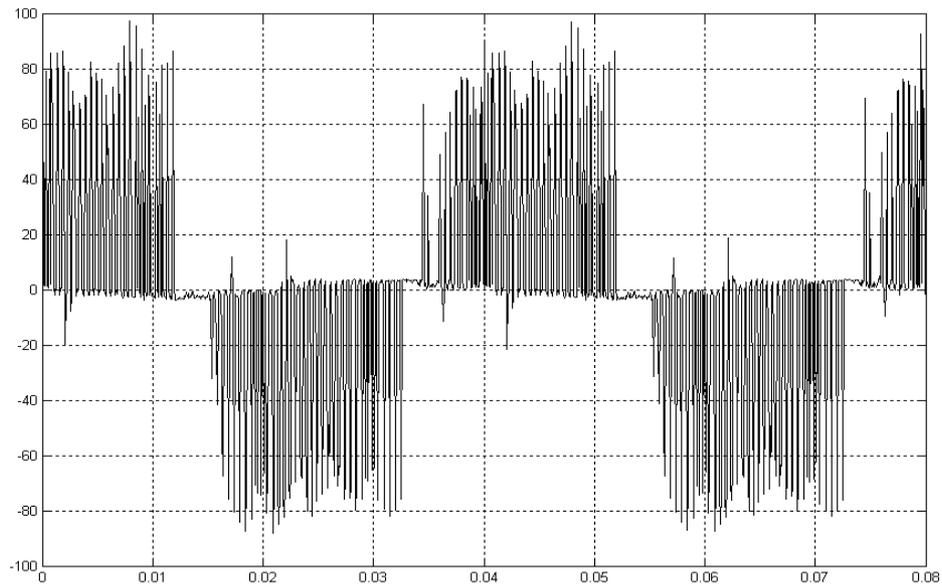


Figure VI. 30. Tension aux bornes de la machine (V).

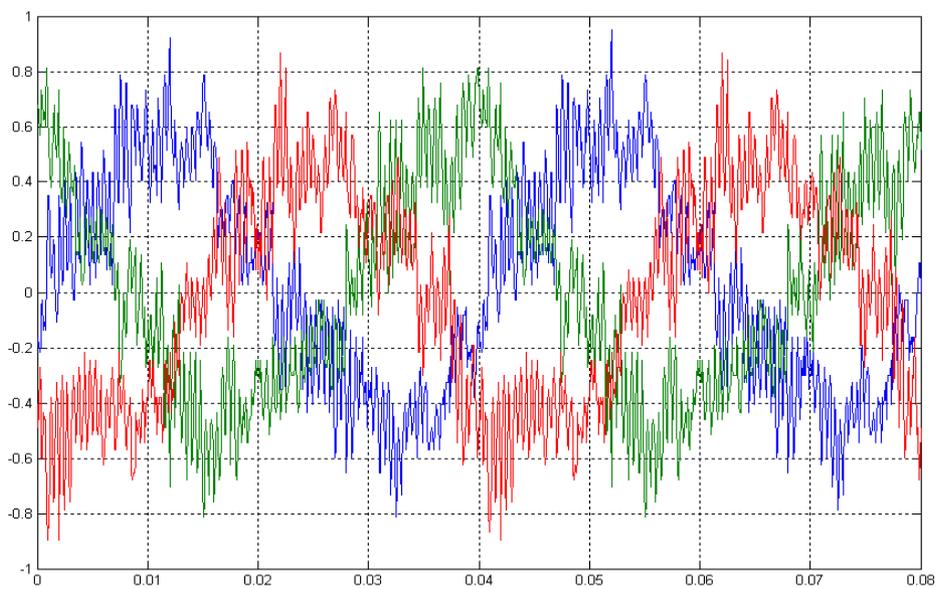


Figure VI. 31. Courants des trois phases de la machine (A).

3. 2. 2. *Fonctionnement avec $f_0 = 25\text{Hz}$, $r = 0.4$, $m = 40$*

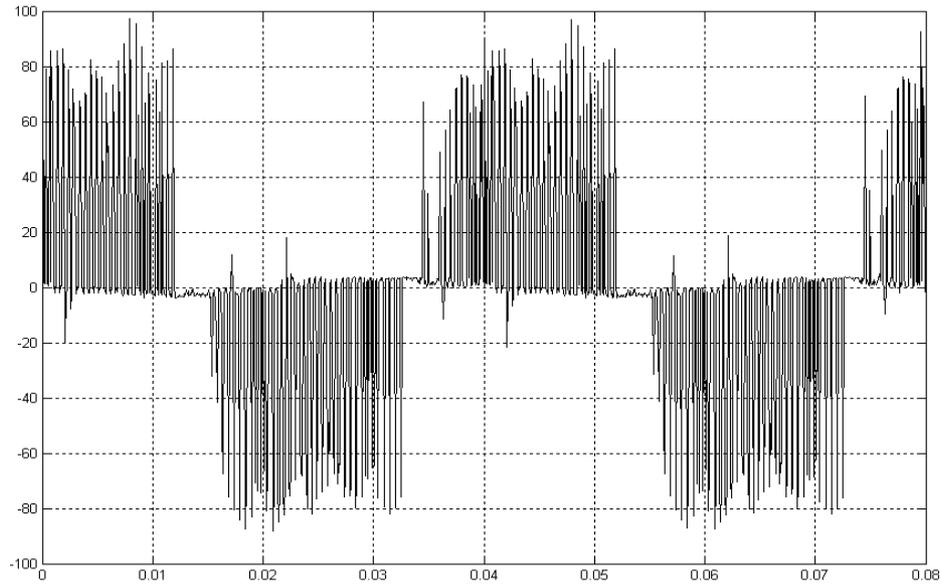


Figure VI. 32. Tension aux bornes de la machine (V).

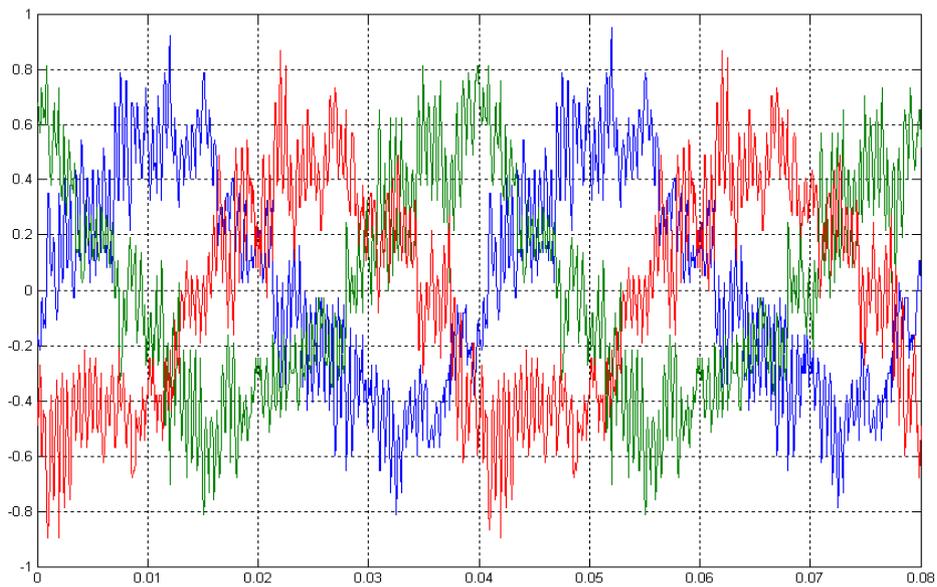


Figure VI. 33. Courants des trois phases de la machine (A).

3. 2. 3. *Fonctionnement avec $f_0 = 100\text{Hz}$, $r = 0.4$, $m = 20$*

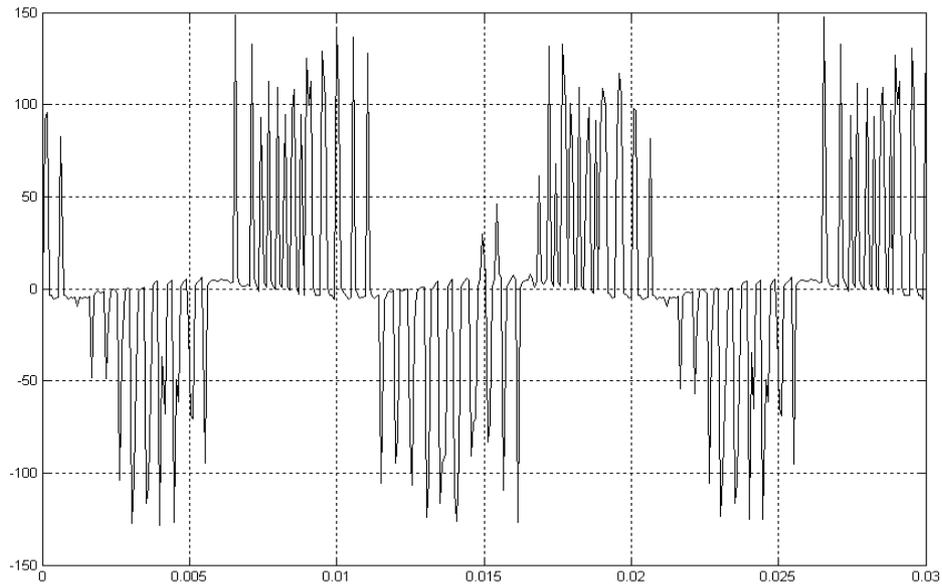


Figure VI. 34. Tension aux bornes de la machine (V).

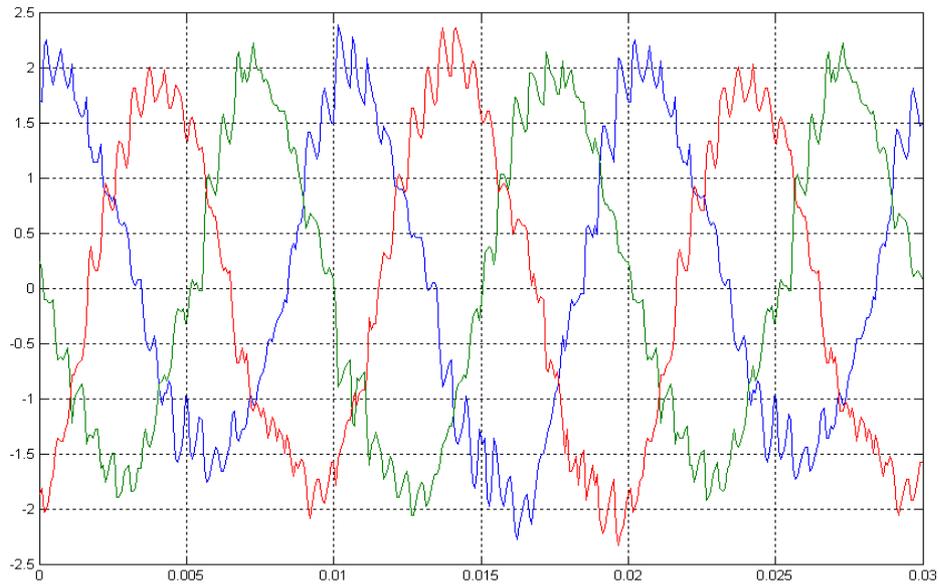


Figure VI. 35. Courants des trois phases de la machine (A).

4. Résultats du circuit d'aide à la commutation

Après avoir testé le convertisseur matriciel, nous avons prélevé à l'aide des deux capteurs de tension les valeurs du courant passant à travers le CALC ainsi que la tension à ses bornes. Nous avons effectué une capture des deux tensions pour une fréquence de commutation (fréquence de la porteuse) égale à 1500Hz. Le temps d'acquisition est égal à une période de commutation. Les figures d'acquisition de la tension et du courant par DSP sont données ci-dessous.

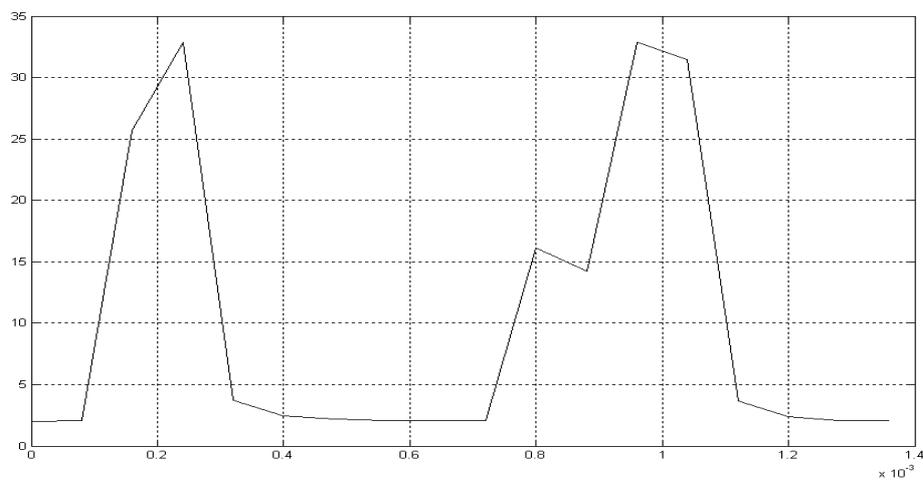


Figure VI. 36. Tension aux bornes du CALC.

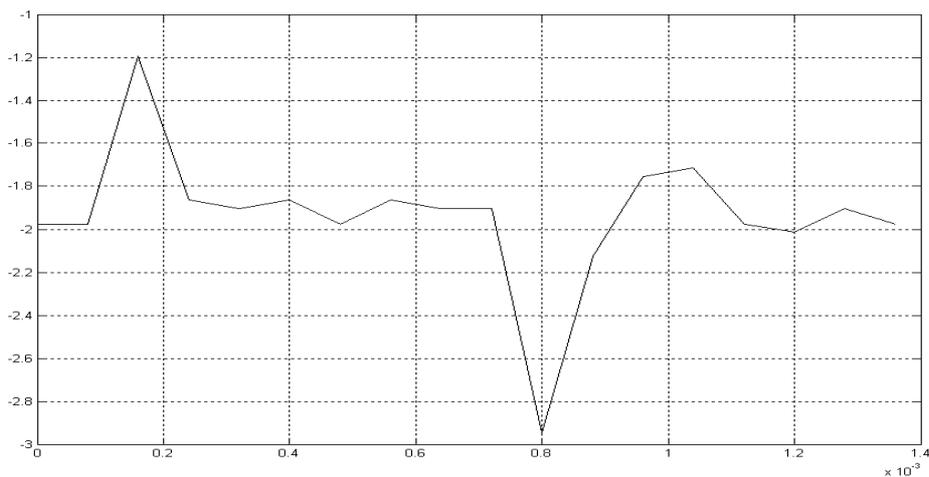


Figure VI. 37. Courant passant à travers le CALC.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les résultats expérimentaux du fonctionnement du convertisseur matriciel sur charge R, L et avec l'application à la conduite de la machine asynchrone respectivement. Nous avons aussi présenté les résultats du circuit d'aide à la commutation.

D'après cette analyse, nous pouvons dire que la stratégie de la MLI à trois intervalles est bien adaptée 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 permet de repousser les harmoniques de tension à des fréquences très élevées, et donc d'avoir un fonctionnement efficace de la machine.

Nous espérons que le convertisseur matriciel puisse remplacer le système classique redresseur, onduleur, en le commandant avec des techniques nouvelles comme la MLI vectorielle qui permet d'éliminer le problème d'abaissement de la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée.

Les perspectives envisagées pour ce travail sont :

1. L'élimination du circuit d'aide à la commutation en utilisant d'autres méthodes pour la commutation du courant dans les cellules, et le recours à une commutation semi naturelle.
2. La compacité du produit réalisé dans le laboratoire.
3. La réalisation de la commande vectorielle du produit et l'utilisation des systèmes de contrôles industriels (DSPICS).

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 triphasé. 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 MLI à trois intervalles. Nous avons amélioré cette technique par l'injection de l'harmonique trois. Ensuite, nous avons présenté deux autres stratégies de contrôle à savoir la MLI calculée et la MLI vectorielle.

Dans le chapitre 4, nous nous sommes penchés sur l'implémentation de la stratégie de commande à trois intervalles sur carte DSP. Nous avons utilisé le logiciel MATLAB/SIMULINK pour programmer cette carte. Nous avons commencé à réaliser un détecteur de passage par zéro, qui nous a servi de moyen pour la connaissance de l'angle de phase de la phase R du réseau d'alimentation. Nous avons ensuite créé les deux tâches principales pour la commande du convertisseur matriciel, qui sont la tâche TIMER et la tâche d'interruption.

La tâche TIMER est la tâche dans laquelle toute la stratégie est programmée. La tâche d'interruption est responsable sur la connaissance de l'angle de phase.

Les neuf signaux de commande des interrupteurs du convertisseur matriciel sont mis à la sortie de la carte à travers les entrées / sorties numériques, que nous avons programmé en sortie.

Dans le chapitre 5, nous avons donné les différentes configurations possibles des commutateurs de puissance et nous avons choisi celle qui nous convient le mieux.

Nous avons mis en évidence l'intérêt d'utiliser des IGBT pour la construction des convertisseurs. Ceux la 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 de capture de tension, cartes de capture de courant,...).

Afin d'éviter le court circuit entre les différentes phases du réseau d'alimentation, nous avons créé un temps mort entre les différents signaux de commande. Ce temps est mis en évidence à chaque front montant du signal de commande. Le front descendant est cependant laissé tel quel. Le circuit temps mort est obtenu par un simple circuit R, C. L'isolation et l'amorçage du composant de puissance IGBT sont réalisés en utilisant un Opto-coupleur Driver HCPL 3120. Pour remédier au problème de commutation du convertisseur matriciel, nous avons choisi d'utiliser la technique de commutation par les circuits d'aide à la commutation. Nous avons analysé le circuit, et nous avons dimensionné ses éléments.

A la fin du chapitre, nous avons montré le circuit hacheur réalisé, ainsi que son programme de commande et la manière avec laquelle nous l'avons fait. Nous avons donné les différents résultats pratiques.

Le chapitre concernant les résultats expérimentaux vient donc confirmer les résultats théoriques obtenus au chapitre 3. 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 puis sur machine asynchrone.

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.

Nos futurs travaux seront orientés vers la réalisation d'un variateur de vitesse très performant alimenté par convertisseur matriciel. Un projet futur consiste à implémenter sur microcontrôleur DSPIC la stratégie de la MLI vectorielle et la commande en boucle fermée (commande vectorielle). Le choix de cette stratégie revient à l'avantage qu'elle présente du fait qu'elle permet d'avoir un rapport de tension unitaire, et qu'elle permet le réglage du facteur de puissance.

Annexe

ANNEXE A

Paramètres de la machine

La machine utilisée lors des simulations sur MATLAB/SIMULINK dans ce mémoire est une machine asynchrone à cage d'écureuil dont les paramètres sont les suivants :

Puissance nominale (P_n) = 1.5 kW

Tension nominale (V_n) = 220/380 V

Courant nominal (I_n) = 6.7/3.7 A

Fréquence nominale (f_n) = 50 Hz

Vitesse nominale (N_n) = 1420 tr/mn

Nombre de paire de pôles (p) = 2

Résistance statorique (R_s) = 4.85 Ω

Résistance rotorique (R_r) = 3.805 Ω

Inductance de fuite statorique (L_s) = 0.274 H

Inductance de fuite rotorique ramenée au stator (L_r) = 0.274 H

Inductance mutuelle cyclique stator-rotor (M) = 0.258 H

Moment d'inertie (J) = 0.031 kg.m²

Coefficient de frottement (K_f) : 0.001136 N.m.s/rd

ANNEXE B

Programmes en C des s-fonctions présents dans le programme de commande du convertisseur matriciel :

Programme 1 : mli.c

Ce programme définit tout l'algorithme de de commande de la stratégie « MLI à trois intervalles ».

```

/*
 * sfuntmpl_basic.c: Basic 'C' template for a level 2 S-function.
 *
 * -----
 * | See matlabroot/simulink/src/sfuntmpl_doc.c for a more detailed
 * | template |
 * -----
 *
 * Copyright 1990-2002 The MathWorks, Inc.
 * $Revision: 1.27 $
 */

/*
 * You must specify the S_FUNCTION_NAME as the name of your S-function
 * (i.e. replace sfuntmpl_basic with the name of your S-function).
 */

#define S_FUNCTION_NAME  mli
#define S_FUNCTION_LEVEL 2
#define PI      3.14159
/*
 * Need to include simstruc.h for the definition of the SimStruct and
 * its associated macro definitions.
 */
#include "simstruc.h"
#include <math.h>

/*=====
 * S-function methods *
 *=====*/

/* Function: mdlInitializeSizes
=====
 * Abstract:
 *   The sizes information is used by Simulink to determine the S-function
 *   block's characteristics (number of inputs, outputs, states, etc.).
 */
static void mdlInitializeSizes(SimStruct *S)
{
int_T nInputPorts  = 6; /* number of input ports */
int_T nOutputPorts = 4; /* number of output ports */

```

ANNEXE

```
ssSetNumSFcnParams(S, 0); /* Number of expected parameters */
if (ssGetNumSFcnParams(S) != ssGetSFcnParamsCount(S)) {
/* Return if number of expected != number of actual parameters */
return;
}

ssSetNumContStates(S, 0);
ssSetNumDiscStates(S, 0);

/* configuration des ports d'entrée*/

if (!ssSetNumInputPorts(S, nInputPorts)) return;
/* Simple S-function example only accepts scalar inputs */
ssSetInputPortWidth(S, 0, 1);
ssSetInputPortWidth(S, 1, 1);
ssSetInputPortWidth(S, 2, 1);
ssSetInputPortWidth(S, 3, 1);
ssSetInputPortWidth(S, 4, 1);
ssSetInputPortWidth(S, 5, 1);

ssSetInputPortRequiredContiguous(S, 0, true); /*direct input signal
access*/
ssSetInputPortRequiredContiguous(S, 1, true); /*direct input signal
access*/
ssSetInputPortRequiredContiguous(S, 2, true); /*direct input signal
access*/
ssSetInputPortRequiredContiguous(S, 3, true); /*direct input signal
access*/
ssSetInputPortRequiredContiguous(S, 4, true); /*direct input signal
access*/
ssSetInputPortRequiredContiguous(S, 5, true); /*direct input signal
access*/

ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, 0, 1);
ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, 1, 1);
ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, 2, 1);
ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, 3, 1);
ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, 4, 1);
ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, 5, 1);

/* configuration des ports de sortie*/

if (!ssSetNumOutputPorts(S, nOutputPorts)) return;
ssSetOutputPortWidth(S, 0, 1);
ssSetOutputPortWidth(S, 1, 3);
ssSetOutputPortWidth(S, 2, 3);
ssSetOutputPortWidth(S, 3, 3);

ssSetNumSampleTimes(S, 1);
ssSetNumRWork(S, 0);
ssSetNumIWork(S, 0);
ssSetNumPWork(S, 0);
ssSetNumModes(S, 0);
ssSetNumNonsampledZCs(S, 0);

ssSetOptions(S, 0);
}
```

ANNEXE

```
/* Function: mdlInitializeSampleTimes
=====
* Abstract:
*   This function is used to specify the sample time(s) for your
*   S-function. You must register the same number of sample times as
*   specified in ssSetNumSampleTimes.
*/
static void mdlInitializeSampleTimes(SimStruct *S)
{
  ssSetSampleTime(S, 0, INHERITED_SAMPLE_TIME);
  ssSetOffsetTime(S, 0, 0.0);
}

#define MDL_INITIALIZE_CONDITIONS /* Change to #undef to remove function
*/
#if defined(MDL_INITIALIZE_CONDITIONS)
/* Function: mdlInitializeConditions
=====
* Abstract:
*   In this function, you should initialize the continuous and discrete
*   states for your S-function block. The initial states are placed
*   in the state vector, ssGetContStates(S) or ssGetRealDiscStates(S).
*   You can also perform any other initialization activities that your
*   S-function may require. Note, this routine will be called at the
*   start of simulation and if it is present in an enabled subsystem
*   configured to reset states, it will be call when the enabled
subsystem
*   restarts execution to reset the states.
*/
static void mdlInitializeConditions(SimStruct *S)
{
}
#endif /* MDL_INITIALIZE_CONDITIONS */

#define MDL_START /* Change to #undef to remove function */
#if defined(MDL_START)
/* Function: mdlStart
=====
* Abstract:
*   This function is called once at start of model execution. If you
*   have states that should be initialized once, this is the place
*   to do it.
*/
static void mdlStart(SimStruct *S)
{
}
#endif /* MDL_START */

/* Function: mdlOutputs
=====
* Abstract:
*   In this function, you compute the outputs of your S-function
*   block. Generally outputs are placed in the output vector, ssGetY(S).
*/
```

ANNEXE

```
static void mdlOutputs(SimStruct *S, int_T tid)
{
const real_T      *u1  =ssGetInputPortRealSignal(S,0); // angle de phase
const real_T      *u2  =ssGetInputPortRealSignal(S,1); // Ce vecteur pointe
fi
const real_T      *u3  =ssGetInputPortRealSignal(S,2); //r
const real_T      *u4  =ssGetInputPortRealSignal(S,3); //fréquence de sortie
const real_T      *u5  =ssGetInputPortRealSignal(S,4); //signal de la
porteuse
const real_T      *u6  = ssGetInputPortRealSignal (S,5); //t

real_T      *y1 = ssGetOutputPortRealSignal(S,0); //tension Ucm1
real_T      *y2 = ssGetOutputPortRealSignal(S,1); //Tx
real_T      *y3 = ssGetOutputPortRealSignal(S,2); //Ty
real_T      *y4 = ssGetOutputPortRealSignal(S,3); //Tz

real_T
t1,t2,t3,Ap,Bp,An,Bn,tau,phi,Ucm[3],tx[2],ty[2],tz[2],Tx[3],Ty[3],Tz[3];
int_T      h,x11,x12,x21,x22,x31,x32;
t1=(u2)*6*(u1);
t2=t1-((int) floor (t1/6))*6; /*t2 n'est entre autre que 6*fi*t*/

/*Ce calcul permet de calculer tau et phi */
t3=t2*PI/3;
phi=(t3-((int) floor (t3/(PI/3)))*(PI/3)) - (PI/6);
tau= cos (phi-(PI/3))/ cos (phi);

/* définition de la table de modulation et avoir les Ap,n Bp,n*/

Ap=An=Bp=Bn=0;
{if ((t2 >= 0) & (t2 < 1)){
Ap = tau;
Bp = 0;
An = 0;
Bn = 1;
}else if ((t2 >= 1) & (t2 < 2)){
Ap = 1;
Bp = 0;
An = 0;
Bn = 1-tau;
}else if ((t2 >= 2) & (t2 < 3)){
Ap = 1-tau;
Bp = tau;
An = 0;
Bn = 0;
}else if ((t2 >= 3) & (t2 < 4)){
Ap = 0;
Bp = 1;
An = tau;
Bn = 0;
}else if ((t2 >= 4) & (t2 < 5)){
Ap = 0;
Bp = 1-tau;
An = 1;
Bn = 0;
}else if ((t2 >= 5) & (t2 < 6)){
Ap = 0;
Bp = 0;
An = 1-tau;
Bn = tau;
}
}
```

ANNEXE

```
}

/*définition des fonctions de modulation Ucmk*/

for (h=0;h < 3; h++){
Ucm[h] = 0.5+(2./3)*(*u3)*sin ((2*PI*(*u4)*(*u6))-(2*h*PI/3))*cos(phi);
}

/*calcul des signaux de référence*/

tx[0]=(Ap*Ucm[0])+(An*(1-Ucm[0]));
ty[0]=(Ap*Ucm[1])+(An*(1-Ucm[1]));
tz[0]=(Ap*Ucm[2])+(An*(1-Ucm[2]));

tx[1]=(Bp*Ucm[0])+(Bn*(1-Ucm[0]))+tx[0];
ty[1]=(Bp*Ucm[1])+(Bn*(1-Ucm[1]))+ty[0];
tz[1]=(Bp*Ucm[2])+(Bn*(1-Ucm[2]))+tz[0];
x11=x12=x21=x22=x31=x32=0;

/*comaraison entre la porteuse et les signaux de référence*/
{if (tx[0] > (*u5)){
x11=1;
}
if (tx[1] > (*u5)){
x12=1;
}
}
Tx[0]=x11;
Tx[1]=x12 & (! x11);
Tx[2]=(!x12);

{if (ty[0] > (*u5)){
x21=1;
}
if (ty[1] > (*u5)){
x22=1;
}
}
Ty[0]=x21;
Ty[1]=x22 & (! x21);
Ty[2]=(!x22);

{if (tz[0] > (*u5)){
x31=1;
}
if (tz[1] > (*u5)){
x32=1;
}
}
Tz[0]=x31;
Tz[1]=x32 & (! x31);
Tz[2]=(!x32);

*y1=Ucm[0];

for (h=0;h < 3;h++){
```

ANNEXE

```
y2[h]=Tx[h];
y3[h]=Ty[h];
y4[h]=Tz[h];
}

#define MDL_UPDATE /* Change to #undef to remove function */
#if defined(MDL_UPDATE)
/* Function: mdlUpdate
=====
* Abstract:
*   This function is called once for every major integration time step.
*   Discrete states are typically updated here, but this function is
useful
*   for performing any tasks that should only take place once per
*   integration step.
*/
static void mdlUpdate(SimStruct *S, int_T tid)
{
}
#endif /* MDL_UPDATE */

#define MDL_DERIVATIVES /* Change to #undef to remove function */
#if defined(MDL_DERIVATIVES)
/* Function: mdlDerivatives
=====
* Abstract:
*   In this function, you compute the S-function block's derivatives.
*   The derivatives are placed in the derivative vector, ssGetdX(S).
*/
static void mdlDerivatives(SimStruct *S)
{
}
#endif /* MDL_DERIVATIVES */

/* Function: mdlTerminate
=====
* Abstract:
*   In this function, you should perform any actions that are necessary
*   at the termination of a simulation. For example, if memory was
*   allocated in mdlStart, this is the place to free it.
*/
static void mdlTerminate(SimStruct *S)
{
}

/*=====
* See sfuntmpl_doc.c for the optional S-function methods *
*=====*/

/*=====
* Required S-function trailer *
*=====*/
```

```
#ifdef  MATLAB_MEX_FILE    /* Is this file being compiled as a MEX-file?
*/
#include "simulink.c"      /* MEX-file interface mechanism */
#else
#include "cg_sfund.h"      /* Code generation registration function */
#endif
```

Programme 2 : synch.c

Ce programme permet la connaissance de l'instant auquel le passage par zéro de la tension R du réseau d'alimentation survient.

```
/*
 * sfundmpl_basic.c: Basic 'C' template for a level 2 S-function.
 *
 * -----
 * | See matlabroot/simulink/src/sfundmpl_doc.c for a more detailed
 * | template |
 * -----
 *
 * Copyright 1990-2001 The MathWorks, Inc.
 * $Revision: 1.26 $
 */

/*
 * You must specify the S_FUNCTION_NAME as the name of your S-function
 * (i.e. replace sfundmpl_basic with the name of your S-function).
 */

#define S_FUNCTION_NAME  synch
#define S_FUNCTION_LEVEL 2

/*
 * Need to include simstruc.h for the definition of the SimStruct and
 * its associated macro definitions.
 */
#include "simstruc.h"

/* Error handling
 * -----
 *
 * You should use the following technique to report errors encountered
 * within
 * an S-function:
 *
 *         ssSetErrorStatus(S,"Error encountered due to ...");
 *         return;
 *
 * Note that the 2nd argument to ssSetErrorStatus must be persistent
 * memory.
 * It cannot be a local variable. For example the following will cause
 * unpredictable errors:
 */
```

ANNEXE

```
*      mdlOutputs()
*      {
*          char msg[256];          {ILLEGAL: to fix use "static char
msg[256];"}
*          sprintf(msg,"Error due to %s", string);
*          ssSetErrorStatus(S,msg);
*          return;
*      }
*
* See matlabroot/simulink/src/sfuntmpl_doc.c for more details.
*/

/*=====
* S-function methods *
*=====*/

/* Function: mdlInitializeSizes
=====
* Abstract:
* The sizes information is used by Simulink to determine the S-
function
* block's characteristics (number of inputs, outputs, states, etc.).
*/
static void mdlInitializeSizes(SimStruct *S)
{
    /* See sfuntmpl_doc.c for more details on the macros below */

    ssSetNumSFcnParams(S, 0); /* Number of expected parameters */
    if (ssGetNumSFcnParams(S) != ssGetSFcnParamsCount(S)) {
        /* Return if number of expected != number of actual parameters */
        return;
    }

    ssSetNumContStates(S, 0);
    ssSetNumDiscStates(S, 0);

    if (!ssSetNumInputPorts(S, 0)) return;
    // ssSetInputPortWidth(S, 0, 1);

    // ssSetInputPortRequiredContiguous(S, 0, true); /*direct input signal
access*/

    /*
    * Set direct feedthrough flag (1=yes, 0=no).
    * A port has direct feedthrough if the input is used in either
    * the mdlOutputs or mdlGetTimeOfNextVarHit functions.
    * See matlabroot/simulink/src/sfuntmpl_directfeed.txt.
    */

    // ssSetInputPortDirectFeedThrough(S, 0, 1);

    if (!ssSetNumOutputPorts(S,1)) return;
    ssSetOutputPortWidth(S, 0, 1);
}
```

```
// ssSetOutputPortSampleTime(S, 0, INHERITED_SAMPLE_TIME);
// ssSetOutputPortOffsetTime(S, 0, 0.0);

ssSetNumSampleTimes(S, 1);
ssSetNumRWork(S, 0);
ssSetNumIWork(S, 0);
ssSetNumPWork(S, 0);
ssSetNumModes(S, 0);
ssSetNumNonsampledZCs(S, 0);

ssSetOptions(S, 0);
}

/* Function: mdlInitializeSampleTimes
=====
* Abstract:
* This function is used to specify the sample time(s) for your
* S-function. You must register the same number of sample times as
* specified in ssSetNumSampleTimes.
*/
static void mdlInitializeSampleTimes(SimStruct *S)
{
    ssSetSampleTime(S, 0, INHERITED_SAMPLE_TIME);
    ssSetOffsetTime(S, 0, 0.0);
}

#define MDL_INITIALIZE_CONDITIONS /* Change to #undef to remove function
*/
#if defined(MDL_INITIALIZE_CONDITIONS)
/* Function: mdlInitializeConditions
=====
* Abstract:
* In this function, you should initialize the continuous and
discrete
* states for your S-function block. The initial states are placed
* in the state vector, ssGetContStates(S) or ssGetRealDiscStates(S).
* You can also perform any other initialization activities that your
* S-function may require. Note, this routine will be called at the
* start of simulation and if it is present in an enabled subsystem
* configured to reset states, it will be call when the enabled
subsystem
* restarts execution to reset the states.
*/
static void mdlInitializeConditions(SimStruct *S)
{
}
#endif /* MDL_INITIALIZE_CONDITIONS */

#define MDL_START /* Change to #undef to remove function */
#if defined(MDL_START)
/* Function: mdlStart
=====
* Abstract:
```

ANNEXE

```
* This function is called once at start of model execution. If you
* have states that should be initialized once, this is the place
* to do it.
*/
static void mdlStart(SimStruct *S)
{
}
#endif /* MDL_START */

/* Function: mdlOutputs
=====
* Abstract:
* In this function, you compute the outputs of your S-function
* block. Generally outputs are placed in the output vector, ssGetY(S).
*/
static void mdlOutputs(SimStruct *S, int_T tid)
{
real_T *y1 = ssGetOutputPortRealSignal(S,0);
real_T t;
t=ssGetT(S);
//t=ssGetTaskTime(S,0);
*y1=t;
}

#define MDL_UPDATE /* Change to #undef to remove function */
#if defined(MDL_UPDATE)
/* Function: mdlUpdate
=====
* Abstract:
* This function is called once for every major integration time
step.
* Discrete states are typically updated here, but this function is
useful
* for performing any tasks that should only take place once per
* integration step.
*/
static void mdlUpdate(SimStruct *S, int_T tid)
{
}
#endif /* MDL_UPDATE */

#define MDL_DERIVATIVES /* Change to #undef to remove function */
#if defined(MDL_DERIVATIVES)
/* Function: mdlDerivatives
=====
* Abstract:
* In this function, you compute the S-function block's derivatives.
* The derivatives are placed in the derivative vector, ssGetdX(S).
*/
static void mdlDerivatives(SimStruct *S)
{
}
#endif /* MDL_DERIVATIVES */
```

```
/* Function: mdlTerminate
=====
* Abstract:
*   In this function, you should perform any actions that are necessary
*   at the termination of a simulation. For example, if memory was
*   allocated in mdlStart, this is the place to free it.
*/
static void mdlTerminate(SimStruct *S)
{
}

/*=====
* See sfuntmpl_doc.c for the optional S-function methods *
*=====*/

/*=====
* Required S-function trailer *
*=====*/

#ifdef MATLAB_MEX_FILE /* Is this file being compiled as a MEX-file?
*/
#include "simulink.c" /* MEX-file interface mechanism */
#else
#include "cg_sfund.h" /* Code generation registration function */
#endif
#endif
```

ANNEXE C

Sorties de la DSP (sorties digitales)

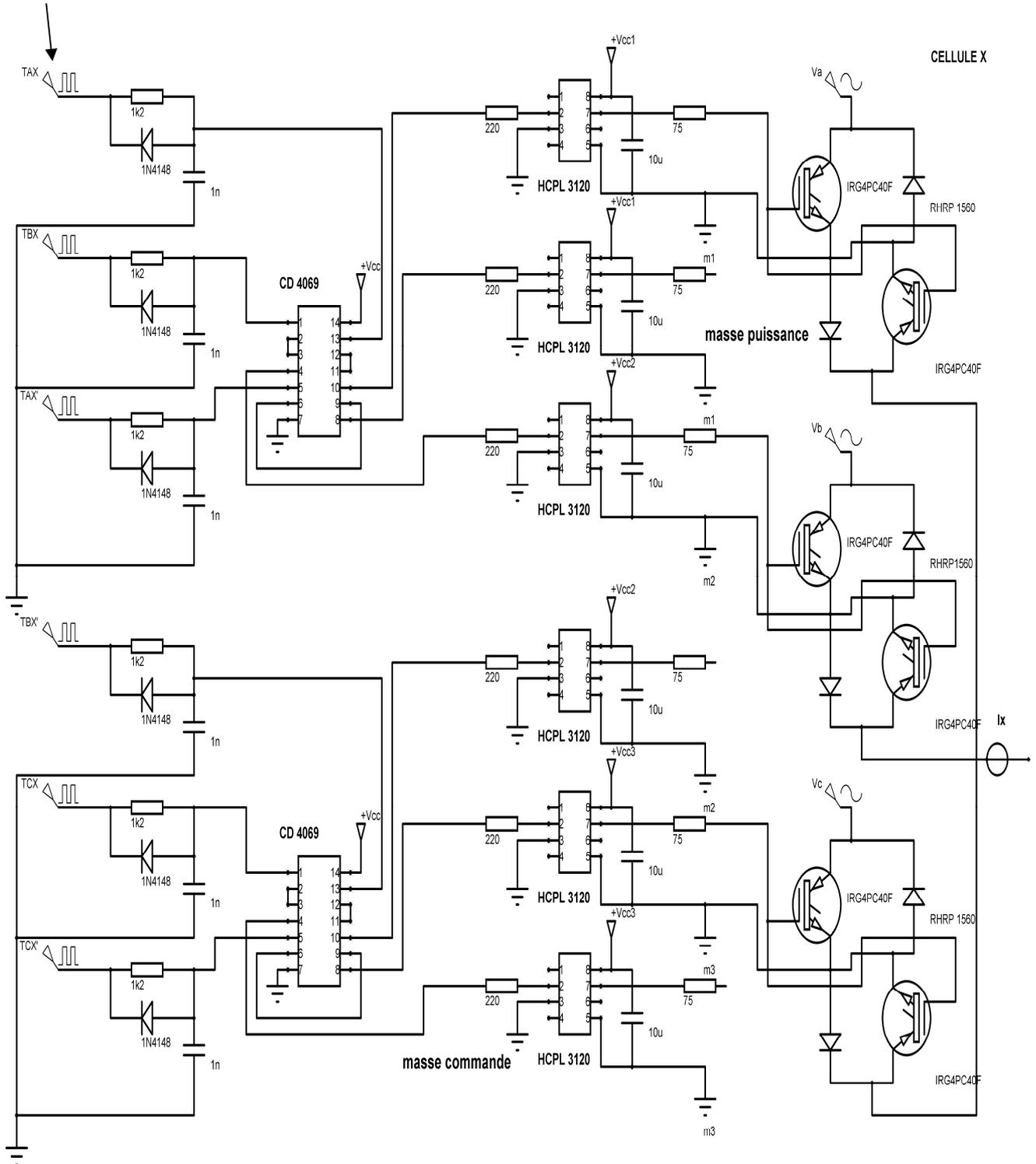


Schéma global de commande d'une cellule de commutation du Convertisseur Matriciel

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **F. Bruno**, « Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques à structure matricielle. ». **Thèse de Doctorat, USTL, LILE Janvier 1996.**
- [2] **A. Schuster**, « Commande, réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone. ». **Thèse de Doctorat, EPFL, LAUSANE 1998.**
- [3] **A. Schuster**, « A drive system with a digitally controlled matrix converter feeding an AC- induction machine. ». **Proceedings of PEVD, pp. 378-382, Nottingham 1996.**
- [4] **E.M. Berkouk**, « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux. ». **Thèse de Doctorat, CNAM, Paris 1995.**
- [5] **J.-P. Hautier, J.-P. Caron** « Convertisseurs statiques. ». **Editions Technip, Paris 1999.**
- [6] **J.-P. Hautier, J.-P. Caron** « Modélisation et commande de la machine asynchrone. ». **Editions Technip, Paris 1995.**
- [7] **K. Dahmane**, « Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Alimentée par Convertisseurs Matriciels ». **Thèse de Magister, ENP Novembre 2004.**
- [8] **H.Buhler**, « Conception de systèmes automatiques. ». **Presse Polytechniques Romandes, 1988.**
- [9] **F. Labrique**, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance. ». **Technique et Documentation, 1998.**
- [10] **M.O. Mahmoudi**, « Modélisation et commande vectorielle de la machine asynchrone. ». **Cours, Commande des machines électriques, ENP 2004.**
- [11] **G. Segui**, « Electrotechnique industrielle », **Technique et documentation, 1977.**
- [12] **M. Bounekhla**, « Contribution à l'Identification Paramétrique de la Machine Asynchrone », **Thèse de Doctorat, ENP 2004.**
- [13] **L. Baghli**, « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone. Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques », **Thèse de Doctorat Henry Poincaré, Janvier 1999.**

- [14] **D. Casadei, G.Serra, A.Tani**, « Matrix Converter Modulation Strategies: a New General Approach Based on Space Vector Representation of the Switch State », **IEEE Industrial Electronics**, April 2002.
- [15] **D. Casadei, G.Serra, A.Tani, L.Zarri**, « A Space Vector Modulation Strategy for Matrix Converters minimizing the RMS value of the load current ripple », **IEEE Industrial Electronics**, IECON 2006.
- [16] **C. Clumpner** « Limited ride-through capabilities of Direct Frequency Converters. ». **IEEE transactions on the power electronics**, Vol. 16, No. 6, November 2001.
- [17] **P. Nielsen, F. Blaaadjerg**, « New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable Speed Drives ». **IEEE transaction on industrial electronics**, Vol. 49, No. 2, April 2002.
- [18] **A. Schuster**, « A Matrix Converter without Reactive Clamp Elements for an Induction Motor Drive », **Proceedings of PESC**, 1998.
- [19] **N. Nolhier**, « Initiation aux DSP », **DESS Microélectronique, université Paul Sabatier, Toulouse**.
- [20] **Y. Kebbati**, « Développement d'une Méthodologie de Conception Matérielle à Base de Modules Génériques VHDL/VHDL-AMS en Vue d'une Intégration de Systèmes de Commande Electriques », **Thèse de Doctorat, ULP, Strasbourg 2002**.
- [21] **M. Correvon**, « Introduction aux DSP orientés applications industrielles », **Cours DSP et temps réel, Haute Ecole d'Ingénierie et de Gestion du Canton de Neuchâtel**.
- [22] **M. Lagacherie**, « Digital Signal Processing », **site : www.themarvinproject.free.fr**
- [23] **Site Internet** : www.mathworks.com
- [24] **HelpDesk** : l'aide de la carte dSPACE DS1104
- [25] 'DS1104Features.pdf', CD Solution for Control Release 3.4 For MATLAB R12.1 dSPACE.
- [26] 'DS1104InstConfig.pdf', CD Solution for Control Release 3.4 For MATLAB R12.1 dSPACE.
- [27] 'ImplementRTI.pdf', CD Solution for Control Release 3.4 For MATLAB R12.1 dSPACE.
- [28] 'CDExpGuide.pdf', CD Solution for Control Release 3.4 For MATLAB R12.1 dSPACE.
- [29] **Y. MOPTY**, « Méthodes de Synthèses Automatiques de Convertisseurs Statiques Application à la Recherche de Nouveaux Convertisseurs », **Thèse de Doctorat, INPT 1982**.

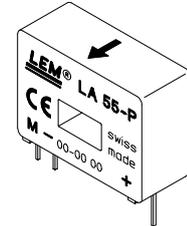
- [30] **J.-P. Ferrieux, Forest F**, « alimentations à découpage – convertisseurs à résonance », **Dunod, 3^e révision revue et augmentée, 1999.**
- [31] **S. Sunter**, « A vector controlled matrix converter induction motor drive », **Thèse de Doctorat, Université de Nonttingham, Royaume Uni, 1995.**
- [32] **A-P. Malvino**, « Principes d'électronique : cours et exercices corrigés », **Dunod, 2002.**
- [33] **M. Gaad**, « Modélisation et Réalisation d'un Onduleur Triphasé à Trois Niveaux à structure NPC. Application à la structure de la Machine Asynchrone », **Mémoire de Magister, EMP 2000.**
- [34] Site Internet, <http://www.stielec.ac-aix-marseille.fr/cours/abati/hall.htm>
- [35] **S.Sunter, Y.Tahar**, « Pspice modelling and Simulation of a Matrix Converter-Fed Induction Motor Drive », **Springer-Verlag 2002.**
- [36] **S.Sunter, Y.Tahar**, « Pspice modelling and design of a snubber circuit for the matrix converter », **Int.J.Eng Model 13, pp.41-46, 2000.**
- [37] **S.Sunter, Y.Tahar**, « Modelling and Design of a Snubber Circuit for the Matrix Converter », **EngModelling 2000.**
- [38] **J. Mahlein, M. Bruckmann et M;Braun**, « Passive Protection Strategy for a Drive System With a Matrix Converter and an Induction Machine », **IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol 49, NO 02, April 2002.**
- [39] **P. Nielsen, F. Blaadjerg** « New Protection issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives », **IEEE Transactions On Industry Applications, Vol 35, NO 5, September/October 1999.**
- [40] **M. Matteini**, « Control Techniques for Matrix Converter Adjustable Speed Drives», **Thèse de Doctorat, Bologne 2001.**

Datasheet

Current Transducer LA 55-P

$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	50	A					
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 70	A					
R_M	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$		$T_A = 85^\circ\text{C}$				
		$R_{M \min}$	$R_{M \max}$	$R_{M \min}$	$R_{M \max}$			
		with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	10	100	60	95	Ω
			@ $\pm 70 \text{ A}_{\max}$	10	50	60 ¹⁾	60 ¹⁾	Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 50 \text{ A}_{\max}$	50	160	135	155	Ω	
		@ $\pm 70 \text{ A}_{\max}$	50	90	135 ²⁾	135 ²⁾	Ω	
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	50	mA					
K_N	Conversion ratio	1 : 1000						
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V					
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA					
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV					

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 0.65	%	
		@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 0.90	%	
ϵ_L	Linearity		< 0.15	%	
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max		
			± 0.2	mA	
I_{OM}	Residual current ³⁾ @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.3	mA	
I_{OT}	Thermal drift of I_O	$0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.5	mA
		$-25^\circ\text{C} \dots +85^\circ\text{C}$	± 0.1	± 0.6	mA
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of $I_{P \max}$	< 500		ns	
t_r	Response time @ 90 % of $I_{P \max}$	< 1		μs	
di/dt	di/dt accurately followed	> 200		A/ μs	
f	Frequency bandwidth (-1 dB)	DC .. 200		kHz	

General data

T_A	Ambient operating temperature	-25 .. +85	$^\circ\text{C}$	
T_S	Ambient storage temperature	-40 .. +90	$^\circ\text{C}$	
R_S	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80	Ω
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	85	Ω
m	Mass	18	g	
	Standards ⁴⁾	EN 50178		

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

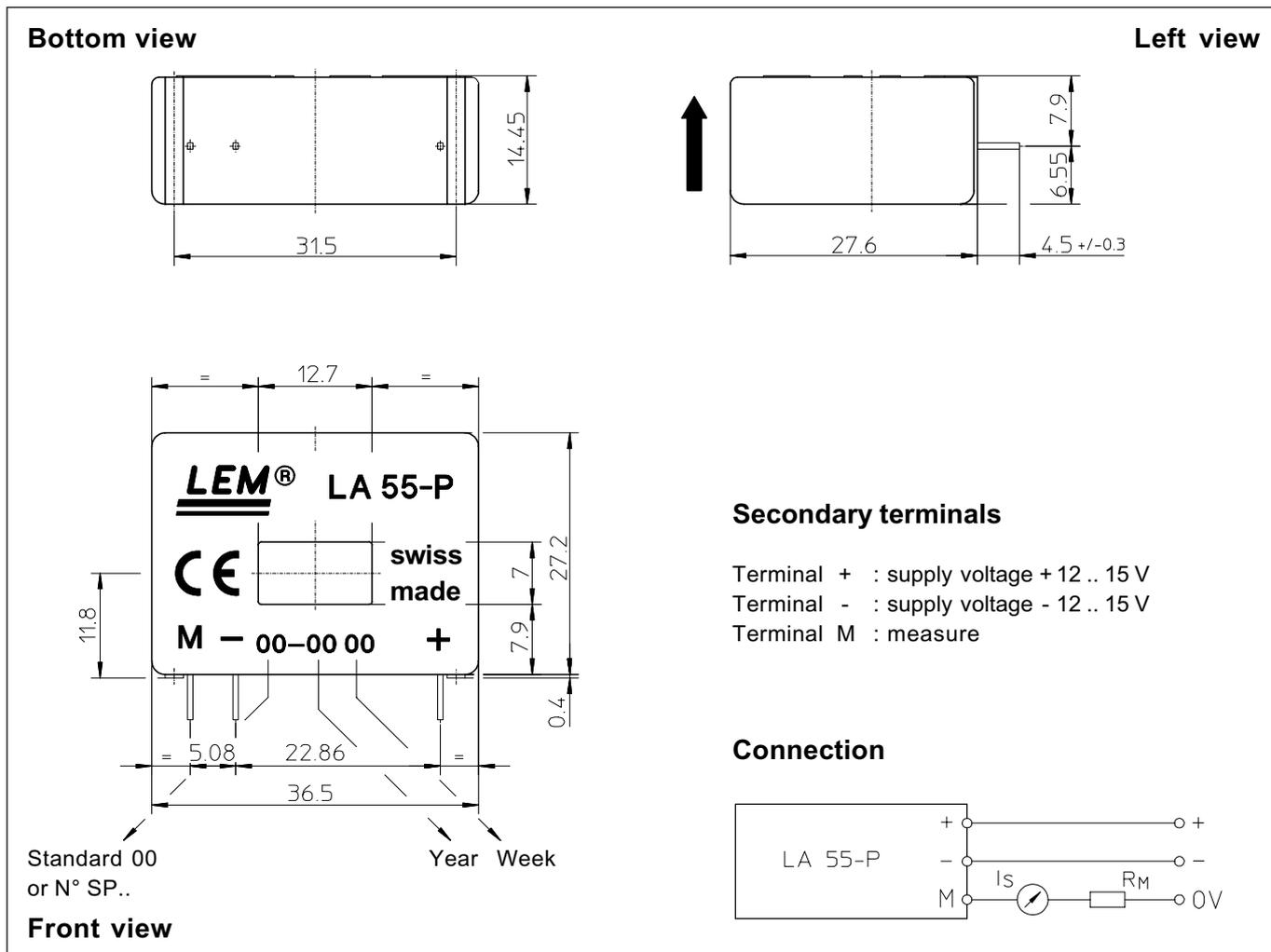
- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Notes : 1) Measuring range limited to $\pm 60 \text{ A}_{\max}$
 2) Measuring range limited to $\pm 55 \text{ A}_{\max}$
 3) Result of the coercive field of the magnetic circuit
 4) A list of corresponding tests is available

Dimensions LA 55-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Primary through-hole 12.7×7 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins
 0.63×0.56 mm
 Recommended PCB hole 0.9 mm

Remarks

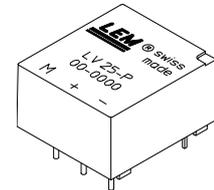
- I_s is positive when I_p flows in the direction of the arrow.
- Temperature of the primary conductor should not exceed 90°C .
- Dynamic performances (di/dt and response time) are best with a single bar completely filling the primary hole.
- In order to achieve the best magnetic coupling, the primary windings have to be wound over the top edge of the device.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA			
I_p	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA			
R_M	Measuring resistance	R_{Mmin}	R_{Mmax}			
				with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	30
			@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	30	100	Ω
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{max}$	100	350	Ω
	@ $\pm 14 \text{ mA}_{max}$	100	190	Ω		
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA			
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000				
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V			
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_s	mA			
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV			

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 0.9	%
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 0.8	%
ϵ_L	Linearity		< 0.2	%
I_O	Offset current @ $I_p = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0 $^\circ\text{C}$.. + 25 $^\circ\text{C}$	± 0.06	± 0.25 mA
		+ 25 $^\circ\text{C}$.. + 70 $^\circ\text{C}$	± 0.10	± 0.35 mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of V_{Pmax}		40	μs

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. + 70	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	$^\circ\text{C}$
R_P	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

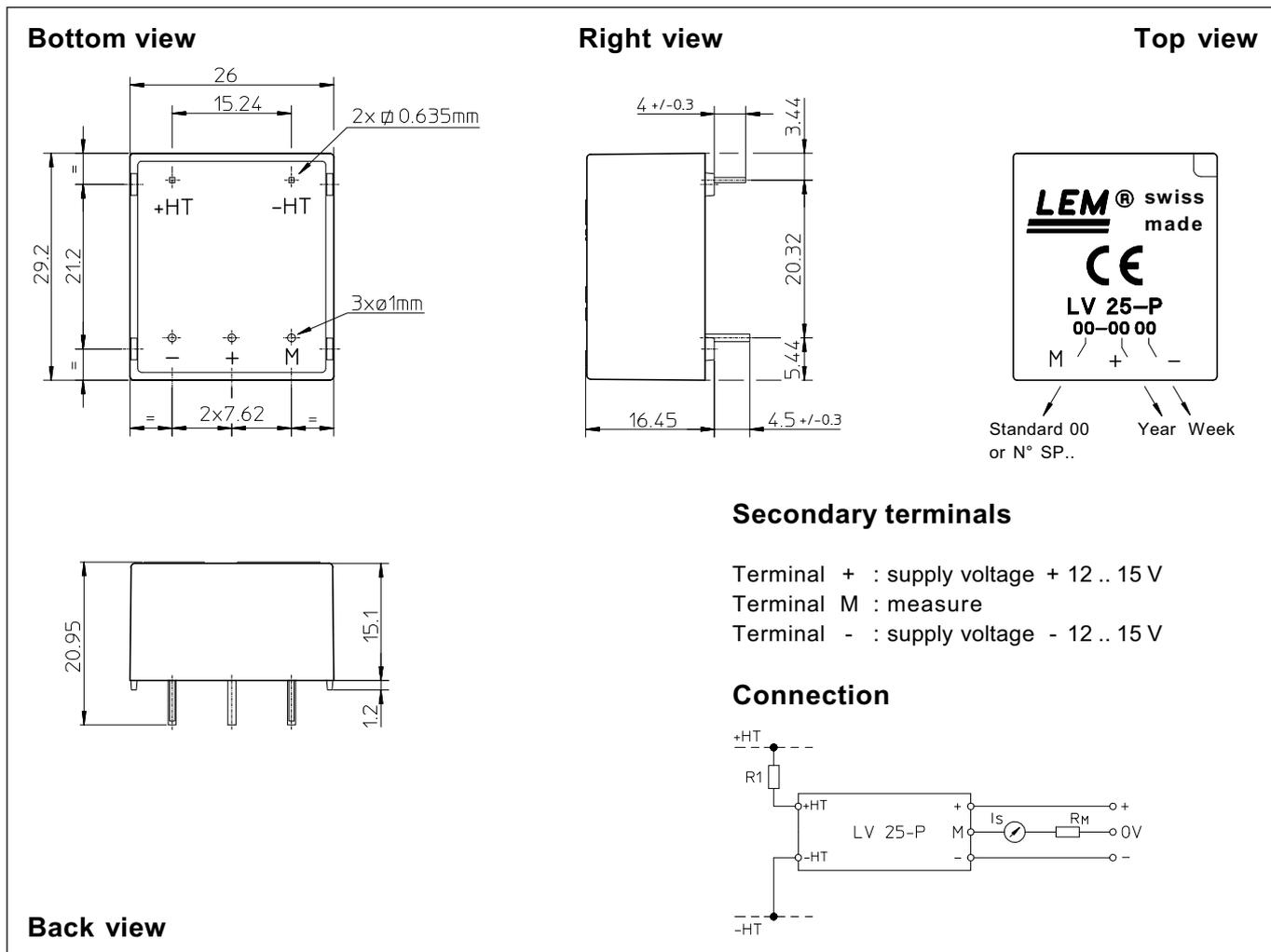
Notes : ¹⁾ Between primary and secondary

²⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

³⁾ A list of corresponding tests is available

981125/14

Dimensions LV 25-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 2 pins
0.635 x 0.635 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins \varnothing 1 mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

Remarks

- I_s is positive when V_p is applied on terminal +HT.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Instructions for use of the voltage transducer model LV 25-P

Primary resistor R_1 : the transducer's optimum accuracy is obtained at the nominal primary current. As far as possible, R_1 should be calculated so that the nominal voltage to be measured corresponds to a primary current of 10 mA.

Example: Voltage to be measured $V_{PN} = 250$ V

a) $R_1 = 25$ k Ω / 2.5 W, $I_p = 10$ mA	Accuracy = ± 0.8 % of V_{PN} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)
b) $R_1 = 50$ k Ω / 1.25 W, $I_p = 5$ mA	Accuracy = ± 1.6 % of V_{PN} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)

Operating range (recommended) : taking into account the resistance of the primary windings (which must remain low compared to R_1 , in order to keep thermal deviation as low as possible) and the isolation, this transducer is suitable for measuring nominal voltages from 10 to 500 V.

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.

2.0 Amp Output Current IGBT Gate Drive Optocoupler

Technical Data

HCPL-3120

Features

- **2.0 A Minimum Peak Output Current**
- **15 kV/μs Minimum Common Mode Rejection (CMR) at $V_{CM} = 1500$ V**
- **0.5 V Maximum Low Level Output Voltage (V_{OL}) Eliminates Need for Negative Gate Drive**
- **$I_{CC} = 5$ mA Maximum Supply Current**
- **Under Voltage Lock-Out Protection (UVLO) with Hysteresis**
- **Wide Operating V_{CC} Range: 15 to 30 Volts**
- **500 ns Maximum Switching Speeds**
- **Industrial Temperature Range: -40°C to 100°C**
- **Safety Approval**
UL Recognized - 2500 V rms for 1 minute per UL1577
CSA Approval
VDE 0884 Approved with $V_{IORM} = 630$ V peak (Option 060 only)

Applications

- **Isolated IGBT/MOSFET Gate Drive**
- **AC and Brushless DC Motor Drives**

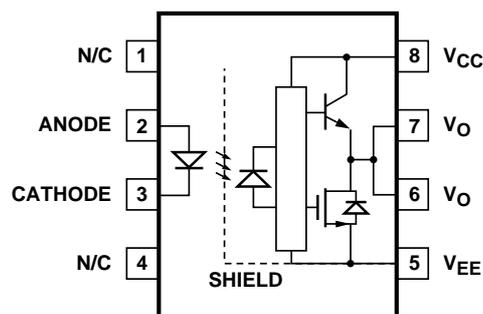
- **Industrial Inverters**
- **Switch Mode Power Supplies (SMPS)**

Description

The HCPL-3120 consists of a GaAsP LED optically coupled to an integrated circuit with a power output stage. This optocoupler is ideally suited for driving power IGBTs and MOSFETs used in

motor control inverter applications. The high operating voltage range of the output stage provides the drive voltages required by gate controlled devices. The voltage and current supplied by this optocoupler makes it ideally suited for directly driving IGBTs with ratings up to 1200 V/100 A. For IGBTs with higher ratings, the HCPL-3120 can be used to drive a discrete power stage which drives the IGBT gate.

Functional Diagram



TRUTH TABLE

LED	$V_{CC} - V_{EE}$ "POSITIVE GOING" (i.e., TURN-ON)	$V_{CC} - V_{EE}$ "NEGATIVE GOING" (i.e., TURN-OFF)	V_O
OFF	0 - 30 V	0 - 30 V	LOW
ON	0 - 11 V	0 - 9.5 V	LOW
ON	11 - 13.5 V	9.5 - 12 V	TRANSITION
ON	13.5 - 30 V	12 - 30 V	HIGH

A 0.1 μF bypass capacitor must be connected between pins 5 and 8.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

Ordering Information

Specify Part Number followed by Option Number (if desired)

Example

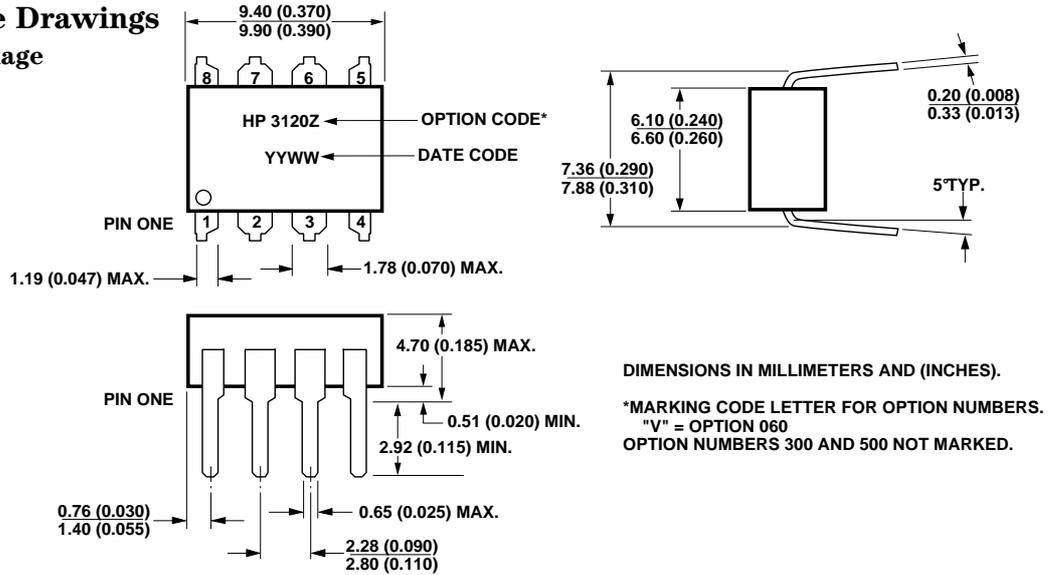
HCPL-3120#XXX

- No Option = Standard DIP Package, 50 per tube.
- 060 = VDE 0884 $V_{IORM} = 630 V_{peak}$ Option, 50 per tube.
- 300 = Gull Wing Surface Mount Option, 50 per tube.
- 500 = Tape and Reel Packaging Option, 1000 per reel.

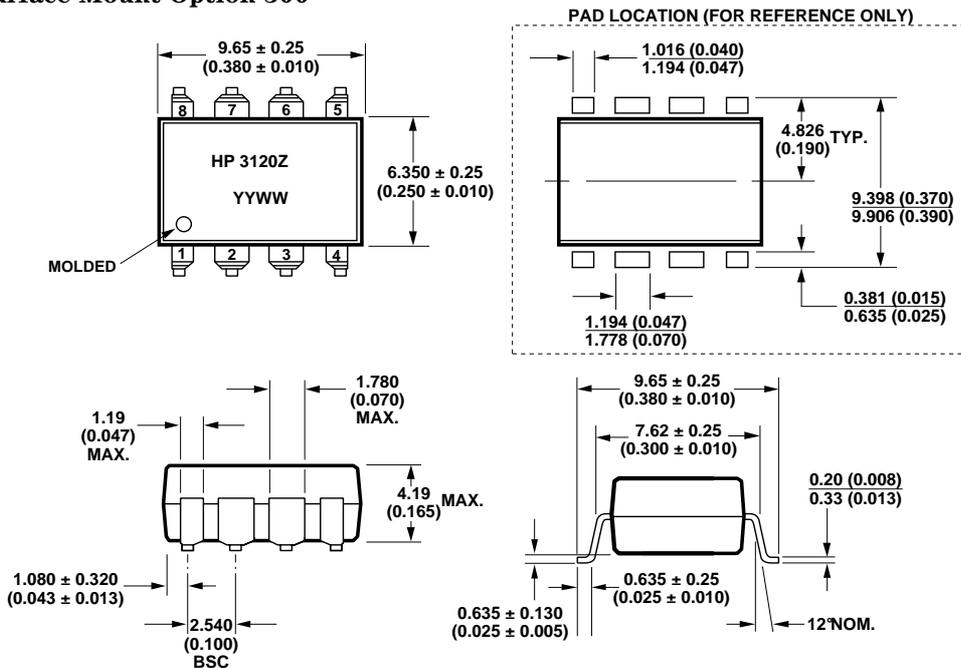
Option data sheets available. Contact Hewlett-Packard sales representative or authorized distributor.

Package Outline Drawings

Standard DIP Package

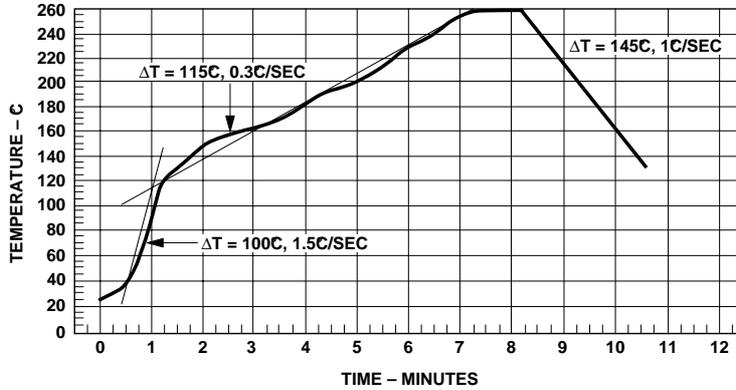


Gull Wing Surface Mount Option 300



DIMENSIONS IN MILLIMETERS (INCHES).
 TOLERANCES (UNLESS OTHERWISE SPECIFIED): xx.xx = 0.01
 xx.xxx = 0.005
 LEAD COPLANARITY
 MAXIMUM: 0.102 (0.004)

Reflow Temperature Profile



MAXIMUM SOLDER REFLOW THERMAL PROFILE
(NOTE: USE OF NON-CHLORINE ACTIVATED FLUXES IS RECOMMENDED.)

Regulatory Information

The HCPL-3120 has been approved by the following organizations:

UL

Recognized under UL 1577, Component Recognition Program, File E55361.

CSA

Approved under CSA Component Acceptance Notice #5, File CA 88324.

VDE (Option 060 Only)

Approved under VDE 0884/06.92 with $V_{IORM} = 630$ V peak.

VDE 0884 Insulation Characteristics (Option 060 Only)

Description	Symbol	Characteristic	Unit
Installation classification per DIN VDE 0110/1.89, Table 1 for rated mains voltage ≤ 300 V rms for rated mains voltage ≤ 450 V rms		I-IV I-III	
Climatic Classification		55/100/21	
Pollution Degree (DIN VDE 0110/1.89)		2	
Maximum Working Insulation Voltage	V_{IORM}	630	Vpeak
Input to Output Test Voltage, Method b* $V_{IORM} \times 1.875 = V_{PR}$, 100% Production Test with $t_m = 1$ sec, Partial discharge < 5 pC	V_{PR}	1181	Vpeak
Input to Output Test Voltage, Method a* $V_{IORM} \times 1.5 = V_{PR}$, Type and Sample Test, $t_m = 60$ sec, Partial discharge < 5 pC	V_{PR}	945	Vpeak
Highest Allowable Overvoltage* (Transient Overvoltage $t_{ini} = 10$ sec)	V_{IOTM}	6000	Vpeak
Safety Limiting Values—Maximum Values Allowed in the Event of a Failure, Also See Figure 37, Thermal Derating Curve.			
Case Temperature	T_S	175	°C
Input Current	$I_S, INPUT$	230	mA
Output Power	$P_S, OUTPUT$	600	mW
Insulation Resistance at $T_S, V_{IO} = 500$ V	R_S	$\geq 10^9$	Ω

*Refer to the front of the optocoupler section of the current catalog, under Product Safety Regulations section, (VDE 0884) for a detailed description of Method a and Method b partial discharge test profiles.

Note: Isolation characteristics are guaranteed only within the safety maximum ratings which must be ensured by protective circuits in application.

Insulation and Safety Related Specifications

Parameter	Symbol	Value	Units	Conditions
Minimum External Air Gap (External Clearance)	L(101)	7.1	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance through air.
Minimum External Tracking (External Creepage)	L(102)	7.4	mm	Measured from input terminals to output terminals, shortest distance path along body.
Minimum Internal Plastic Gap (Internal Clearance)		0.08	mm	Insulation thickness between emitter and detector; also known as distance through insulation.
Tracking Resistance (Comparative Tracking Index)	CTI	200	Volts	DIN IEC 112/VDE 0303 Part 1
Isolation Group		IIIa		Material Group (DIN VDE 0110, 1/89, Table 1)

Option 300 - surface mount classification is Class A in accordance with CECC 00802.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units	Note
Storage Temperature	T_S	-55.	125	°C	
Operating Temperature	T_A	-40	100	°C	
Average Input Current	$I_{F(AVG)}$		25	mA	1
Peak Transient Input Current (<1 μ s pulse width, 300 pps)	$I_{F(TRAN)}$		1.0	A	
Reverse Input Voltage	V_R		5	Volts	
“High” Peak Output Current	$I_{OH(PEAK)}$		2.5	A	2
“Low” Peak Output Current	$I_{OL(PEAK)}$		2.5	A	2
Supply Voltage	$(V_{CC} - V_{EE})$	0	35	Volts	
Output Voltage	V_O	0	V_{CC}	Volts	
Output Power Dissipation	P_O		250	mW	3
Total Power Dissipation	P_T		295	mW	4
Lead Solder Temperature	260°C for 10 sec., 1.6 mm below seating plane				
Solder Reflow Temperature Profile	See Package Outline Drawings section				

Recommended Operating Conditions

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units
Power Supply Voltage	$(V_{CC} - V_{EE})$	15	30	Volts
Input Current (ON)	$I_{F(ON)}$	7	16	mA
Input Voltage (OFF)	$V_{F(OFF)}$	-3.0	0.8	V
Operating Temperature	T_A	-40	100	°C

Electrical Specifications (DC)

Over recommended operating conditions ($T_A = -40$ to 100°C , $I_{F(\text{ON})} = 7$ to 16 mA, $V_{F(\text{OFF})} = -3.0$ to 0.8 V, $V_{CC} = 15$ to 30 V, $V_{EE} = \text{Ground}$) unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.*	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
High Level Output Current	I_{OH}	0.5	1.5		A	$V_O = (V_{CC} - 4 \text{ V})$	2, 3,	5
		2.0			A	$V_O = (V_{CC} - 15 \text{ V})$	17	2
Low Level Output Current	I_{OL}	0.5	2.0		A	$V_O = (V_{EE} + 2.5 \text{ V})$	5, 6,	5
		2.0			A	$V_O = (V_{EE} + 15 \text{ V})$	18	2
High Level Output Voltage	V_{OH}	$(V_{CC} - 4)$	$(V_{CC} - 3)$		V	$I_O = -100$ mA	1, 3, 19	6, 7
Low Level Output Voltage	V_{OL}		0.1	0.5	V	$I_O = 100$ mA	4, 6, 20	
High Level Supply Current	I_{CCH}		2.0	5.0	mA	Output Open, $I_F = 7$ to 16 mA	7, 8	
Low Level Supply Current	I_{CCL}		2.0	5.0	mA	Output Open, $V_F = -3.0$ to $+0.8$ V		
Threshold Input Current Low to High	I_{FLH}		2.3	5.0	mA	$I_O = 0$ mA, $V_O > 5$ V	9, 15, 21	
Threshold Input Voltage High to Low	V_{FHL}	0.8			V			
Input Forward Voltage	V_F	1.2	1.5	1.8	V	$I_F = 10$ mA	16	
Temperature Coefficient of Forward Voltage	$\Delta V_F / \Delta T_A$		-1.6		mV/ $^\circ\text{C}$	$I_F = 10$ mA		
Input Reverse Breakdown Voltage	BV_R	5			V	$I_r = 10$ μA		
Input Capacitance	C_{IN}		60		pF	$f = 1$ MHz, $V_F = 0$ V		
UVLO Threshold	V_{UVLO+}	11.0	12.3	13.5	V	$V_O > 5$ V, $I_F = 10$ mA	22, 36	
	V_{UVLO-}	9.5	10.7	12.0				
UVLO Hysteresis	$UVLO_{HYS}$		1.6					

* All typical values at $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $V_{CC} - V_{EE} = 30$ V, unless otherwise noted.

Switching Specifications (AC)

Over recommended operating conditions ($T_A = -40$ to 100°C , $I_{F(\text{ON})} = 7$ to 16 mA, $V_{F(\text{OFF})} = -3.0$ to 0.8 V, $V_{CC} = 15$ to 30 V, $V_{EE} = \text{Ground}$) unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.*	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note	
Propagation Delay Time to High Output Level	t_{PLH}	0.10	0.30	0.50	μs	Rg = 10 Ω , Cg = 10 nF, f = 10 kHz, Duty Cycle = 50%	10, 11, 12, 13 14, 23	14	
Propagation Delay Time to Low Output Level	t_{PHL}	0.10	0.27	0.50	μs				
Pulse Width Distortion	PWD			0.3	μs				
Propagation Delay Difference Between Any Two Parts	$(t_{\text{PHL}} - t_{\text{PLH}})$ PDD	-0.35		0.35	μs			34,35	10
Rise Time	t_r		0.1		μs			23	
Fall Time	t_f		0.1		μs				
UVLO Turn On Delay	$t_{\text{UVLO ON}}$		0.8		μs	$V_O > 5$ V, $I_F = 10$ mA	22		
UVLO Turn Off Delay	$t_{\text{UVLO OFF}}$		0.6		μs	$V_O < 5$ V, $I_F = 10$ mA			
Output High Level Common Mode Transient Immunity	$ CM_H $	15	30		kV/ μs	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $I_F = 10$ to 16 mA, $V_{CM} = 1500$ V, $V_{CC} = 30$ V	24	11, 12	
Output Low Level Common Mode Transient Immunity	$ CM_L $	15	30		kV/ μs			$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 1500$ V, $V_F = 0$ V, $V_{CC} = 30$ V	11, 13

*All typical values at $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $V_{CC} - V_{EE} = 30$ V, unless otherwise noted.

Package Characteristics

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Input-Output Momentary Withstand Voltage**	V_{ISO}	2500			V_{RMS}	RH < 50%, t = 1 min., $T_A = 25^\circ\text{C}$		8, 9
Resistance (Input - Output)	$R_{\text{I-O}}$		10^{12}		Ω	$V_{\text{I-O}} = 500$ V _{DC}		9
Capacitance (Input - Output)	$C_{\text{I-O}}$		0.6		pF	f = 1 MHz		
LED-to-Case Thermal Resistance	θ_{LC}		467		$^\circ\text{C/W}$	Thermocoupler located at center underside of package	28	
LED-to-Detector Thermal Resistance	θ_{LD}		442		$^\circ\text{C/W}$			
Detector-to-Case Thermal Resistance	θ_{DC}		126		$^\circ\text{C/W}$			

**The Input-Output Momentary Withstand Voltage is a dielectric voltage rating that should not be interpreted as an input-output continuous voltage rating. For the continuous voltage rating refer to your equipment level safety specification or HP Application Note 1074 entitled "Optocoupler Input-Output Endurance Voltage."

LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator

1.0 General Description

The LM111, LM211 and LM311 are voltage comparators that have input currents nearly a thousand times lower than devices like the LM106 or LM710. They are also designed to operate over a wider range of supply voltages: from standard $\pm 15V$ op amp supplies down to the single 5V supply used for IC logic. Their output is compatible with RTL, DTL and TTL as well as MOS circuits. Further, they can drive lamps or relays, switching voltages up to 50V at currents as high as 50 mA.

Both the inputs and the outputs of the LM111, LM211 or the LM311 can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire OR'ed. Although slower than the LM106 and LM710 (200 ns response time vs 40 ns)

the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 has the same pin configuration as the LM106 and LM710.

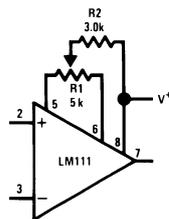
The LM211 is identical to the LM111, except that its performance is specified over a $-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$ temperature range instead of $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$. The LM311 has a temperature range of $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$.

2.0 Features

- Operates from single 5V supply
- Input current: 150 nA max. over temperature
- Offset current: 20 nA max. over temperature
- Differential input voltage range: $\pm 30V$
- Power consumption: 135 mW at $\pm 15V$

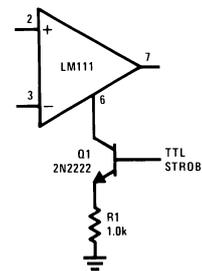
3.0 Typical Applications (Note 3)

Offset Balancing



00570436

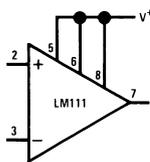
Strobing



00570437

Note: Do Not Ground Strobe Pin. Output is turned off when current is pulled from Strobe Pin.

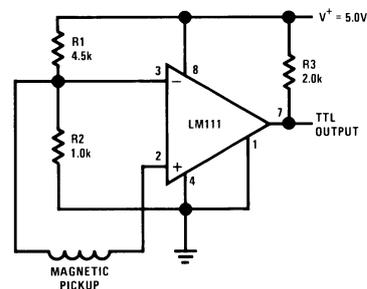
Increasing Input Stage Current (Note 1)



00570438

Note 1: Increases typical common mode slew from 7.0V/ μs to 18V/ μs .

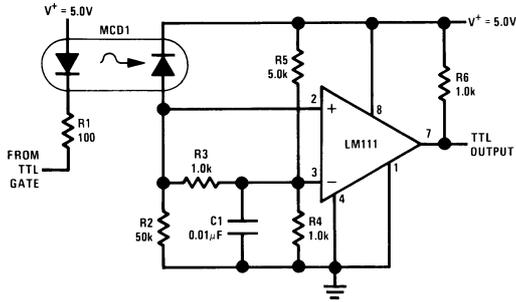
Detector for Magnetic Transducer



00570439

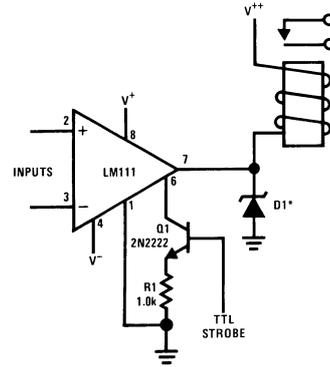
3.0 Typical Applications (Note 3) (Continued)

Digital Transmission Isolator



00570440

Relay Driver with Strobe

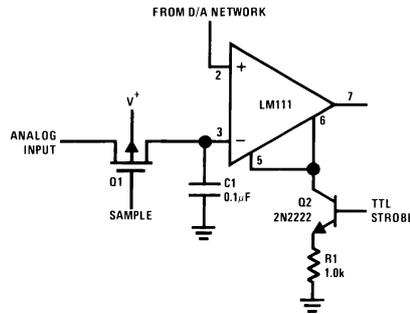


00570441

*Absorbs inductive kickback of relay and protects IC from severe voltage transients on V⁺⁺ line.

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

Strobing off Both Input and Output Stages (Note 2)



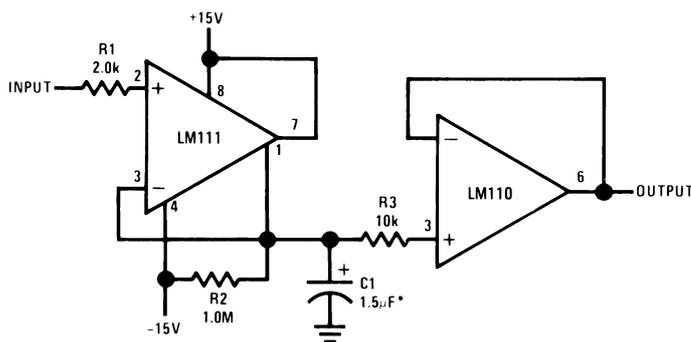
00570442

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

Note 2: Typical input current is 50 pA with inputs strobed off.

Note 3: Pin connections shown on schematic diagram and typical applications are for H08 metal can package.

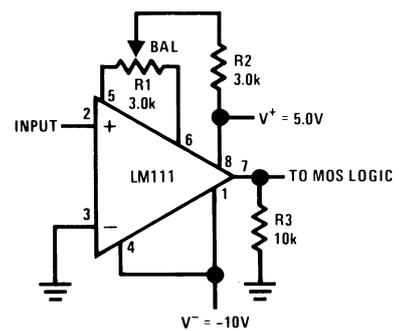
Positive Peak Detector



00570423

*Solid tantalum

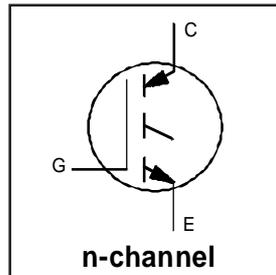
Zero Crossing Detector Driving MOS Logic



00570424

Features

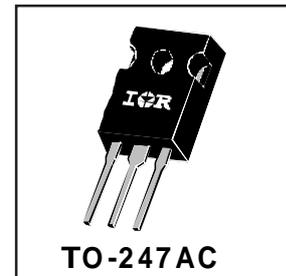
- Switching-loss rating includes all "tail" losses
- Optimized for medium operating frequency (1 to 10kHz) See Fig. 1 for Current vs. Frequency curve



$V_{CES} = 600V$
 $V_{CE(sat)} \leq 2.0V$
 @ $V_{GE} = 15V, I_C = 27A$

Description

Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBTs) from International Rectifier have higher usable current densities than comparable bipolar transistors, while at the same time having simpler gate-drive requirements of the familiar power MOSFET. They provide substantial benefits to a host of high-voltage, high-current applications.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	49	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	27	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	200	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	200	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
E_{ARV}	Reverse Voltage Avalanche Energy ③	15	mJ
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	160	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	65	
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_{STG}			
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	-----	-----	0.77	C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	-----	0.24	-----	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	-----	-----	40	
Wt	Weight	-----	6 (0.21)	-----	g (oz)

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	----	----	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$	
$V_{(BR)ECS}$	Emitter-to-Collector Breakdown Voltage ①	20	----	----	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0A$	
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	----	0.70	----	V/°C	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$	
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	----	1.7	2.0	V	$I_C = 27A, V_{GE} = 15V$ See Fig. 2, 5	
		----	2.2	----			$I_C = 49A$
		----	1.9	----			$I_C = 27A, T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	----	5.5		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$	
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	----	-12	----	mV/°C	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$	
g_{fe}	Forward Transconductance ⑤	9.2	12	----	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 27A$	
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	----	----	250	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V$	
		----	----	1000		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150^\circ\text{C}$	
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	----	----	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$	

Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	----	59	80	nC	$I_C = 27A$ $V_{CC} = 400V$ $V_{GE} = 15V$ See Fig. 8
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	----	8.6	10		
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	----	25	42		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	----	25	----	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 27A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega$ Energy losses include "tail"
t_r	Rise Time	----	37	----		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	----	240	410		
t_f	Fall Time	----	230	420		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	----	0.65	----	mJ	See Fig. 9, 10, 11, 14
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	----	3.0	----		
E_{ts}	Total Switching Loss	----	3.65	6.0		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	----	28	----	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $I_C = 27A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega$ Energy losses include "tail"
t_r	Rise Time	----	37	----		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	----	380	----		
t_f	Fall Time	----	460	----		
E_{ts}	Total Switching Loss	----	6.0	----	mJ	See Fig. 10, 14
L_E	Internal Emitter Inductance	----	13	----	nH	Measured 5mm from package
C_{ies}	Input Capacitance	----	1500	----	pF	$V_{GE} = 0V$ $V_{CC} = 30V$ $f = 1.0MHz$ See Fig. 7
C_{oes}	Output Capacitance	----	190	----		
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	----	20	----		

Notes:

- ① Repetitive rating; $V_{GE}=20V$, pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 13b)
- ② $V_{CC}=80\%(V_{CES}), V_{GE}=20V, L=10\mu H, R_G=10\Omega$, (See fig. 13a)
- ③ Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature.
- ④ Pulse width $\leq 80\mu s$; duty factor $\leq 0.1\%$.
- ⑤ Pulse width $5.0\mu s$, single shot.

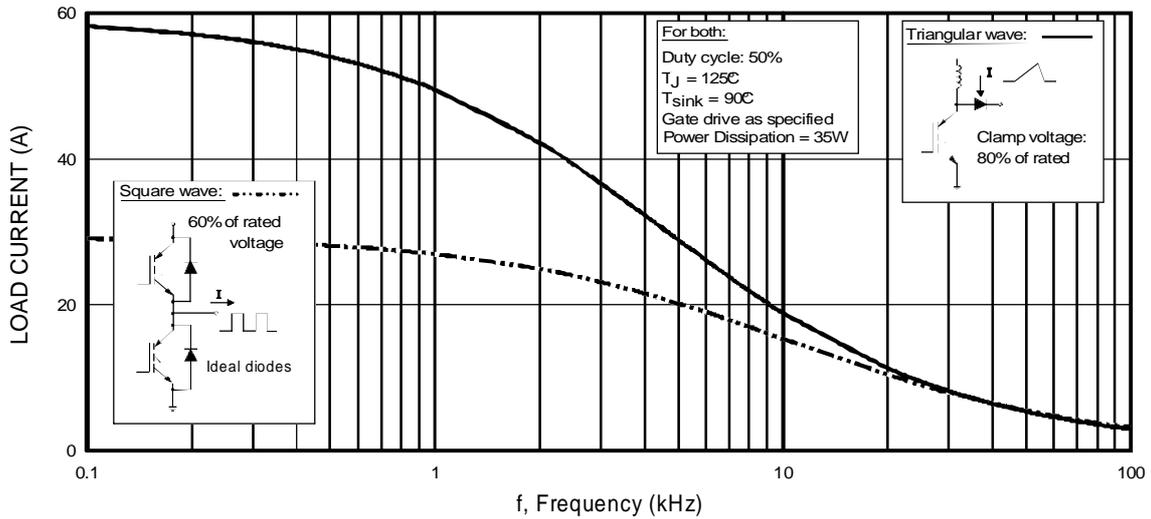


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
 (For square wave, $I = I_{RMS}$ of fundamental; for triangular wave, $I = I_{PK}$)

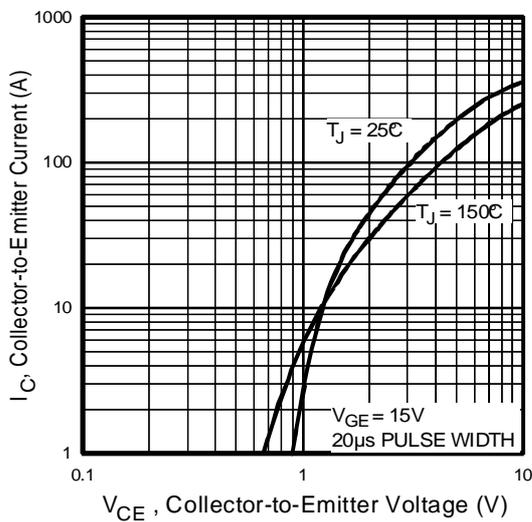


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

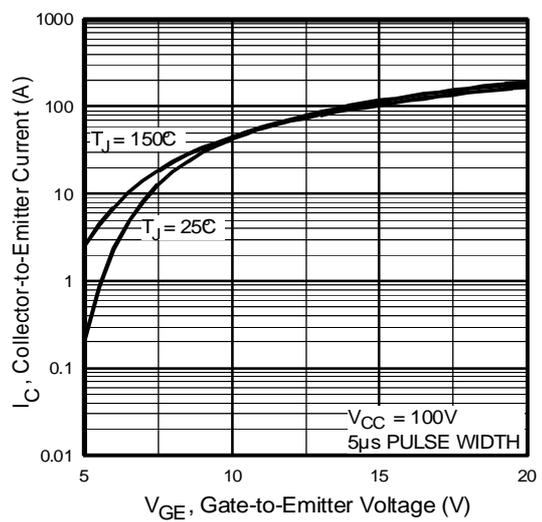


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

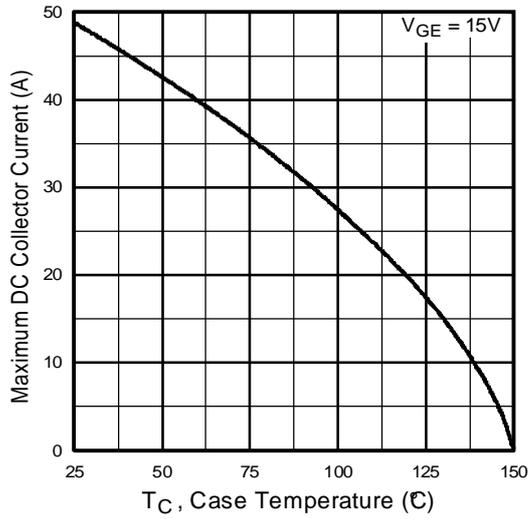


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

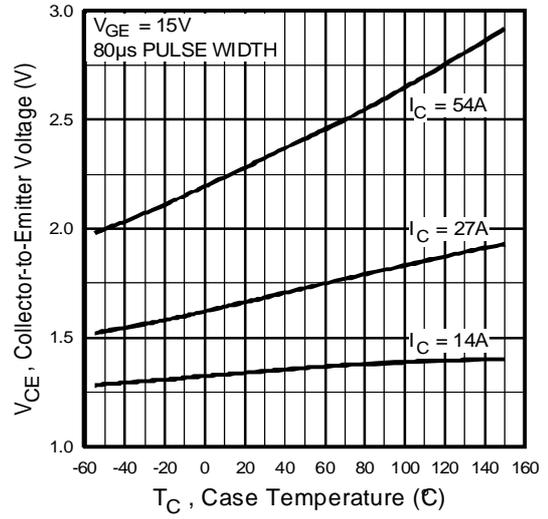


Fig. 5 - Collector-to-Emitter Voltage vs. Case Temperature

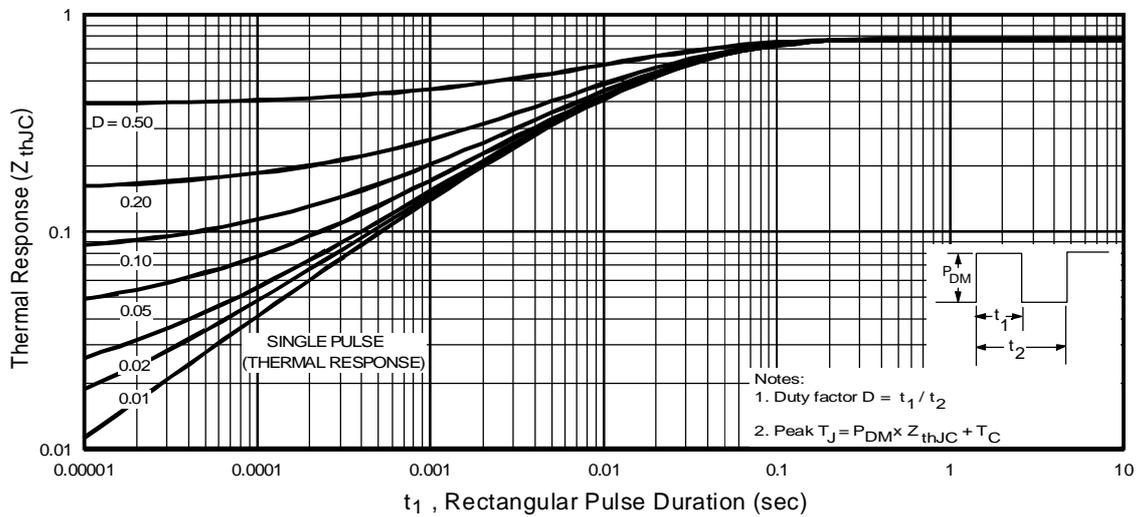


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

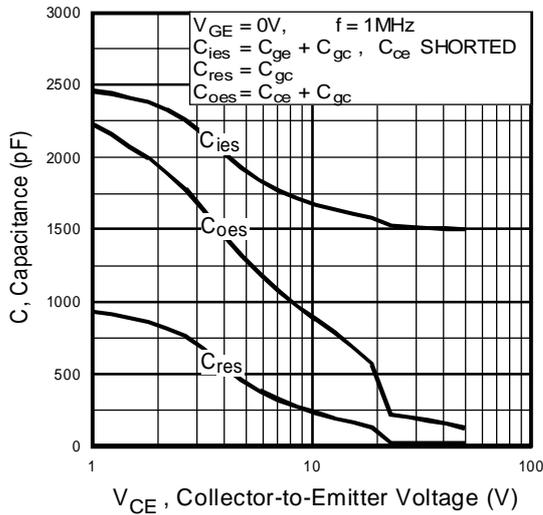


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

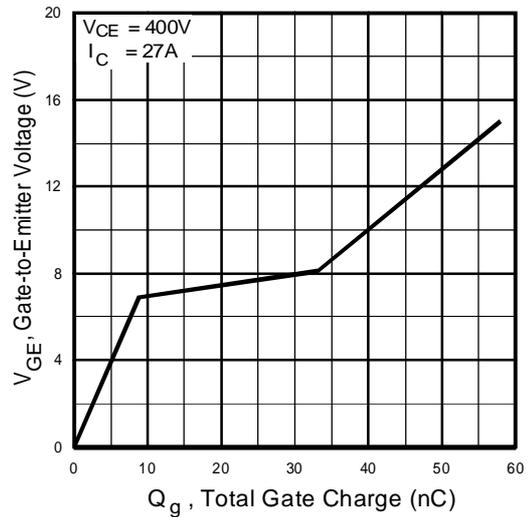


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

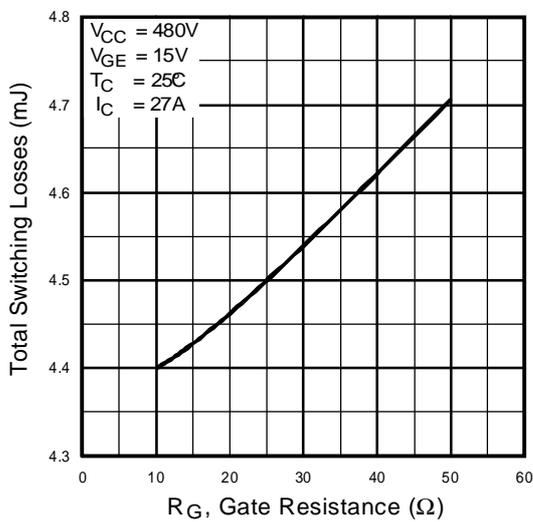


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

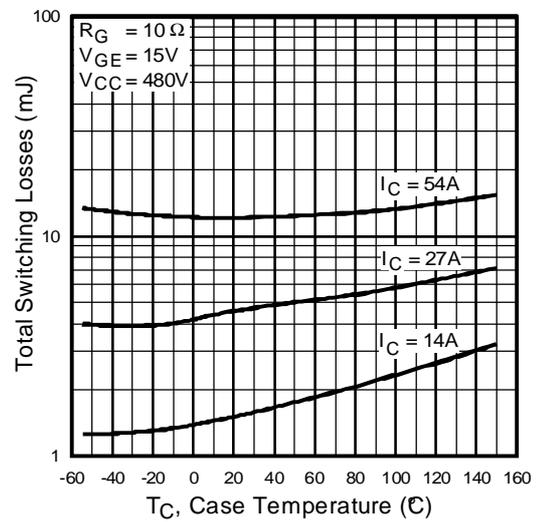


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Case Temperature

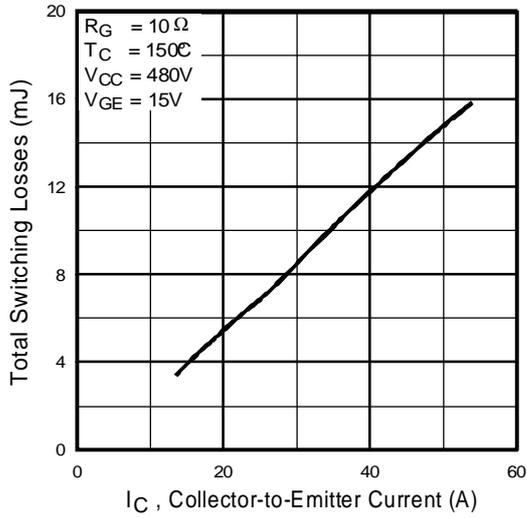


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

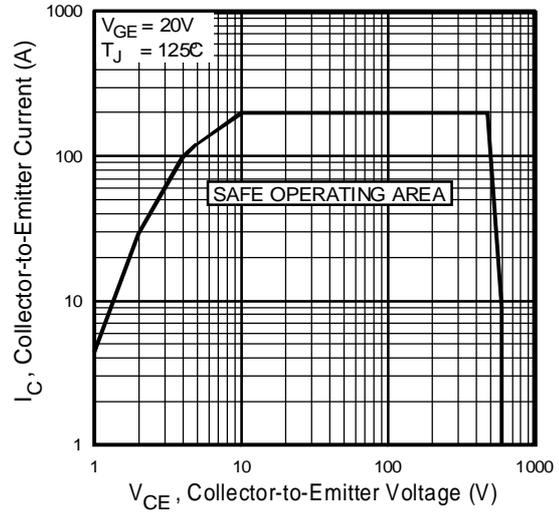
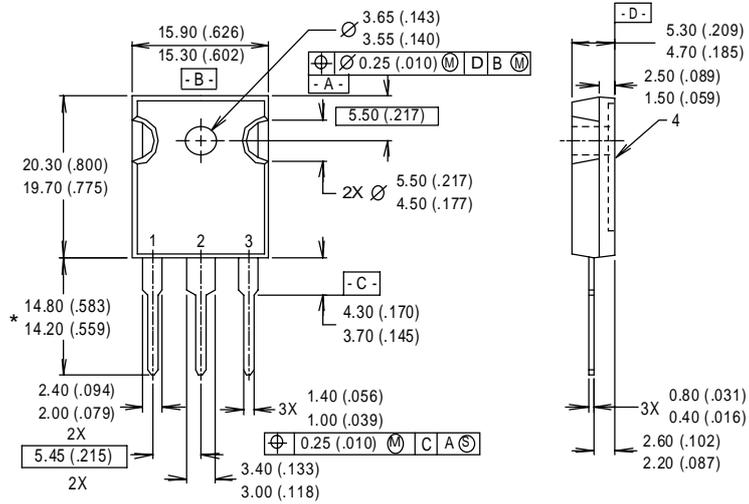


Fig. 12 - Turn-Off SOA



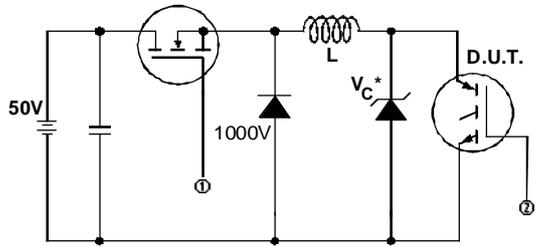
- NOTES:**
- 1 DIMENSIONS & TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 - 2 CONTROLLING DIMENSION : INCH.
 - 3 DIMENSIONS ARE SHOWN MILLIMETERS (INCHES).
 - 4 CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-247AC.

- LEAD ASSIGNMENTS**
- 1 - GATE
 - 2 - COLLECTOR
 - 3 - EMITTER
 - 4 - COLLECTOR

* LONGER LEADED (20mm) VERSION AVAILABLE (TO-247AD) TO ORDER ADD "E" SUFFIX TO PART NUMBER

CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-247AC (TO-3P)

Dimensions in Millimeters and (Inches)



* Driver same type as D.U.T.; $V_c = 80\%$ of $V_{ce(max)}$
 * Note: Due to the 50V power supply, pulse width and inductor will increase to obtain rated I_d .

Fig. 13a - Clamped Inductive Load Test Circuit

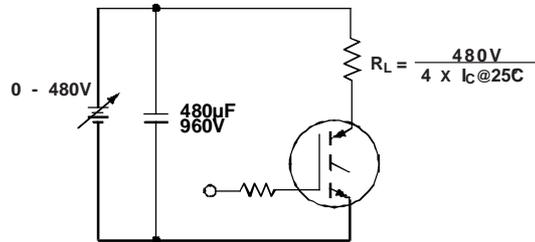


Fig. 13b - Pulsed Collector Current Test Circuit

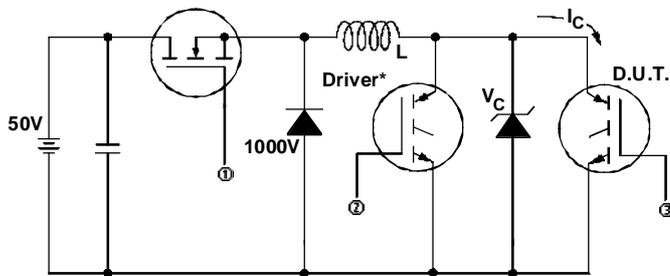


Fig. 14a - Switching Loss Test Circuit

* Driver same type as D.U.T., $V_C = 480V$

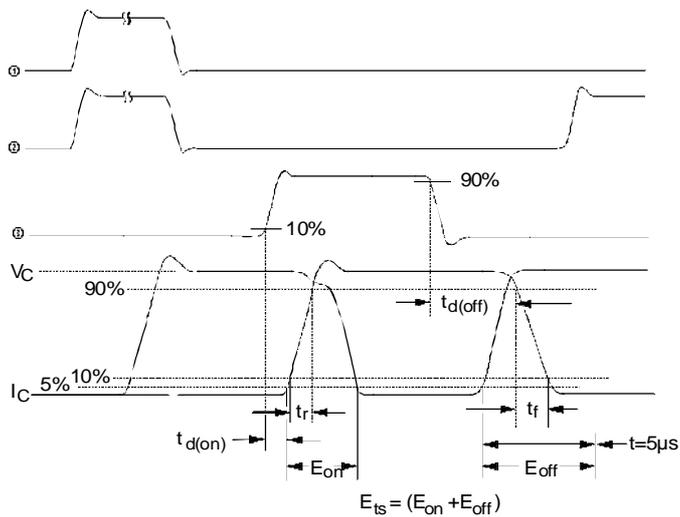


Fig. 14b - Switching Loss Waveforms

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



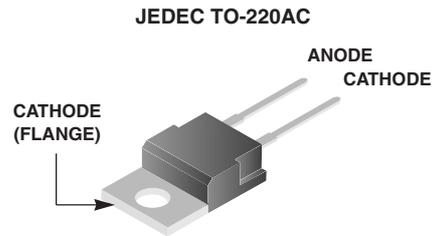
Features

- 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

RHRP1540, RHRP1560

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

SYMBOL	TEST CONDITION	RHRP1540			RHRP1560			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_F	$I_F = 15\text{A}$	-	-	2.1	-	-	2.1	V
	$I_F = 15\text{A}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	1.7	-	-	1.7	V
I_R	$V_R = 400\text{V}$	-	-	100	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}$	-	-	-	-	-	100	μA
	$V_R = 400\text{V}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	500	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	-	-	-	500	μA
t_{rr}	$I_F = 1\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	35	-	-	35	ns
	$I_F = 15\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	40	-	-	40	ns
t_a	$I_F = 15\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	20	-	-	20	-	ns
t_b	$I_F = 15\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	15	-	-	15	-	ns
Q_{RR}	$I_F = 15\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	40	-	-	40	-	nC
C_J	$V_R = 10\text{V}, I_F = 0\text{A}$	-	60	-	-	60	-	pF
$R_{\theta JC}$		-	-	1.5	-	-	1.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$

DEFINITIONS

V_F = Instantaneous forward voltage ($p_w = 300\mu\text{s}$, $D = 2\%$).

I_R = Instantaneous reverse current .

t_{rr} = Reverse recovery time (See Figure 9), summation of $t_a + t_b$.

t_a = Time to reach peak reverse current (See Figure 9).

t_b = Time from peak I_{RM} to projected zero crossing of I_{RM} based on a straight line from peak I_{RM} through 25% of I_{RM} (See Figure 9).

Q_{RR} = Reverse Recovery Change.

C_J = Junction Capacitance.

$R_{\theta JC}$ = Thermal resistance junction to case.

p_w = Pulse Width.

D = Duty Cycle.

Typical Performance Curves

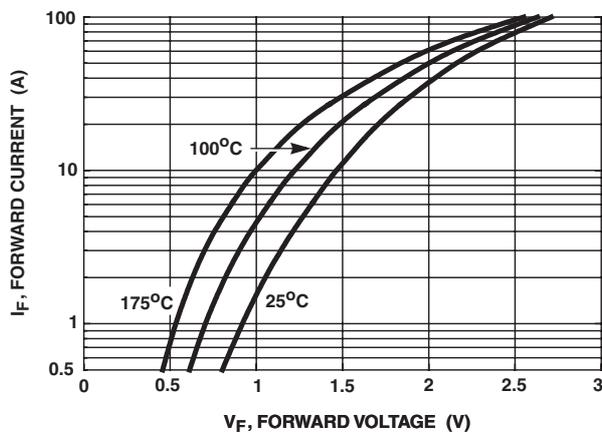


FIGURE 1. FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE

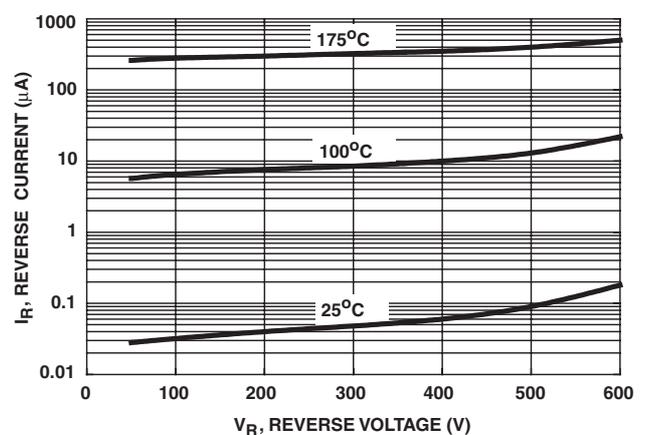


FIGURE 2. REVERSE CURRENT vs REVERSE VOLTAGE

RHRP1540, RHRP1560

Typical Performance Curves (Continued)

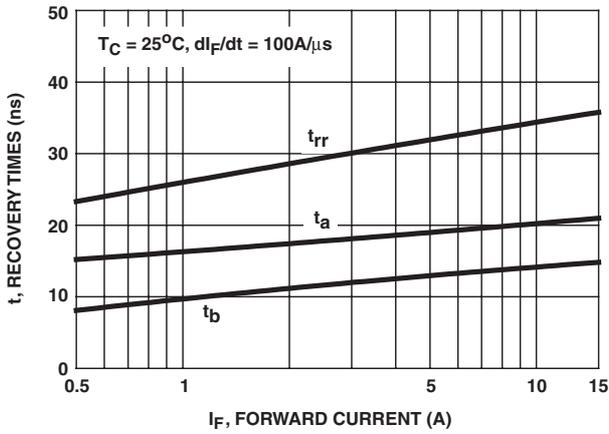


FIGURE 3. t_{rr} , t_a AND t_b CURVES vs FORWARD CURRENT

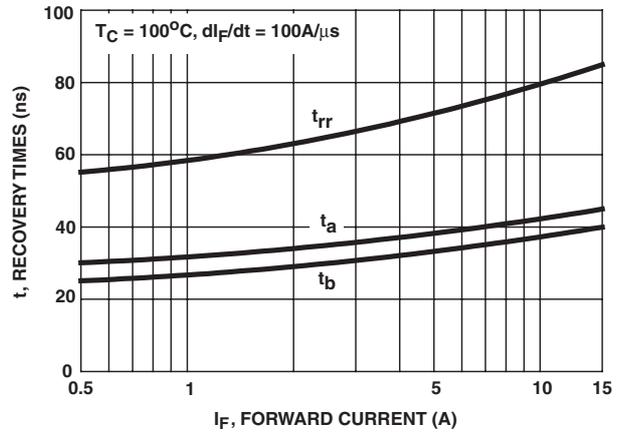


FIGURE 4. t_{rr} , t_a AND t_b CURVES vs FORWARD CURRENT

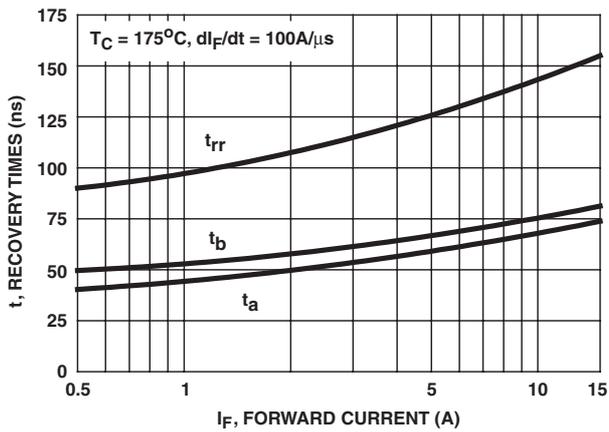


FIGURE 5. t_{rr} , t_a AND t_b CURVES vs FORWARD CURRENT

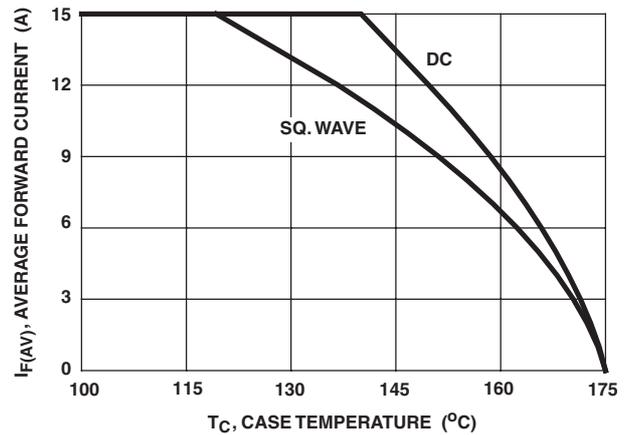


FIGURE 6. CURRENT DERATING CURVE

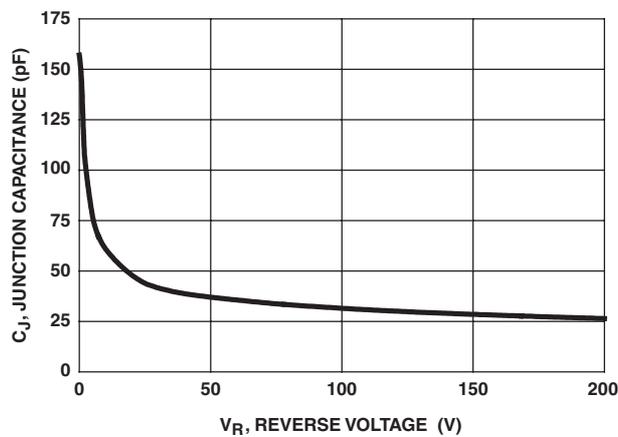


FIGURE 7. JUNCTION CAPACITANCE vs REVERSE VOLTAGE

Test Circuits and Waveforms

V_{GE} AMPLITUDE AND
 R_G CONTROL di_F/dt
 t_1 AND t_2 CONTROL I_F

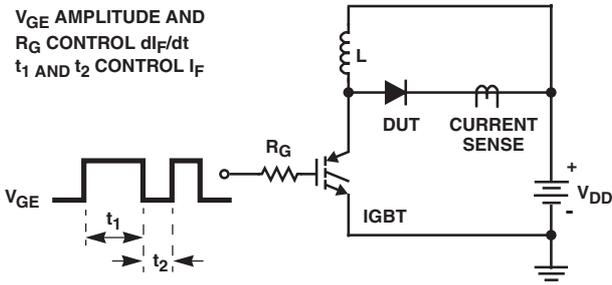


FIGURE 8. t_{rr} TEST CIRCUIT

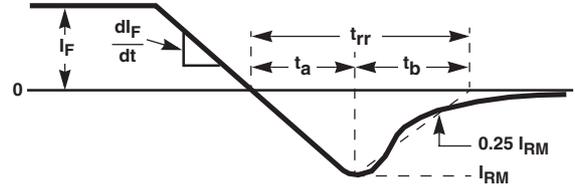


FIGURE 9. t_{rr} WAVEFORMS AND DEFINITIONS

$I_{MAX} = 1A$
 $L = 40mH$
 $R < 0.1\Omega$
 $E_{AVL} = 1/2LI^2 [V_{R(AVL)}/(V_{R(AVL)} - V_{DD})]$
 $Q_1 = IGBT (BV_{CES} > DUT V_{R(AVL)})$

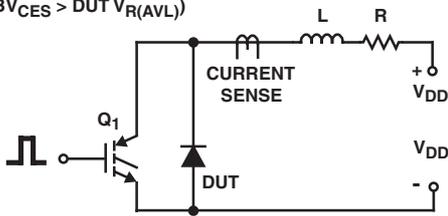


FIGURE 10. AVALANCHE ENERGY TEST CIRCUIT

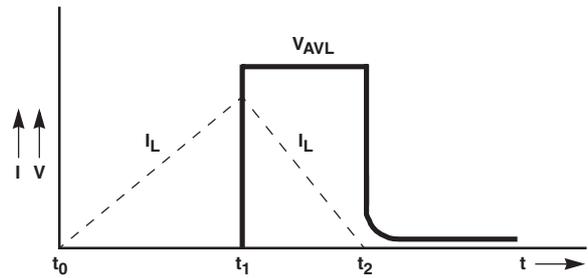


FIGURE 11. AVALANCHE CURRENT AND VOLTAGE WAVEFORMS

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE ^x [™]	FAST [®]	OPTOLOGIC [™]	SMART START [™]	VCX [™]
Bottomless [™]	FAST ^r [™]	OPTOPLANAR [™]	STAR*POWER [™]	
CoolFET [™]	FRFET [™]	PACMAN [™]	Stealth [™]	
CROSSVOLT [™]	GlobalOptoisolator [™]	POP [™]	SuperSOT [™] -3	
DenseTrench [™]	GTO [™]	Power247 [™]	SuperSOT [™] -6	
DOME [™]	HiSeC [™]	PowerTrench [®]	SuperSOT [™] -8	
EcoSPARK [™]	ISOPLANAR [™]	QFET [™]	SyncFET [™]	
E ² CMOS [™]	LittleFET [™]	QS [™]	TinyLogic [™]	
EnSigna [™]	MicroFET [™]	QT Optoelectronics [™]	TruTranslation [™]	
FACT [™]	MicroPak [™]	Quiet Series [™]	UHC [™]	
FACT Quiet Series [™]	MICROWIRE [™]	SILENT SWITCHER [®]	UltraFET [®]	

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.