

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique
Laboratoire de Commande des Processus
Département d'Automatique



Mémoire

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état et du diplôme de Master en Automatique

THEME

Etude et réalisation de la commande MLI Vectorielle d'un convertisseur matriciel

Réalisé par :

KERMADI Mostefa

TACHRIFT Younes Lokmane

Proposé et dirigé par :

Pr. E.M.BERKOUK

الملخص:

العمل المقدم في هذه الأطروحة يهتم بدراسة و إنجاز تقنية التحكم الشعاعي على المموج المصفوفي, بغرض التحكم في سرعة محرك لا تزامني. لهذا قمنا بوضع نموذج للمحرك و نموذج للمحول المصفوفي. بعدها طورنا خوارزميتين لتقنية التحكم الشعاعي المباشرة و غير المباشرة و في الأخير قمنا بتثبيت البرنامج على اللوحة الإلكترونية dSPACE من نوع 1104DS.

كلمات مفتاحية : محرك لاتزامني, مموج مصفوفي, تقنية التحكم الشعاعي, البطاقة dSPACE 1104DS, البرنامج Control Desk.

Abstract:

The work presented in this thesis focuses on the study and the implementation of vector PWM control of a matrix converter, and its application to the conduct of an asynchronous machine. For this, we modeled the asynchronous machine and the matrix converter. Then we developed the two algorithms of vector PWM control (direct and indirect). Finally, we did the implementation on the dSPACE card type DS1104.

Keywords: Asynchronous machine, matrix converter, the PWM vector control strategy, dSPACE DS1104, Control Desk.

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur l'étude et la réalisation de la commande MLI vectorielle d'un 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. Ensuite nous avons développé les deux algorithmes de la commande MLI vectorielle directe et indirecte. Puis nous avons fait l'implémentation sur la carte dSPACE DS1104.

Mots clés: Machine asynchrone, convertisseur matriciel, la stratégie de commande MLI vectorielle, dSPACE DS1104, control Desk.

Remerciements

Tout d'abord nous remercions ALLAH de nous avoir accordé toute la patience, le courage, la volonté et la motivation qui nous ont permis d'achever ce travail.

Nous tenons à remercier chaleureusement notre promoteur : Monsieur **A. BERKOUK**, pour sa serviabilité et ses conseils pertinents.

Nos remerciements s'adressent aussi aux membres de jury.

Nous remercions aussi vivement Mr **A.KHALDI** qui a consacré beaucoup de son temps pour nous aider et qui a considérablement facilité notre travail avec ses conseils.

Nous adressons notre plus vive reconnaissance à tous nos enseignants de la spécialité Automatique pour la formation qu'ils nous ont donnée.

Finalement, nous remercions tous ceux qui n'ont épargné aucun effort, de près ou de loin, pour nous permettre d'accomplir ce modeste travail.

Dédicaces

En signe d'amour, de gratitude et de respect, Je dédie ce modeste travail :

Ma chère mère, mon petit ange, la lumière de mes yeux, l'être que j'aime et que je chéris plus que tout au monde, celle qui a fait de moi ce que je suis.

Mon père qui m'a éclairé mon chemin et qui m'a encouragé et soutenue dans les moments difficiles de ma carrière.

Mon frère Okba, mes sœurs : Djanet, Aziza, Zina et surtout ma petite sœur Micha.

Mon très cher et sérieux binôme Younes Lokman, À tous mes amis de L'ENP. À tous mes amis que j'ai connus.

Je remercie vivement mes chers amis **Mr Bachir BENBORDI** et **Mr Abdelfattah AOUADJ** qui n'ont jamais cessé de m'encourager, Merci.

A Vous.

Mostafa.

Dédicace :

Je dédie ce travail à mes parents, qui m'ont soutenu tout au long de mes études que je prie mon dieu de me les protéger,

Je dédie ce travail également :

À mes frères,

À ma sœur,

À mon binôme Mustepha,

À toute ma famille,

À tous mes professeurs de l'Ecole Nationale Polytechnique et de l'Ecole Nationale Préparatoire aux Etudes d'Ingéniorat,

Je dédie enfin ce travail, à tous mes proches et amis, et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire.

Younes Lokmane

Table des matières

Introduction générale	xvi
1 Modélisation de la machine asynchrone	3
1.1 Introduction	3
1.2 Modélisation de la machine asynchrone	3
1.3 Hypothèses simplificatrices	4
1.4 Equations de la machine asynchrone	5
1.4.1 Equations des tensions	5
1.4.2 Equations des flux	5
1.4.3 Equations mécaniques de la machine asynchrone	6
1.5 Transformation de Park	6
1.6 Equations de la machine dans le repère de Park	7
1.6.1 Equations de tension :	8
1.6.2 Equations du flux	8
1.6.3 Choix de référentiel	9
1.7 Mise sous forme d'équation d'état	9
1.8 Simulations et interprétations	11
1.8.1 Fonctionnement à vide ($C_r=0$ N.m)	11
1.8.2 Fonctionnement en charge	13
1.9 Conclusion	16
2 Modélisation du convertisseur matriciel	17
2.1 Introduction	17
2.2 Structure	18
2.3 Fonctionnement	19
2.4 Modèle en vue de la commande	20
2.4.1 Hypothèses	20
2.4.2 Commandabilité	20
2.5 Fonction et matrice de connexion	20

2.5.1	Fonction de connexion	20
2.5.2	Matrice de connexion	21
2.5.3	Fonctions génératrices de connexion des interrupteurs	21
2.6	Lois et contraintes électriques de la structure	21
2.6.1	Puissance d'entrée et puissance de sortie	21
2.6.2	Courants et tensions	22
2.7	La matrice de conversion globale	22
2.8	Modélisation aux valeurs moyennes	23
2.9	Limites	26
2.10	Conclusion	27
3	La commande MLI vectorielle Directe du convertisseur matriciel	28
3.1	Introduction	28
3.2	Principe de la commande	28
3.3	Algorithme de la modulation vectorielle	32
3.3.1	Calcul de V_S et I_E	33
3.3.2	Détermination du K_v et K_i	36
3.3.3	Calcul des rapports cycliques des vecteurs à utiliser	38
3.3.4	Modulation	40
3.4	Simulations et résultats	42
3.4.1	La tension composée, spectre d'harmonique	42
3.4.2	Les caractéristiques du signal de tension modulé en fonction du taux de modulation q	45
3.4.3	Interprétation des résultats	47
3.4.4	Etude des performances de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone	47
3.4.5	Interprétation des résultats	54
3.5	Conclusion	55
4	La commande MLI vectorielle Indirecte du convertisseur matriciel	56
4.1	Introduction	56
4.2	Commande de l'étage onduleur	58
4.3	Commande de l'étage redresseur	61
4.4	Commande du convertisseur matriciel	65
4.5	Résultats du simulation :	66
4.5.1	Interprétation des résultats	70
4.5.2	Etude des performances de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone	71

4.6	Conclusion	75
5	Implementation de la commande sur la carte DSP	76
5.1	Introduction	76
5.2	Environnement MATLAB SIMULINK dSPACE	76
5.3	Présentation des interfaces dSPACE	77
5.3.1	Utilisation du module Real Time Interface (RTI)	78
5.3.2	Figure model Simulink + DAC	80
5.4	Control Desk	81
5.4.1	Présentation de Control Desk	81
5.4.2	Domaines d'application	82
5.4.3	Avantages	82
5.4.4	Etape expérimentale	83
5.5	Résultats de l'implémentation	84
5.6	Conclusion	89
	Bibliographie	91

Table des figures

1.1	Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la machine.	4
1.2	Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park	7
1.3	Repérage angulaire des systèmes d'axe.	8
1.4	Résultats de simulation couple de la machine asynchrone triphasée à vide.	11
1.5	Simulation de courant statorique de la machine asynchrone à vide.	12
1.6	Simulation de la vitesse de rotor à vide.	12
1.7	Simulation de flux rotorique à vide	13
1.8	Simulation de la vitesse du rotor en charge	14
1.9	Simulation de flux rotorique en charge	14
1.10	Simulation de couple électromagnétique en charge	15
1.11	Simulation de courant statorique en charge.	15
2.1	convertisseur matriciel	18
2.2	convertisseur matriciel idéalisé	19
2.3	modèle de connaissance du convertisseur Matriciel	23
2.4	Cellules de commutation du convertisseur matriciel	24
2.5	Modèle de commande du convertisseur Matriciel	26
2.6	Enveloppe des tensions composées d'entrée limitant l'amplitude de sortie	26
3.1	Représentation des différents interrupteurs du convertisseur matriciel	29
3.2	Représentation des vecteurs stationnaires	30
3.3	Représentation des vecteurs zéros	31
3.4	Représentation des vecteurs tournants	31
3.5	Organigramme résumant l'algorithme de la modulation vectorielle (SVM)	32
3.6	le montage équivalent à la configuration RSS	33
3.7	les configurations actives pour les vecteurs de tension de sortie.	36
3.8	les configurations actives pour les vecteurs de courant d'entrée.	36
3.9	Projection du vecteur de tension de sortie	37
3.10	représentation spatiale des vecteurs de courant et de tension d'entrée.	37
3.11	Décomposition des vecteurs de référence.	39

3.12	$T_e = 100\mu s$ et $f_s = 25Hz$	43
3.13	$T_e = 100\mu s$ et $f_s = 50Hz$	43
3.14	$T_e = 100\mu s$ et $f_s = 100Hz$	43
3.15	Représentations du courant d'entrée, la tension composée de sortie et spectre d'harmonique pour $f_e = 10KHz$ et $q = 0.8$	43
3.16	$T_e = 1ms$ et $f_s = 25Hz$	44
3.17	$T_e = 1ms$ et $f_s = 50Hz$	44
3.18	$T_e = 1ms$ et $f_s = 100Hz$	44
3.19	Représentations du courant d'entrée, la tension composée de sortie et spectre d'harmonique pour $f_e = 1KHz$ et $q = 0.8$	44
3.20	Double sens pour $f_s = 25Hz$	46
3.21	ASVM pour $f_s = 25Hz$	46
3.22	SVM pour $f_s = 25Hz$	46
3.23	Double sens pour $f_s = 50Hz$	46
3.24	ASVM pour $f_s = 50Hz$	46
3.25	SVM pour $f_s = 50Hz$	46
3.26	Double sens pour $f_s = 100Hz$	46
3.27	ASVM pour $f_s = 100Hz$	46
3.28	SVM pour $f_s = 100Hz$	46
3.29	Les caractéristiques du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de mo- dulation q pour les différents modulations	46
3.30	le couple électromagnétique de la machine asynchrone	48
3.31	le courant statorique de la machine asynchrone	48
3.32	la vitesse du rotor de la machine asynchrone	48
3.33	la tension simple V_x dans une phase	48
3.34	le couple électromagnétique de la machine asynchrone	49
3.35	le courant statorique de la machine asynchrone	49
3.36	la vitesse du rotor de la machine asynchrone	49
3.37	la tension simple V_x dans une phase	49
3.38	le couple électromagnétique de la machine asynchrone	50
3.39	le courant statorique de la machine asynchrone	50
3.40	la vitesse du rotor de la machine asynchrone	50
3.41	la tension simple V_x dans une phase	50
3.42	le couple électromagnétique de la machine asynchrone	51
3.43	le courant statorique de la machine asynchrone en charge	51
3.44	la vitesse du rotor de la machine asynchrone en charge	51

3.45	Résultats de simulation la machine asynchrone en imposant des couples résistants ($Cr = 10N.m$), $f_s = 2Hz$.	51
3.46	le couple électromagnétique de la machine asynchrone	52
3.47	le courant statorique de la machine asynchrone en charge	52
3.48	la vitesse du rotor de la machine asynchrone en charge	52
3.49	Résultats de simulation la machine asynchrone en imposant des couples résistants ($Cr = 10N.m$), $f_s = 50Hz$.	52
3.50	le couple électromagnétique de la machine asynchrone	53
3.51	le courant statorique de la machine asynchrone en charge	53
3.52	la vitesse du rotor de la machine asynchrone en charge	53
3.53	Résultats de simulation la machine asynchrone en imposant des couples résistants ($Cr = 10N.m$), $f_s = 100Hz$.	53
4.1	convertisseur matriciel idéalisé	56
4.2	Schéma équivalent du convertisseur matriciel pour la Modulation Indirecte	57
4.3	Etage Onduleur du circuit équivalent	58
4.4	les configurations actives pour les vecteurs de tension pour l'onduleur.	60
4.5	présentation du vecteur de tension de sortie dans un secteur	60
4.6	Redresseur du circuit équivalent	62
4.7	Représentation du polygone des courants d'entrée.	64
4.8	présentation du vecteur de courant d'entrée dans un secteur	64
4.9	$T_e = 100\mu s$ et $f_s = 25Hz$	68
4.10	$T_e = 100\mu s$ et $f_s = 50Hz$	68
4.11	$T_e = 100\mu s$ et $f_s = 100Hz$	68
4.12	Représentations du courant d'entrée, la tension composée de sortie et spectre d'harmonique pour $f_e = 10KHz$ et $q = 0.8$	68
4.16	Représentations du tension composée de sortie et spectre d'harmonique pour $f_e = 1KHz$ et $q = 0.8$	68
4.13	$T_e = 1ms$ et $f_s = 25Hz$	69
4.14	$T_e = 1ms$ et $f_s = 50Hz$	69
4.15	$T_e = 1ms$ et $f_s = 100Hz$	69
4.20	Les caractéristiques du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de mo- dulation q	69
4.17	THD et r_f pour $f_s=25Hz$	70
4.18	THD et r_f pour $f_s=50Hz$	70
4.19	THD et r_f pour $f_s=100Hz$	70
4.21	le couple électromagnétique de la machine asynchrone	72
4.22	le courant statorique de la machine asynchrone	72

4.23	la vitesse du rotor de la machine asynchrone	72
4.24	la tension simple V_x dans une phase	72
4.25	le couple électromagnétique de la machine asynchrone	73
4.26	le courant statorique de la machine asynchrone	73
4.27	la vitesse du rotor de la machine asynchrone	73
4.28	la tension simple V_x dans une phase	73
4.29	le couple électromagnétique de la machine asynchrone	74
4.30	le courant statorique de la machine asynchrone	74
4.31	la vitesse du rotor de la machine asynchrone	74
4.32	la tension simple V_x dans une phase	74
5.1	Modèle en Simulink de commande du convertisseur matriciel	77
5.2	Accès à la bibliothèque dSPACE à partir de celle de Simulink	78
5.3	Les blocs de la carte dSPACE DS1104	79
5.4	Bibliothèque Master PPC	79
5.5	Bloc DAC de la carte dSPACE	80
5.6	Bloc ADC de la carte dSPACE	80
5.7	configuration paramètres	80
5.8	real time WORKSHOP	81
5.9	fenêtre de travail du Control Desk	83
5.10	Signal de commande de l'interrupteur G11 visualisé par Control Desk	83
5.11	Signal de commande de l'interrupteur G11	84
5.12	Signal de commande de l'interrupteur G12	84
5.13	Signal de commande de l'interrupteur G13	85
5.14	Signal de commande de l'interrupteur G21	85
5.15	Signal de commande de l'interrupteur G22	85
5.16	Signal de commande de l'interrupteur G23	86
5.17	Signal de commande de l'interrupteur G31	86
5.18	Signal de commande de l'interrupteur G32	86
5.19	Signal de commande de l'interrupteur G33	87
5.20	Signal de tension simple d'une phase	87
5.21	La tension du sortie composée $f_s = 25Hz$	87
5.22	La tension du sortie composée $f_s = 50Hz$	88
5.23	La tension du sortie composée $f_s = 100Hz$	88

Liste des tableaux

3.1	les différentes configurations possibles utilisées dans la SVM.	35
3.2	Sélection des configurations pour chaque combinaison des secteurs de tension de sortie et du courant d'entrée.	38
3.3	modèle de commutation de la SVM symétrique pour une demi-période($T_e/2$).	41
3.4	modèle de commutation de la ASVM pour une période.	41
3.5	exemple du modèle de commutation de la ASVM pour $K_v=1$ et $K_i=1$	41
3.6	exemple du modèle de commutation de la SVM symétrique pour $K_v = 1$ et $K_i = 1$	42
3.7	exemple de la modulation double sens pour $K_v=1$ et $K_i=1$	42
4.1	Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation de l'onduleur	59
4.2	Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation du redresseur	63
4.3	Sequences de commutation pour la modulation double sens.	66

Abréviations et symboles

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

a_s, b_s, c_s : indices correspondants aux trois phases statoriques.

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

d, q : Axes correspondants au référentiel de P.

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, M_r : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

d, q : axes correspondants au référentiel de PARK.

Φ_s, Φ_r : Flux statoriques, rotoriques.

Φ_{dr} Flux rotorique suivant l'axe d.

Φ_{qr} 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.

w_s, w_r : Pulsations électriques statoriques et rotoriques.

Ω : Vitesse mécanique du rotor.

V'_{NN} : tension entre le neutre du réseau et le neutre de la machine asynchrone.

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

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 triphasé.

I_X, I_Y et I_Z : Courants des phases X, Y et Z.

I_R, I_S et I_T : Courants des phases R, S et T.

N : neutre du réseau.

N' : neutre de la machine asynchrone.

$[F_{ij}]$: Fonction de connexion de l'interrupteur $[G_{ij}]$.

F : matrice de conversion.

F_{ij}^g : La fonction génératrice de connexion de l'interrupteur $[G_{ij}]$.

P_E : Puissance d'entrée.

P_S : Puissance de sortie.

V_E : Amplitude de la tension d'entrée.

V_S : Amplitude de la tension de sortie.

I_E : Amplitude du courant d'entrée.

I_S : Amplitude du courant de sortie.

φ_E : Déphasage entre le courant et la tension d'entrée.

φ_S : Déphasage entre le courant et la tension de sortie.

$[M^U]$: C'est la matrice de conversion des tensions.

$[M^I]$: C'est la matrice de conversion des courants.

$[G_m]$: Vecteur des grandeurs Modulées.

$[G_c]$: Vecteur des grandeurs Commutées.

$[N]$: Matrice de conversion du convertisseur matriciel.

T_e : période d'échantillonnage.

f_e : fréquence d'échantillonnage.

t_{ij} : Temps de fermeture de l'interrupteur $[G_{ij}]$.

$[F^g]$: Matrice des fonctions génératrices de connexion des tensions.

$[F^g]^T$: Matrice des fonctions génératrices de connexion des courants.

$\langle U_i \rangle_{T_e}$: La moyenne de la tension U_i sur une période T_e . ($i = X, Y \text{ et } Z$).

$\langle I_i \rangle_{T_e}$: La moyenne du courant I_i sur une période T_e . ($i = R, S \text{ et } T$).

$[N_{Te}]$: Matrice des fonctions génératrices de connexion du convertisseur matriciel.

q : Rapport de transformation entre la tension d'entrée et de sortie du convertisseur matriciel.

V_{ij} : Tension composée entre la phase i et la phase j .

α_S : Argument du vecteur V_s .

β_E : Argument du vecteur I_E .

K_v : Numéro de secteur correspond à la tension complexe V_s .

K_I : Numéro de secteur correspond au courant complexe I_E .

S_i : interrupteur de l'onduleur et redresseur.

$[F_{ond}]$: La matrice de transfert de l'onduleur.

$[F_{red}]$: La matrice de transfert du redresseur.

V_{dc} : Tension du bus continu.

I_{dc} : courant du bus continu.

d_i : le rapport cyclique du vecteur $V_i, i = (\alpha, \beta)$

d_j : le rapport cyclique du vecteur I_i , $j = (\gamma, \delta)$

γ, δ : indices des vecteurs adjacents au vecteur du courant de référence.

α, β : indices des vecteurs adjacents au vecteur de la tension de référence.

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. Le progrès en commutation des interrupteurs de puissance ainsi qu'en technologie de contrôle (microprocesseurs) a bénéficié au développement de plusieurs convertisseurs permet d'obtenir une tension variable en amplitude et en fréquence, Des grandeurs importantes (comme le couple, la vitesse de la machine tournante, les tensions ou les courants) sont traitées par un organe de commande permettant de piloter le convertisseur et ainsi réguler la ou les grandeurs souhaitées.

Bien que la conversion indirecte de fréquence en utilisant une cascade Redresseur- Filtre-Onduleur soit une technique bien établie, la conversion directe est toujours peu connue, même si dans beaucoup d'applications d'entraînements à courant alternatif, il est souhaitable de remplacer le convertisseur de tension conventionnel AC/DC/AC par un convertisseur plus compact, tout en gardant de bonnes formes d'ondes entrée/sortie et la possibilité de réglage du facteur de puissance à l'entrée.

Le convertisseur matriciel a été proposé en 1976 par Gyugyi - Pelly . C'est un convertisseur direct, totalement réversible. La dénomination "direct" découle du fait que ce convertisseur ne possède aucun étage de stockage intermédiaire dans la chaîne de conversion. Il convertit un réseau triphasé en un autre réseau triphasé de fréquence et d'amplitude variables. Il est apte à connecter chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par l'intermédiaire de neuf interrupteurs quatre segments à commutation forcée.Ce type de convertisseur possède une haute densité de puissance, une grande compacité et potentiellement une haute fiabilité puisque aucun condensateur de stockage n'est a priori nécessaire. Le volume ainsi que le coût des dispositifs nécessaires du convertisseur sont réduits.

Le but du présent travail est la modélisation de la machine asynchrone et le convertisseur matricielle puis l'étude de la stratégie de commande MLI vectorielle puis l'implémentation de la commande MLI vectorielle directe sur la carte dspace DS1104.

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 commande et son modèle de connaissance.

Aux troisième et quatrième chapitre la stratégie de commande MLI vectorielle (directe et indirecte) est exposée et analysée puis nous allons voir le comportement de la machine asynchrone associée avec CM .

Dans le chapitre 5, nous implantons la commande MLI vectorielle directe proposée dans le chapitre 3 sur la carte dspace DS1104 , puis Nous avons utilisé l'oscilloscope pour visualiser la tension de commande des interrupteurs du convertisseur.

Chapitre 1

Modélisation de la machine asynchrone

1.1 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 [01].

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.

1.2 Modélisation de la machine asynchrone

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués d'empilement de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans

lesquelles sont placées les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, sont définis deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écuriel, toutefois, la dernière structure est souvent prise lors des modélisations comme électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit [04].

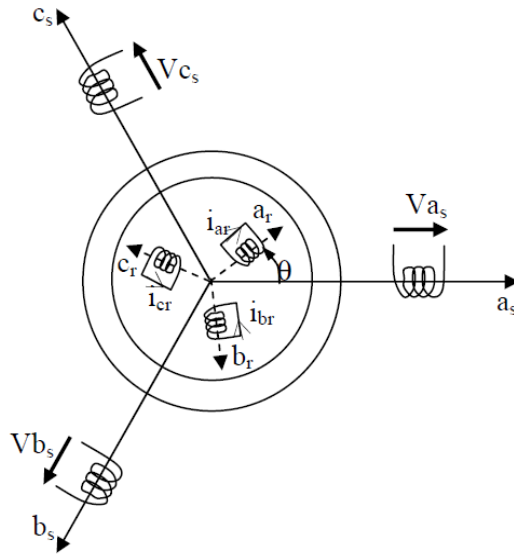


FIGURE 1.1 – Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la machine.

1.3 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.

1.4 Equations de la machine asynchrone

1.4.1 Equations des tensions

La loi de Faraday permet d'écrire :

$$v(t) = Ri(t) + \frac{d}{dt}\phi(t) \quad (1.1)$$

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 :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d}{dt}\phi_s \\ V_r = R_r I_r + \frac{d}{dt}\phi_r \end{cases} \quad (1.2)$$

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

$$\begin{aligned} [V_s] &= \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}, [I_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}, [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \\ [V_r] &= \begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix}, [I_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}, [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

1.4.2 Equations des flux

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

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\phi_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (1.3)$$

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

$$\begin{aligned} [L_{ss}] &= \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \\ [M_{sr}] = [M_{rs}]^t &= \begin{bmatrix} M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.4)$$

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 (1.3) dans l'équation (1.2), et en désignant par l'opérateur $\frac{d}{dt}$ les équations des tensions au stator et au rotor s'écrivent :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_s][I_s]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_r]) \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}([L_r][I_r]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_s]) \end{cases} \quad (1.5)$$

1.4.3 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 . Le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$C_{em} = \frac{d[I_s]^t}{dt} \frac{d[M_{sr}]}{d\theta} [I_r] \quad (1.6)$$

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega \quad (1.7)$$

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.

1.5 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 alfa-beta puis vers le repère dq. Le repère alfa-beta est toujours fixe au repère abc, par contre le repère dq est mobile.

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 [01]. Elle s'exprime comme suit :

$$[P(\theta_e)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

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

$$[X_{d,q,o}] = [P][X_{a,b,c}] \quad (1.9)$$

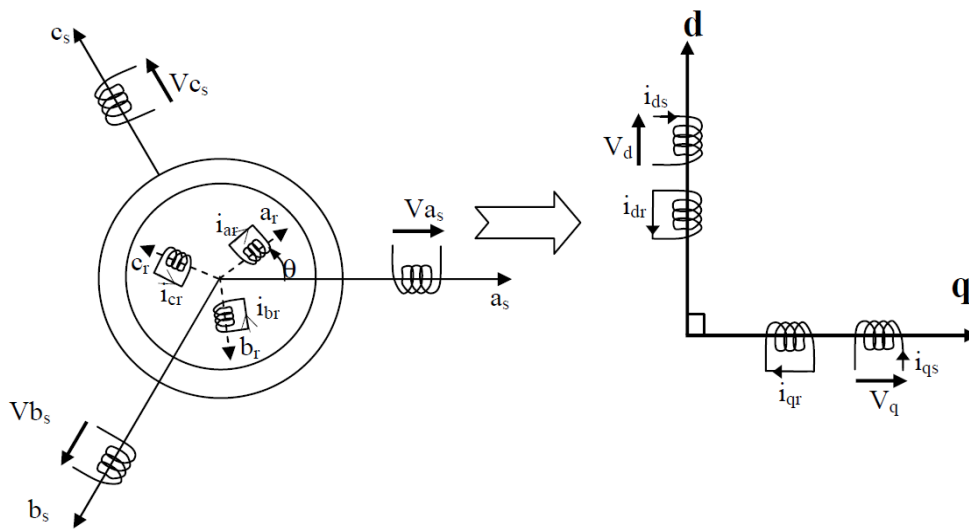


FIGURE 1.2 – Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

1.6 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 l'axe dq. 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 :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (1.10)$$

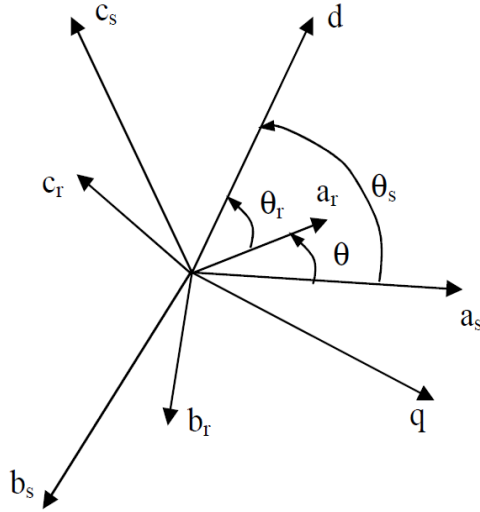


FIGURE 1.3 – Repérage angulaire des systèmes d'axe.

1.6.1 Equations de tension :

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

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_p \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_p \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_p - \omega) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_p - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (1.11)$$

ω_p et ω désignent respectivement la vitesse du repère dq et la vitesse du rotor par rapport au stator.

1.6.2 Equations du flux

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

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (1.12)$$

L_s et 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.

$L_m = (\frac{3}{2})m_s r$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

1.6.3 Choix de référentiel

1. **Référentiel lié au stator** : Repère d'axes dq fixe lié au stator ou repère stationnaire $\theta_s=0$. Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique ω_s . Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs.
2. **Référentiel lié au rotor** : Repère d'axes dq lié au rotor ($\theta_r=0$). Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques ω_r . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).
3. **Référentiel lié au champ tournant** : Le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique de la machine. Le repère d'axes dq lié au flux statorique. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continues. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (1.13)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (1.14)$$

1.7 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 (1.13) et (1.14), on aboutit à

la forme d'état suivante :

$$\dot{X} = F(X, U, t) \quad (1.15)$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

X : vecteur d'état.

U : vecteur d'entrée.

On aura ainsi le système suivant :

$$\dot{X} = AX + BU$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) & \omega_s & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m \omega}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) & -\frac{L_m \omega}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps rotorique.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps statorique.

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

Avec l'équation mécanique :

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{j}(C_{em} - C_r - k_f\Omega)$$

Avec :

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \\ \Omega = \frac{\omega}{p} \end{cases} \quad (1.16)$$

1.8 Simulations et interprétations

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, on a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul. Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser ses comportements.

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

Le Couple électromagnétique C_{em}

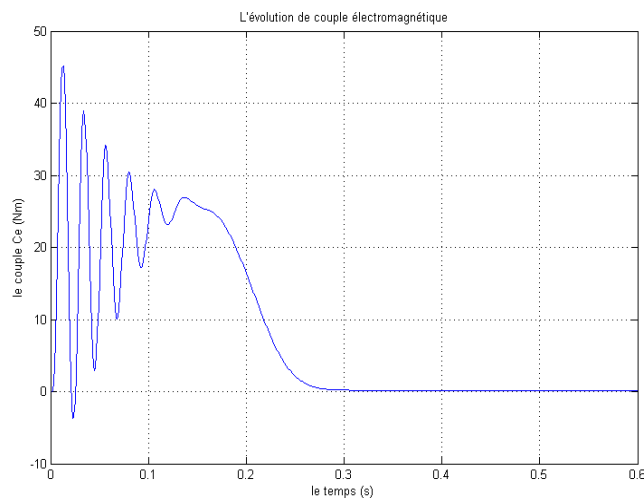


FIGURE 1.4 – Résultats de simulation couple de la machine asynchrone triphasée à vide.

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 permanent 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.

Le courant statorique i_a

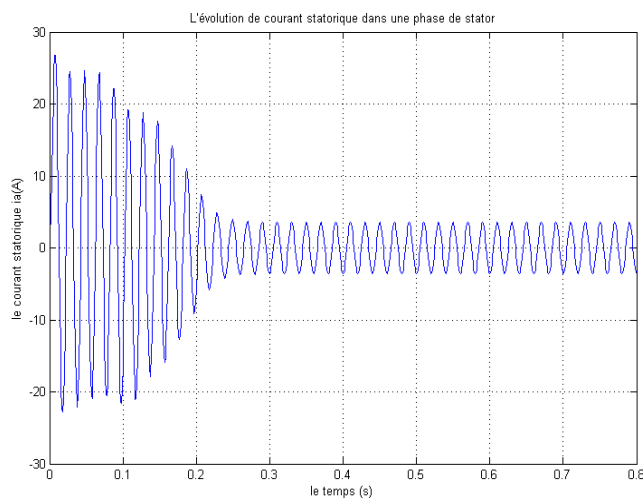


FIGURE 1.5 – Simulation de courant statorique de la machine asynchrone à vide.

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.

La vitesse de rotation W

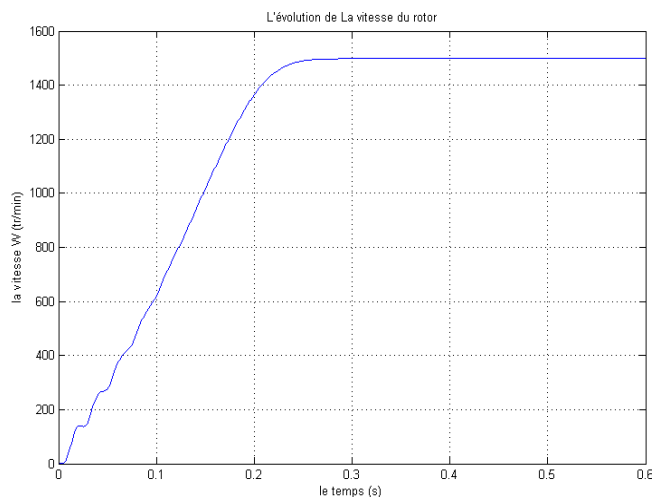


FIGURE 1.6 – Simulation de la vitesse de rotor à vide.

Pendant le régime transitoire, la vitesse croit 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 (1500 tr/mn).

Le flux rotorique ϕ_r

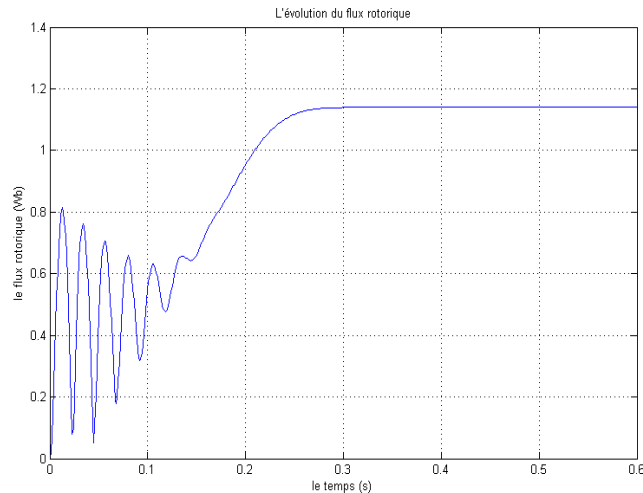


FIGURE 1.7 – Simulation de flux rotorique à vide

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.

1.8.2 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 ($C_r = 15 \text{ N.m}$), ce qui nous permettra de visualiser les résultats de simulation en charge.

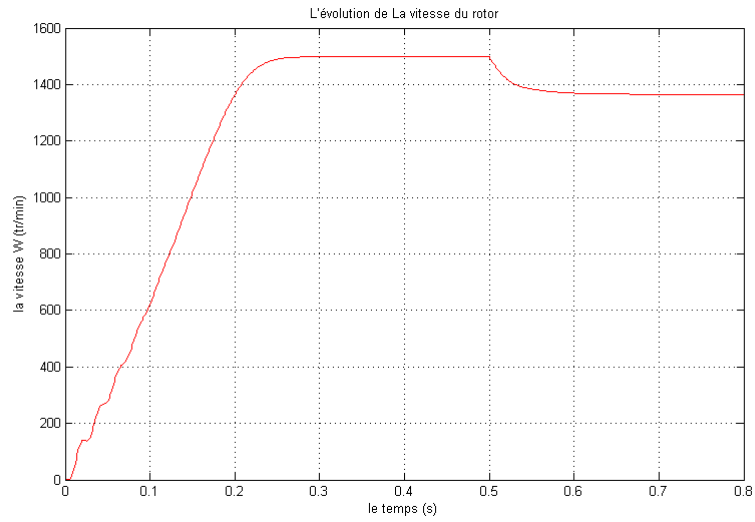


FIGURE 1.8 – Simulation de la vitesse du rotor en charge

En imposant un couple résistant ($C_r = 15 \text{ N.m}$) on constate que la vitesse chute et elle se stabilise à 1365 tr/mn.

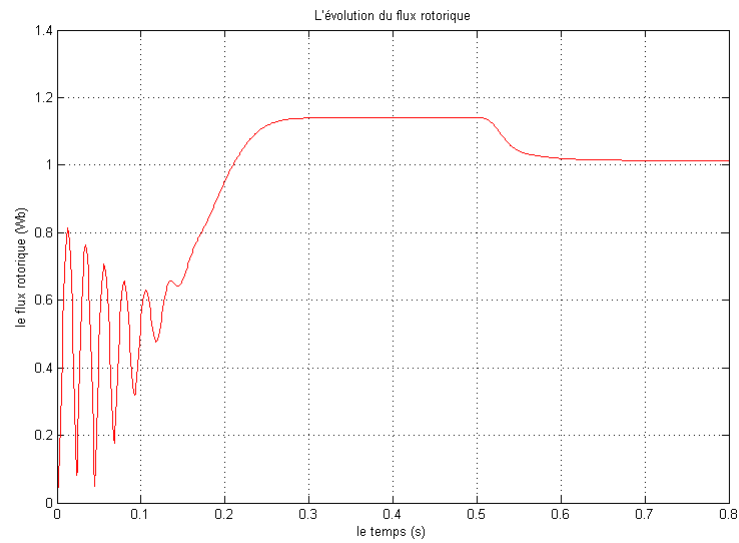


FIGURE 1.9 – Simulation de flux rotorique en charge

On distingue que Le flux rotorique diminue jusqu'à atteint la valeur de 1.014 Wb .

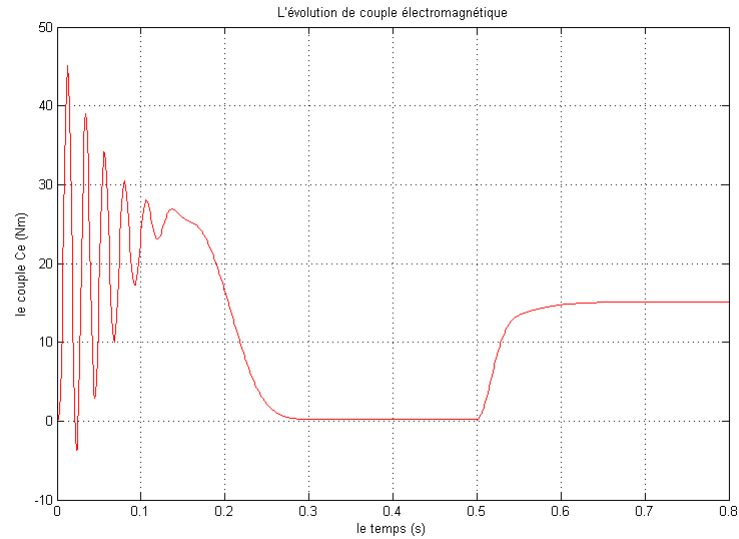


FIGURE 1.10 – Simulation de couple électromagnétique en charge

Le couple électromagnétique C_e augmente à 15 N.m après l'application de couple résistant C_r à 0.5s d'intervalle et cela est dû à la compensation des perturbations engendrées par le couple résistant.

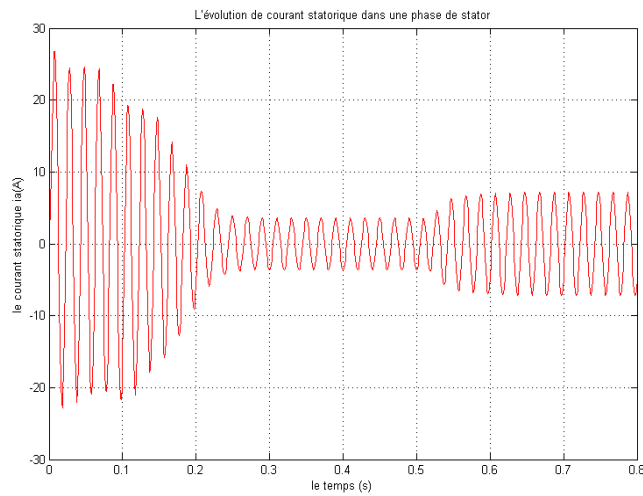


FIGURE 1.11 – Simulation de courant statorique en charge.

De même le courant statorique augmente et oscille en sinusoïde avec une valeur crête de 3.85A puis 5A lors de l'application du couple résistant C_r , 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.

1.9 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.

Chapitre 2

Modélisation du convertisseur matriciel

2.1 Introduction

Le convertisseur matriciel est une nouvelle topologie de convertisseurs de fréquence directs. La dénomination « direct » découle du fait que ce convertisseur ne possède aucun étage de stockage intermédiaire dans la chaîne de conversion. Il permet d'obtenir un système de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel. Il est apte à connecter chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par l'intermédiaire de neufs interrupteurs quatre segments, bidirectionnels en courant et en tension, à commutation forcée. Les principaux avantages de ce convertisseur sont : [02].

- Une large gamme de fréquence de sortie
- Le facteur de puissance à la sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge
- Un spectre de harmoniques bas rang faible aussi bien que pour les courants de sortie que d'entrée
- Le facteur de puissance à l'entrée peut être unitaire, de plus il peut être imposé par la commande, ceci est cependant lié à une diminution de la tension maximale de la sortie qui diminue avec le cosinus du déphasage
- Possibilité de travail dans les deux sens donc dans les quatre quadrants du plan tension-courant.
- Il a un minimum d'exigences de stockage d'énergie, ce qui permet de se débarrasser d'encombrants et de la durée de vie limitée de stockage d'énergie des condensateurs.

Mais le convertisseur matriciel comporte certains inconvénients. D'abord, il a un rapport de tension maximal limité à 87 % pour un signal sinusoïdal. Il exige plus de semiconducteurs qu'un convertisseur de puissance indirecte classique (AC-DC-AC). Enfin, il est particulièrement sensible aux perturbations du système de tension d'entrée.

2.2 Structure

Le convertisseur matriciel est constitué de 9 commutateurs bidirectionnels qui permettent à n'importe quelle phase de sortie d'être reliée à n'importe quelle phase d'entrée.

Les potentiels d'entrée, nommés R, S et T, sont connectés à la sortie du filtre engendrant une source de nature capacitive sur l'entrée, assimilée à une source de tension. Ces trois potentiels sont référencés par rapport au potentiel N, neutre du réseau d'entrée. Les potentiels de sortie nommés X, Y et Z sont connectés au moteur asynchrone. Le moteur étant de nature inductive, son comportement peut être assimilé à une source de courant, permettant ainsi le respect de l'alternance des sources. Ces potentiels de sortie sont quant à eux, référencés à un neutre moteur N'. Une tension de mode commun entre ces deux potentiels de référence apparaît, nommé $V_{NN'}$. Il est à noter qu'en raison de sa bidirectionnalité et la symétrie, une connexion duale pourrait être faite pour le convertisseur matriciel : un système alimenté en courant à l'entrée et système alimenté en tension à la sortie [03].

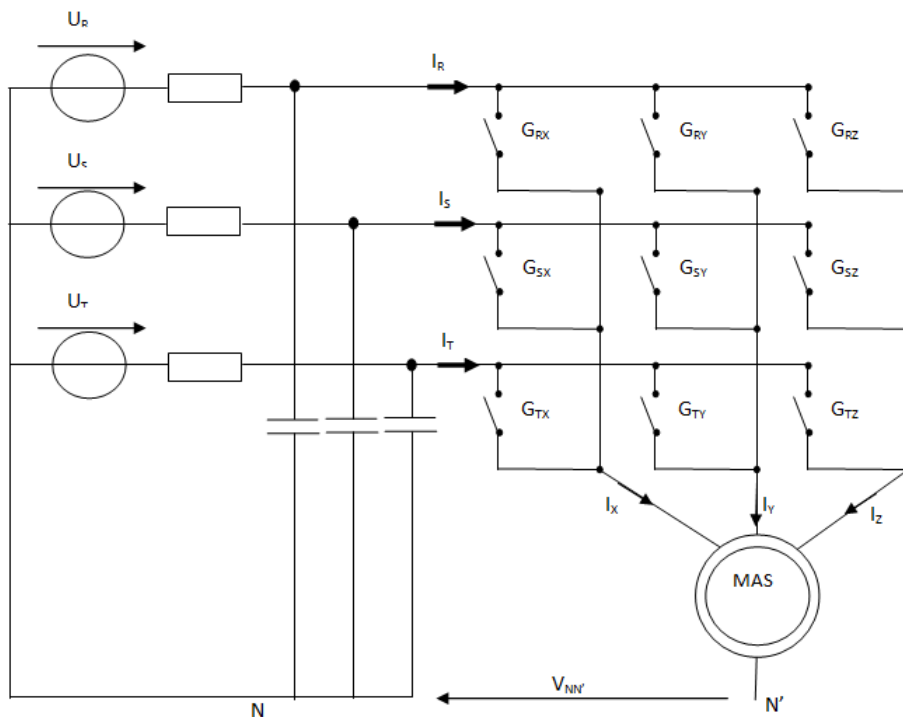


FIGURE 2.1 – convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel idéalisé est présenté à la Figure :

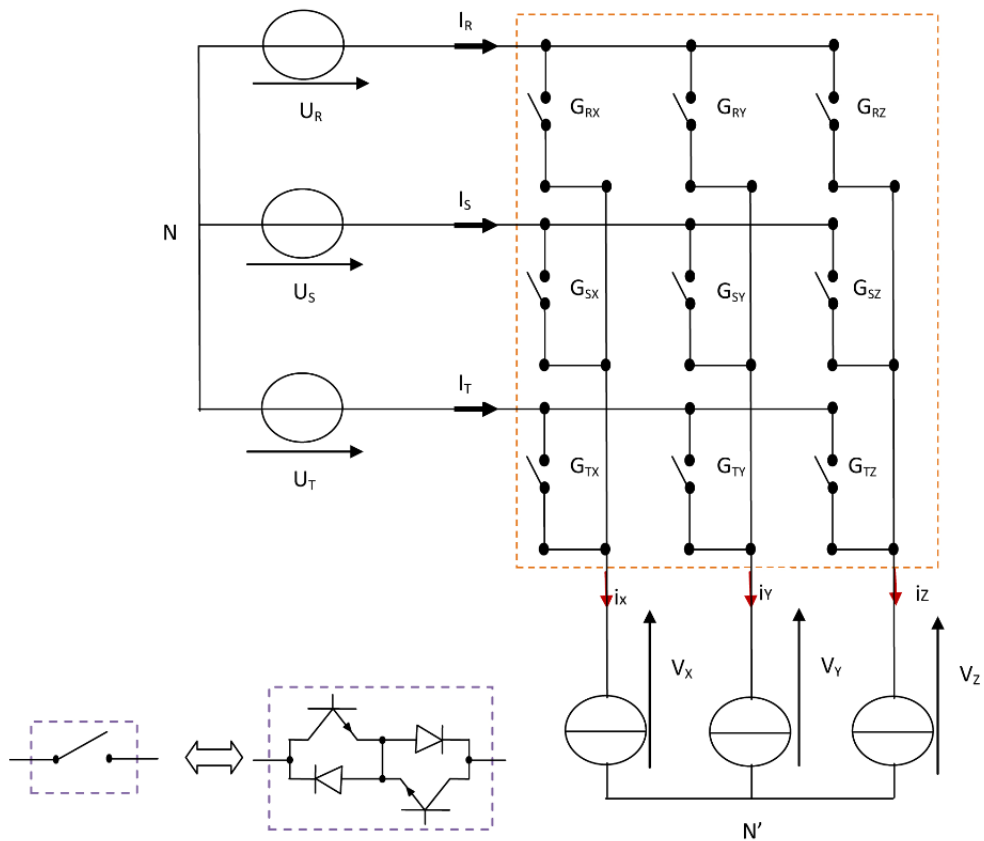


FIGURE 2.2 – convertisseur matriciel idéalisé

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

2.3 Fonctionnement

Le convertisseur direct de fréquence utilisé, est composé de neuf interrupteurs, cela conduit à avoir $2^9 = 512$ différentes combinaisons possibles d'états des commutateurs de la topologie. Indépendamment de la méthode de commande utilisée, 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, il est pratiquement

impossible d'appliquer toutes ces différentes combinaisons car la nature des sources imposant de ne pas court-circuiter une source de tension et ne pas ouvrir une source de courant donc chacune des cellules ne doit avoir qu'un seul interrupteur fermé à chaque instant. Par cette contrainte, dans un convertisseur matriciel triphasé 27 combinaisons de commutation sont autorisées [01].

2.4 Modèle en vue de la commande

2.4.1 Hypothèses

- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable.
- La commutation est parfaite.

2.4.2 Commandabilité

Une commande interne est déterminée par le signe des grandeurs électriques de l'environnement de l'interrupteur, alors qu'une commande externe correspond aux ordres logiques issus de la commande rapprochée (commande des bases des semi-conducteurs). Lorsque le changement d'état d'un convertisseur statique est imposé par l'évolution de la commande interne la commutation est dite spontanée. Lorsque le changement d'état d'un convertisseur statique est imposé par l'évolution de la commande externe la commutation est dite commandée

Par définition, un interrupteur est déclaré totalement commandable si son changement d'état ne dépend que de la commande externe [01].

2.5 Fonction et matrice de connexion

2.5.1 Fonction de connexion

On définit la fonction de connexion F_{ij} de chaque interrupteur G_{ij} comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{ij} = 0 \text{ quand l' interrupteur } G_{ij} \text{ est ouvert.} \\ F_{ij} = 1 \text{ quand l' interrupteur } G_{ij} \text{ est fermé.} \end{array} \right.$$

2.5.2 Matrice de connexion

La formulation des grandeurs électriques du convertisseur s'appuie principalement sur une écriture matricielle de la topologie matricielle de connexion, nommée $[F]$, ainsi que sur l'utilisation des fonctions de connexion F_{ij} décrite par l'équation :

$$[F] = \begin{bmatrix} F_{RX} & F_{SX} & F_{TX} \\ F_{RY} & F_{SY} & F_{TY} \\ F_{RZ} & F_{SZ} & F_{TZ} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

2.5.3 Fonctions génératrices de connexion des interrupteurs

On définit la fonction génératrice de connexion F_{ij}^g des interrupteurs G_{ij} comme étant la valeur moyenne sur une période d'échantillonnage (T_e) supposée infiniment petite.

$$F_{ij}^g = \frac{1}{T_e} \int_0^{T_e} F_{ij}(\tau) d\tau, 0 \leq F_{ij}^g \leq 1 \quad (2.2)$$

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

2.6 Lois et contraintes électriques de la structure

Avant d'entamer les équations il est préférable de définir quelques notations : U_R, U_S et U_T : Tensions des phases R, S et T par rapport au neutre N du réseau. 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 triphasé, elles peuvent être écrites en fonctions des tensions U_X, U_Y et U_Z comme suit :

$$\begin{cases} V_X = \frac{1}{3}(2U_X - U_Y - U_Z) \\ V_Y = \frac{1}{3}(2U_Y - U_X - U_Z) \\ V_Z = \frac{1}{3}(2U_Z - U_X - U_Y) \end{cases} \quad (2.3)$$

2.6.1 Puissance d'entrée et puissance de sortie

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

$$p_E = p_S = \frac{3}{2} V_E I_E \cos \varphi_E \quad (2.4)$$

p_E : Puissance d'entrée.

p_S : Puissance de sortie.

V, I et φ : Amplitudes de la tension et du courant et l'angle de déphasage entre eux.

2.6.2 Courants et tensions

La formulation matricielle du comportement électrique instantané du convertisseur peut se traduire par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = [F] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} I_R \\ I_S \\ I_T \end{bmatrix} = [F]^T \begin{bmatrix} I_X \\ I_Y \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

On note $[F]$ par $[M^U]$, et on note $[F]^T$ par $[M^I]$.

$[M^U]$: C'est la matrice de conversion des tensions.

$[M^I]$: C'est la matrice de conversion des courants.

Les fonctions de conversion sont des coefficients permettant en général d'établir une relation entre grandeurs commutées et grandeurs modulées de même nature. Ces coefficients se rangent dans une matrice dite matrice de conversion[02].

2.7 La matrice de conversion globale

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 :

$$[G_m] = [N].[G_c] \quad (2.6)$$

Avec :

$[G_m] = [U_X \ U_Y \ U_Z \ I_R \ I_S \ I_T]^T$: Vecteur des grandeurs Modulées.

$[G_c] = [U_R \ U_S \ U_T \ I_X \ I_Y \ I_Z]^T$: Vecteur des grandeurs Commutées.

$$[N] = \begin{pmatrix} [M^U] & [0] \\ [0] & [M^I] \end{pmatrix} : \text{Matrice de conversion du convertisseur matriciel.}$$

Soit :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \\ I_R \\ I_S \\ I_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{RX} & F_{SX} & F_{TX} & 0 & 0 & 0 \\ F_{RY} & F_{SY} & F_{TY} & 0 & 0 & 0 \\ F_{RZ} & F_{SZ} & F_{TZ} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{RX} & F_{SX} & F_{TX} \\ 0 & 0 & 0 & F_{RY} & F_{SY} & F_{TY} \\ 0 & 0 & 0 & F_{RZ} & F_{SZ} & F_{TZ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \\ I_X \\ I_Y \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

A partir de la matrice $[N]$ on peut présenter le modèle de connaissance du convertisseur Matriciel, qui est décomposé en deux parties distinctes :

- Partie commande
- Partie opérative

La figure 2.3 illustre le modèle de de connaissance du CM.

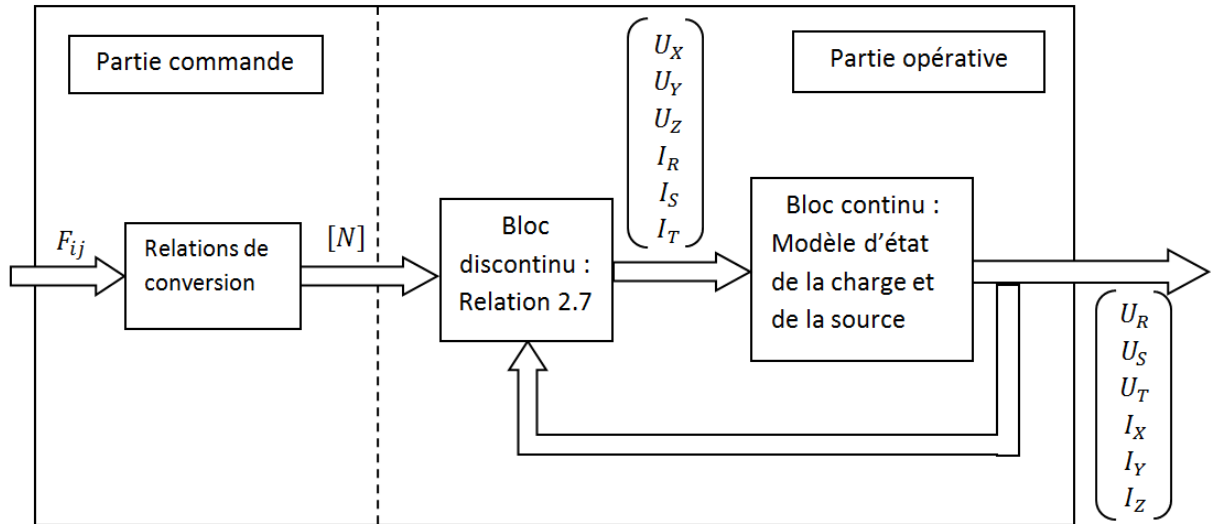


FIGURE 2.3 – modèle de connaissance du convertisseur Matriciel

2.8 Modélisation aux valeurs moyennes

Comme présenté à la figure 2.4 le convertisseur matriciel est composé de trois cellules de commutation indicées par la phase de sortie qu'elles connectent.

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

$$\begin{cases} F_{RX} + F_{SX} + F_{TX} = 1 \\ F_{RY} + F_{SY} + F_{TY} = 1 \\ F_{RZ} + F_{SZ} + F_{TZ} = 1 \end{cases} \quad (2.8)$$

Avec :

$$\begin{cases} F_{ij} = 0 \text{ interrupteur ouvert.} \\ F_{ij} = 1 \text{ interrupteur fermé.} \end{cases}$$

Cela amène à 27 états possibles du convertisseur (chaque colonne a 3 états possibles, donc $3^3 = 27$).

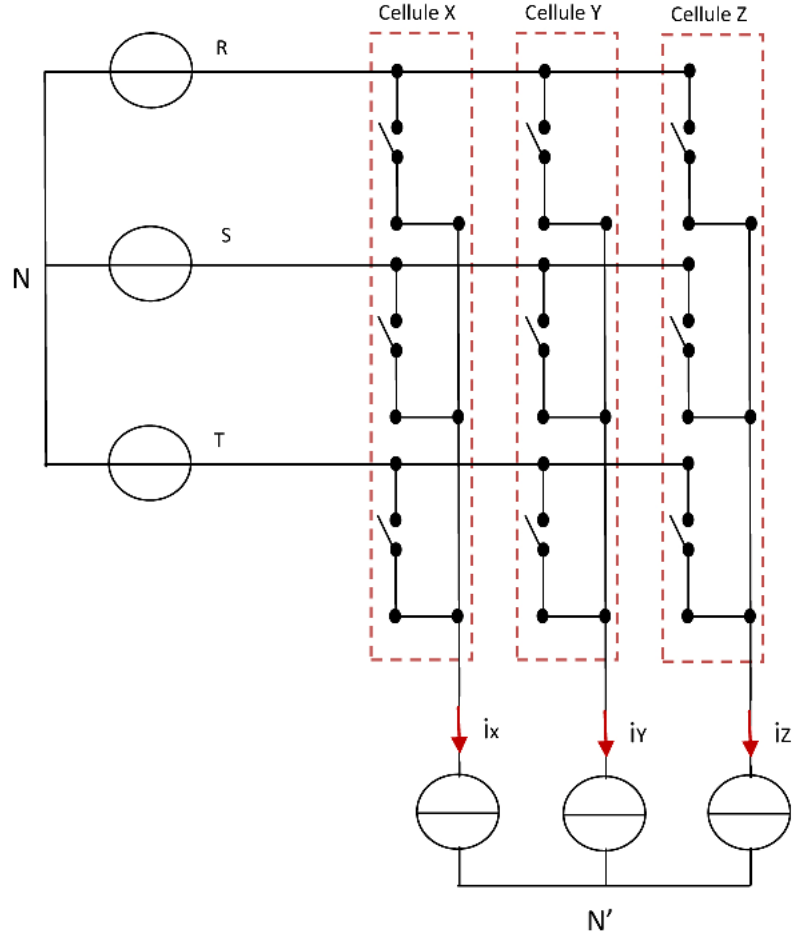


FIGURE 2.4 – Cellules de commutation du convertisseur matriciel

Dans un convertisseur, les commandes MLI des interrupteurs doivent être telles que sur une période de découpage T_e les valeurs moyennes des tensions de sorties soient égales à leurs tensions de référence. Si la fréquence de commutation f_e , égale à $\frac{1}{T_e}$, est nettement supérieure aux fréquences du réseau d'entrée et des références de sortie, on peut considérer comme constantes les tensions d'entrée sur une période de découpage T_e . Si t_{ij} représente le temps de fermeture de l'interrupteur correspondant, durant l'intervalle T_e , les valeurs moyennes des tensions de sortie s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \langle U_X \rangle_{T_e} \\ \langle U_Y \rangle_{T_e} \\ \langle U_Z \rangle_{T_e} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_e} \begin{bmatrix} t_{RX} & t_{SX} & t_{TX} \\ t_{RY} & t_{SY} & t_{TY} \\ t_{RZ} & t_{SZ} & t_{TZ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

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

$$F_{ij}^g = \frac{t_{ij}}{T_e} \quad (2.10)$$

On considèrera que le modulateur MLI remplit sa fonction. Par conséquent, les valeurs moyennes sur une période de découpage T_e sont égales à leurs références. Par la suite, on utilisera uniquement la notation correspondant aux valeurs moyennes sur la période de découpage T_e [03]. Cette formulation moyenne conduit aux équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} F^g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{RX}^g & F_{SX}^g & F_{TX}^g \\ F_{RY}^g & F_{SY}^g & F_{TY}^g \\ F_{RZ}^g & F_{SZ}^g & F_{TZ}^g \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Les valeurs moyennes des tensions de sortie s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} \langle U_X \rangle_{T_e} \\ \langle U_Y \rangle_{T_e} \\ \langle U_Z \rangle_{T_e} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_e} \begin{bmatrix} F^g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

De même pour les courants d'entrée :

$$\begin{bmatrix} \langle I_R \rangle_{T_e} \\ \langle I_S \rangle_{T_e} \\ \langle I_T \rangle_{T_e} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_e} \begin{bmatrix} F^g \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} I_X \\ I_Y \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Avec :

$$\begin{cases} F_{RX}^g + F_{SX}^g + F_{TX}^g = 1 \\ F_{RY}^g + F_{SY}^g + F_{TY}^g = 1 \\ F_{RZ}^g + F_{SZ}^g + F_{TZ}^g = 1 \end{cases} \quad (2.14)$$

et $0 \leq m_{ij} \leq 1$ Donc on peut écrire :

$$[\langle G_m \rangle_{T_e}] = [\langle N \rangle_{T_e}] \cdot [\langle G_c \rangle_{T_e}] \quad (2.15)$$

Soit :

$$\begin{bmatrix} \langle U_X \rangle_{T_e} \\ \langle U_Y \rangle_{T_e} \\ \langle U_Z \rangle_{T_e} \\ \langle I_R \rangle_{T_e} \\ \langle I_S \rangle_{T_e} \\ \langle I_T \rangle_{T_e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{RX}^g & F_{SX}^g & F_{TX}^g & 0 & 0 & 0 \\ F_{RY}^g & F_{SY}^g & F_{TY}^g & 0 & 0 & 0 \\ F_{RZ}^g & F_{SZ}^g & F_{TZ}^g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{RX}^g & F_{RY}^g & F_{RZ}^g \\ 0 & 0 & 0 & F_{SX}^g & F_{SY}^g & F_{SZ}^g \\ 0 & 0 & 0 & F_{TX}^g & F_{TY}^g & F_{TZ}^g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \\ I_X \\ I_Y \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Le modèle de commande global du CM en mode totalement commandable où toutes les grandeurs sont continues est le suivant :

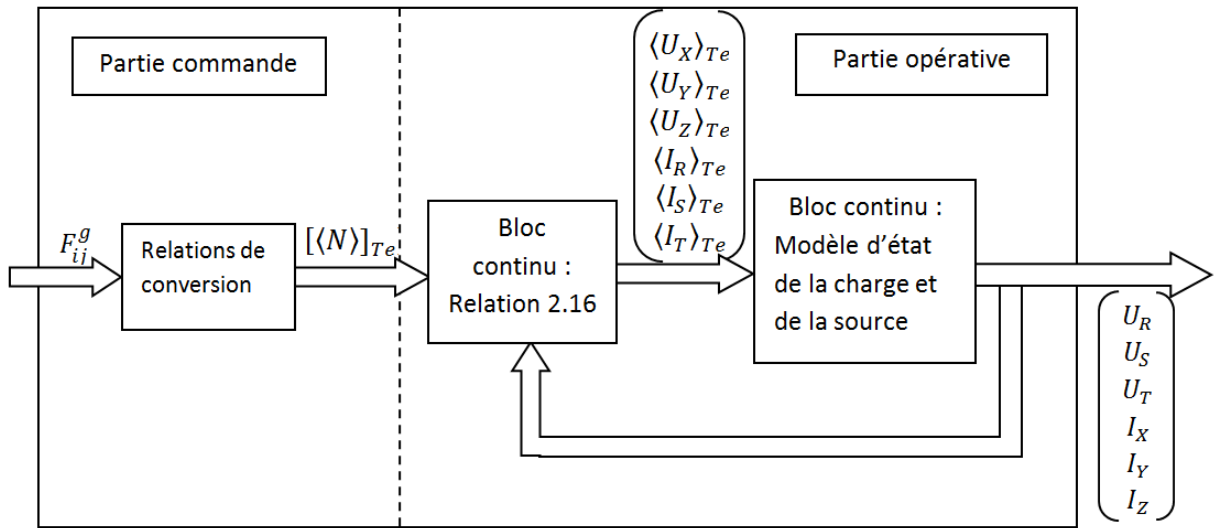


FIGURE 2.5 – Modèle de commande du convertisseur Matriciel

2.9 Limites

Du fait de l'absence d'élément de stockage, le convertisseur matriciel possède une limite intrinsèque quant au niveau maximal de l'amplitude des tensions générées en sortie du variateur. L'amplitude de la plus grande tension composée de sortie est, à chaque instant, inférieure ou égale à l'amplitude de la plus grande tension composée d'entrée. La Figure 2.6 montre l'enveloppe basse et haute des tensions composées du réseau d'entrée (avec un réseau ayant une tension simple de 230V efficace et une de fréquence 50 Hz) illustrant ainsi la limite de l'amplitude maximale des tensions composées de sortie. Cette valeur est égale à la tension composée d'entrée maximale multipliée par un rapport de $\frac{\sqrt{3}}{2} \approx 0.8660$.

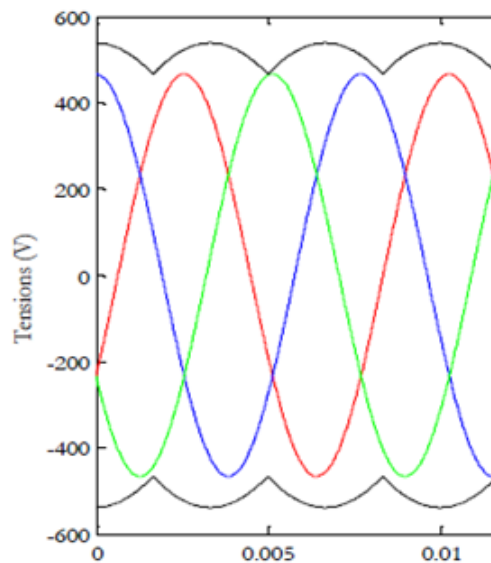


FIGURE 2.6 – Enveloppe des tensions composées d'entrée limitant l'amplitude de sortie

Cette contrainte peut être transposée pour l'amplitude des tensions simples. Un ratio de transformation en tension, nommé q , peut être défini comme étant le rapport entre l'amplitude de la tension de sortie et de l'amplitude de la tension d'entrée. Compte tenu de l'égalité des puissances entre l'entrée et la sortie, ce ratio s'applique aussi sur les courants.

$$q = \frac{V_s}{V_e} = \frac{I_E}{I_s \cos \varphi_S}, \quad \cos \varphi_E = 1 \quad (2.17)$$

La limite maximale du ratio de transformation q , permettant d'obtenir des tensions de sortie sans harmoniques basse fréquence, vaut 0.867. Cette limite est commune à tous les convertisseurs AC/AC sans stockage [03].

2.10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a décrit le fonctionnement du convertisseur matriciel, en donnant les hypothèses de son fonctionnement et la modélisation des interrupteurs. On a montré également que du fait qu'on a modélisé l'interrupteur du convertisseur matriciel (constitué de deux transistors et deux diodes) par un commutateur bidirectionnel en courant et en tension a permis de réduire largement le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel. Après, on a défini les notions de commandabilité du convertisseur. Enfin, pour commander le convertisseur matriciel (travailler en mode commandable), 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 3

La commande MLI vectorielle Directe du convertisseur matriciel

3.1 Introduction

Le concept de modulation vectorielle (SVM), connu et utilisé traditionnellement pour la commande des onduleurs, a été étendu aux convertisseurs matriciels par L. Huber et D. Borojevic en 1989. Cette approche permet de visualiser spatialement et temporellement les tensions à appliquer sur la charge mais aussi les courants à prélever au réseau d'entrée [03].

La modulation vectorielle appelée aussi modulation du vecteur d'espace est basée sur la représentation instantanée des vecteurs de tension de sortie et des courants d'entrée dans l'espace temporel [01].

3.2 Principe de la commande

Les trois tensions de la machine asynchrone V_{XY} , V_{YZ} et V_{ZX} constituent les composantes d'un vecteur tension V_S défini par la relation (3.1) :

$$V_S = \frac{2}{3}(V_{XY} + aV_{yz} + a^2V_{ZX}) = |V_S|.e^{j\alpha_s} \quad (3.1)$$

Avec : $V_{ij} = V_i - V_j$

De même pour le vecteur de courant I_E , qui est constitué par les trois courants d'entrée I_R , I_S et I_T , défini par la relation :

$$I_E = \frac{2}{3}(I_R + aI_S + a^2I_T) = |I_E|.e^{j\beta_e} \quad (3.2)$$

Avec $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

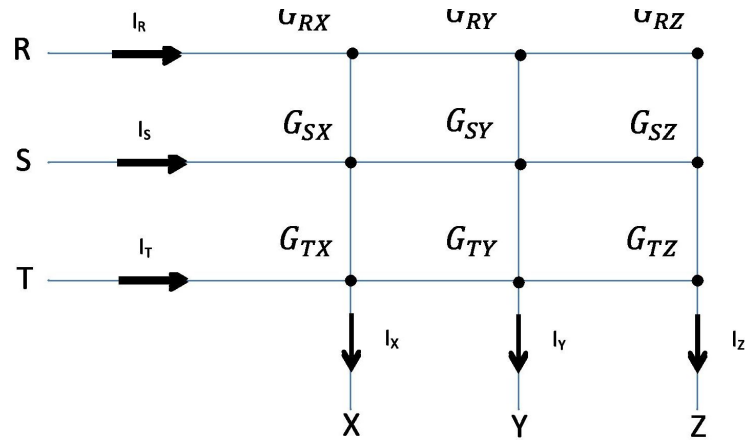


FIGURE 3.1 – Représentation des différents interrupteurs du convertisseur matriciel

Comme on a vu dans la modélisation du convertisseur matriciel, ce dernier possède 27 configurations possibles qui répondent aux règles de connexion utilisées dans l'électronique de puissance, et ces configurations peuvent être classées en trois catégories qui sont définies comme suit :

Groupe1 : constitué de 18 combinaisons, ce groupe crée des vecteurs ayant une direction fixe (angles constants décalé de $\pm 120^\circ$) mais avec une amplitude qui varie avec les tensions d'entrée et/ou les courants de sortie. Ces combinaisons résultent de l'utilisation d'une seule tension composée d'entrée. Elles sont donc générées par la connexion de deux phases de sortie à un même potentiel d'entrée [03].

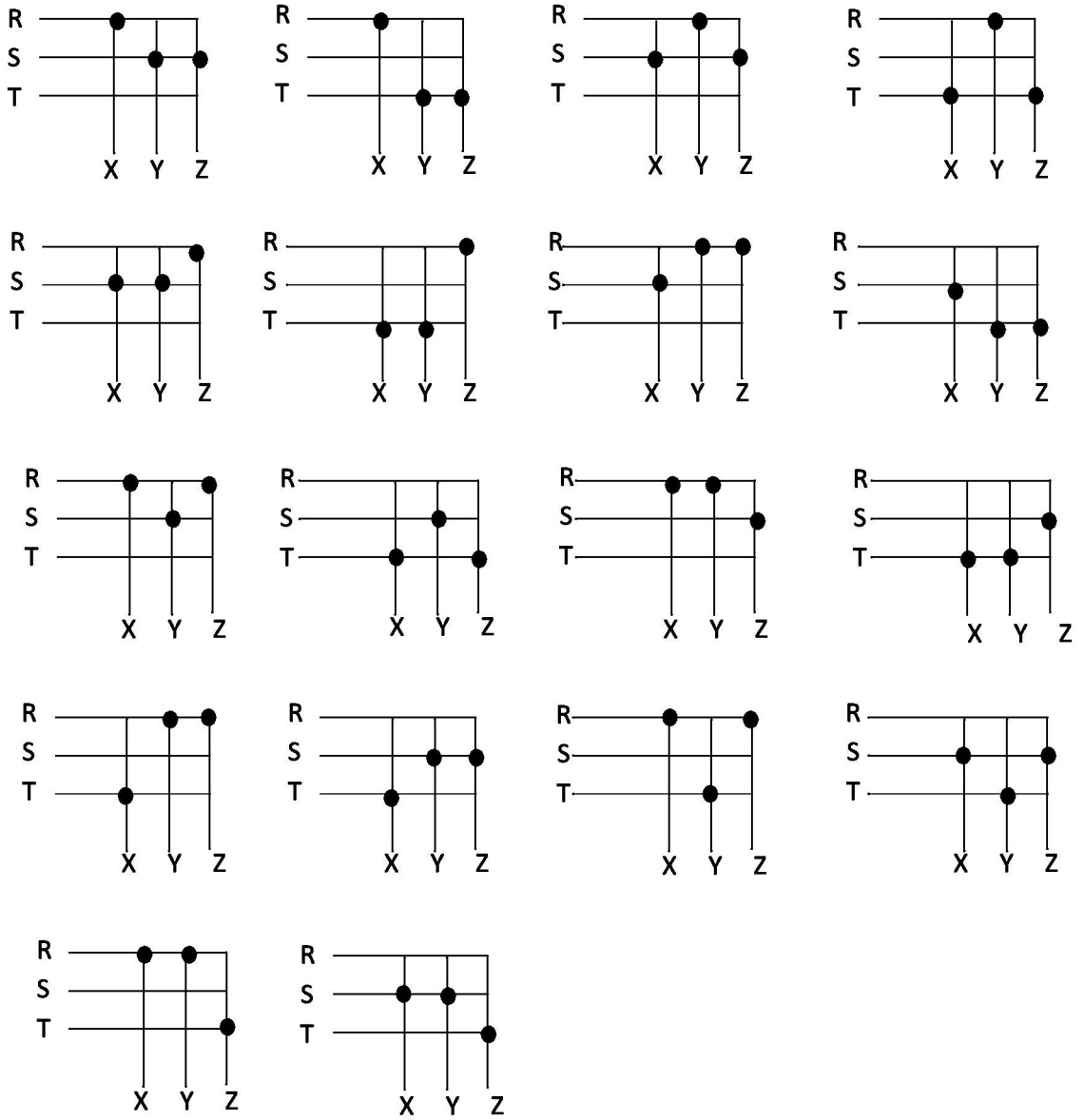


FIGURE 3.2 – Représentation des vecteurs stationnaires

Groupe2 : constitué de 3 états, ce groupe crée une roue libre sur la charge. Ces combinaisons sont générées par la connexion des trois de sortie sur la même phase d'entrée, engendrant des tensions de sortie et des courants d'entrée nuls [03].

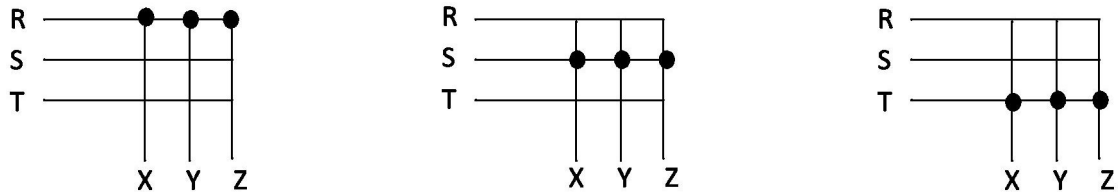


FIGURE 3.3 – Représentation des vecteurs zéros

Groupe3 : les six dernières combinaisons sont produites par la connexion de chacune des phases de sortie sur une phase d'entrée distincte (par exemple X sur R, Y sur S et Z sur T). Ces états engendrent la création de vecteurs tournants d'amplitude constante. La maîtrise de ces vecteurs est plus complexe que ceux des deux premiers groupes. Ils ne sont pas utilisés dans la modulation vectorielle [03].

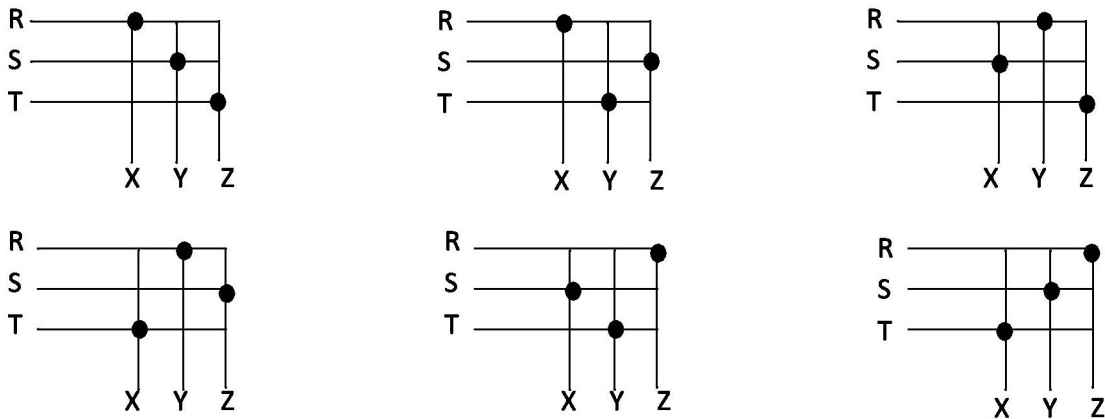


FIGURE 3.4 – Représentation des vecteurs tournants

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.

Les 18 configurations déterminant le vecteur tension de sortie V_S et courant d'entrée I_E , ayant des directions fixes, comme montrés au tableau (3.1) 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 configurations déterminent les vecteurs zéros des courants d'entrée et des tensions de sortie et sont appelées « configurations zéros ».

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 [01].

3.3 Algorithme de la modulation vectorielle

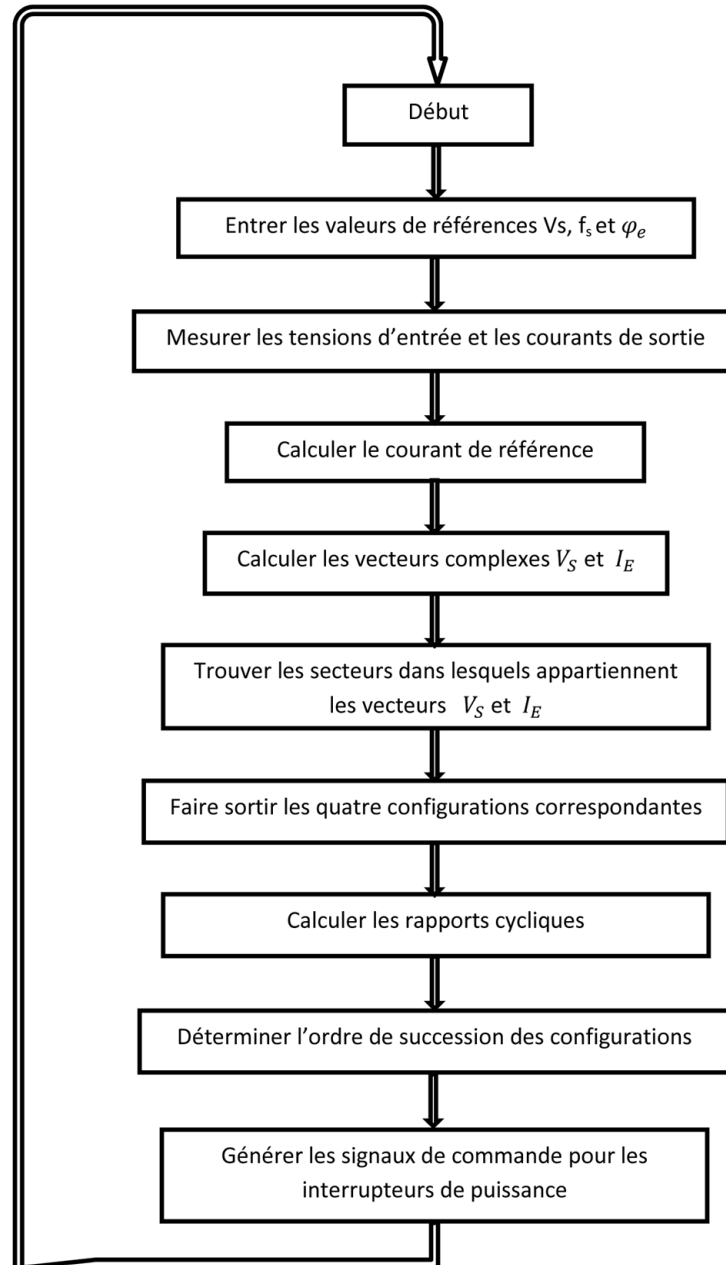


FIGURE 3.5 – Organigramme résumant l'algorithme de la modulation vectorielle (SVM)

Plusieurs stratégies de commande basées sur la technique SVM ont été proposées dans la littérature pour le convertisseur matriciel. Dans notre commande proposée, seuls les configurations actives et zéros sont utilisés.

Dans le cas du convertisseur matriciel, le but de la technique SVM est de fournir le vecteur de tension de sortie désiré, de plus en raison du nombre élevé des configurations possibles cette technique peut contrôler l'angle de phase du vecteur de courant d'entrée [05].

A n'importe quel période d'échantillonnage T_e , le vecteur tension de sortie V_s et l'angle de déplacement β_E du courant d'entrée sont connus comme quantités de référence [01].

3.3.1 Calcul de V_S et I_E

En appliquant la relation (3.1) sur la première configuration, on aura :

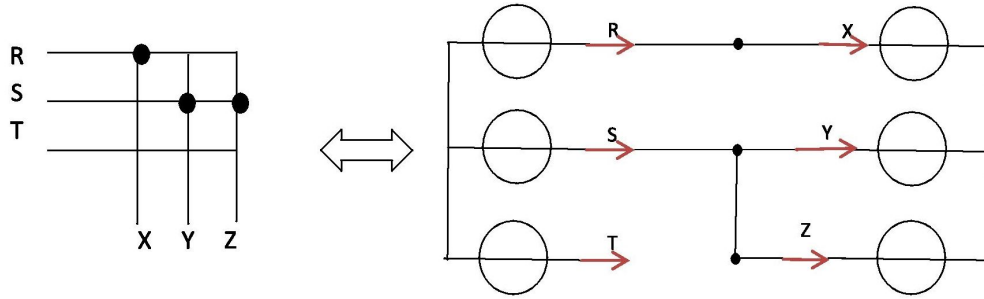


FIGURE 3.6 – le montage équivalent à la configuration RSS

$$V_S = \frac{2}{3}(V_{XY} + aV_{YZ} + a^2V_{ZX})$$

$$V_Y = V_Z$$

Alors que :

$$V_{YZ} = 0$$

$$V_{XY} = V_X - V_Y = V_X - V_Z = -V_{ZX}$$

$$V_S = \frac{2}{3}V_{XY}(1 - a^2)$$

$$1 - a^2 = 1 - (-0.5 - j\frac{\sqrt{3}}{2}) \Rightarrow 1 - a^2 = \frac{2}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{2} = \sqrt{3}e^{j\frac{\pi}{6}}$$

Donc :

$$V_S = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{XY} e^{j\frac{\pi}{6}} \Rightarrow \begin{cases} |V_s| = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{XY} \\ \alpha_s = \frac{\pi}{6} \end{cases}$$

De même, on applique la formule (3.2) sur la même configuration on obtient :

$$I_E = \frac{2}{3}(I_R + aI_S + a^2I_T)$$

Avec :

$$\begin{cases} I_R = I_X \\ I_S = I_Y + I_Z \\ I_T = 0 \end{cases}$$

Et :

$$I_X + I_Y + I_Z = 0 \quad \Rightarrow \quad I_Y + I_Z = -I_X$$

Donc :

$$I_E = \frac{2}{3}[I_X + a(I_Y + I_Z)] \Rightarrow I_E = \frac{2}{3}I_X(1 - a)$$

$$1 - a = 1 - (-0.5 + j\frac{\sqrt{3}}{2}) \Rightarrow 1 - a = \frac{2}{3} - j\frac{\sqrt{3}}{2} = \sqrt{3}e^{-j\frac{\pi}{6}}$$

On obtient :

$$I_E = \frac{2}{3}I_X\sqrt{3}e^{-j\frac{\pi}{6}} \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} |I_E| = \frac{2}{\sqrt{3}}I_X \\ \beta_E = e^{-j\frac{\pi}{6}} \end{cases}$$

Remarque : Le module des courants d'entrée est calculé à partir de la relation (2.4).

Le tableau suivant résume les différentes configurations utilisées dans la SVM :

configuration		Interrupteurs fermés			$ V_s $	α_s	$ I_E $	β_e
RSS	+1	G_{RX}	G_{SY}	G_{SZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{XY}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_X$	$-\frac{\pi}{6}$
SRR	-1	G_{SX}	G_{RY}	G_{RZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{XY}$	$-\frac{5\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_X$	$\frac{5\pi}{6}$
STT	+2	G_{SX}	G_{TY}	G_{TZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{YZ}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_X$	$\frac{\pi}{2}$
TSS	-2	G_{TX}	G_{SY}	G_{SZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{YZ}$	$-\frac{5\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_X$	$-\frac{\pi}{2}$
TRR	+3	G_{TX}	G_{RY}	G_{RZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{ZX}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_X$	$-\frac{5\pi}{6}$
RTT	-3	G_{RX}	G_{TY}	G_{TZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{ZX}$	$-\frac{5\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_X$	$\frac{\pi}{6}$
SRS	+4	G_{SX}	G_{RY}	G_{SZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{XY}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_Y$	$-\frac{\pi}{6}$
RSR	-4	G_{RX}	G_{SY}	G_{RZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{XY}$	$-\frac{\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_Y$	$\frac{5\pi}{6}$
TST	+5	G_{TX}	G_{SY}	G_{TZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{YZ}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_Y$	$\frac{\pi}{2}$
STS	-5	G_{SX}	G_{TY}	G_{SZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{YZ}$	$-\frac{\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_Y$	$-\frac{\pi}{2}$
RTR	+6	G_{RX}	G_{TY}	G_{RZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{ZX}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_Y$	$-\frac{5\pi}{6}$
TRT	-6	G_{TX}	G_{RY}	G_{TZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{ZX}$	$-\frac{\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_Y$	$\frac{\pi}{6}$
SSR	+7	G_{SX}	G_{SY}	G_{RZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{XY}$	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_Z$	$-\frac{\pi}{6}$
RRS	-7	G_{RX}	G_{RY}	G_{SZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{XY}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_Z$	$\frac{5\pi}{6}$
TTS	+8	G_{TX}	G_{TY}	G_{SZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{YZ}$	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_Z$	$\frac{\pi}{2}$
SST	-8	G_{SX}	G_{SY}	G_{TZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{YZ}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_Z$	$-\frac{\pi}{2}$
RRT	+9	G_{RX}	G_{RY}	G_{TZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{ZX}$	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_Z$	$-\frac{5\pi}{6}$
TTR	-9	G_{TX}	G_{TY}	G_{RZ}	$\frac{2}{\sqrt{3}}V_{ZX}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_Z$	$\frac{\pi}{6}$
RRR	01	G_{RX}	G_{RY}	G_{RZ}	0	-	0	-
SSS	02	G_{SX}	G_{SY}	G_{SZ}	0	-	0	-
TTT	03	G_{TX}	G_{TY}	G_{TZ}	0	-	0	-

TABLE 3.1 – les différentes configurations possibles utilisées dans la SVM.

3.3.2 Détermination du K_v et K_i

Les figures (3.7) et (3.8) montrent les vecteurs de la tension sortie et du courant d'entrée qui correspondent aux 18 configurations actives et aux 3 configurations zéro, ainsi elles indiquent la façon dont le plan de Gauss est divisée en secteurs où chaque plan est divisé en six secteurs.

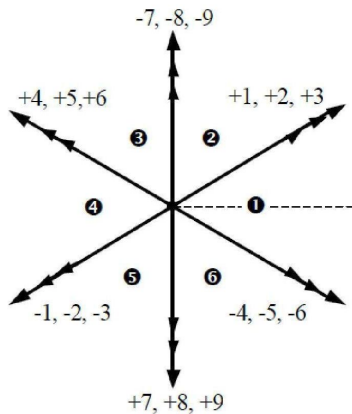


FIGURE 3.7 – les configurations actives pour les vecteurs de tension de sortie.

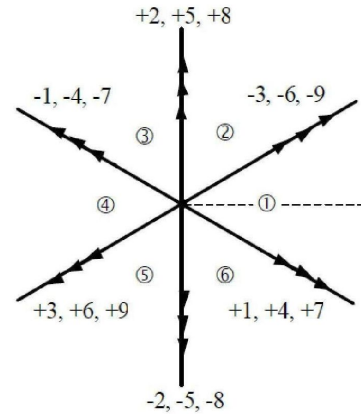


FIGURE 3.8 – les configurations actives pour les vecteurs de courant d'entrée.

Dans le convertisseur matriciel, le but de l'algorithme de commande de la technique SVM est de générer le vecteur de sortie désiré V_s et l'angle de phase β_E du vecteur courant d'entrée sur lequel le facteur de puissance d'entrée dépend.

Un point important à noter en ce qui concerne le vecteur du courant d'entrée est que seul l'angle de phase β_E peut être contrôlé. Ceci est due au fait que le convertisseur matriciel n'a pas de composants de stockage d'énergie internes. En conséquence, en négligeant les pertes de commutation, la puissance d'entrée instantanée au convertisseur est égale à la puissance de sortie instantanée de la charge. Ce qui signifie pour une puissance de sortie donnée et pour une tension d'entrée donnée, qui est imposée par le réseau d'alimentation, il existe une infinité de solutions possibles pour le vecteur de courant d'entrée. Par contre, si nous définissons l'angle de phase de I_E par une modulation appropriée du convertisseur, l'équation du bilan de puissance (2.4) permet la détermination complète du vecteur du courant d'entrée [05]. Donc La tension simple d'entrée V_e est imposée par la source de tension et elle est tirée par la mesure. Le contrôle de φ_E peut être atteint par le simple contrôle de l'angle de phase du vecteur courant d'entrée β_E (3.10).

Détermination des configurations correspondantes

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_e . Les configurations zéro sont appliquées par la suite pour compléter le reste de la période.

Quel que soit le secteur des vecteurs de référence, chacune des références peut être construite à l'aide de six vecteurs adjacents (voir figures). L'utilisation d'un vecteur adjacent non commun aux deux diagrammes engendre une perturbation au sein de la grandeur construite par le diagramme n'utilisant pas ce vecteur. Par conséquent, il est impératif de synthétiser les grandeurs de références à l'aide des quatre vecteurs adjacents communs aux deux diagrammes [03].

Afin d'expliquer l'algorithme, on fait référence aux figures (3.7) et (3.8), où on prend par exemple, quand V_s est dans le secteur (1), les configurations +1, +2, +3, -4, -5 et -6 peuvent être utilisées pour le composer. Si, au même instant, I_E se situe dans le secteur (1), il peut être synthétisé par les vecteurs -3, -6, -9, +1, +4 et +7. Pour composer les deux vecteurs simultanément, seuls les vecteurs 1, 3, 4 et 6 sont communs et seront donc utilisés. Quant au choix du signe des vecteurs à appliquer, il est défini par le produit des signes générés par le sens du vecteur dans les deux diagrammes. Par exemple pour le vecteur 3, le diagramme en tension indique un signe positif tandis que celui en courant un négatif, par conséquent, le vecteur utilisé sera le -3. Donc les qui seront utilisés sont : -3, +6, +1 et -4.

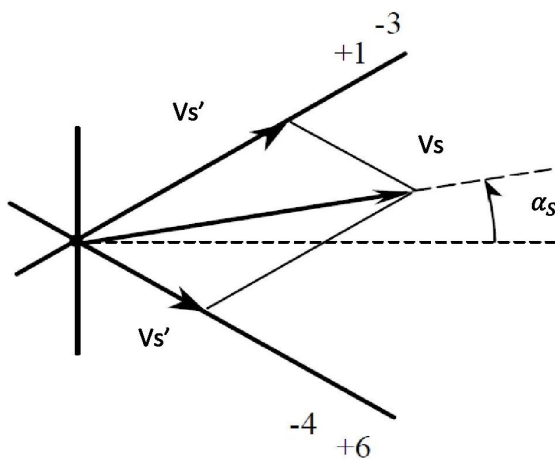


FIGURE 3.9 – Projection du vecteur de tension de sortie

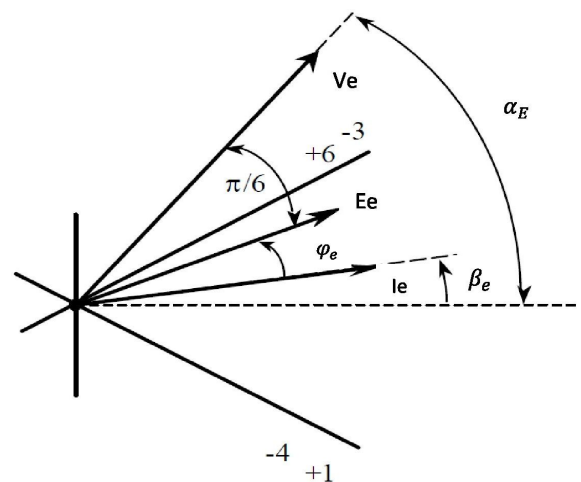


FIGURE 3.10 – représentation spatiale des vecteurs de courant et de tension d'entrée.

Où E_e est le vecteur résultant en appliquant la relation (3.1) sur les tensions simples d'entrée (V_R , V_S et V_T), et V_e est celui des tensions composées (V_{RS} , V_{ST} et V_{TR}).

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. Les résultats sont ramenés au tableau suivant :

K_v	1	2	3	4	5	6
K_i						
1	-3 +1 +6 -4	+9 -7 -3 +1	-6 +4 +9 -7	+3 -1 -6 +4	-9 +7 +3 -1	+6 -4 -9 +7
2	+2 -3 -5 +6	-8 +9 +2 -3	+5 -6 -8 +9	-2 +3 +5 -6	+8 -9 -2 +3	-5 +6 +8 -9
3	-1 +2 +4 -5	+7 -8 -1 +2	-4 +5 +7 -8	+1 -2 -4 +5	-7 +8 +1 -2	+4 -5 -7 +8
4	+3 -1 -6 +4	-9 +7 +3 -1	+6 -4 -9 +7	-3 +1 +6 -4	+9 -7 -3 +1	-6 +4 +9 -7
5	-2 +3 +5 -6	+8 -9 -2 +3	-5 +6 +8 -9	+2 -3 -5 +6	-8 +9 +2 -3	+5 -6 -8 +9
6	+1 -2 -4 +5	-7 +8 +1 -2	+4 -5 -7 +8	-1 +2 +4 -5	+7 -8 -1 +2	-4 +5 +7 -8
	$A_1 A_2 B_1 B_2$	$A_1 A_2 B_1 B_2$	$A_1 A_2 B_1 B_2$	$A_1 A_2 B_1 B_2$	$A_1 A_2 B_1 B_2$	$A_1 A_2 B_1 B_2$

TABLE 3.2 – Sélection des configurations pour chaque combinaison des secteurs de tension de sortie et du courant d'entrée.

3.3.3 Calcul des rapports cycliques des vecteurs à utiliser

A chaque instant, les vecteurs de référence (V_S et I_E) sont décomposés en leurs composantes, V'_S , V''_S et I'_E , I''_E sur les directions des vecteurs adjacents, comme le montre la Figure 3.11, tel que :

$$\begin{cases} V'_S = |A_1|t_1 + |A_2|t_2 \\ V''_S = |B_1|t_3 + |B_2|t_4 \\ I'_E = |A_1|t_1 + |B_1|t_3 \\ I''_E = |A_2|t_2 + |B_2|t_4 \end{cases} \quad (3.3)$$

Les t_i sont les rapports cycliques d'utilisation des vecteurs A_1 , A_2 , B_1 ou B_2 pour construire les vecteurs de référence V_S et I_E . Afin de déterminer ces quatre inconnues (t_1 , t_2 , t_3 et t_4), le système de quatre équations (3.3) doit être résolu. Il n'a pas de solution unique car ses équations sont liées par la conservation de la puissance instantanée de part et d'autre du convertisseur matriciel [03].

Un choix habituellement effectué dans les modulations vectorielles pour lever cette indétermination est de rendre les deux vecteurs $|A_1|t_1 + |A_2|t_2$ et $|B_1|t_3 + |B_2|t_4$ colinéaires à I_E . Ceci est



FIGURE 3.11 – Décomposition des vecteurs de référence.

défini par la relation (3.4) :

$$\begin{cases} (|A_1|t_1 + |A_2|t_2)je^{(-j\beta_E\frac{\pi}{3})} = 0 \\ (|B_1|t_3 + |B_2|t_4)je^{(-j\beta_E\frac{\pi}{3})} = 0 \end{cases} \quad (3.4)$$

Les rapports cycliques t_i , sont définis par (3.3) où q est toujours le ratio de transformation défini en (2.17), α' et β' , sont respectivement les angles entre les vecteurs V_s et I_E avec le milieu du secteur dans lequel il se trouve Figure :(3.11).

$$\begin{cases} t_1 = \frac{2}{\sqrt{3}}q \frac{\cos(\alpha' - \frac{\pi}{3}) \cos(\beta' - \frac{\pi}{3})}{\cos \varphi_E} \\ t_2 = \frac{2}{\sqrt{3}}q \frac{\cos(\alpha' - \frac{\pi}{3}) \cos(\beta' + \frac{\pi}{3})}{\cos \varphi_E} \\ t_3 = \frac{2}{\sqrt{3}}q \frac{\cos(\alpha' + \frac{\pi}{3}) \cos(\beta' - \frac{\pi}{3})}{\cos \varphi_E} \\ t_4 = \frac{2}{\sqrt{3}}q \frac{\cos(\alpha' + \frac{\pi}{3}) \cos(\beta' + \frac{\pi}{3})}{\cos \varphi_E} \end{cases} \quad (3.5)$$

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

$$-\frac{\pi}{6} < \alpha' < +\frac{\pi}{6} \text{ et } -\frac{\pi}{6} < \beta' < +\frac{\pi}{6}$$

Dans notre commande on a pris l'angle φ_E nul pour ne pas avoir aucune consommation de puissance réactive (facteur de puissance unitaire). Il est ensuite nécessaire de définir le rapport cyclique t_0 donnant le temps d'application de la roue libre. Ce rapport cyclique, défini en (3.7), permet de compléter la période de modulation. Il peut être réparti librement

sur les trois vecteurs nuls du convertisseur matriciel (O_1 , O_2 et/ou O_3).

$$t_1 + t_2 + t_3 + t_4 \leq T_e \quad (3.6)$$

$$t_0 = T_e - t_1 - t_2 - t_3 - t_4 \quad (3.7)$$

Le choix d'un seul état nul (O_1 , ou O_2 ou O_3) est classique. Cela permet de limiter le nombre de vecteurs utiles réduisant par là le nombre de commutation et donc les pertes par commutation.

3.3.4 Modulation

La modulation vectorielle du convertisseur matriciel utilise les quatre vecteurs actifs A_1 , A_2 , B_1 et B_2 complétés par un à trois vecteurs nuls O_1 , O_2 et O_3 . 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 . Le modèle de commutation général est présenté dans le tableau (3.6).

Il est à noter que l'utilisation des trois configurations zéro en même temps mène à 15 commutations sur chaque cycle de période T_e , cette technique est appelée SVM symétrique.

Il existe une autre technique de la SVM nommée 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 statuts et le nombre de commutation dans chaque cycle est réduit à 7 au lieu de 15.

Les tableaux (3.3) et (3.4) récapitulent les différentes séquences de commutation pour les deux techniques (SVM symétrique et ASVM) [01].

K_v K_i	1	2	3	4	5	6
1	$0_3, -3, +6, 0_1,$ $-4, +1, 0_2$	$0_3, -3, +9, 0_1,$ $-7, +1, 0_2$	$0_3, -6, +9, 0_1,$ $-7, +4, 0_2$	$0_3, -6, +3, 0_1,$ $-1, +4, 0_2$	$0_3, -9, +6, 0_1,$ $-4, +7, 0_2$	$0_3, -9, +6, 0_1,$ $-4, +7, 0_2$
2	$0_2, -5, +2, 0_3,$ $-3, +6, 0_1$	$0_2, -8, +2, 0_3,$ $-3, +9, 0_1$	$0_2, -8, +5, 0_3,$ $-6, +9, 0_1$	$0_2, -2, +5, 0_3,$ $-6, +3, 0_1$	$0_2, -2, +8, 0_3,$ $-9, +3, 0_1$	$0_2, -5, +8, 0_3,$ $-9, +6, 0_1$
3	$0_1, -1, +4, 0_2,$ $-5, +2, 0_3$	$0_1, -1, +7, 0_2,$ $-8, +2, 0_3$	$0_1, -4, +7, 0_2,$ $-8, +5, 0_3$	$0_1, -4, +1, 0_2,$ $-2, +5, 0_3$	$0_1, -7, +1, 0_2,$ $-2, +8, 0_3$	$0_1, -7, +4, 0_2,$ $-5, +8, 0_3$
4	$0_3, -6, +3, 0_1,$ $-1, +4, 0_2$	$0_3, -9, +6, 0_1,$ $-4, +7, 0_2$	$0_3, -9, +6, 0_1,$ $-4, +7, 0_2$	$0_3, -3, +6, 0_1,$ $-4, +1, 0_2$	$0_3, -3, +9, 0_1,$ $-7, +1, 0_2$	$0_3, -6, +9, 0_1,$ $-7, +4, 0_2$
5	$0_2, -2, +5, 0_3,$ $-6, +3, 0_1$	$0_2, -2, +8, 0_3,$ $-9, +3, 0_1$	$0_2, -5, +8, 0_3,$ $-9, +6, 0_1$	$0_2, -5, +2, 0_3,$ $-3, +6, 0_1$	$0_2, -8, +2, 0_3,$ $-3, +9, 0_1$	$0_2, -8, +5, 0_3,$ $-6, +9, 0_1$
6	$0_1, -4, +1, 0_2,$ $-2, +5, 0_3$	$0_1, -7, +1, 0_2,$ $-2, +8, 0_3$	$0_1, -7, +4, 0_2,$ $-5, +8, 0_3$	$0_1, -1, +4, 0_2,$ $-5, +2, 0_3$	$0_1, -1, +7, 0_2,$ $-8, +2, 0_3$	$0_1, -4, +7, 0_2,$ $-8, +5, 0_3$

TABLE 3.3 – modèle de commutation de la SVM symétrique pour une demi-période ($T_e/2$).

K_v K_i	1	2	3	4	5	6
1	$-3, +6, 0_1,$ $-4, +1$	$-3, +9, 0_1,$ $-7, +1$	$-6, +9, 0_1,$ $-7, +4$	$-6, +3, 0_1,$ $-1, +4$	$-9, +6, 0_1,$ $-4, +7$	$-9, +6, 0_1,$ $-4, +7$
2	$-5, +2, 0_3,$ $-3, +6$	$-8, +2, 0_3,$ $-3, +9$	$-8, +5, 0_3,$ $-6, +9$	$-2, +5, 0_3,$ $-6, +3$	$-2, +8, 0_3,$ $-9, +3$	$-5, +8, 0_3,$ $-9, +6$
3	$-1, +4, 0_2,$ $-5, +2$	$-1, +7, 0_2,$ $-8, +2$	$-4, +7, 0_2,$ $-8, +5$	$-4, +1, 0_2,$ $-2, +5$	$-7, +1, 0_2,$ $-2, +8$	$-7, +4, 0_2,$ $-5, +8$
4	$-6, +3, 0_1,$ $-1, +4$	$-9, +6, 0_1,$ $-4, +7$	$-9, +6, 0_1,$ $-4, +7$	$-3, +6, 0_1,$ $-4, +1$	$-3, +9, 0_1,$ $-7, +1$	$-6, +9, 0_1,$ $-7, +4$
5	$-2, +5, 0_3,$ $-6, +3$	$-2, +8, 0_3,$ $-9, +3$	$-5, +8, 0_3,$ $-9, +6$	$-5, +2, 0_3,$ $-3, +6$	$-8, +2, 0_3,$ $-3, +9$	$-8, +5, 0_3,$ $-6, +9$
6	$-4, +1, 0_2,$ $-2, +5$	$-7, +1, 0_2,$ $-2, +8$	$-7, +4, 0_2,$ $-5, +8$	$-1, +4, 0_2,$ $-5, +2$	$-1, +7, 0_2,$ $-8, +2$	$-4, +7, 0_2,$ $-8, +5$

TABLE 3.4 – modèle de commutation de la ASVM pour une période.

Temps	0		Te/2		Te	
ASVM	-3	+6	0_1	0_1	-4	+1
	r _{tt}	r _{tr}	r _{rr}	r _{rr}	r _{sr}	r _{ss}

TABLE 3.5 – exemple du modèle de commutation de la ASVM pour $K_v=1$ et $K_i=1$.

Temps	0						Te/2						Te					
SVM	0 ₃	-3	+6	0 ₁	-4	+1	0 ₂	0 ₂	+1	-4	0 ₁	+6	-3	0 ₃				
	ttt	rtt	rtr	rrr	rsr	rss	sss	sss	rss	rsr	rrr	rtr	rtt	ttt				

TABLE 3.6 – exemple du modèle de commutation de la SVM symétrique pour $K_v = 1$ et $K_i = 1$.

Dans notre étude nous avons choisi la modulation qui atteint un THD minimum. En utilisant la modulation double sens [02] et en faisant référence au même cas particulier ($K_v = 1$ et $K_i = 1$) on obtient le séquençement illustré dans le tableau (3.7)

Temps	0					Te/2					Te				
MDS	-3	+1	+6	-4	0 ₁	0 ₁	-4	+6	+1	-3					
	rtt	rss	rtr	rsr	rrr	rrr	rsr	rtr	rss	rtt					

TABLE 3.7 – exemple de la modulation double sens pour $K_v=1$ et $K_i=1$.

3.4 Simulations et résultats

3.4.1 La tension composée, spectre d'harmonique

Dans cette partie nous avons présenté la tension composée de sortie V_{XY} ainsi son que spectre harmonique. Dans toutes les simulations on a fixé le taux de modulation $q = 0.8$, alors que les fréquences de sortie et d'échantillonnage sont variées.

Nous avons pris comme fréquence de sortie $25Hz$, $50Hz$ et $100Hz$. Et pour la fréquence d'échantillonnage nous avons pris $T_e = 100\mu s$ et $T_e = 1ms$.

Ainsi nous avons présenté l'évolution de THD en fonction du taux du modulation pour les différents types de modulation étudiés.

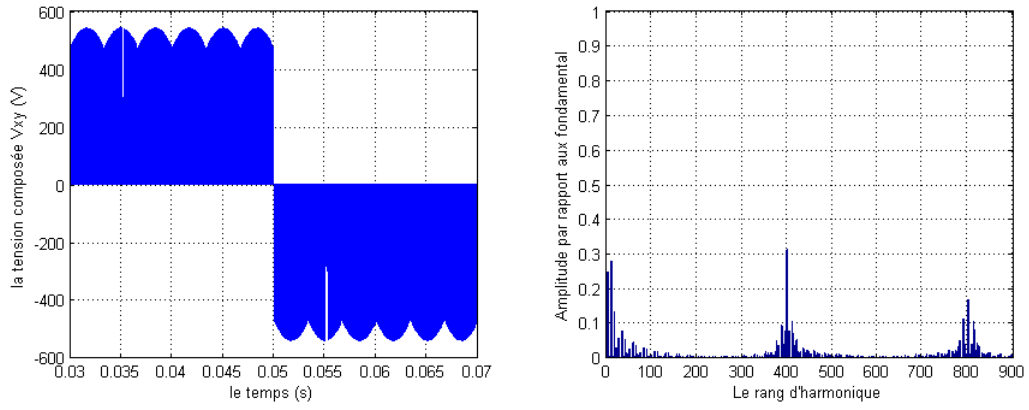


FIGURE 3.12 – $T_e = 100\mu s$ et $f_s = 25Hz$

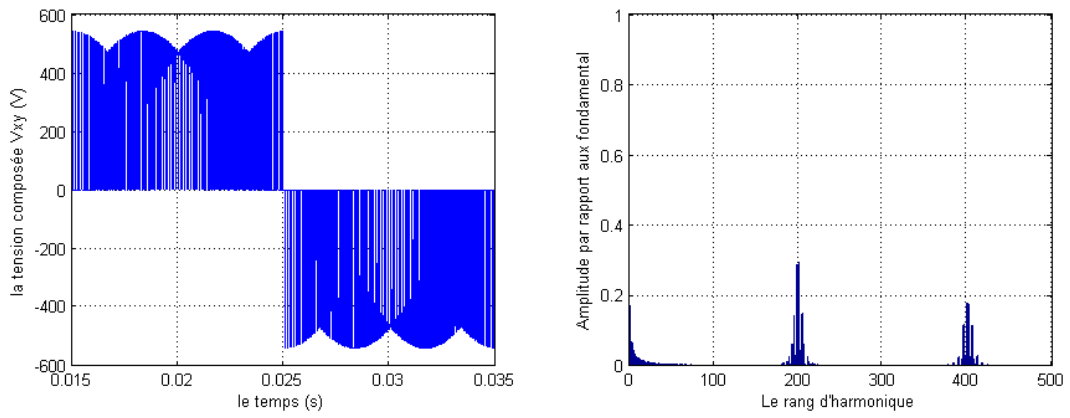


FIGURE 3.13 – $T_e = 100\mu s$ et $f_s = 50Hz$

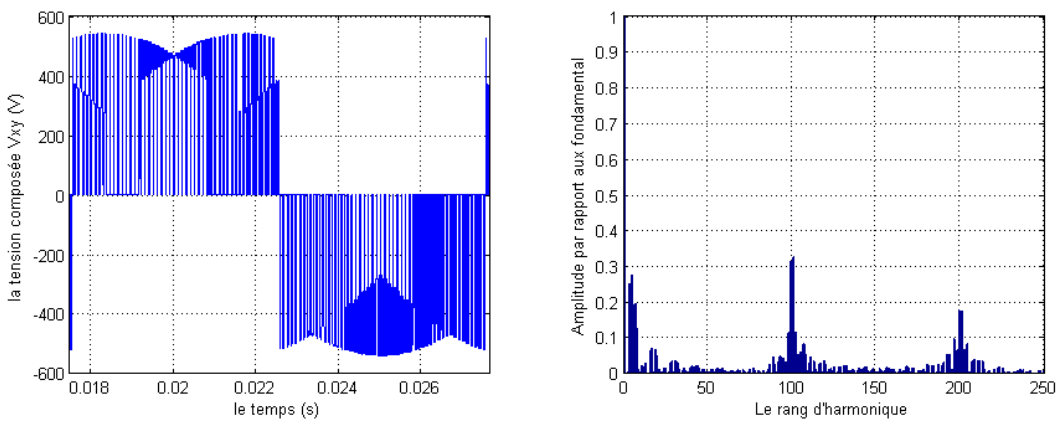


FIGURE 3.14 – $T_e = 100\mu s$ et $f_s = 100Hz$

FIGURE 3.15 – Représentations du courant d'entrée, la tension composée de sortie et spectre d'harmonique pour $f_e = 10KHz$ et $q = 0.8$

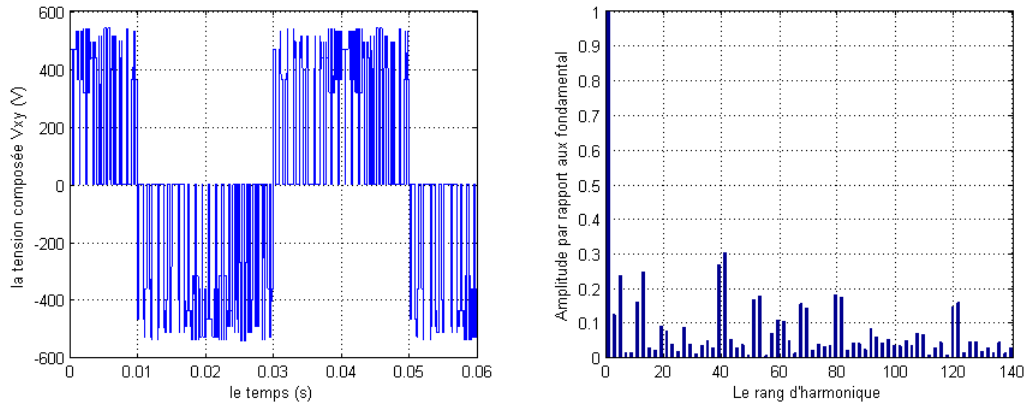


FIGURE 3.16 – $T_e = 1ms$ et $f_s = 25Hz$

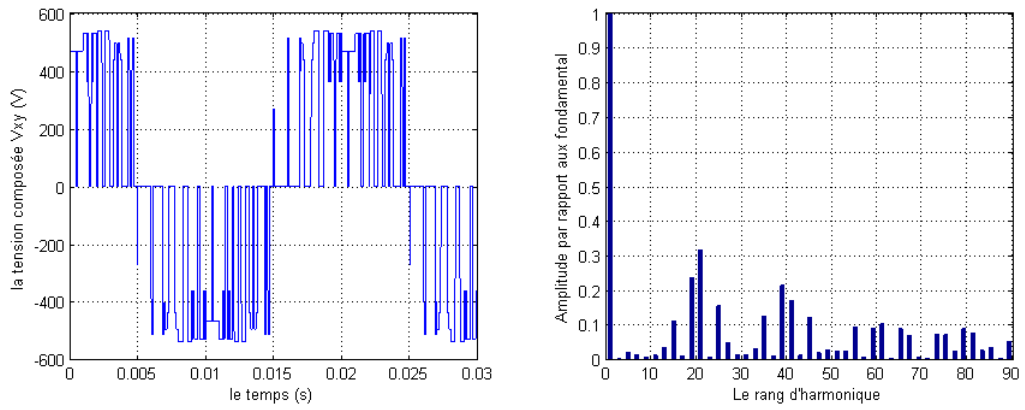


FIGURE 3.17 – $T_e = 1ms$ et $f_s = 50Hz$

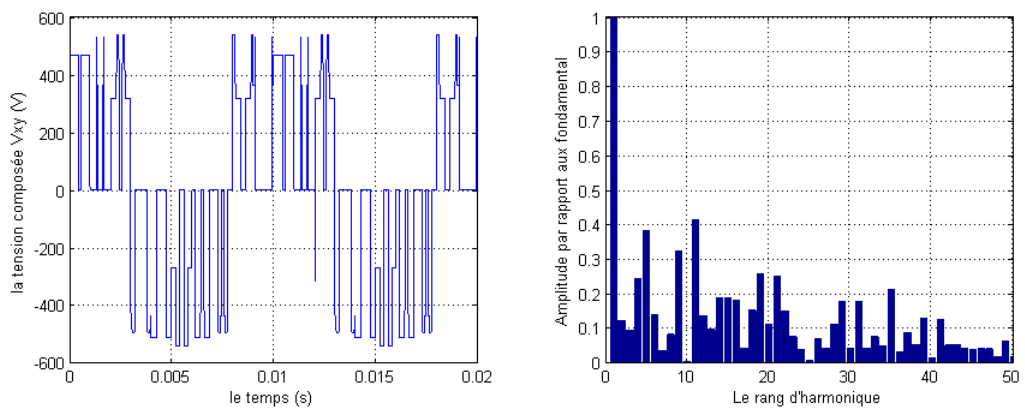


FIGURE 3.18 – $T_e = 1ms$ et $f_s = 100Hz$

FIGURE 3.19 – Représentations du courant d'entrée, la tension composée de sortie et spectre d'harmonique pour $f_e = 1KHz$ et $q = 0.8$

3.4.2 Les caractéristiques du signal de tension modulé en fonction du taux de modulation q

Toute fonction peut être représentée par une série de Fourier :

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{i=0}^{+\infty} (a_n \cos_n(wt)) + b_n \sin_n(wt)$$

Les coefficients de série de Fourier sont calculé dans une période $[0, T]$ par cette relation :

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T V(t) \cos_n(wt)$$

L'amplitude et la phase de l'harmonique choisir par n est calculé par :

$$\begin{cases} |H(n)| = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \\ \angle H(n) = \tan^{-1}\left(\frac{a_n}{b_n}\right) \end{cases} \quad (3.8)$$

Où n représente le rang d'harmonique, pour $n = 1$ represent le fondamental de signal \mathbf{a}
L'amplitude par rapport aux fondamental :

$$F(n) = \frac{|H(n)|}{|H(1)|}$$

Calcul de THD : La valeur efficace de fondamental du signal :

$$V_{1eff} = \frac{|H(1)|}{\sqrt{2}}$$

Où $|H(1)|$ est le fondamental du signal.

La valeur efficace du signal est tirée par cette équation :

$$V_{eff} = \sqrt{\int_0^T V(t)^2 dt}$$

Donc le THD du signal est calculé par cette relation :

$$THD = \frac{\sqrt{V_{eff}^2 - V_{1eff}^2}}{V_{eff}}$$

le taux de modulation q qui est le rapport entre l'amplitude maximale de la tension de référence et l'amplitude maximale de la tension d'entrée soit :

$$q = \frac{V_s}{V_i}$$

r_f est défini comme étant le rapport entre l'amplitude du fondamental de la tension et l'amplitude max de la tension de référence :

$$r_f = \frac{|H(1)|}{qV_i}$$

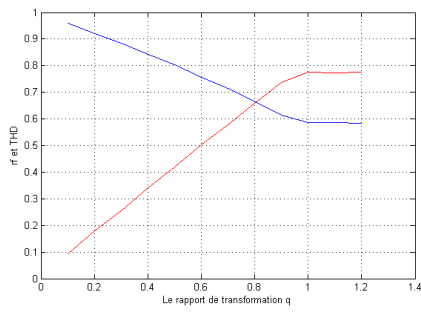


FIGURE 3.20 – Double sens pour $f_s = 25Hz$

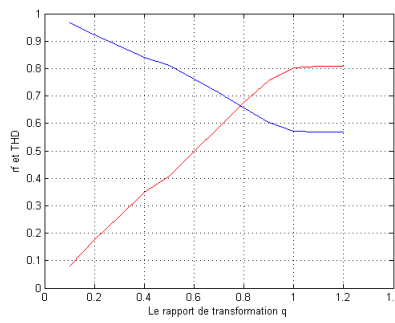


FIGURE 3.21 – ASVM pour $f_s = 25Hz$

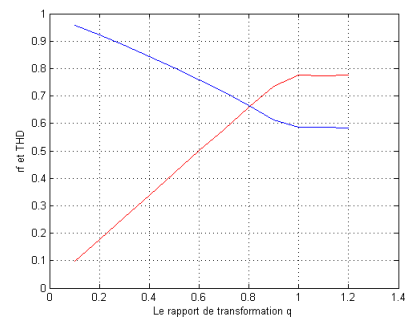


FIGURE 3.22 – SVM pour $f_s = 25Hz$

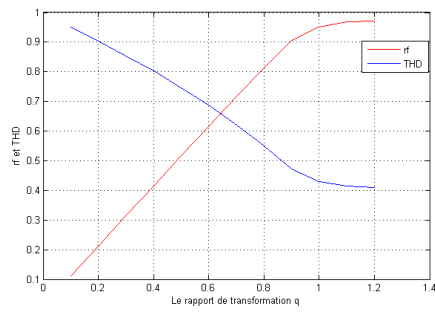


FIGURE 3.23 – Double sens pour $f_s = 50Hz$

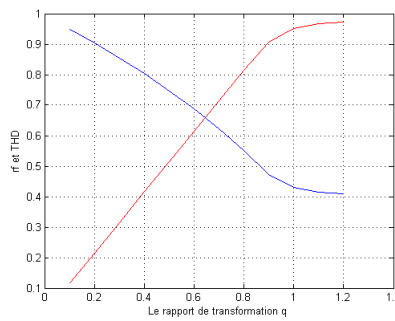


FIGURE 3.24 – ASVM pour $f_s = 50Hz$

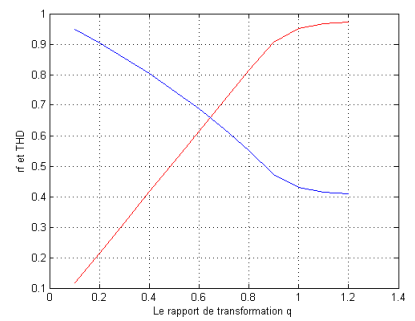


FIGURE 3.25 – SVM pour $f_s = 50Hz$

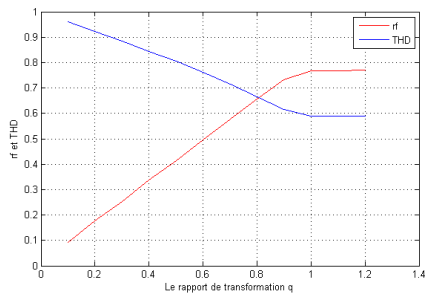


FIGURE 3.26 – Double sens pour $f_s = 100Hz$

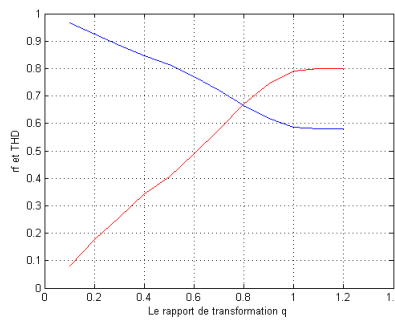


FIGURE 3.27 – ASVM pour $f_s = 100Hz$

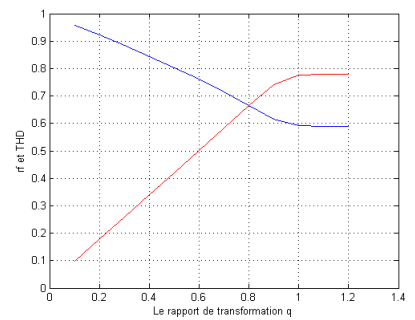


FIGURE 3.28 – SVM pour $f_s = 100Hz$

FIGURE 3.29 – Les caractéristiques du taux d'harmonique et r_f en fonction du taux de modulation q pour les différents modulations

3.4.3 Interprétation des résultats

En utilisant la méthode vectorielle, on peut régler le facteur de puissance à l'entrée du convertisseur matriciel, dans notre cas nous l'avons imposé unitaire. A partir des résultats présentés précédemment, on peut noter que :

- Pour une fréquence de sortie égale à celle d'entrée, le THD sera minimum. En éloignant de cette fréquence le THD va augmenter.
- La limite de commandabilité de convertisseur matriciel est $q = 0.8660$, au-dessus de cette valeur la somme des rapports cycliques générés par l'algorithme de commande est supérieure à la période d'échantillonnage.
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle d'échantillonnage ($f_e = m f_s$).
- La première famille centrée autour de la fréquence $m f_s$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- Le taux de modulation q , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental dans la zone de commandabilité.
- Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation q augmente.
- 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.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.
- On constate que l'évolution de THD dans les modulations (ASVM et Double Sens) sont identiques, la modulation SVM donne un THD optimal .

3.4.4 Etude des performances de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone

Dans ce paragraphe, on va étudier les performances de l'association du convertisseur matriciel avec la machine asynchrone. Le convertisseur est commandé par la modulation vectorielle dont le rapport de tension $q = 0.8$, et la fréquence d'échantillonnage est $f_e = 10KHz$, puis pour chaque fréquence de sortie f_s , on simule les grandeurs suivantes :

- Le couple électromagnétique de la machine asynchrone.
- Le courant statorique i_x de la phase X alimentant la machine asynchrone.
- La vitesse de rotation de la machine asynchrone.
- Et pour la fréquence de $50Hz$ on applique un couple résistant à l'instant $t = 0.7s$.

Résultats de simulation de la machine asynchrone à vide pour $f_s = 25Hz$:

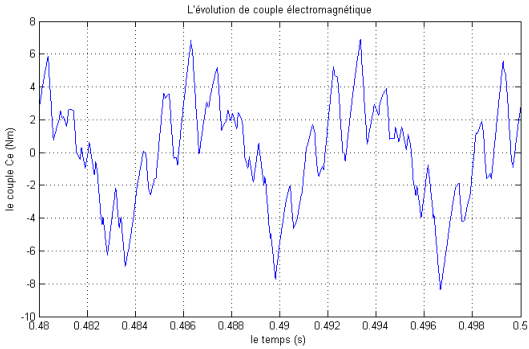
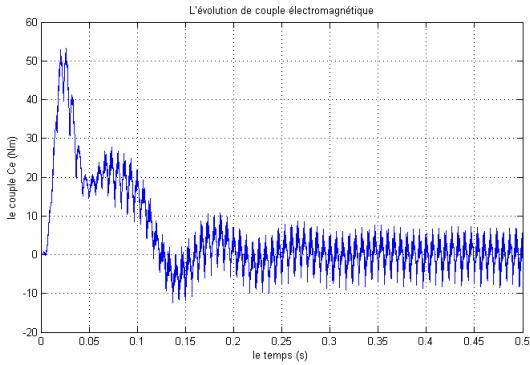


FIGURE 3.30 – le couple électromagnétique de la machine asynchrone

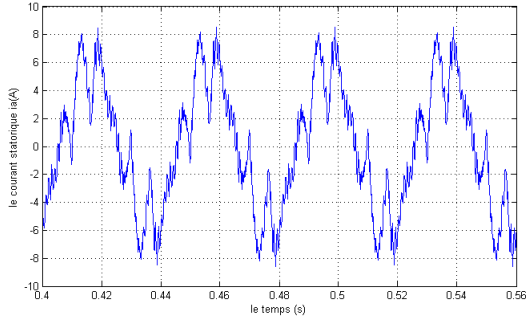
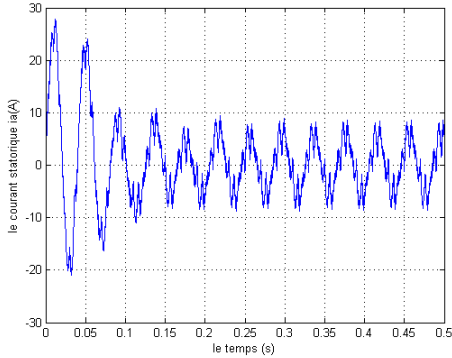


FIGURE 3.31 – le courant statorique de la machine asynchrone .

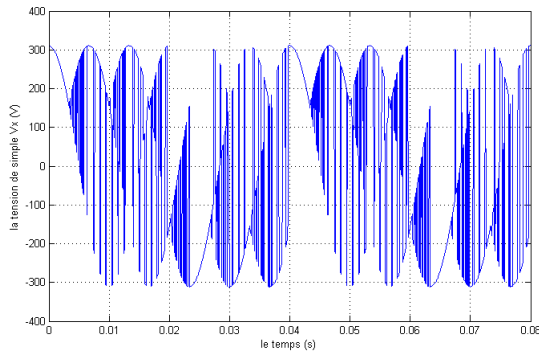
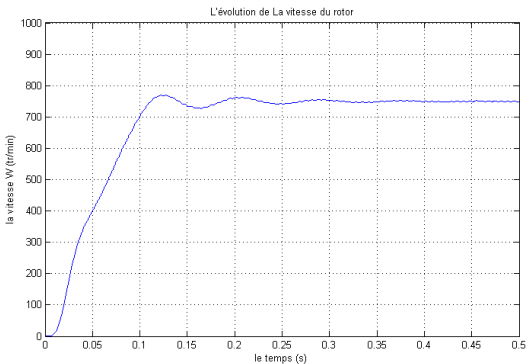


FIGURE 3.32 – la vitesse du rotor de la machine asynchrone

FIGURE 3.33 – la tension simple V_x dans une phase

Résultats de simulation de la machine asynchrone à vide pour $f_s = 50Hz$:

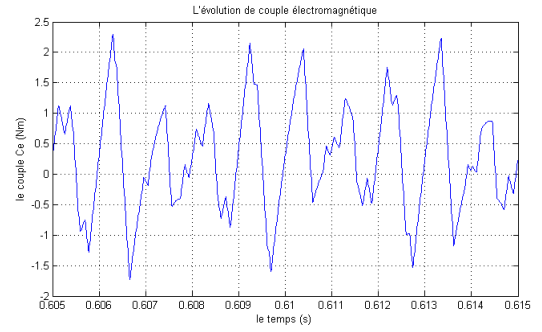
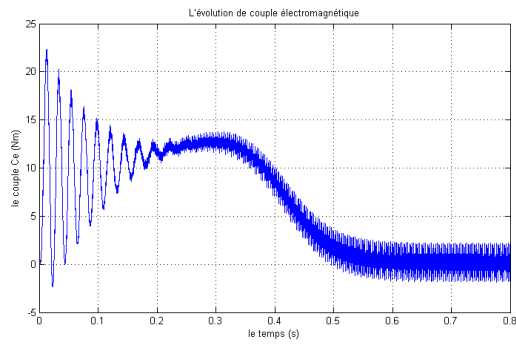


FIGURE 3.34 – le couple électromagnétique de la machine asynchrone

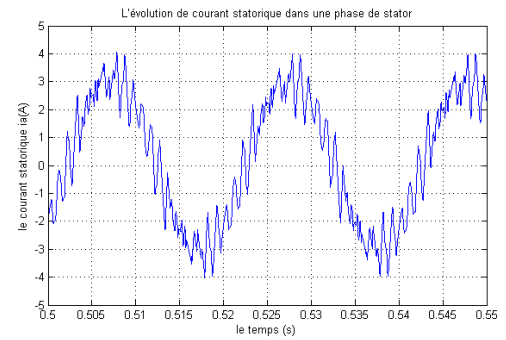
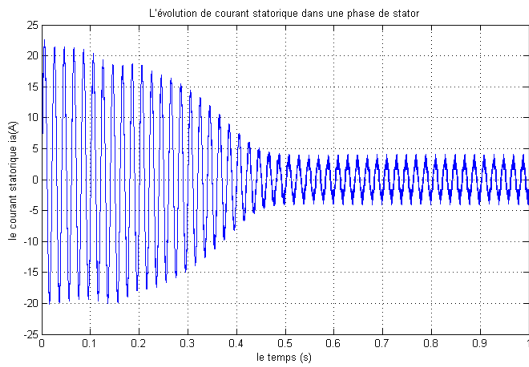


FIGURE 3.35 – le courant statorique de la machine asynchrone .

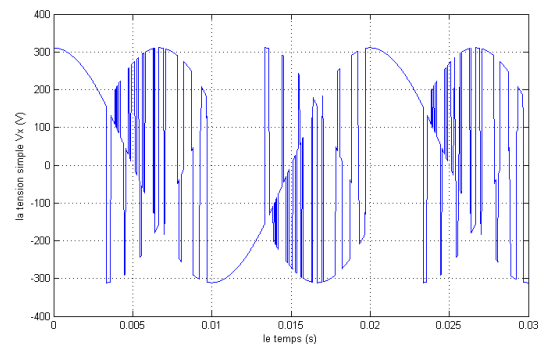
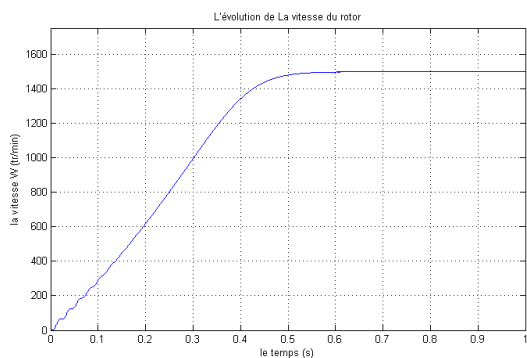


FIGURE 3.36 – la vitesse du rotor de la machine asynchrone

FIGURE 3.37 – la tension simple V_x dans une phase

Résultats de simulation de la machine asynchrone à vide pour $f_s = 100Hz$:

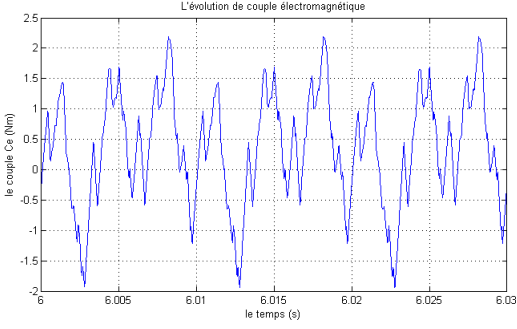
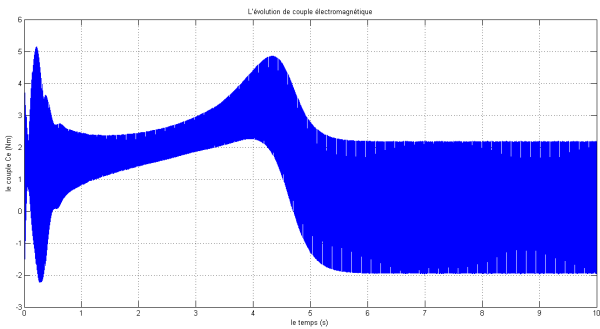


FIGURE 3.38 – le couple électromagnétique de la machine asynchrone

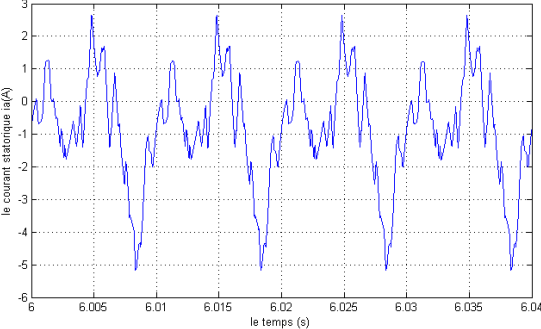
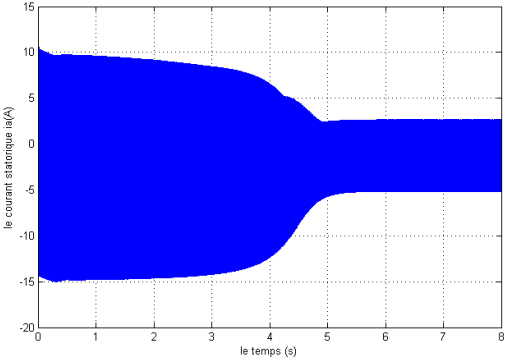


FIGURE 3.39 – le courant statorique de la machine asynchrone .

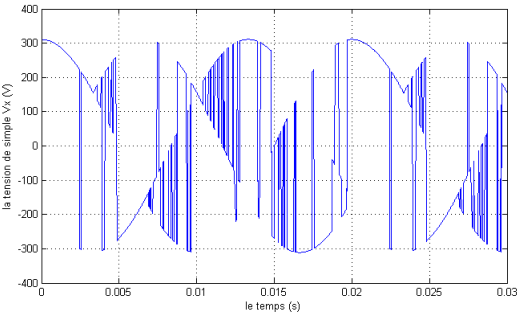
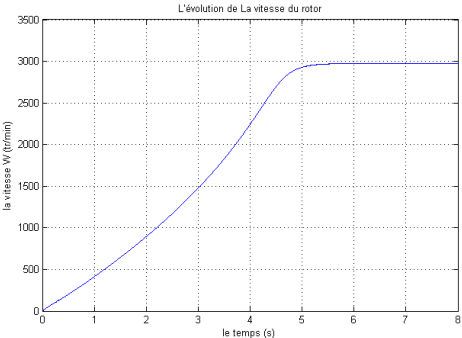


FIGURE 3.40 – la vitesse du rotor de la machine asynchrone

FIGURE 3.41 – la tension simple V_x dans une phase

Résultats de simulation de fonctionnement en charge a l'aide des couples résistants ($Cr = 10N.m$).

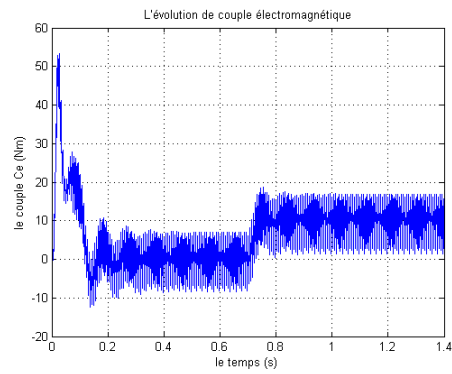


FIGURE 3.42 – le couple électromagnétique de la machine asynchrone

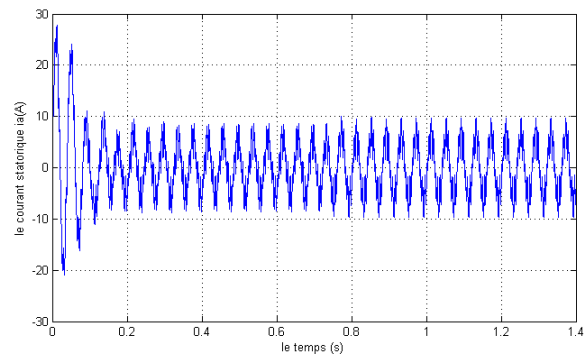


FIGURE 3.43 – le courant statique de la machine asynchrone en charge

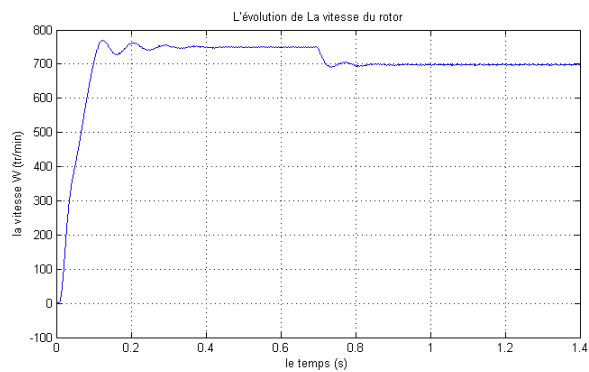


FIGURE 3.44 – la vitesse du rotor de la machine asynchrone en charge

FIGURE 3.45 – Résultats de simulation la machine asynchrone en imposant des couples résistants ($Cr = 10N.m$), $f_s = 2Hz$.

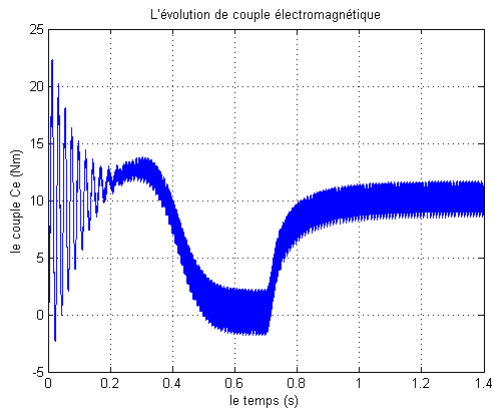


FIGURE 3.46 – le couple électromagnétique de la machine asynchrone

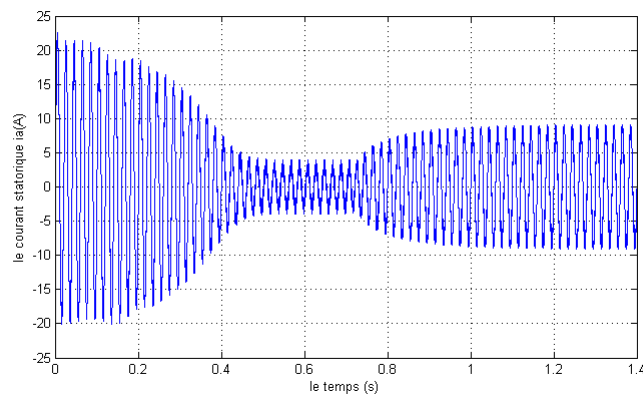


FIGURE 3.47 – le courant statorique de la machine asynchrone en charge

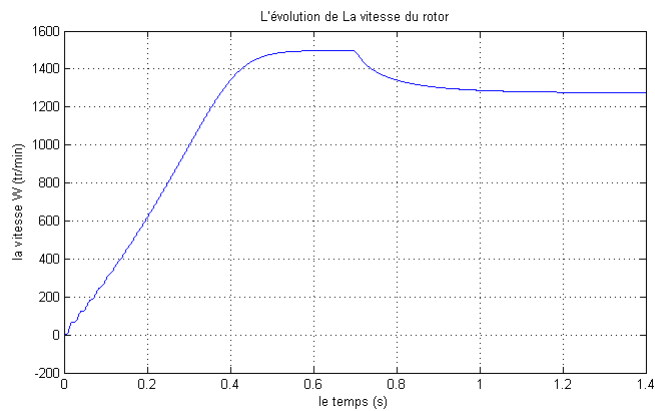


FIGURE 3.48 – la vitesse du rotor de la machine asynchrone en charge

FIGURE 3.49 – Résultats de simulation la machine asynchrone en imposant des couples résistants ($Cr = 10N.m$), $f_s = 50Hz$.

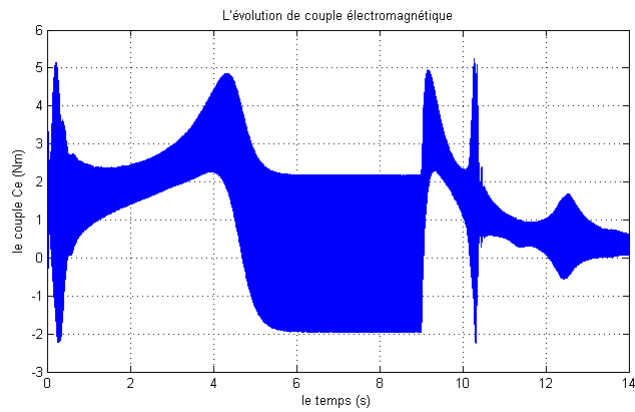


FIGURE 3.50 – le couple électromagnétique de la machine asynchrone

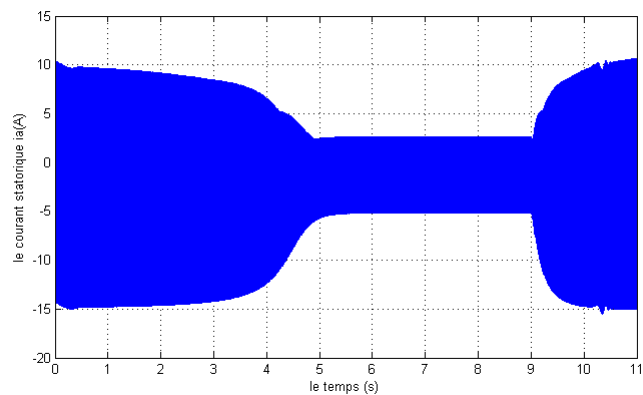


FIGURE 3.51 – le courant statorique de la machine asynchrone en charge

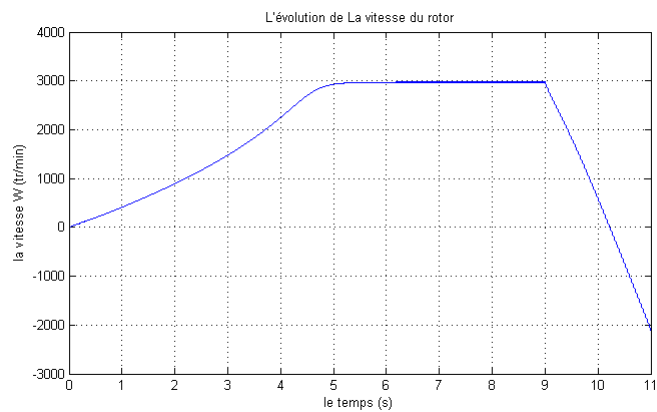


FIGURE 3.52 – la vitesse du rotor de la machine asynchrone en charge

FIGURE 3.53 – Résultats de simulation la machine asynchrone en imposant des couples résistants ($Cr = 10N.m$), $f_s = 100Hz$.

3.4.5 Interprétation des résultats

- Le comportement de la machine asynchrone placée à la sortie du convertisseur matriciel est identique au celui de la machine quand elle est branchée directement au réseau équilibré.
- L'amplitude du couple électromagnétique augmente pour des faibles fréquences et diminue en hautes fréquences.
- En régime permanent, la fréquence du couple électromagnétique est égale six fois la fréquence de sortie du convertisseur matriciel.
- La durée du régime transitoire de la machine dépend de la fréquence de sortie du convertisseur : si la fréquence augmente la durée augmente.
- Le courant absorbé par la machine est presque sinusoïdal.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la stratégie de la modulation vectorielle directe (ou modulation de l'espace du vecteur directe).

On a décrit le principe de la commande en définissant les différentes configurations possibles qui répondent aux conditions de fonctionnement. Puis on a introduit l'algorithme de modulation directe qui consiste à déterminer les secteurs dans lesquels appartiennent les vecteurs de référence puis trouver les configurations adéquates et leurs rapports cycliques en terminant par les différentes méthodes de modulations figure (3.11).

Une fois nous avons terminé le programme de la technique de modulation vectorielle, nous avons simulé les tensions de sorties avec leurs spectres d'harmonique pour différentes fréquences d'échantillonnage et différentes fréquences de sortie (référence).

Enfin pour l'étude de performance de la commande on a associé le CM avec une machine asynchrone triphasée en représentant le couple électromagnétique, le courant statorique et la vitesse de rotation de la machine.

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

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.

Chapitre 4

La commande MLI vectorielle Indirecte du convertisseur matriciel

4.1 Introduction

La modulation dite indirect du vecteur spatial (indirect SVM) a été proposée par Huber [06] en 1989 où le convertisseur matriciel est décrit par un circuit équivalent combinant un redresseur de courant à un onduleur de tension connecté par liaison continue virtuelle comme présentée dans la figure 4.1. Les deux étages de puissance sont directement reliés par leurs côtés continus et sont bidirectionnel en puissance.

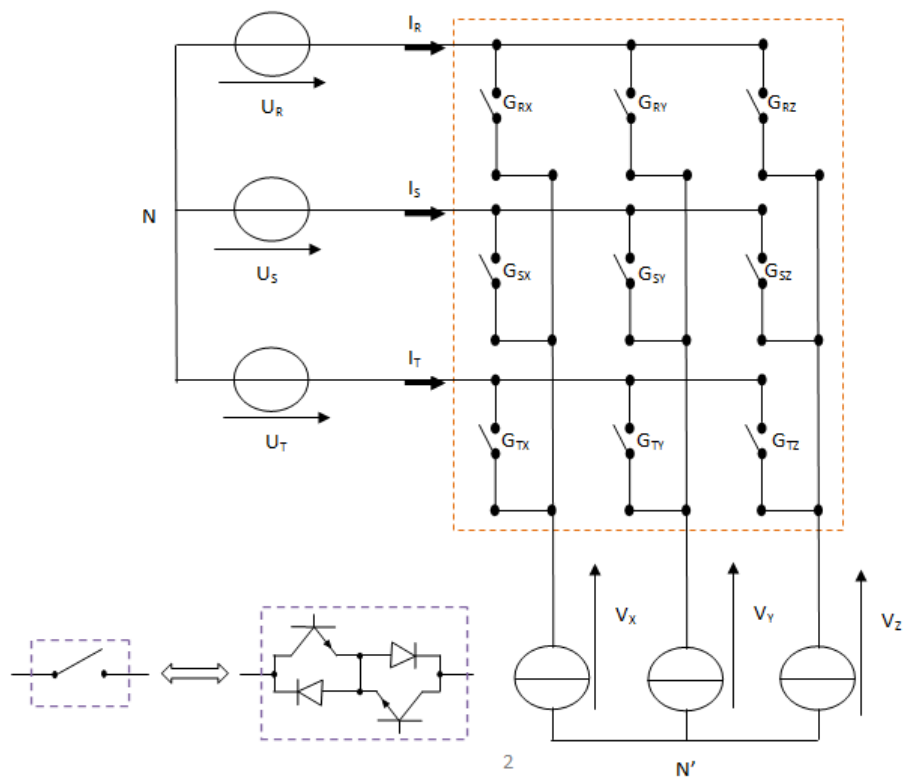


FIGURE 4.1 – convertisseur matriciel idéalisé

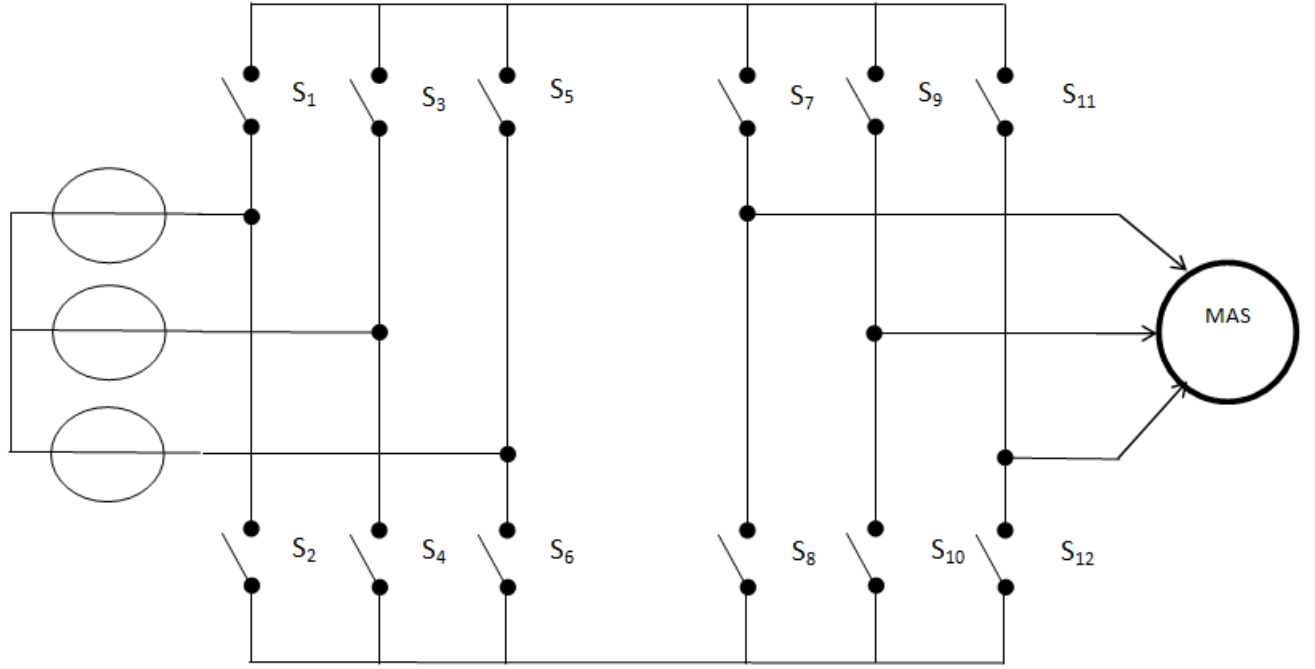


FIGURE 4.2 – Schéma équivalent du convertisseur matriciel pour la Modulation Indirecte

L'étage onduleur est composé de six interrupteurs de S_7 à S_{12} et celui du redresseur de six interrupteurs de S_1 à S_6 , sans aucun élément de stockage d'énergie, le circuit équivalent fournit en soi des possibilités bidirectionnelles de transfert de la puissance en raison de sa topologie symétrique. L'idée fondamentale de la modulation vectorielle indirecte est de découpler entre la commande des courants d'entrée et la commande des tensions de sortie, en utilisant cette approche, la matrice de transfert [03] est définie, pour le convertisseur comme suit :

$$[F] = \begin{bmatrix} F_{RX} & F_{SX} & F_{TX} \\ f_{RY} & F_{SY} & F_{TY} \\ F_{RZ} & F_{SZ} & F_{TZ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} = [F_{ond}] \cdot [F_{red}] \quad (4.1)$$

Avec $[F_{ond}]$ est la matrice de transfert de l'onduleur et $[F_{red}]$ celle du redresseur L'équation 2.5 peut s'écrire comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = [F] \cdot \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 S_1 + S_8 S_2 & S_7 S_3 + S_8 S_4 & S_7 S_5 + S_8 S_6 \\ S_9 S_1 + S_{10} S_2 & S_9 S_3 + S_{10} S_4 & S_9 S_5 + S_{10} S_6 \\ S_{11} S_1 + S_{12} S_2 & S_{11} S_3 + S_{12} S_4 & S_{11} S_5 + S_{12} S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

4.2 Commande de l'étage onduleur

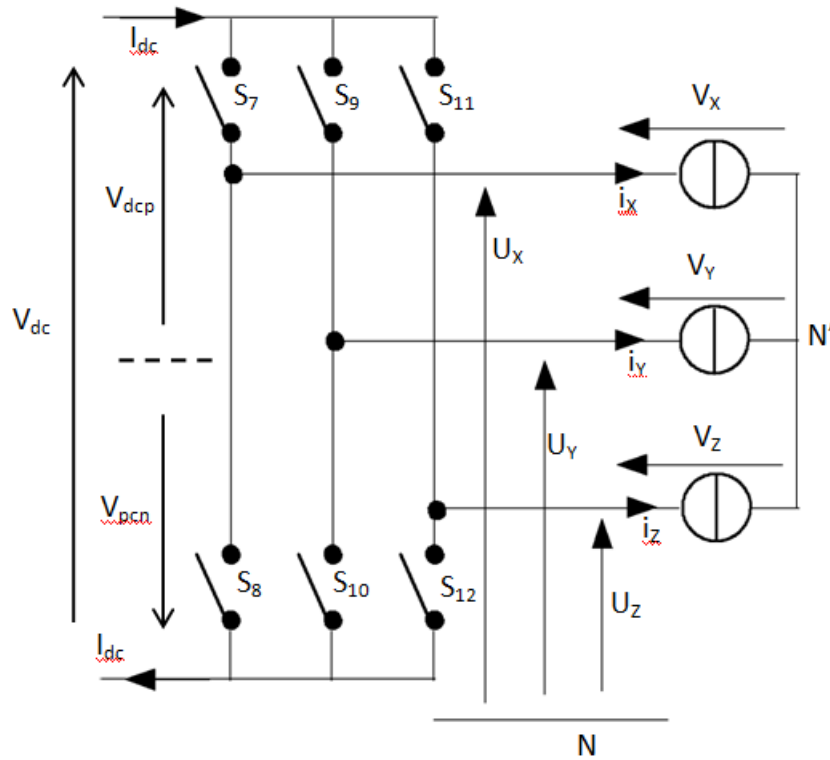


FIGURE 4.3 – Etage Onduleur du circuit équivalent

Les tensions de sortie de l'onduleur sont obtenues en multipliant la tension continue fictive V_{dc} par les états des interrupteurs qui sont représentés par les éléments de la matrice $[F_{ond}]$, et le courant fictif d'entrée I_{dc} est calculé en employant la matrice transposée $[F_{ond}]^T$ de telle sorte que :

$$\begin{bmatrix} V_X \\ V_Y \\ V_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} I_{dcp} \\ I_{dcn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_X \\ I_Y \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Où $V_{dcp} - V_{dcn} = V_{dc}$

Les tensions de références sont les tensions composées $[V_{XY}, V_{YZ}, V_{ZX}]$, avec $V_{ij} = V_i - V_j$. Afin de simplifier les calculs et représenter les tensions et les courants, on applique la relation 3.1 et 3.2 on obtient :

$$V_S = \frac{2}{3}(V_{XY} + aV_{YZ} + a^2V_{ZX}) = |V_S| \cdot e^{j\alpha s} \quad (4.5)$$

$$I_S = \frac{2}{3}(I_X + aI_Y + a^2I_Z) = |I_S| \cdot e^{j\beta s} \quad (4.6)$$

Une analyse combinatoire de tous les états (ouvert ou fermé) des interrupteurs de l'onduleur S_7 à S_{12} permet d'avoir seulement huit combinaisons possibles pour éviter le court-circuit de la tension continue fictive V_{dc} , les huit combinaisons sont divisées en six vecteurs actifs V_1 à V_6 et deux vecteurs nuls V_0 et V_7 , et permet de calculer les vecteurs de tensions correspondant. Les résultats obtenus sont représentés par le tableau 4.1 :

Vecteurs	$\begin{pmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{pmatrix}^T$	V_X	V_Y	V_Z	$ V_S $	α_S	I_{dc}
V_1	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}^T$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{6}$	i_X
V_2	$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{2}$	$-i_Z$
V_3	$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{5\pi}{6}$	i_Y
V_4	$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{5\pi}{6}$	$-i_X$
V_5	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}^T$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{2}$	i_Z
V_6	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}^T$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{6}$	$-i_Y$
V_0	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}^T$	0	0	0	0	-	-
V_7	$\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$	0	0	0	0	-	-

TABLE 4.1 – Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation de l'onduleur

On remarque que le module du vecteur spatial de tension de sortie est constant pour tous les vecteurs V_1 à V_6 est vaut $\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc}$ et nul pour V_0 et V_7 . En utilisant la transformation par la matrice $[F_{ond}]$, l'onduleur peut être commandé en lui appliquant six vecteurs actifs dans différentes directions, avec une amplitude dépendante de la tension continue fictive V_{dc} [02].

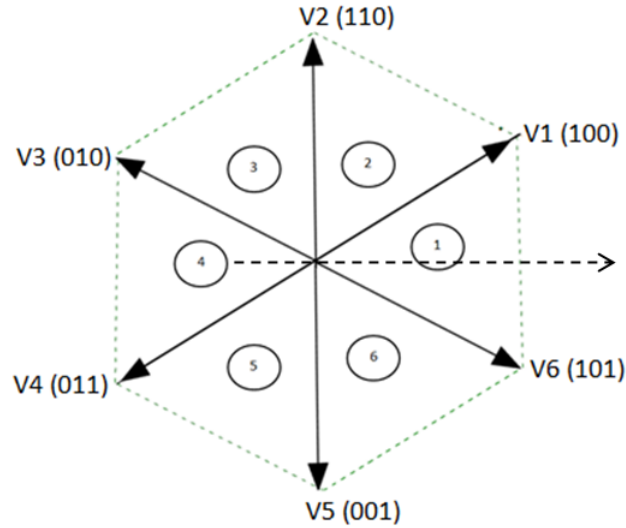


FIGURE 4.4 – les configurations actives pour les vecteurs de tension pour l'onduleur.

Il s'agit alors de déterminer la position du vecteur de consigne dans le plan complexe et le secteur dans lequel il se trouve. Ce secteur est limité par deux vecteurs V_α et V_β . Les tensions de référence sont reconstituées en effectuant une moyenne temporelle de ces vecteurs.

L'angle du vecteur tournant ainsi que son module doivent être maintenus constants pendant la période T_e de commutation pour obtenir des tensions de phases qui sont en moyenne sinusoïdales et équilibrées.

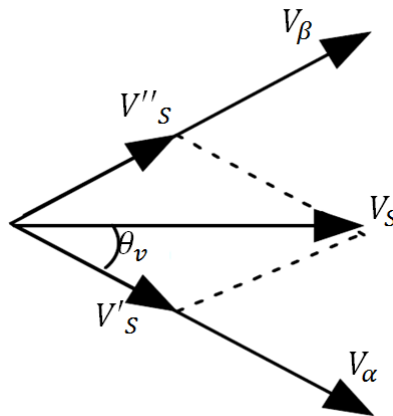


FIGURE 4.5 – présentation du vecteur de tension de sortie dans un secteur

Le vecteur de la tension de sortie V_s est synthétisé à partir de la somme vectorielle de deux vecteurs actifs adjacents V_α et V_β avec des rapports cycliques qui leurs sont correspondants. Comme exemple d'application, on définit t_α et t_β , des temps d'application des séquences pour V_α et V_β respectivement. Dans le secteur (1) limité par V_1 et V_2 on trouve [06] :

$$d_\alpha = \frac{t_1}{T_E}$$

$$d_\beta = \frac{t_2}{T_E}$$

$$V_s \sin(\theta_v) = V_2 \frac{t_2}{T_E} \cos(30^\circ) = V_2 \frac{\sqrt{3}t_2}{2T_E}$$

$$V_s \sin(\theta_v) = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{dc} \frac{\sqrt{3}t_2}{2T_E} = \frac{t_2 V_{dc}}{T_E}$$

Donc :

$$d_\beta = \frac{t_2}{T_E} = \frac{V_s}{V_{dc}} \sin(\theta_v) = m_v \sin(\theta_v)$$

D'où :

$$d_\beta = m_v \sin(\theta_v) = \frac{t_\beta}{T_E} V_s \sin(60^\circ - \theta_v) = \frac{t_1}{T_E} V_1 \cos(30^\circ)$$

Donc :

$$d_\alpha = \frac{t_\alpha}{T_E} = \frac{t_1}{T_E} = \frac{V_s}{V_{dc}} \sin(60^\circ - \theta_v) = m_v \sin(60^\circ - \theta_v)$$

D'où :

$$d_\alpha = m_v \sin(60^\circ - \theta_v) = \frac{t_\alpha}{T}$$

Et en fin on définit :

$$m_v = \frac{V_s}{V_{dc}}; 0 < m_v < 1.$$

Où : m_v est le taux de modulation qui définit le rapport de transformation des tensions désirées à partir de la tension continue fictive et la valeur crête de la tension de sortie. θ_v est l'angle du vecteur spatial de tension de référence dans le secteur où celui-ci se trouve $t_0 = T_e - t_1 - t_2$, est le temps d'application du vecteur nul, d'où $d_0 = 1 - (d_\alpha + d_\beta)$ est rapport cyclique du vecteur nul.

Le vecteur de sortie est exprimé dans le secteur où il se trouve par sa projection sur les deux vecteurs adjacents V_α et V_β , ce qui donne les deux vecteurs V'_s et V''_s de telle sorte que : $V'_s = V_\alpha d_\alpha$ et $V''_s = V_\beta d_\beta$. Pour minimiser le nombre de commutations, les séquences des deux vecteurs V_α et V_β sont : $V_\alpha, V_\beta, V_0, V_\beta, V_\alpha$. La valeur moyenne locale du vecteur de sortie pour une période T_e de commutation est définie comme suit :

$$V_S = V_\alpha d_\alpha + V_\beta d_\beta \quad (4.7)$$

4.3 Commande de l'étage redresseur

De la même manière que l'étage onduleur, l'étage redresseur du circuit équivalent de la figure 4.2 est considéré comme un redresseur connecté à une source triphasé comme le montre la figure

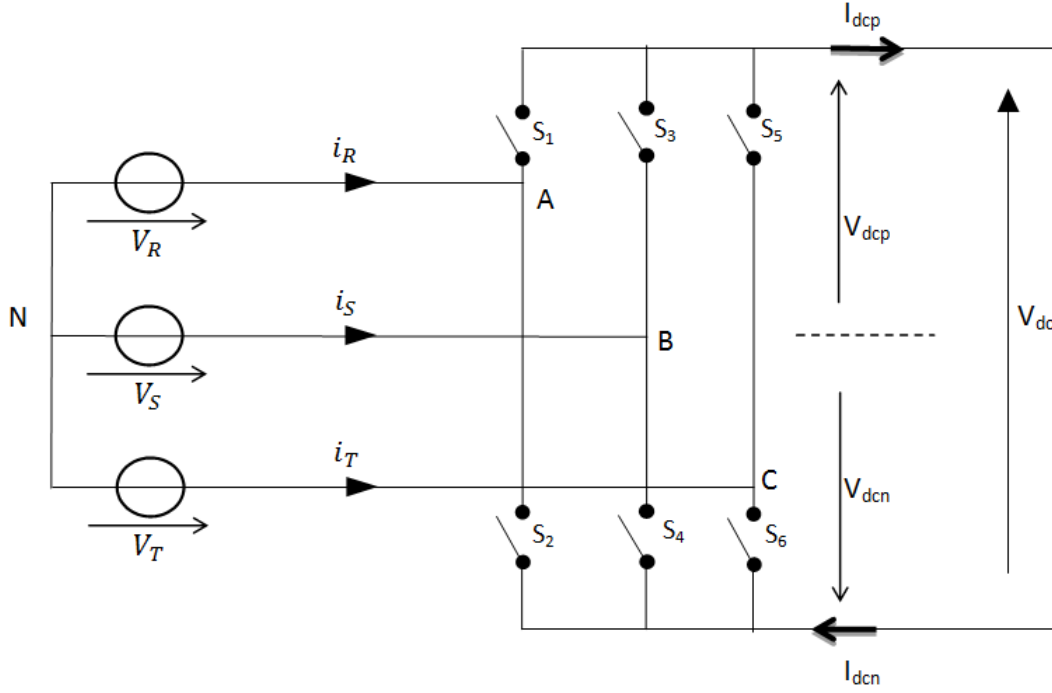


FIGURE 4.6 – Redresseur du circuit équivalent

Les courants d'entrée du redresseur sont obtenus en multipliant le courant fictif I_{dc} de sortie par les états des interrupteurs qui sont représentés par les éléments de la matrice $[F_{ond}]$. En même temps, la tension fictive de sortie V_{dc} est calculée en utilisant la matrice transposée $[F_{ond}]^T$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_R \\ I_S \\ I_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_3 & S_4 \\ S_5 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{dcp} \\ I_{dcn} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_R \\ I_S \\ I_T \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

La transformation complexe des vecteurs instantanés des tensions d'entrée V_E et des courants d'entrée I_E de redresseur sont exprimés comme suit :

$$V_E = \frac{2}{3}(V_{RS} + aV_{ST} + a^2V_{TR}) = |V_E|.e^{j\alpha_E} \quad (4.10)$$

$$I_E = \frac{2}{3}(I_R + aI_S + a^2I_T) = |I_E|.e^{j\beta_E} \quad (4.11)$$

Les interrupteurs du redresseur S_1 à S_6 peuvent avoir seulement neuf combinaisons possibles pour éviter le circuit ouvert, ces neuf combinaisons sont divisées en six vecteurs actifs du courant d'entrée I_1 à I_6 et trois vecteurs nuls qui sont représentés par le vecteur I_0 . Le tableau 4.2 résume les états possibles des interrupteurs et les vecteurs de courant qui leurs correspondent [02].

Vecteurs	$\begin{pmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{pmatrix}^T$	i_R	i_S	i_T	$ I_E $	β_E	V_{dc}
I_1	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}^T$	i_{dcp}	i_{dcn}	0	$\frac{2I_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{6}$	$V_R - V_S$
I_2	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T$	i_{dcp}	0	i_{dcn}	$\frac{2I_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{6}$	$V_R - V_T$
I_3	$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T$	0	i_{dcp}	i_{dcn}	$\frac{2I_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{2}$	$V_S - V_T$
I_4	$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$	i_{dcn}	i_{dcp}	0	$\frac{2I_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{5\pi}{6}$	$V_S - V_R$
I_5	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$	i_{dcn}	0	i_{dcp}	$\frac{2I_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{5\pi}{6}$	$V_T - V_R$
I_6	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}^T$	0	i_{dcn}	i_{dcp}	$\frac{2I_{dc}}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{2}$	$V_T - V_S$
I_0	$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$	0	0	0	0	-	0
I_0	$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}^T$	0	0	0	0	-	0
I_0	$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T$	0	0	0	0	-	0

TABLE 4.2 – Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation du redresseur

Le module du vecteur de courant d'entrée est constant pour tous les courants I_1 à I_6 qui vaut $\frac{2I_{dc}}{\sqrt{3}}$ et nul pour les cas correspondant à la mise en court-circuit directe de la source de courant. Comme un exemple de calcul des courants, le vecteur $I_1(RS)$ indique que la phase d'entrée (A) est reliée au potentiel fictif V_{dcp} et la phase (B) est reliée au potentiel V_{dcn} , ses grandeurs sont calculées comme suit :

$$I_1 = \frac{2}{3}(I_R + aI_S + a^2I_T)$$

$$I_1 = \frac{2}{3}(I_{dc} - aI_{dc} + a^2 \cdot 0)$$

$$I_1 = (1 - j\frac{1}{\sqrt{3}}) \cdot I_{dc}$$

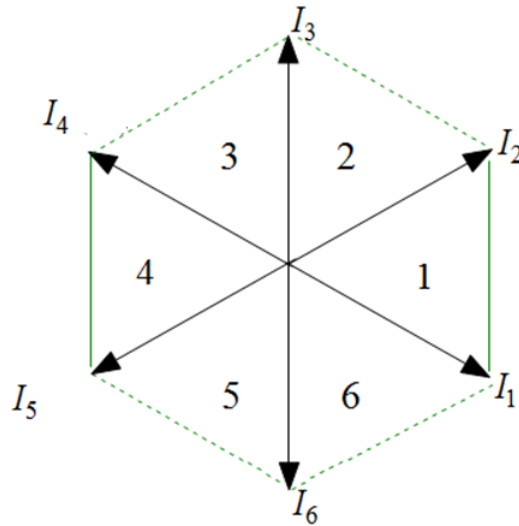


FIGURE 4.7 – Représentation du polygone des courants d’entrée.

Les sept positions du vecteur spatial de courant d’entrée peuvent être configurées comme étant un hexagone dans le plan complexe comme l’indique la figure 4.7 . La figure 4.8 montre le vecteur de référence de courant I_E dans un secteur de l’hexagone de courant. Où I_E est synthétisé à partir des vecteurs actifs adjacents I_γ et I_δ avec les rapports cycliques d_γ et d_δ qui leurs correspondent. Si les courants d’entrée sont considérés constants pendant une période d’échantillonnage T_e , le vecteur de référence est exprimé comme suit :

$$I_E = d_\gamma I_\gamma + d_\delta I_\delta \quad (4.12)$$

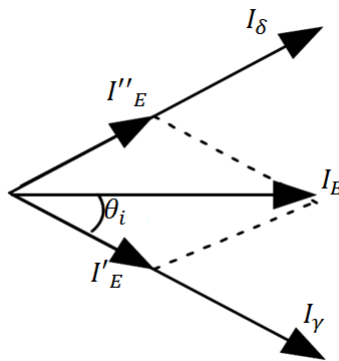


FIGURE 4.8 – présentation du vecteur de courant d’entrée dans un secteur

Les rapports cycliques d_γ et d_δ des courants d'entrée du redresseur sont calculés de la même manière que les rapports cycliques d_α et d_β des tensions de sortie de l'onduleur.

$$\begin{cases} d_\gamma = m_c \sin(60^\circ - \theta_i) = \frac{t_\gamma}{T_{seq}} \\ d_\delta = m_c \sin(\theta_i) = \frac{t_\delta}{T_E} \\ d_0 = 1 - d_\gamma d_\delta = \frac{t_{oc}}{T_E} \end{cases} \quad (4.13)$$

Où d_{oc} indique le rapport cyclique du vecteur courant d'entrée nul, θ_i est l'angle du vecteur spatial de courant de référence dans le secteur où celui-ci se trouve, m_c est le coefficient de réglage du courant d'entrée qui est souvent fixé à l'unité [02].

$$m_c = \frac{I_E}{I_{dc}}; 0 \leq m_c \leq 1$$

Les séquences de commutation choisies pour le redresseur sont :

$$I_\gamma - I_\delta - I_0 - I_\delta - I_\gamma.$$

4.4 Commande du convertisseur matriciel

Etant donné que les rapports cycliques et les vecteurs appropriés des interrupteurs de l'étage redresseur et de l'étage onduleur dans les étapes précédentes, sont seulement significatifs dans le circuit équivalent du convertisseur matriciel, par conséquent, les deux stratégies de modulation doivent être combinées dans une seule modulation pour générer les séquences de commutation et assurer la commande du convertisseur matriciel. Le rapport cyclique de chaque séquence est déterminé par le produit des rapports cycliques de l'étage onduleur et de l'étage redresseur correspondant comme suit [06] :

$$\begin{cases} d_{\alpha\gamma} = d_\alpha d_\gamma = m_v \sin(60^\circ - \theta_v) m_c \sin(60^\circ - \theta_i) = \frac{t_{\alpha\gamma}}{T_E} \\ d_{\alpha\delta} = d_\alpha d_\delta = m_v \sin(60^\circ - \theta_v) m_c \sin(\theta_i) = \frac{t_{\alpha\delta}}{T_E} \\ d_{\beta\delta} = d_\beta d_\delta = m_v \sin(\theta_v) m_c \sin(\theta_i) = \frac{t_{\beta\delta}}{T_E} \\ d_{\beta\gamma} = d_\beta d_\gamma = m_v \sin(\theta_v) m_c \sin(60^\circ - \theta_i) = \frac{t_{\beta\gamma}}{T_E} \end{cases} \quad (4.14)$$

$$d_0 = 1 - (d_{\alpha\gamma} + d_{\alpha\delta} + d_{\beta\delta} + d_{\beta\gamma}) = \frac{t_0}{T_e}$$

Les configurations globales correspondantes aux interrupteurs du convertisseur matriciel (la matrice F) se calculent par le produit de la matrice $[F_{ond}]$ qui définit le vecteur tension de référence avec la matrice $[F_{red}]$ qui définit le vecteur courant de référence. On peut résumer cette étape dans le tableau suivant :

		Redresseur					
		I(T,S)	I(R,S)	I(R,T)	I(S,T)	I(S,R)	I(T,R)
Onduleur	V(100)	TSS	RSS	RTT	STT	SRR	TRR
	V(110)	TTS	RRS	RRT	SST	SSR	TTR
	V(010)	STS	SRS	TRT	TST	RSR	RTR
	V(011)	STT	SRR	TRR	TSS	RSS	RTT
	V(001)	SST	SSR	TTR	TTS	RRS	RRT
	V(101)	TST	RSR	RTR	STS	SRS	TRT

TABLE 4.3 – Les configurations globales correspondantes aux interrupteurs du convertisseur matriciel

Pendant la durée restante de la période de commutation, on applique le vecteur nul, son rapport cyclique est donné comme suit :

$$\gamma_\alpha - \gamma_\beta - \delta_\beta - \delta_\alpha - 0 - \delta_\alpha - \delta_\beta - \gamma_\beta - \delta_\alpha$$

Pour assurer la commande du convertisseur et minimiser le nombre de commutation, les deux doubles séquences des vecteurs de tension de sortie et de courant d'entrée, deviennent neuf séquences (tableau 4.3) définies comme suit :

$\beta\gamma$	$\alpha\gamma$	$\alpha\delta$	$\beta\delta$	0	$\beta\delta$	$\alpha\delta$	$\alpha\gamma$	$\beta\gamma$
RSS	RSR	RTR	RTT	TTT	RTT	RTR	RSR	RSS
$\frac{t_{\beta\gamma}}{2}$	$\frac{t_{\alpha\gamma}}{2}$	$\frac{t_{\alpha\delta}}{2}$	$\frac{t_{\beta\delta}}{2}$	t_0	$\frac{t_{\beta\delta}}{2}$	$\frac{t_{\alpha\delta}}{2}$	$\frac{t_{\alpha\gamma}}{2}$	$\frac{t_{\beta\gamma}}{2}$
$V_1 - I_1$	$V_6 - I_1$	$V_6 - I_2$	$V_1 - I_2$	$V_0 - I_0$	$V_1 - I_2$	$V_6 - I_2$	$V_6 - I_1$	$V_1 - I_1$

TABLE 4.4 – Sequences de commutation pour la modulation double sens.

La durée de chaque séquence est calculée en multipliant le rapport cyclique correspondant par la période de commutation T_E .

4.5 Résultats du simulation :

Comme on a fait dans la méthode directe, dans cette partie nous avons présenté la tension composée de sortie V_{XY} ainsi son que spectre harmonique.

Dans toutes les simulations on a fixé le taux de modulation $q = 0.8$, alors que les fréquences de sortie et d'échantillonnage sont variées.

Nous avons pris comme fréquence de sortie $25Hz$, $50Hz$ et $100Hz$. Et pour la fréquence d'échantillonnage nous avons pris $Te = 100\mu s$ et $Te = 1ms$.

On va étudier aussi les performances de l'association du convertisseur matriciel avec la machine asynchrone. Le convertisseur est commandé par la modulation vectorielle dont le rapport de tension $q = 0.8$, et la fréquence d'échantillonnage est $f_e = 10KHz$, puis pour chaque fréquence de sortie f_s , on simule les grandeurs suivantes :

- Le couple électromagnétique de la machine asynchrone.
- Le courant statorique ix de la phase X alimentant la machine asynchrone.
- La vitesse de rotation de la machine asynchrone.

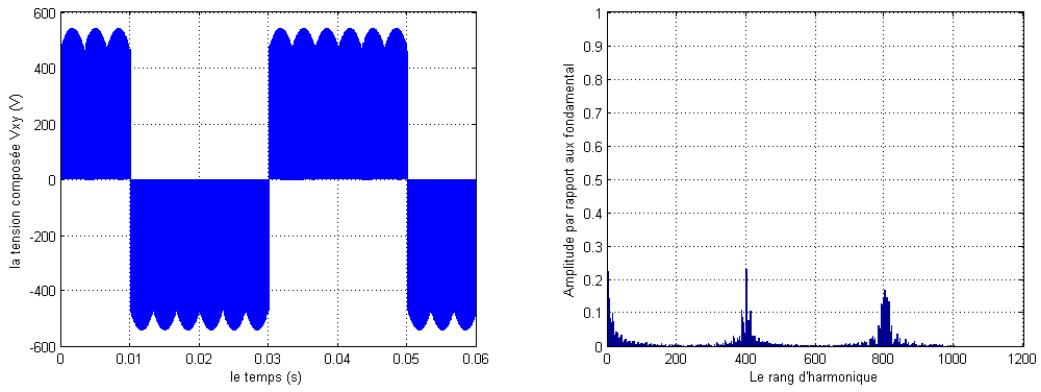


FIGURE 4.9 – $T_e = 100\mu s$ et $f_s = 25Hz$

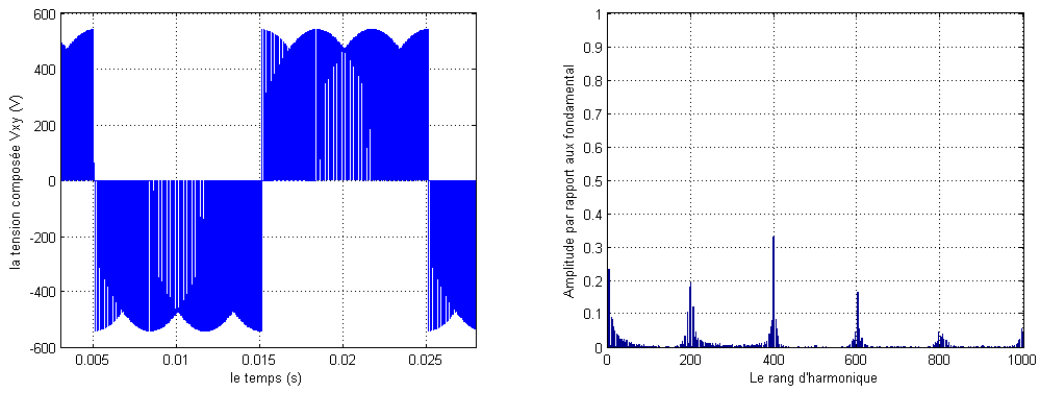


FIGURE 4.10 – $T_e = 100\mu s$ et $f_s = 50Hz$

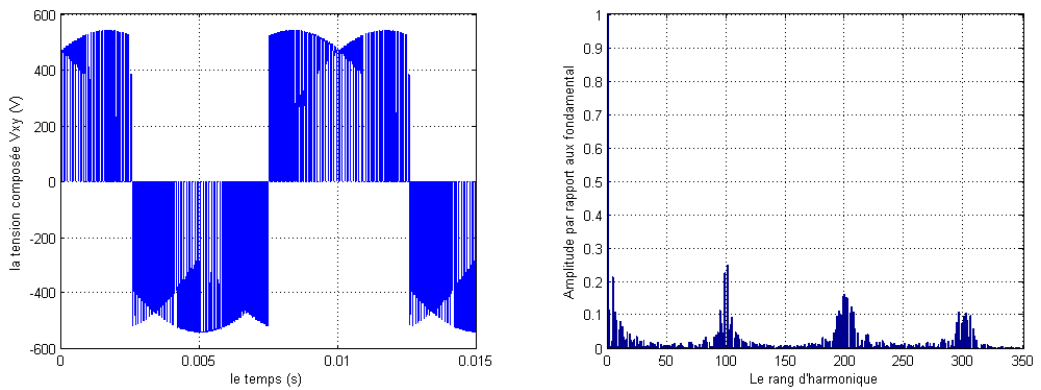


FIGURE 4.11 – $T_e = 100\mu s$ et $f_s = 100Hz$

FIGURE 4.12 – Représentations du courant d'entrée, la tension composée de sortie et spectre d'harmonique pour $f_e = 10KHz$ et $q = 0.8$

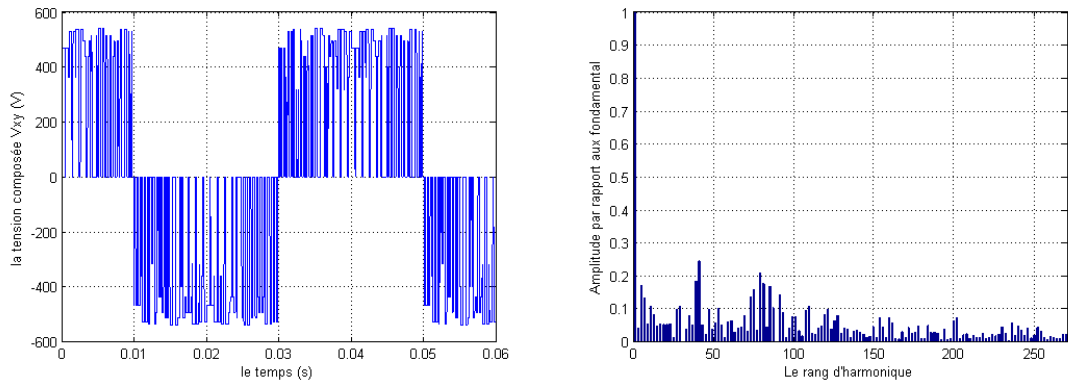


FIGURE 4.13 – $T_e = 1ms$ et $f_s = 25Hz$

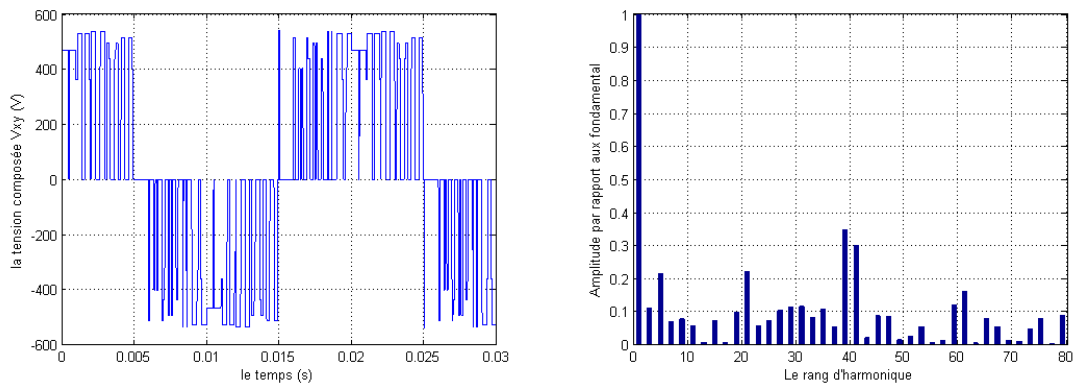


FIGURE 4.14 – $T_e = 1ms$ et $f_s = 50Hz$

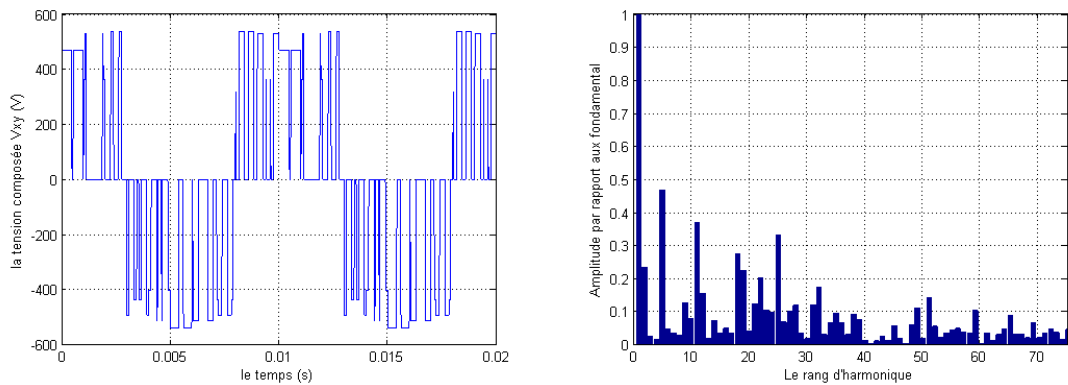


FIGURE 4.15 – $T_e = 1ms$ et $f_s = 100Hz$

FIGURE 4.16 – Représentations du tension composée de sortie et spectre d'harmonique pour $f_e = 1KHz$ et $q = 0.8$

FIGURE 4.20 – Les caractéristiques du taux d'harmonique et rf en fonction du taux de modulation q

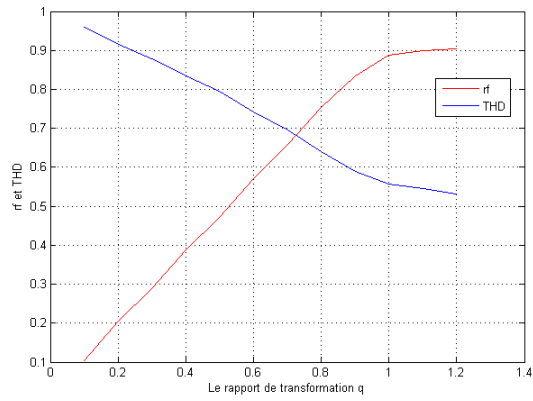


FIGURE 4.17 – THD et r_f pour $f_s=25\text{Hz}$

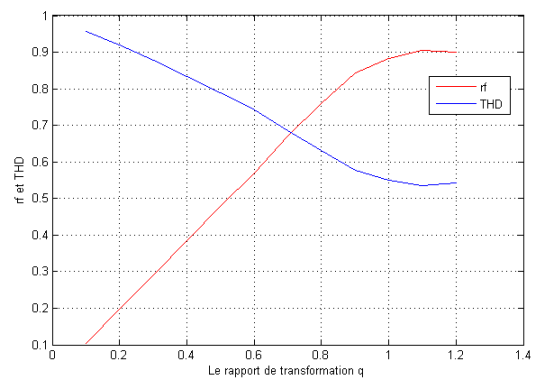


FIGURE 4.18 – THD et r_f pour $f_s=50\text{Hz}$

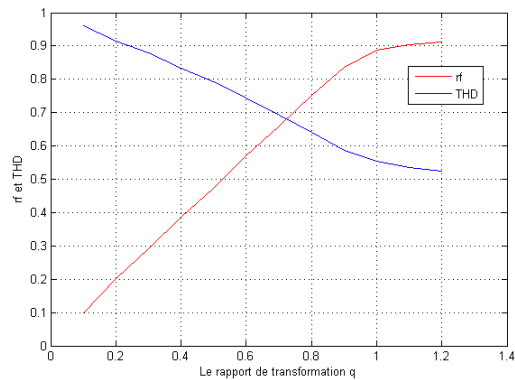


FIGURE 4.19 – THD et r_f pour $f_s=100\text{Hz}$

4.5.1 Interprétation des résultats

En utilisant la méthode vectorielle, on peut régler le facteur de puissance à l'entrée du convertisseur matriciel, dans notre cas nous l'avons imposé unitaire. A partir des résultats

présentés précédemment, on peut noter que :

- Pour une fréquence de sortie égale à celle d'entrée, le THD sera minimum. En éloignant de cette fréquence le THD va augmenter.
- La limite de commandabilité de convertisseur matriciel est $q = 0.8660$, au-dessus de cette valeur la somme des rapports cycliques générés par l'algorithme de commande est supérieure à la période d'échantillonnage.
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle d'échantillonnage ($f_e = m f_s$).
- La première famille centrée autour de la fréquence $m f_s$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- Le taux de modulation q , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental dans la zone de commandabilité.
- Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation q augmente.
- 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.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.

4.5.2 Etude des performances de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone

Dans ce paragraphe, on va étudier les performances de l'association du convertisseur matriciel avec la machine asynchrone. Le convertisseur est commandé par la modulation vectorielle dont le rapport de tension $q = 0.8$, et la fréquence d'échantillonnage est $f_e = 10KHz$, puis pour chaque fréquence de sortie f_s , on simule les grandeurs suivantes :

- Le couple électromagnétique de la machine asynchrone.
- Le courant statorique i_x de la phase X alimentant la machine asynchrone.
- La vitesse de rotation de la machine asynchrone.

Résultats de simulation de la machine asynchrone à vide pour $f_s = 25Hz$:

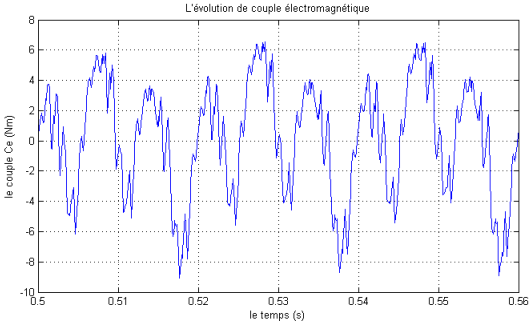
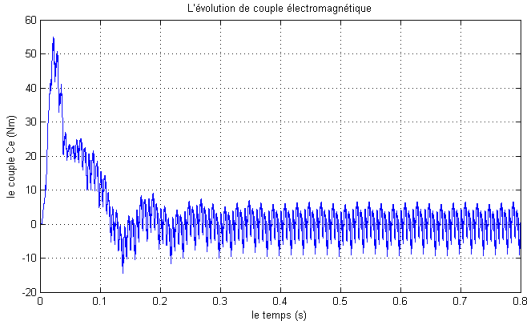


FIGURE 4.21 – le couple électromagnétique de la machine asynchrone

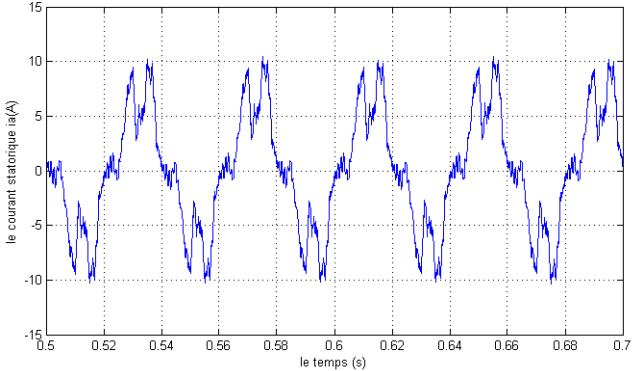
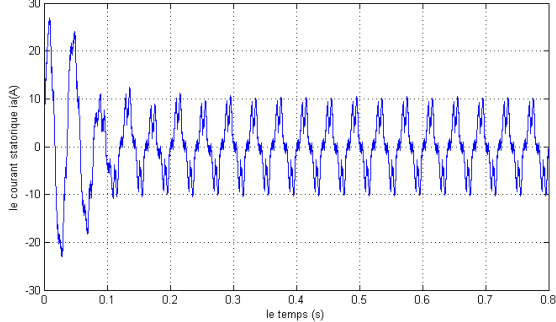


FIGURE 4.22 – le courant statorique de la machine asynchrone .

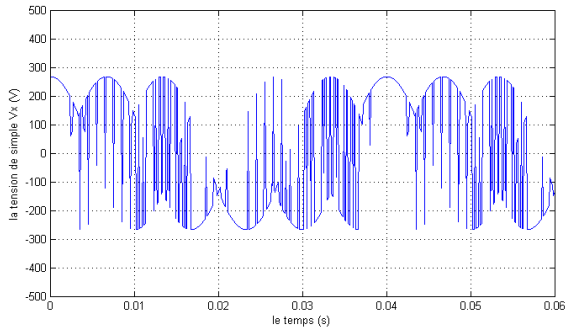
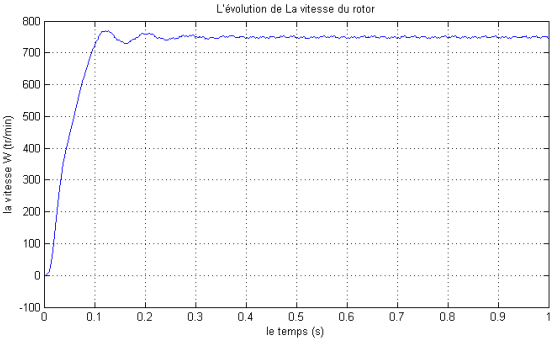


FIGURE 4.23 – la vitesse du rotor de la machine asynchrone

FIGURE 4.24 – la tension simple V_x dans une phase

Résultats de simulation de la machine asynchrone à vide pour $f_s = 50Hz$:

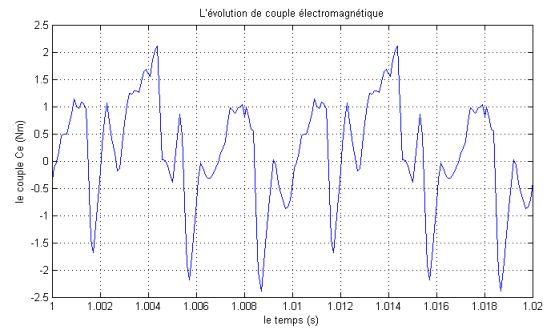
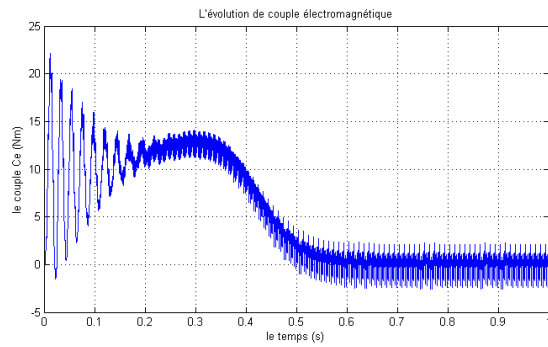


FIGURE 4.25 – le couple électromagnétique de la machine asynchrone

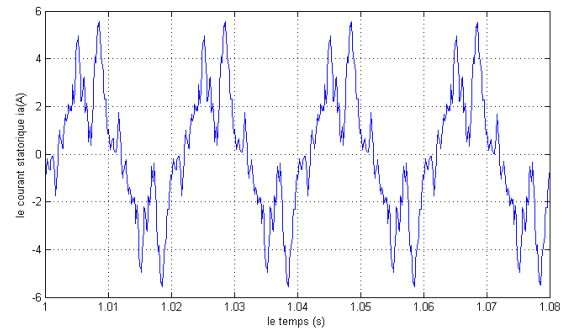
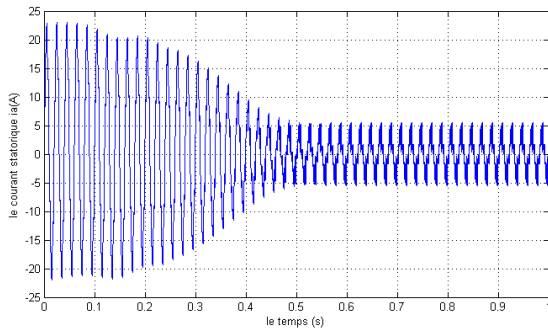


FIGURE 4.26 – le courant statorique de la machine asynchrone .

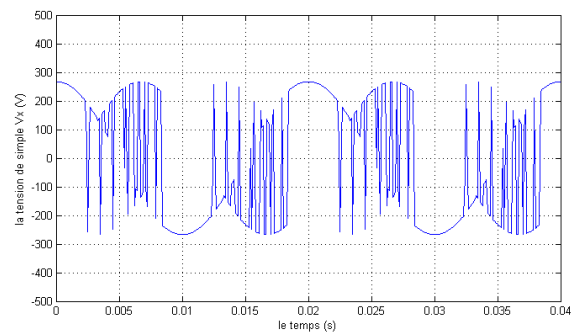
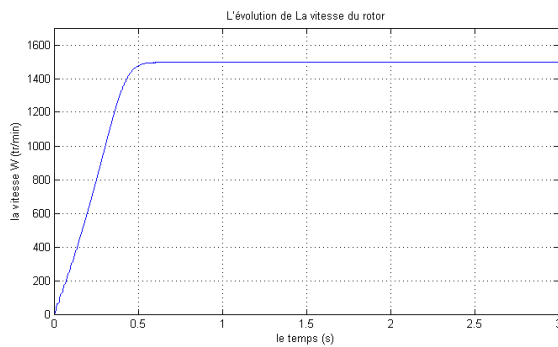


FIGURE 4.27 – la vitesse du rotor de la machine asynchrone

FIGURE 4.28 – la tension simple V_x dans une phase

Résultats de simulation de la machine asynchrone à vide pour $f_s = 100Hz$:

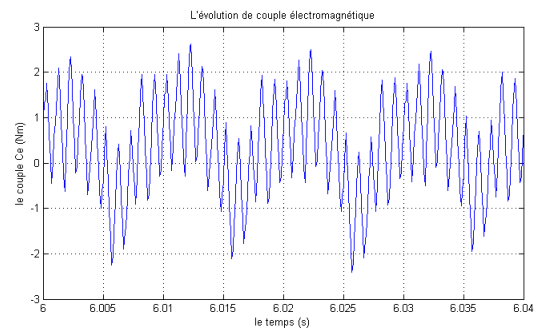
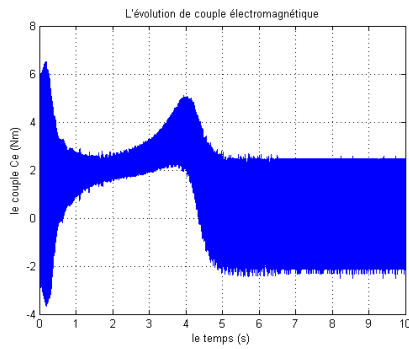


FIGURE 4.29 – le couple électromagnétique de la machine asynchrone

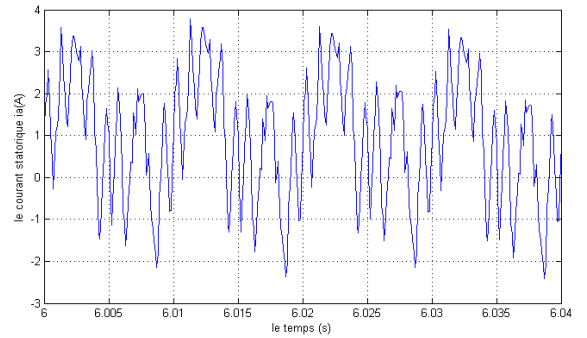
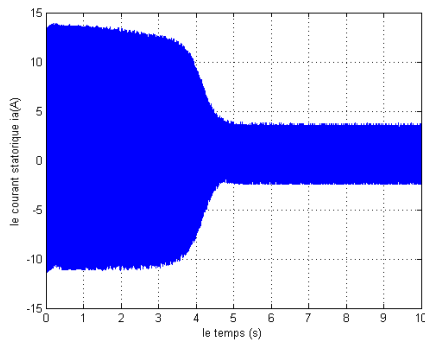


FIGURE 4.30 – le courant statorique de la machine asynchrone .

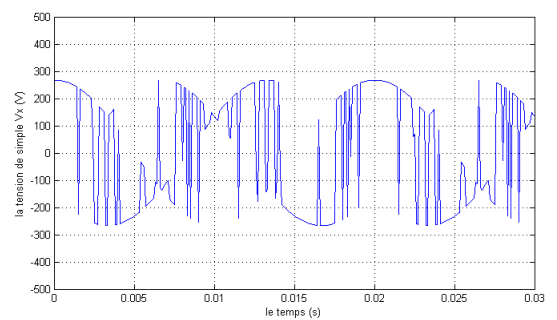
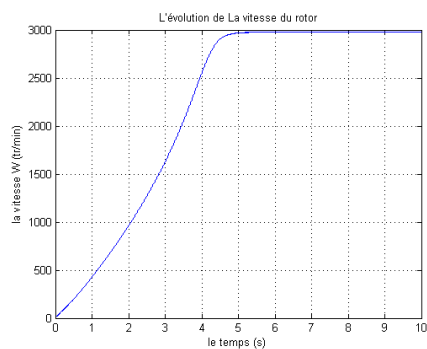


FIGURE 4.31 – la vitesse du rotor de la machine asynchrone

FIGURE 4.32 – la tension simple V_x dans une phase

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la stratégie de la commande MLI vectorielle indirecte. On a décrit le principe de la commande en décomposant le convertisseur en deux étages (onduleur et redresseur) ce qui signifie que la commande du courant d'entrée et la commande de la tension de sortie seront découplées. Ensuite, nous avons développé l'algorithme de commande pour chaque étage, puis on a synthétisé une commande globale pour le convertisseur. Finalement, comme on a fait pour la méthode directe, nous avons simulé les tensions de sorties avec leurs spectres d'harmonique pour différentes fréquences d'échantillonnage et différentes fréquences de sortie (référence). Ainsi, nous avons étudié les performances de la commande en associant le CM avec une machine asynchrone triphasée en représentant le couple électromagnétique, le courant statorique et la vitesse de rotation de la machine. D'après les résultats de simulation on a constaté que :

- Les formes du signal de sortie sont identiques pour les deux méthodes (directe et indirecte).
- Le THD reste toujours élevé.

Chapitre 5

Implementation de la commande sur la carte DSP

5.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons implémenter sur la carte dSPACE, un modèle Simulink qui représente la commande du convertisseur. Les signaux de sortie sont récupérés à travers le panneau de contrôle fournit avec la carte, et sont visualisés en utilisant le gestionnaire d'expérimentation de ControlDesk et un oscilloscope.

5.2 Environnement MATLAB SIMULINK dSPACE

La commande du convertisseur matriciel repose sur la stratégie de la modulation MLI Vectorielle directe. Elle permet de relier chaque phase de sortie du convertisseur à chaque phase d'entrée pendant un certain temps de la période de modulation (échantillonnage). Le modèle SIMULINK de commande du convertisseur matriciel est illustré dans la figure suivante :

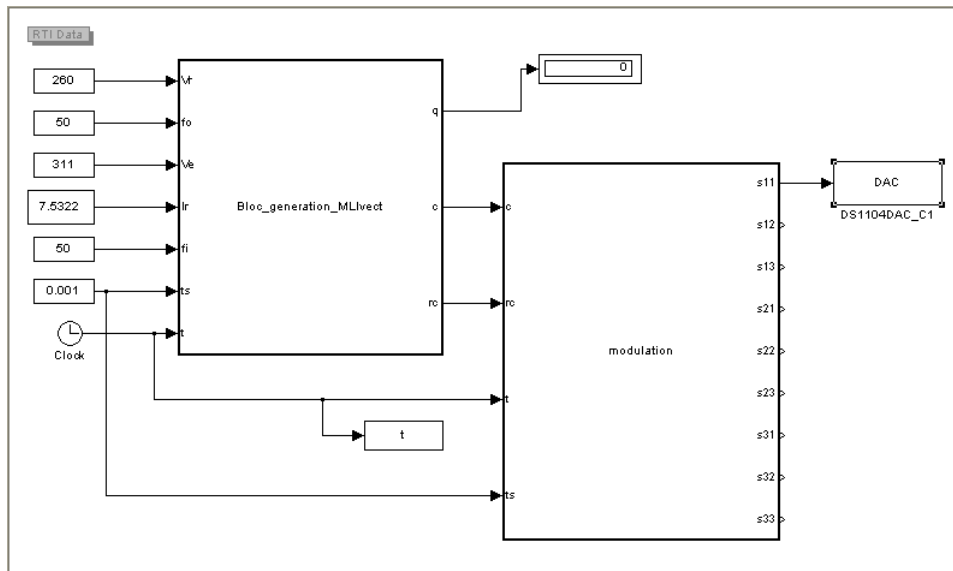


FIGURE 5.1 – Modèle en Simulink de commande du convertisseur matriciel

Le premier bloc a pour but de générer les quatre configurations correspondantes aux secteurs K_v et K_i (vecteur c dans la figure), et leurs rapports cycliques associés (vecteur rc) pour chaque période de modulation, ceci est fait par l'algorithme de la MLI Vectorielle directe. Le bloc a besoin des entrées de référence (consignes) et des entrées mesurées, celles de référence sont l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie et l'amplitude du courant d'entrée, et pour les entrées mesurées nous avons l'amplitude et la fréquence de la tension d'entrée.

Le deuxième bloc génère les 9 sorties de commutation des interrupteurs du convertisseur selon l'algorithme de modulation choisi pour chaque période de modulation, dans ce modèle l'algorithme choisi est appelé modulation double sens.

5.3 Présentation des interfaces dSPACE

Le DSP utilisé est le DS1104 du constructeur de dSpace. Le DSP permet de récupérer en temps réel les valeurs des variables. Ainsi nous pouvons appliquer des commandes permettant d'amorcer les interrupteurs du convertisseur. Les variables que nous récupérons doivent être transformées pour avoir des grandeurs connues.

Les interfaces développées par dSPACE permettent une implantation rapide des schémas SIMULINK sur le processeur DSP TEXAS INSTRUMENTS. Le module dSPACE Real Time Interface (RTI) assure la compilation et le transfert du code généré par Real Time Workshop (RTW) de SIMULINK dans l'environnement temps réel.

Le gestionnaire d'expérimentation de Control desk permet de superviser l'exécution du programme implanté sur la carte DSP et d'afficher les courbes d'évolution de ces variables. Il est possible de visualiser ou modifier en temps réel toutes les variables mémoire de la carte mère DS 1104.

5.3.1 Utilisation du module Real Time Interface (RTI)

Des bibliothèques de modèles d'entrées/sorties sous forme de blocs SIMULINK pour chacune des cartes dSPACE sont fournies avec l'interface RTI. Ces blocs sont donc utilisés lors de l'adaptation du schéma de simulation à l'environnement temps réel dSPACE.

La librairie dSPACE est intégrée dans la librairie de Simulink comme l'indique la figure

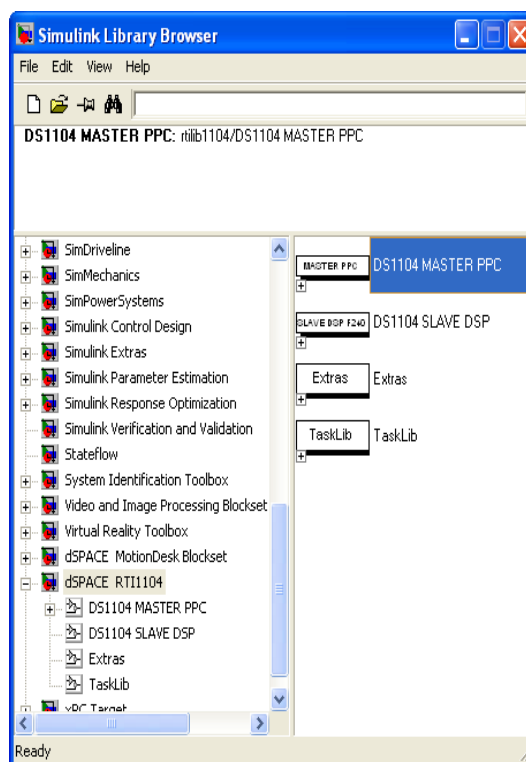


FIGURE 5.2 – Accès à la bibliothèque dSPACE à partir de celle de Simulink

Une autre manière d'avoir les Blocs de dSPACE est de taper rti sur workspace de MatLab, la fenêtre de la figure (5.3) apparaît :

Si on double clic sur chacun de ces blocs, nous trouverons les blocs nécessaires pour faire n'importe quelle simulation. Par exemple, si nous double-cliquons sur l'icône de Simulink, nous obtiendrons la bibliothèque Simulink montrée dans la figure (5.2)

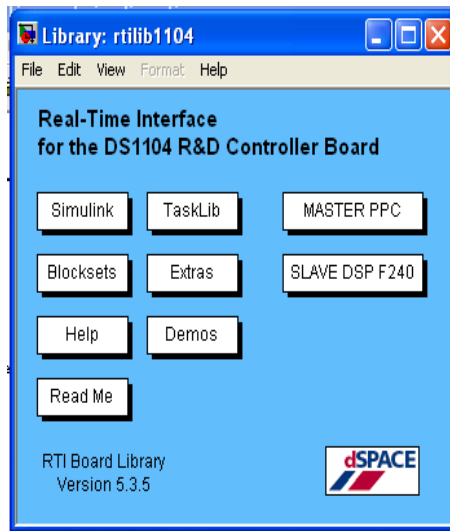


FIGURE 5.3 – Les blocs de la carte dSPACE DS1104

La bibliothèque RTI1104 montrée ci-dessus est divisée en des sections principales. Les sources E/S de la dSPACE sont divisées entre les deux processeurs sur la carte, le maître (Master PPC) et l’esclave (Slave DSP F240). En cliquant sur un des deux nous aurons accès aux blocs qui fournissent des fonctionnalités E/S associées avec le propre processeur.

Dans notre travail nous avons utilisé les blocs du ‘Master PPC’, en double cliquant sur « MASTER PPC » la fenêtre de la figure (5.4) va apparaître :

Le bloc Master PPC contient toutes les entrées et les sorties analogiques et numériques.

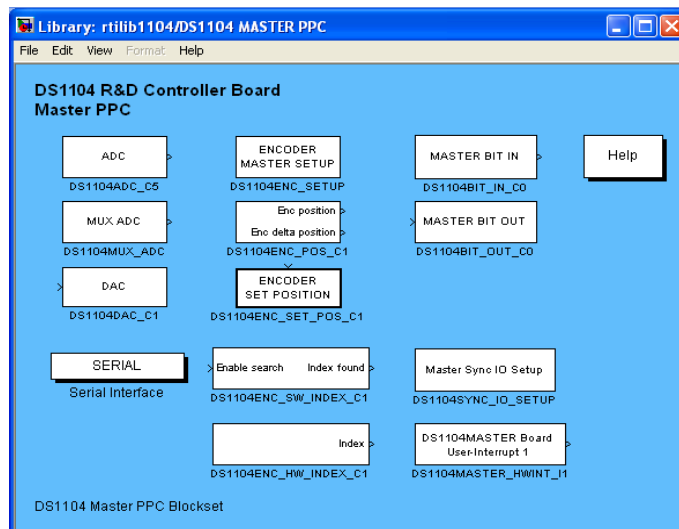


FIGURE 5.4 – Bibliothèque Master PPC

Dans notre travail nous avons utilisé une sortie analogique pour pouvoir visualiser sur l’oscilloscope la forme du signal de commutation qui correspond aux interrupteurs du convertisseur à la sortie de la carte dspace. Pour avoir généré des signaux à partir de Simulink sur la

carte dSPACE, nous avons besoin d'utiliser le bloc DAC qui est une interface de sortie pour la carte. De même pour que Simulink puisse lire des signaux à partir de la carte dSPACE, le bloc ADC qui est une interface d'entrée pour la carte dSPACE doit être inséré. Ils sont montrés dans la figure (5.3) :



FIGURE 5.5 – Bloc DAC de la carte dSPACE



FIGURE 5.6 – Bloc ADC de la carte dSPACE

L'insertion des Blocs E/S doit être organisée, chaque Bloc on lui affecte une entrée ou une sortie physique en double cliquant sur le bloc et on choisit le numéro de port.

L'intervalle de tension que la carte dSPACE peut générer est entre -10V et 10V, et le signal Simulink qui doit être rentré au DAC doit être de type double et doit se situer entre -1 et 1.

5.3.2 Figure model Simulink + DAC

Sur le panneau de configuration : simulation ⇒ configuration paramètres (Ctrl + E)

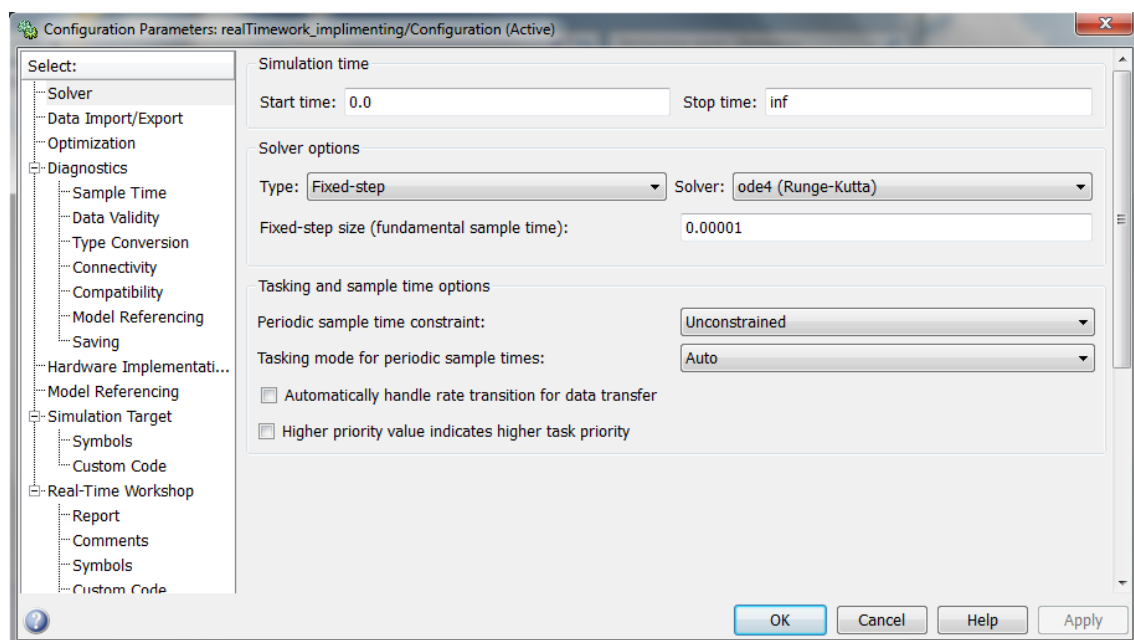


FIGURE 5.7 – configuration paramètres

Dans cette fenêtre nous pouvons modifier le période d'exécution Simulink, le temps de simulation et la méthode d'intégration.

Dans la même fenêtre, en cliquant sur « Real-Time Workshop » on peut entrer les paramètres de la carte dSPACE. A la fin on appuie sur le bouton Build.

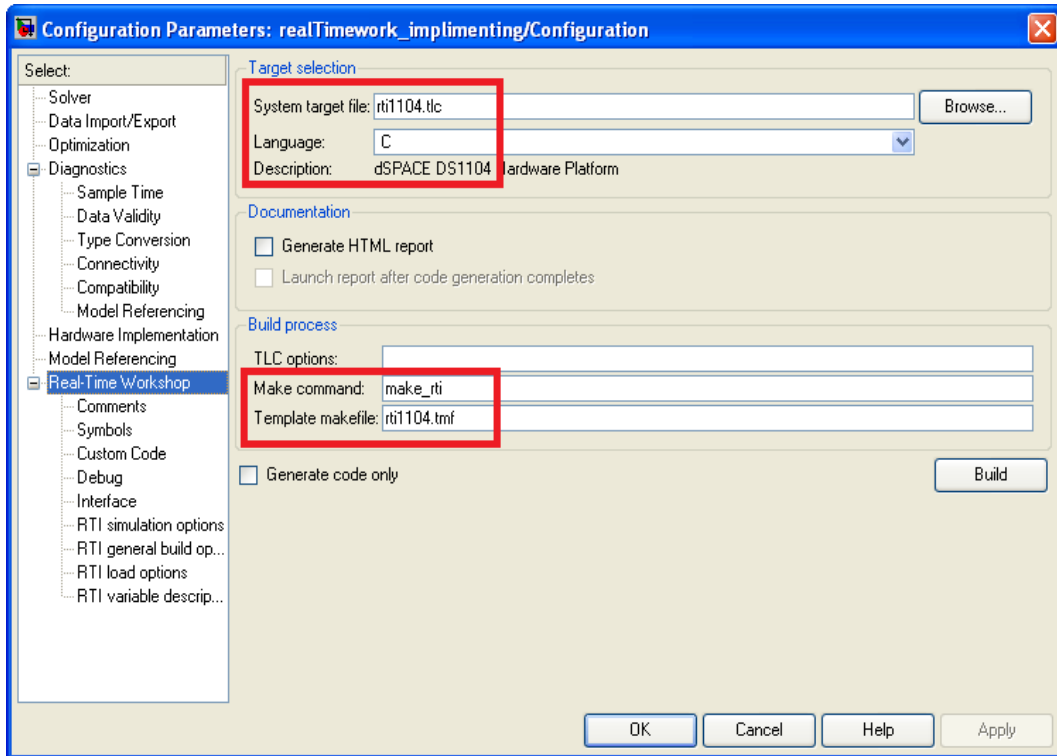


FIGURE 5.8 – real time WORKSHOP

L'apparition de ces configurations encadrées en rouge est essentielle pour une compilation correcte , l'appui sur le bouton "Build" a pour effet de lancer automatiquement les actions suivantes :

- Génération du code C du modèle SIMULINK par RTW,
- Compilation et création de fichier. Sdf pour l'utilisation par l'application Control desk

Pour plus d'informations nous avons disposé tout une documentation sur la carte dSPACE dans l'annexe B.

5.4 Control Desk

5.4.1 Présentation de Control Desk

Control Desk permet de faire une interface graphique entre l'utilisateur et la carte dSPACE. Il permet de visualiser et modifier en temps réel les variables développées sur le logiciel Si-

mulink (qui sont envoyés au DSP). Il est composé de plusieurs fenêtres permettant de créer l'interface graphique :

- Aire de travail contenant la layout (visualisation graphique).
- Choix des instruments graphiques (modification et lecture des variables).
- Fenêtre d'outils (où l'on trouve nos variables créées sous Simulink) .

5.4.2 Domaines d'application

ControlDesk est le logiciel d'expérimentation de dSPACE pour un développement sans heurt du calculateur. Il exécute toutes les tâches nécessaires et vous propose un seul environnement de travail du début à la fin de votre expérimentation. Citons quelques exemples de tâches :

- Prototypage rapide de lois de commande. (fullpass, bypass).
- Simulation Hardware-In-the-Loop.
- Mesure, calibration et diagnostics du calculateur.
- Accès aux systèmes de bus (CAN, LIN, FlexRay).

5.4.3 Avantages

ControlDesk regroupe plusieurs fonctionnalités, habituellement fournies par différents outils spécifiques. Il permet d'accéder aux plates-formes de simulation et aux systèmes de bus connectés mais également d'effectuer des tâches de mesure, de calibration et de diagnostics sur les calculateurs, par exemple, avec les interfaces ASAM standards. Sa structure modulaire et flexible présente un haut degré d'extensibilité, permettant de répondre aux exigences de cas d'application spécifiques. Vos avantages se traduisent dès lors en termes de manipulation, de réduction des heures de formation, de puissance de calcul nécessaire et de coûts.

- Un logiciel d'instrumentation et d'expérimentation universel et modulaire pour le développement de calculateurs.
- Fonctions de calibration, de mesure et d'accès aux diagnostics du calculateur (CCP, XCP, ODX) intégrées.
- Saisie de données synchronisée au niveau des calculateurs, des plates-formes RCP et HIL et des systèmes de bus.
- Mécanismes de layout et d'instrumentation, mesure et post-traitement performants.

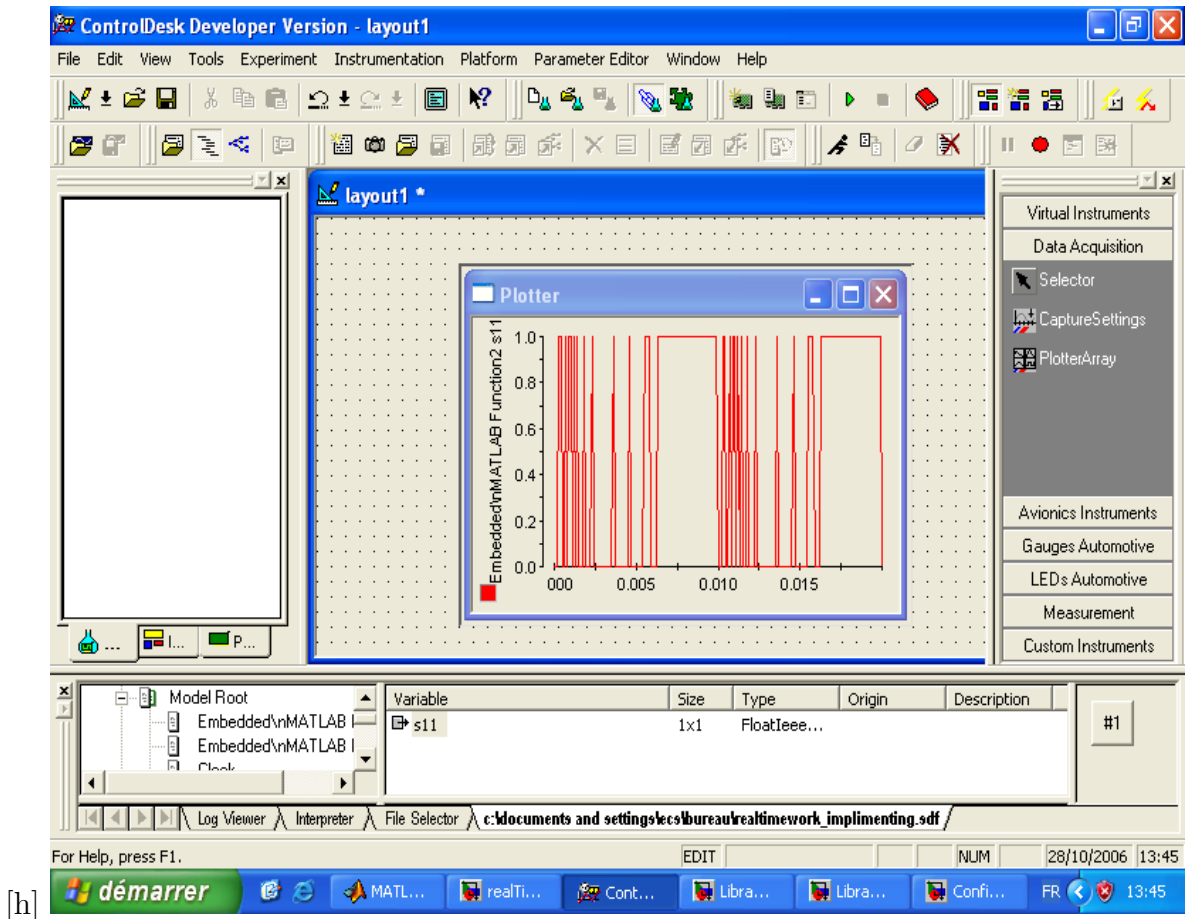


FIGURE 5.9 – fenêtre de travail du Control Desk

Pour plus d'informations nous avons disposé toute une documentation sur Control Desk dans l'annexe C.

5.4.4 Etape expérimentale

Après avoir compilé le programme Simulink et générer le fichier.sdf, on lance le Control Desk. Nous avons choisi par exemple comme variables à visualiser le signal de sortie s11 qui commande l'interrupteur G11.

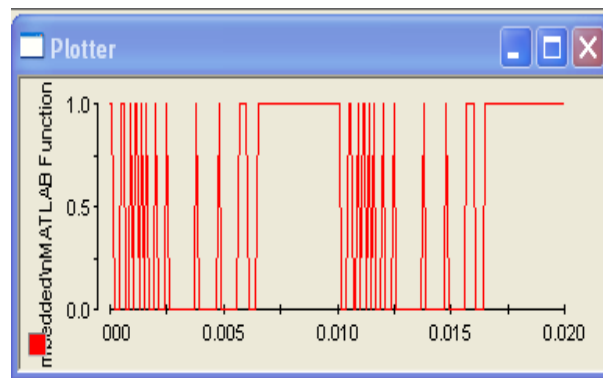


FIGURE 5.10 – Signal de commande de l'interrupteur G11 visualisé par Control Desk

5.5 Résultats de l'implémentation

Après l'implémentation nous avons relevé les résultats suivants :

- Les signaux de commande pour les neuf interrupteurs du convertisseur.
- La tension simple d'une phase.
- La tension composée entre deux phases .

les résultats d'expérimentation relevé par l'oscilloscope sont montrés avec celle q'on a obtenue aux simulation :

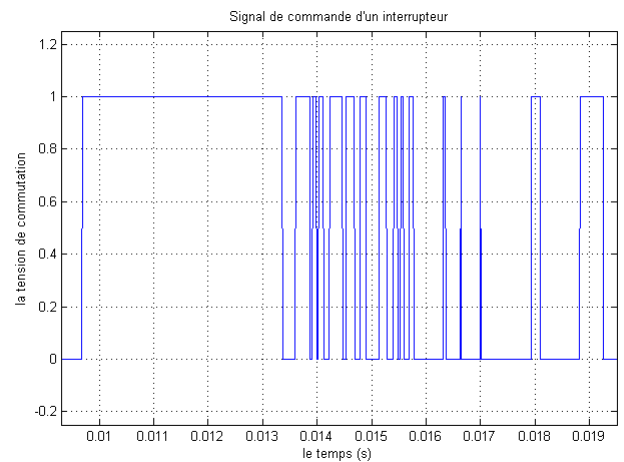
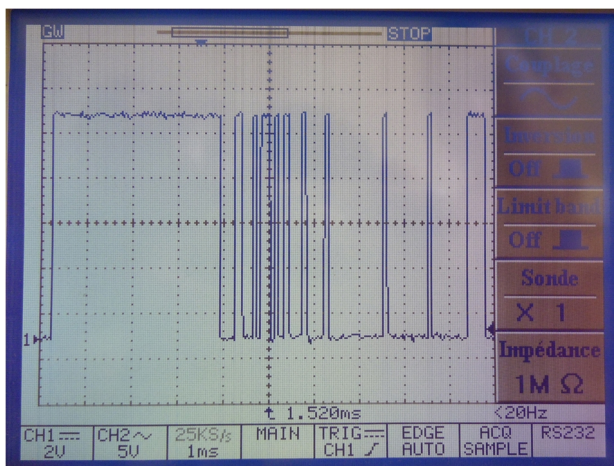


FIGURE 5.11 – Signal de commande de l'interrupteur G11

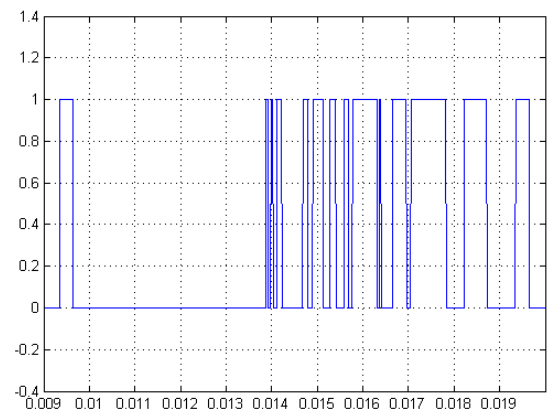
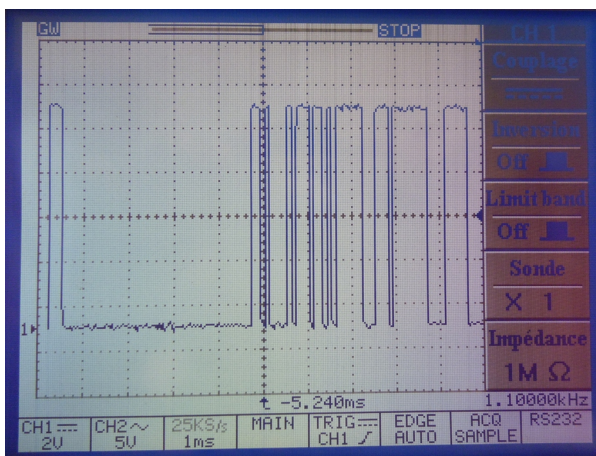


FIGURE 5.12 – Signal de commande de l'interrupteur G12

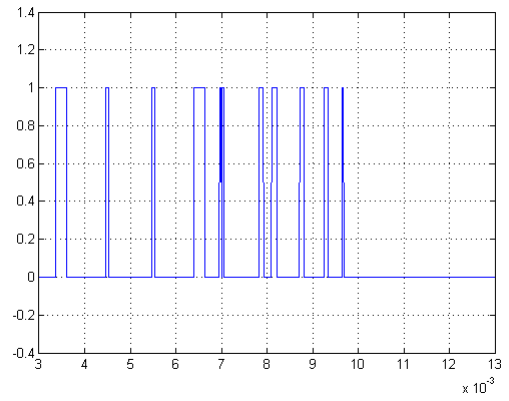
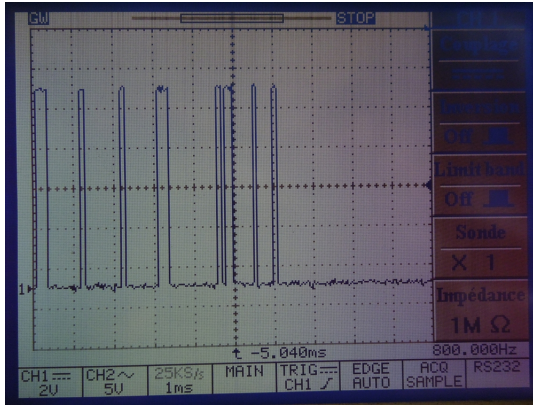


FIGURE 5.13 – Signal de commande de l'interrupteur G13

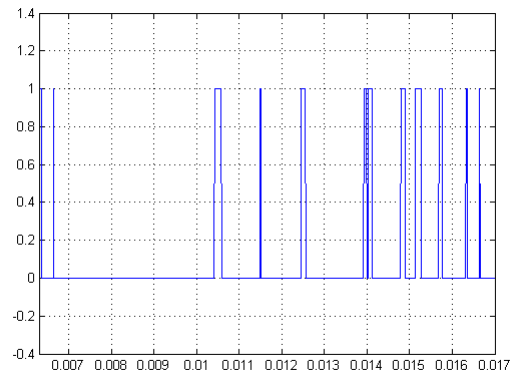
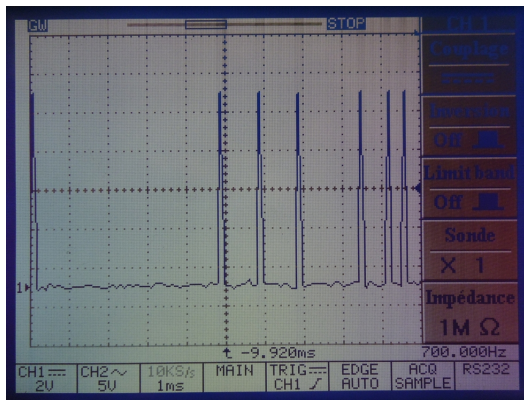


FIGURE 5.14 – Signal de commande de l'interrupteur G21

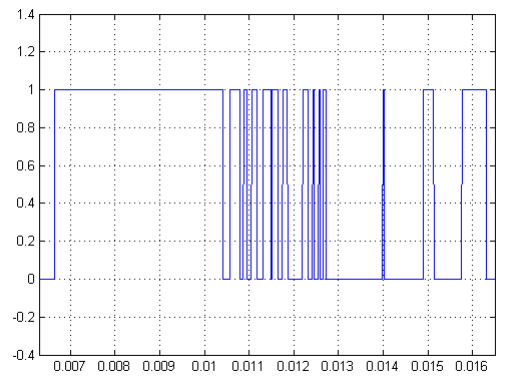
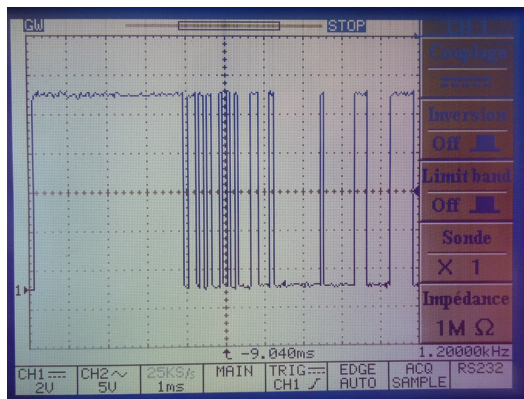


FIGURE 5.15 – Signal de commande de l'interrupteur G22

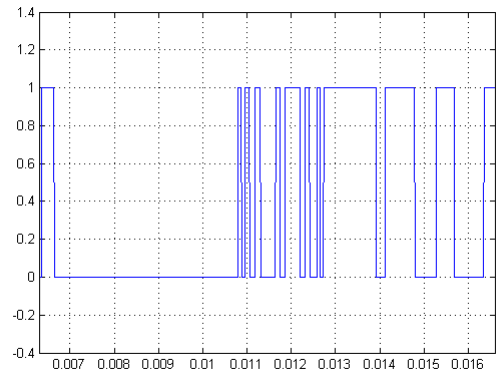
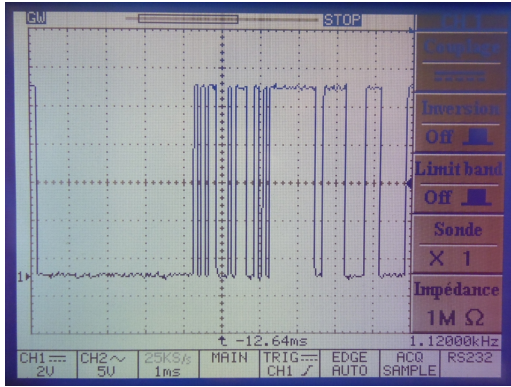


FIGURE 5.16 – Signal de commande de l'interrupteur G23

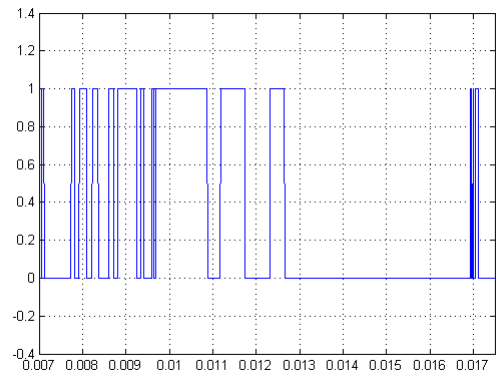
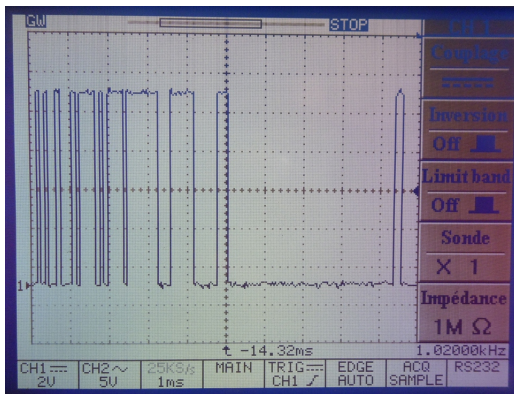


FIGURE 5.17 – Signal de commande de l'interrupteur G31

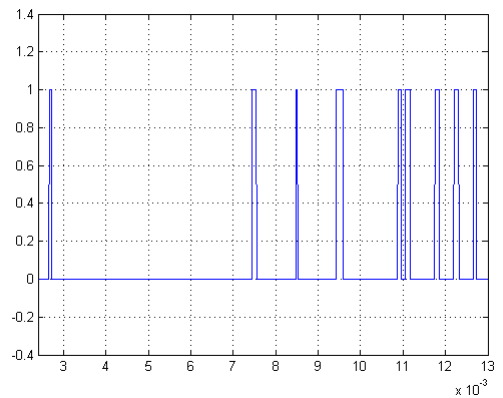
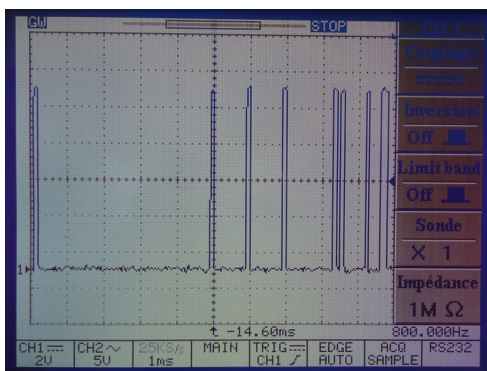


FIGURE 5.18 – Signal de commande de l'interrupteur G32

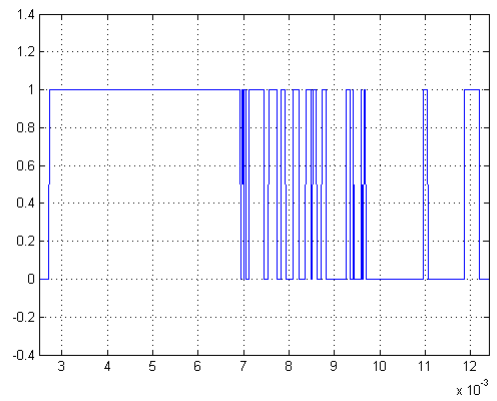
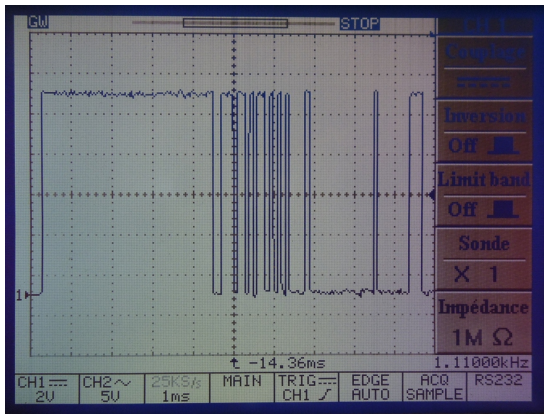


FIGURE 5.19 – Signal de commande de l'interrupteur G33

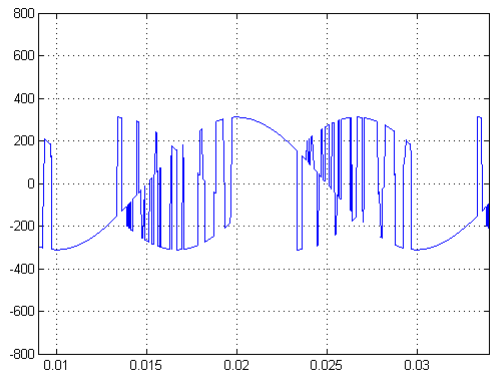
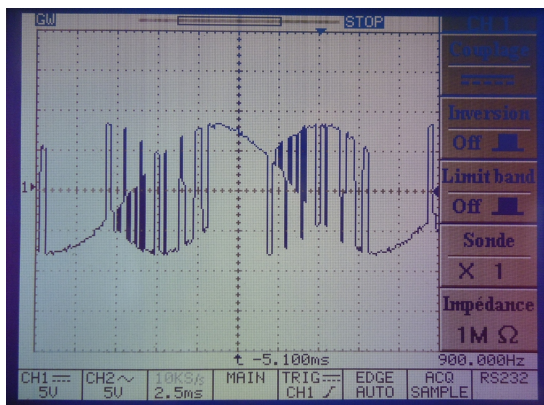


FIGURE 5.20 – Signal de tension simple d'une phase .

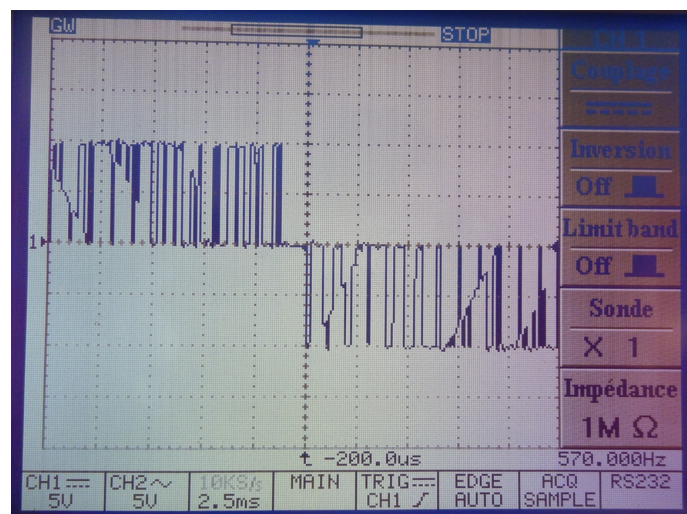


FIGURE 5.21 – La tension du sortie composée $f_s = 25Hz$

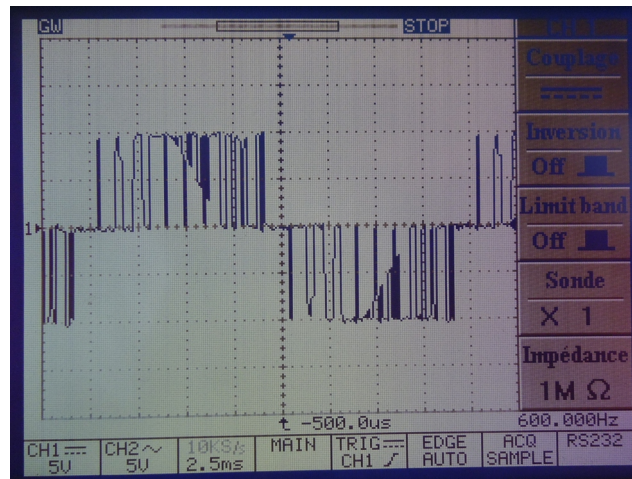


FIGURE 5.22 – La tension du sortie composée $f_s = 50Hz$

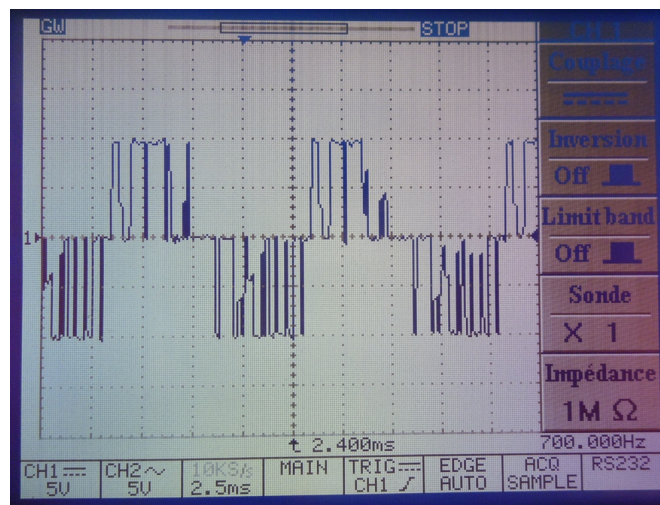


FIGURE 5.23 – La tension du sortie composée $f_s = 100Hz$

Interprétations des résultats :

- L'implémentation de la commande MLI vectorielle directe a réussi.
- Les problèmes inhérents à toute adaptation d'une commande simulée sur un procédé réel, et particulièrement sur un banc de ce type, ont été abordés par l'accroissement de la complexité des algorithmes, et donc l'allongement des temps de calcul ce qui peut rendre difficile leur implantation.
- Il y a quelques impulsions qui n'ont pas apparu dans les signaux de commutation des interrupteurs ce qui est due aux fréquences d'exécution : la fréquence utilisée dans Matlab est plus grande à celle du Solver RTI.

5.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons implanté la technique MLI vectorielle directe pour commander le convertisseur matriciel, pour cela nous avons visualisé les signaux des interrupteur et nous avons comparé les résultats expérimentaux avec les résultats théoriques.

Nous avons abordé au début à la présentation de la carte dSPACE et le logiciel d'expérimentation Control Desk, après on a expliqué en détailles les différentes étapes pour implémenter un programme Simulink sur la carte dSPACE.

D'après ce qui montrent les figures obtenues, on constate que notre objectif d'implémenter la commande MLI vectorielle sur la carte dSPACE est atteint.

Conclusion Générale

L'objectif principal de ce mémoire est l'étude et la réalisation de la commande MLI (Modulation de la Largeur d'Impulsion) vectorielle sur un nouveau type de convertisseur AC/AC direct, connu sous le nom de **convertisseur matriciel**.

Notre laboratoire (LCP) possède un prototype d'un convertisseur matriciel associé à une machine asynchrone triphasé, sur lequel une stratégie de commande qui s'appelle la Modulation MLI à trois intervalles a été implémentée. Afin d'assurer la continuité de ces travaux, on nous a proposé d'implémenter la commande MLI vectorielle par ses deux méthodes (direct et indirect) sur ce convertisseur.

Notre travail a été partitionné en étapes, la première partie est de modéliser la machine dont le convertisseur matriciel est associé avec, pour voir son comportement à travers les simulations. Dans la deuxième étape nous avons présenté le modèle de connaissance et de commande du convertisseur matriciel.

Ensuite, on a présenté en détailles les deux algorithmes de la commande MLI vectorielle directe et indirecte : la méthode directe consiste à commander directement les neuf interrupteurs d'où la commande des tensions de sortie et la commande des courants d'entrée se fait simultanément, et la méthode indirecte consiste à décomposer le convertisseur en deux étages (redresseur et onduleur) en créant un bus continu virtuel donc on découple entre la commande des courants d'entrée et la commande des tensions de sortie.

Pour chaque méthode, nous avons présenté au début la tension de sortie avec son spectre d'harmonique pour différentes fréquences d'échantillonnage et différentes fréquences de sortie. Par la suite, nous avons présenté pour chaque fréquence de sortie les variations de la distorsion totale d'harmonique (THD) en fonction du taux de modulation q . Enfin, pour voir le comportement de la machine asynchrone associée avec le convertisseur nous avons présenté pour chaque fréquence de sortie le couple électromagnétique de la machine, le courant statorique et la vitesse de rotation de la machine.

Les deux commandes (MLI vectorielle directe et indirecte) ont été implantées sur la carte dSPACE 1104. Nous avons utilisé le logiciel MatLab/Simulink pour programmer cette carte, et pour visualiser la sortie de la carte pour un interrupteur, nous avons utilisé le gestionnaire d'expérimentation de Control Desk et un oscilloscope.

D'après les résultats de simulation, on a remarqué que la tension résultante de la sortie suit la référence avec un rang d'harmonique élevé, ce qui signifie que la commande est faible.

Nous proposons comme perspectives :

- Pour diminuer le THD, d'installer un filtre pour éliminer les harmoniques d'ordre élevés, et pour les harmoniques proches du fondamental d'injecter des signaux subharmoniques à la sortie du convertisseur.
- D'étudier et réaliser d'autres stratégies de commande sur ce convertisseur.

Bibliographie

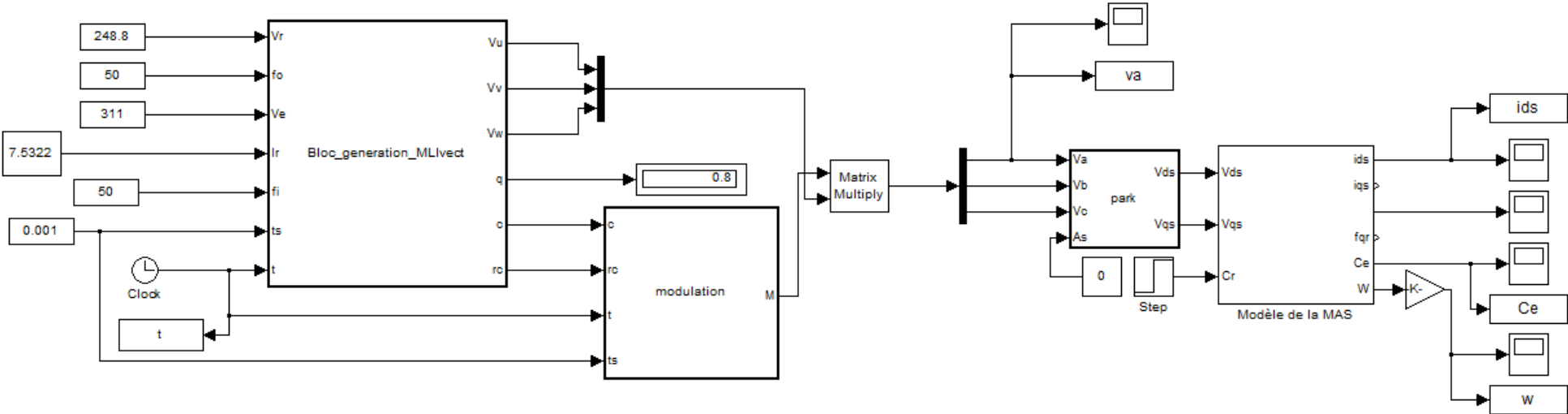
- [01] A.ABROUS,Mémoire de magister "*Modélisation, commande et réalisation d'un convertisseur matricielle* "LCP,ENP 2008.
- [02] K.GHEDAMSI,Thèse de doctorat "*Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence Application à la conduite de la machine asynchrone* "LCP,ENP 2008.
- [03] F.GURSON,Thèse de doctorat "*Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse* "ECOLE CENTRALE DE LILLE 2010.
- [04] S.REZGUI ,Mémoire de magister "*COMMANDE DE MACHINE ELECTRIQUE EN ENVIRONNEMENT Matlab/Simulink et Temps Réel*",Université Mentouri de Constantine 2009.
- [05] D.Casadei,M.MATTEINI. "*CONROL TECHNIQUES FOR MATRIX CONVERTER ADJUSTABLE SPEED DRIVES.* "PhD Thesis,University of Bologna 2001.
- [06] L.Huber. " High Speed Navigation of Unrehearsed Terrain. "*Space Vector Modulated Three-phase to Three-phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction*",IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 31, NO 6, NOVEMBER 1995.
- [07] A.Schster. "*Commande,Réglage et ortimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone*",Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne 1998.
- [08] M.O. Mahmoudi."*Modélisation et commande vectorielle de la machine asynchrone.* "cours,ENP 2011.
- [09] K. Dahmane, « Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Alimentée par Convertisseurs Matriciels » Mémoire de Magister, ENP Novembre 2004.

Annexes

Annexe A

Programmes du simulation

Bloc Simulink de l'association du convertisseur avec la machine asynchrone :



function

[Vu,Vv,Vw,q,c,rc]=Bloc_generation_MLIvect(Vr,fo,Ve,Ir,fi,ts,t)

```
Vu=Ve*cos(2*pi*fi*t);
Vv=Ve*cos(2*pi*fi*t-2*pi/3);
Vw=Ve*cos(2*pi*fi*t+2*pi/3);
q=Vr/Ve;
a=exp(1i*2*pi/3);
VS=2/3*(Vr*cos(2*pi*fo*t)+a*Vr*cos(2*pi*fo*t-
2*pi/3)+a^2*Vr*cos(2*pi*fo*t+2*pi/3));
IE=2/3*(Ir*cos(2*pi*fi*t)+a*Ir*cos(2*pi*fi*t-
2*pi/3)+a^2*Ir*cos(2*pi*fi*t+2*pi/3));
ai=angle(IE);
ai=ang(ai);
av=angle(VS);
av=ang(av);
[Ki,Kv]=sect1(ai,av);
c=conex(Ki,Kv);
[aim,avm]=centre(ai,av,Ki,Kv);
[t0,t1,t2,t3,t4]=cyclic(aim,avm,q,ts);
[vz]=vnul(Ki,Kv);rc=[0 0 0 0 0 0];
rc(1)=t0;rc(2)=t1;rc(3)=t2;rc(4)=t3;rc(5)=t4;rc(6)=vz;
end
```

function [teta]=ang(ra)

```
while ra>2*pi
    ra=ra-2*pi;
end
while ra<0
    ra=ra+2*pi;
end
teta=ra;
end
```

function [Ki,Kv]=sect1(ai,av)

```
if 0<=ai && ai<pi/3
    Ki=1;
elseif (pi/3<=ai) && (ai<2*pi/3)
    Ki=2;
elseif (2*pi/3<=ai) && (ai<pi)
    Ki=3;
elseif (pi<=ai) && (ai<4*pi/3)
    Ki=4;
elseif (4*pi/3<=ai) && (ai<5*pi/3)
    Ki=5;
else
    Ki=6;
end
if (0<=av) && av<pi/3
    Kv=1;
elseif (pi/3<=av) && (av<2*pi/3)
    Kv=2;
```



```

elseif (2*pi/3<=av) && (av<pi)
    Kv=3;
elseif (pi<=av) && (av<4*pi/3)
    Kv=4;
elseif (4*pi/3<=av) && (av<5*pi/3)
    Kv=5;
else
    Kv=6;
end
end

```

```

function [c]=conex(Ki,Kv)
tab=[-3 1 6 -4 9 -7 -3 1 -6 4 9 -7 3 -1 -6 4 -9 7 3 -1 6 -4 -9
7;
    2 -3 -5 6 -8 9 2 -3 5 -6 -8 9 -2 3 5 -6 8 -9 -2 3 -5 6 8 -
9
    -1 2 4 -5 7 -8 -1 2 -4 5 7 -8 1 -2 -4 5 -7 8 1 -2 4 -5 -7
8
    3 -1 -6 4 -9 7 3 -1 6 -4 -9 7 -3 1 6 -4 9 -7 -3 1 -6 4 9 -
7
    -2 3 5 -6 8 -5 -2 3 -5 6 8 -9 2 -3 -5 6 -8 9 2 -3 5 -6 -8
9
    1 -2 -4 5 -7 8 1 -2 4 -5 -7 8 -1 2 4 -5 7 -8 -1 2 -4 5 7 -
8];
c=[0 0 0 0];
    for i=1:4
        po=f(Kv);
        c(i)=tab(Ki,po+i-1);
    end
end

```

```

function y=f(x)
if x==1
    y=1;
elseif x==2
    y=5;
elseif x==3
    y=9 ;
elseif x==4
    y=13;
elseif x==5
    y=17;
else
    y=21;
end
end

```

```

function [aim,avm]=centre(ai,av,Ki,Kv)
aic=an(Ki);
avc=an(Kv);
aim=ai-aic;
avm=av-avc;
end

```

```

function am=an(K)
if K==1
    am=pi/6;
elseif K==2
    am=pi/2;
elseif K==3
    am=5*pi/6;
elseif K==4
    am=7*pi/6;
elseif K==5
    am=3*pi/2;
else
    am=11*pi/6;
end
end

function [t0,t1,t2,t3,t4]=cyclic(aim,avm,q,ts)
t1=(2/sqrt(3))*ts*q*(cos(aim-pi/3)*cos(avm-pi/3));
t2=(2/sqrt(3))*ts*q*(cos(aim-pi/3)*cos(avm+pi/3));
t3=(2/sqrt(3))*q*ts*(cos(aim+pi/3)*cos(avm-pi/3));
t4=(2/sqrt(3))*q*ts*(cos(aim+pi/3)*cos(avm+pi/3));
t0=ts-t1-t2-t3-t4;
end

function [vz]=vnul(Ki,Kv)
taz=[10 30 10 30 10 30;
    20 30 20 30 20 30
    20 10 20 10 20 10
    30 10 30 10 30 10
    30 20 30 20 30 20
    10 20 10 20 10 20 ];
vz=taz(Ki,Kv);
end

function M=modulation(c,rc,t,ts)

t0=rc(1);t1=rc(2);t2=rc(3);t3=rc(4);t4=rc(5);vz=rc(6);

a12=t1/2;a22=t2/2;b12=t3/2;b22=t4/2;
p1=a12;
p2=p1+a22;
p3=p2+b12;
p4=p3+b22;
p5=p4+t0;
p6=p5+b22;
p7=p6+b12;
p8=p7+a22;
p9=p8+a12;
M=zeros(3);

tt=mod(t,ts);

if tt<p1
    M=matrix(c(1));

```

```

elseif tt<p2
    M=matrix(c(2));
elseif tt<p3
    M=matrix(c(3));
elseif tt<p4
    M=matrix(c(4));
elseif tt<p5
    M=matrix(vz);
elseif tt<p6
    M=matrix(c(4));
elseif tt<p7
    M=matrix(c(3));
elseif tt<p8
    M=matrix(c(2));
elseif tt<=p9
    M=matrix(c(1));
end

```

end

function [mv]=matrix(a)

```

mv=[0 0 0; 0 0 0;0 0 0];
if a==1
mv=[1 0 0; 0 1 0;0 1 0];
elseif a==-1
mv=[0 1 0;1 0 0;1 0 0];
elseif a==-1
mv=[0 1 0;1 0 0;1 0 0];
elseif a==2
mv=[0 1 0;0 0 1;0 0 1];
elseif a==-2
mv=[0 0 1 ; 0 1 0 ; 0 1 0 ];
elseif a==3
mv=[0 0 1 ; 1 0 0 ; 1 0 0 ];
elseif a==-3
mv=[1 0 0 ;0 0 1 ; 0 0 1 ];
elseif a==4
mv=[0 1 0;1 0 0;0 1 0];
elseif a==-4
mv=[1 0 0 ;0 1 0;1 0 0];
elseif a==5
mv=[0 0 1;0 1 0 ;0 0 1];
elseif a==-5
mv=[0 1 0;0 0 1;0 1 0 ];
elseif a==6
mv=[1 0 0 ;0 0 1 ;1 0 0 ];
elseif a==-6
mv=[0 0 1 ; 1 0 0 ; 0 0 1] ;
elseif a==7
mv=[0 1 0 ; 0 1 0 ;1 0 0 ] ;
elseif a==-7
mv=[1 0 0 ; 1 0 0 ; 0 1 0];
elseif a==8

```

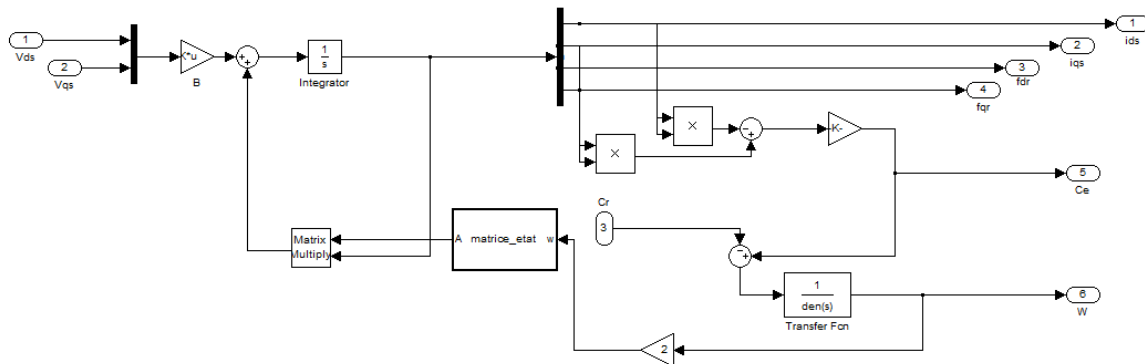
```

mv=[0 0 1 ; 0 0 1 ;0 1 0 ];
elseif a==8
mv=[0 1 0 ;0 1 0 ;0 0 1] ;
elseif a==9
mv=[1 0 0 ;1 0 0 ; 0 0 1] ;
elseif a==10
mv=[1 0 0 ;1 0 0 ; 1 0 0 ] ;
elseif a==20
mv=[0 1 0 ;0 1 0 ; 0 1 0] ;
elseif a==30
mv=[ 0 0 1 ;0 0 1 ; 0 0 1] ;
elseif a==9
mv=[0 0 1 ; 0 0 1 ;1 0 0] ;
end

```

end

Bloc de simulation de la machine asynchrone :



```

function [Vds,Vqs]= park (Va,Vb,Vc,As)
Vds=0.8165*(cos(As)*Va+cos(As-2*pi/3)*Vb+cos(As+2*pi/3)*Vc);
Vqs=0.8165*(-sin(As)*Va-sin(As-2*pi/3)*Vb-sin(As+2*pi/3)*Vc);
end

```

```

function A = matriceEtat(w)
% x = [ ids      iqs      fdr      fqr ]'

```

```

Rr=3.805;Rs=4.85;Ls=0.274;Lr=0.274;M=0.258;Tr=Lr/Rr;Ts=Ls/Rs;S
=1-(M*M)/(Ls*Lr);

```

```

A=[-(Rs+M^2/(Tr*Lr))/(S*Ls) 0      M/(S*Ls*Lr*Tr)  M*w/(S*Ls*Lr);
0      -(Rs+M^2/(Tr*Lr))/(S*Ls)  -M*w/(S*Ls*Lr)
M/(S*Ls*Lr*Tr); M/Tr      0      -1/Tr      -w;
0      M/Tr      w      -1/Tr];

```

end

Annexe B

Carte dSPACE DS1104

Carte dSPACE 1104

La carte DSP utilisée est la DSPACE DS1104. Le processeur principal est un MPC8240, avec un cœur PowerPC 603e et une horloge interne à 250 MHz. Il a une capacité mémoire de 8 Mo en Flash et de 32 Mo en SDRAM.

Il dispose de 8 convertisseurs analogiques numériques (4 en 16 bits, 4 en 12 bits), de 8 convertisseurs numériques analogiques (CNA) de 16 bits pouvant délivrer une tension analogique comprise entre -10V et +10V, d'une liaison série, de 2 codeurs incrémentaux, de 20 entrées-sorties numériques, d'un DSP esclave (TMS320F240) et de 3 timers (32 bits) pouvant fonctionner de manière indépendante.

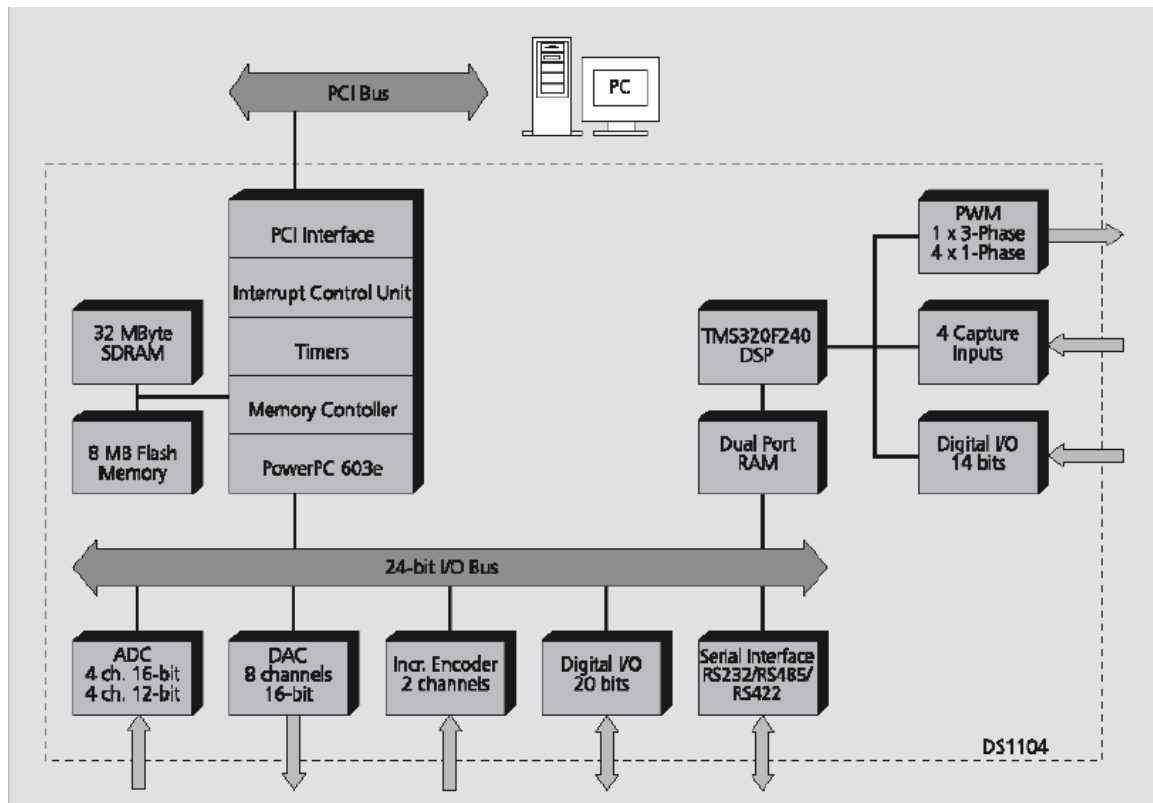


Figure B.1 : Architecture du DS 1104

Pour programmer le DSP, il faut réaliser tout d'abord un schéma dans l'environnement Simulink de Matlab. Il est préférable de se placer dans son répertoire de travail pour élaborer le fichier Simulink car la compilation génère de nombreux fichiers contenus dans un nouveau répertoire généré à chaque étape de compilation.

Dans "Simulink Library Browser" on trouve une librairie nommée "dSPACE RTI1104" dans laquelle on peut choisir les composants utilisés pour la réalisation du schéma Simulink (Master Bit in/out, set encoder,...).

Un exemple de blocs utilisés est présenté figure A.II.2. En faisant un double clic sur chaque bloc, on peut choisir le champ dans lequel on souhaite écrire ou lire les données.

Une fois le schéma Simulink terminé et sauvegardé, l'étape suivante consiste à générer le code associé au schéma Simulink et à le transférer dans le DSP. Si la compilation a réussi, le chargement du programme et son exécution dans le DSP se font automatiquement. Pour compiler un schéma Simulink :

- Aller dans le menu **simulation**, puis **simulation parameters**.
- Dans l'onglet **Solver**, fixer **Type** à **fixed-step** puis **fixed step** à Ts (période d'échantillonnage choisie). Mettre **stop time** à inf.
- Dans l'onglet **real-time workshop**, choisir la cible puis **Build**.

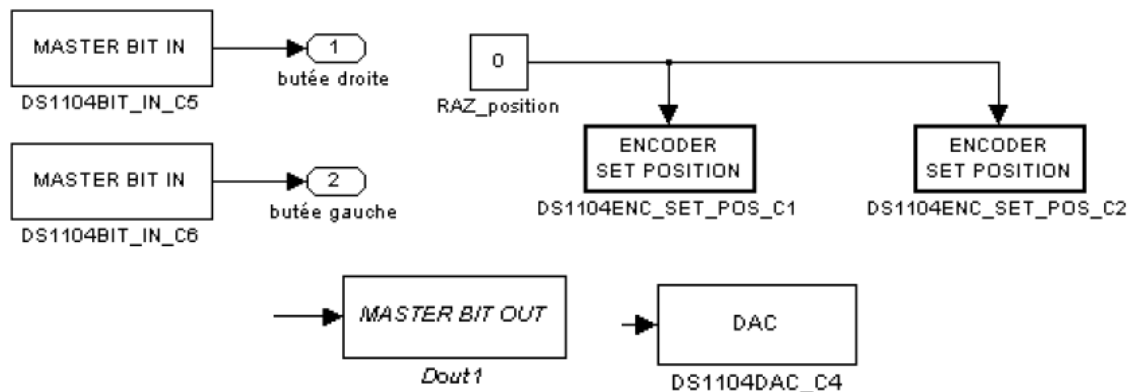


Figure B.2 : Exemple de blocs utilisés pour la conception du schéma Simulink

La première compilation d'un schéma est assez longue (environ 30 à 40 secondes selon la puissance des PC car d'autres bibliothèques sont compilées et la connexion avec la carte doit être établie). Ensuite, les compilations suivantes sont plus rapides (environ 10 secondes).

La compilation génère de nombreux fichiers dont deux sont particulièrement importants :

- **Schéma.sdf** listant tous les paramètres du schéma bloc, utilisés sous Control Desk pour faire le lien entre le firmware et l'IHM.
- **Schéma.ppc** qui est le firmware chargé dans la carte DSP.

NB : Lorsque le programme est compilé, il utilise par défaut les valeurs des blocs du schéma Simulink car celui-ci est automatiquement exécuté. Attention à bien choisir les valeurs initiales de ces blocs.

Le logiciel Control Desk permet la réalisation d'une interface graphique permettant de visualiser et de modifier en temps réel les différentes variables du schéma Simulink. Les extensions utilisées sous Control Desk sont :

Schema.cdx : contient le projet ou experiment

Schema.csv : fichier d'acquisition de mesures au format ASCII

Schema.idf : fichier résultant de l'acquisition des mesures en mode Stream to Disk

Schema.lay : contient le panneau graphique développé (c'est la layout)

Schema.mat : fichier d'acquisition de mesures pouvant être chargées sur Matlab

Schema.ppc : contient l'application (donc l'exécutable) pouvant être chargée dans le DSP.

Schema.sdf : contient l'ensemble des paramètres du fichier Simulink

Annexe C

Control desk

Control Desk

Control Desk est une interface qui permet de visualiser en temps réel différentes variables du fichier développé sous Simulink et de modifier également des paramètres définissant le mode de fonctionnement des blocs constituant le schéma Simulink. La visualisation de variables ou de signaux et la modification de paramètres sont possibles par l'intermédiaire d'instruments graphiques que l'on sélectionne. Un exemple de construction d'un écran graphique est présenté ci-après (ou IHM : Interface Homme Machine).

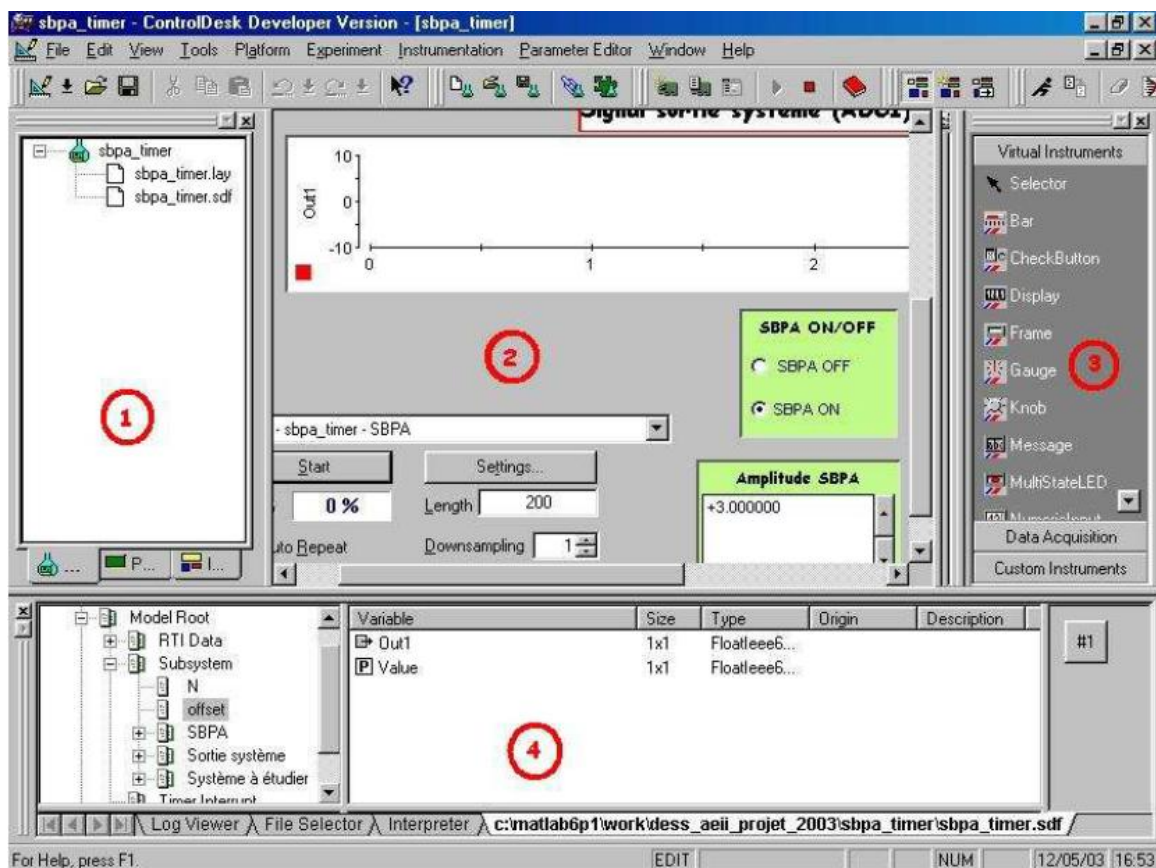


Figure C.1 : Exemple d'IHM développée sous Control Desk

Les différentes fenêtres rencontrées sur Control Desk sont :

- 1 – la fenêtre de navigation (Navigator).
- 2 – l'aire de travail contenant la layout.
- 3 – le choix d'instrument (instrument selector).
- 4 – la fenêtre d'outils (tool window).

Si l'une de ces fenêtres n'est plus visible à l'écran, on peut les ouvrir en sélectionnant l'onglet:

View → Controlbar.

Démarrer un nouveau projet sous Control Desk

Sous Control Desk, un projet s'appelle un "experiment".

Dans l'onglet 'File', cliquer sur 'New experiment' puis saisir le nom et le répertoire désiré pour le projet. Dans l'exemple, le fichier s'appelle essai.cdx.

Remarque : un "layout" est une interface graphique à laquelle on peut ajouter divers instruments dans le but de visualiser ou de modifier en temps réel les différentes variables du projet.

Dans 'File', cliquer sur 'New' → 'Layout'

- Se référer à la partie créer un Layout

Pour lancer la simulation, cliquer sur l'icône. On est alors en mode simulation (ou animation).

Ouvrir un projet existant

Pour ouvrir un projet existant, aller dans 'File', cliquer sur 'Open experiment'. Charger l'application dans la carte DSP.

Par exemple, l'application "essai" peut être chargée dans le DSP en ouvrant l'expérience essai.cdx puis en déplaçant essai.ppc jusqu'à la fenêtre Navigator comme le montre la figure (C.2). Dans ce cas, il n'est pas nécessaire de compiler le schéma Simulink.

On peut alors lancer la simulation en cliquant sur l'icône et observer les différentes variables ou signaux en temps réel.

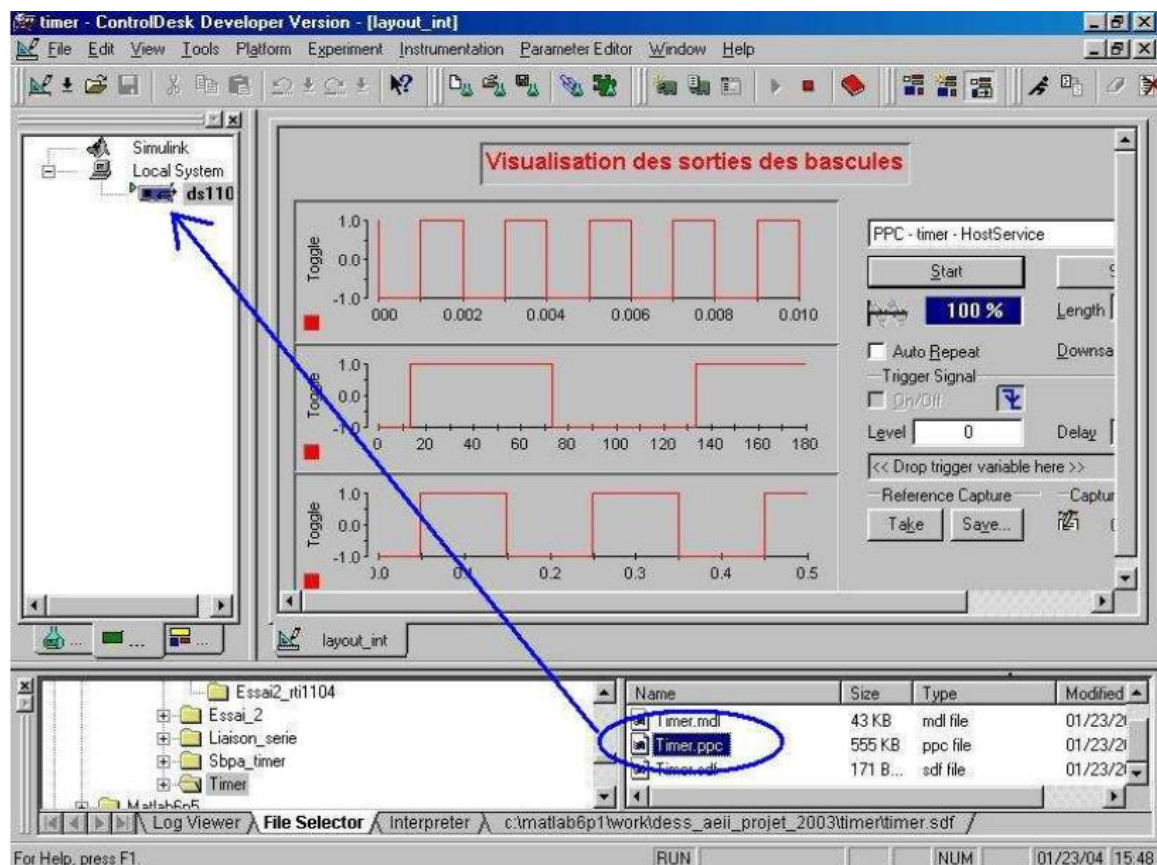


Figure C.2 : Exemple de chargement d'une application dans la carte DSP

Travailler dans l'espace de travail

- **Créer un layout**

L'espace de travail est l'endroit dans lequel on va créer un layout. Il existe deux catégories d'instruments :

- *Virtual instruments* : ces instruments permettent la visualisation et/ou la modification de variables.
- *Data acquisition* : ces instruments permettent l'acquisition de variables (à l'écran ou dans un fichier).

Le logiciel offre également la possibilité grâce à l'onglet 'Custom instruments' d'éditer de nouveaux instruments et de les sauvegarder dans une librairie.

Au départ, le layout est une fenêtre grise. Pour développer son propre layout, il faut se mettre en mode Edit (icône).

Remarque : on peut réaliser plusieurs layouts dans un même projet. On passe de l'un à l'autre en cliquant sur l'onglet 'Layout' de la fenêtre de gauche et en choisissant le layout à ouvrir.

Il faut ensuite ajouter tous les instruments de visualisation et de modification de variables.

Enfin, il faut affecter à chaque bloc sa variable et modifier les propriétés de l'instrument si besoin, en double cliquant dessus.

Dans la fenêtre d'outils, on récupère les différentes variables ou paramètres du schéma

Simulink. L'initialisation d'un objet graphique est réalisée en effectuant un clic gauche sur la variable et en la faisant glisser jusqu'à l'instrument désiré. Le sigle signifie que l'on va pouvoir visualiser la variable. Le sigle signifie que l'on va accéder à la valeur de la variable et pouvoir la modifier.

L'instrument 'Capture Settings' dans 'data acquisition' est un outil essentiel, il permet de choisir la durée de l'acquisition, de l'arrêter momentanément, de sauvegarder une acquisition de données.

Le bloc 'PlotterArray' dans 'data acquisition' permet la visualisation sous forme graphique de la variable au cours du temps.

Pour de plus amples informations, une description détaillée des instruments est donnée pages 175-178 du livre "Experiment Guide" de la documentation dSPACE.

Pour modifier les propriétés d'un instrument, double-cliquer dessus puis sélectionner 'Properties'. On peut ainsi modifier le nom d'une variable, régler l'échelle des axes, etc.

- **Sauvegarder des données sur fichier**

Control Desk offre la possibilité d'effectuer une acquisition de données. L'outil 'Capture Settings' dans 'data acquisition' dispose d'un onglet 'capture variable'. On peut effectuer des acquisitions simples, avec sauvegarde automatique, acquisitions continues, etc.

On peut effectuer des sauvegardes au format .csv ou .mat. Le premier permet une sauvegarde dans un fichier ASCII éditable directement depuis ControlDesk. Le deuxième présente l'avantage d'être

directement récupérable sur Matlab sous forme d'une structure. Après avoir ouvert le fichier .mat, on peut tracer les différentes variables. On accède à la variable temps par la commande **<nomdufichier>.X.Data** et aux variables observées par **<nomdufichier>.Y(n).Data**.

Dans l'outil 'Capture Settings', cliquer sur 'Settings' puis sur l'onglet 'Acquisition' afin de sélectionner le mode de capture désiré :

Simple : fait l'acquisition du signal pendant la durée établie (length) dans 'Settings' (de 0 à 100% du temps capturé).

Autosave : fait une capture de données dans le fichier spécifié.

Autoname : effectue une capture dans le fichier spécifié et incrémente le nom du fichier automatiquement. Exemple : default001.mat, default002.mat ...

Continuous : permet de capturer les données de manière continue jusqu'à ce que l'on stoppe l'acquisition. La dernière période visualisée est alors sauvegardée. Vérifier que la vitesse du processeur temps réel soit compatible avec la vitesse d'acquisition du PC.

Stream to disk : enregistre les données en continu et les écrits sur le disque dur. Cette acquisition crée des fichiers portant l'extension '.idf'. A la fin de l'acquisition, il faut convertir le fichier '.idf' en un fichier '.mat'. Pour cela, aller dans Tools, cliquer sur Convert IDF File. Lorsque l'acquisition est arrêtée, on peut visualiser les données depuis le début.

La conversion peut se faire de deux manières différentes :

- Conversion vers un fichier .mat contenant toutes les données.
- Conversion vers n+1 fichiers .mat contenant chacun les données temporelles d'une variable plus un fichier temporel.

Sous Matlab, on charge le fichier .mat (**load <nom_du_fichier>.mat**). Ensuite, on trace les différentes variables en récupérant le temps par la commande **<nomdufichier>.X.Data** et la (les) variable(s) observée(s) par **<nomdufichier>.Y(n).Data**. Pour faciliter ce travail un fichier **prog.m** a été réalisé (cf. ci-après).

Programme Matlab de récupération des données de Control Desk (prog.m)

```
load essai.mat;
t = essai.X.Data;
var1 = essai.Y(3).Data;
var2 = essai.Y(2).Data;
var3 = essai.Y(1).Data;
%tracé graphique figure;
plot(t, var1, t, var2, t, var3);
```

```
grid;  
title('Mettre un titre');  
XLABEL('Temps en secondes');  
YLABEL('Variables visualisée');
```

La fenêtre d'outils

La fenêtre d'outils comprend 'Log viewer', 'Interpreter', 'File selector' et le fichier de variable portant l'extension '.sdf'.

Log viewer: affiche les messages générés par Control Desk ou par la carte temps réel.

File selector: permet de sélectionner une application et de pouvoir la télécharger dans la carte DSP. Ceci évite d'avoir à effectuer la commande Build à partir du schéma Simulink lorsqu'une version compilée existe déjà.

Fichier de variable: (extension .sdf) permet d'accéder aux variables de l'application.

Le fichier de variables est chargé automatiquement dans le projet lors de l'exécution de la commande Build de Simulink.

Si toutefois le fichier de variables n'est pas chargé, aller dans File → Open variable file et charger le fichier portant l'extension .sdf qui est dans le répertoire de travail.

A partir du fichier de variables, on peut sélectionner une variable ou la valeur d'une variable afin de la faire glisser dans un instrument du Layout. **[Philippe DORLEANS & J.F. MASSIEU. Plate-forme PS600 et carte DSP DS1104]**