

Ecole Nationale Polytechnique



Thèse de Doctorat en Sciences

Spécialité : Automatique

Présentée par :

REZAOUI Mohamed Mounir

Ingénieur d'état en Electrotechnique à l'ENP
Magister En Automatique à l'ENP

Thème

**Modélisation et Commande d'un
Convertisseur Matriciel Direct [3xn]
Alimentant une Machine Asynchrone
Polyphasée**

Soutenue publiquement le : 07/06/2015 à 9^h:00, devant le jury d'examen:

Président :	BOUCHERIT Med Seghir	Professeur, ENP
Directeur de thèse:	MAHMOUDI Md Oulhadj	Professeur, ENP
Co- Directeur de thèse :	NEZLI Lazhari	Professeur, ENP
Examineurs:	BEN MANSOUR Khelifa	Professeur, (ESDAT, Reghaia)
	LARABI Abdelkader	Professeur, USTHB
	BOUDANA Djamel	Maître de Conférences/A, U. de Médéa
Invité:	KOUZOU Abdellah	Maître de Conférences/A, U. de Djelfa

Remerciements

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

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

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

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

Je tiens à remercier également **Pr. BEN MANSOUR Khelifa**, **Pr Abdelkader LARABI** et **Dr. BOUDANA Djamel** pour avoir accepté de juger mon travail en qualité d'examineurs de cette thèse et pour leurs commentaires constructifs qui ont permis d'améliorer la qualité de ma thèse.

Je remercie sincèrement **Dr KOUZOU Abdellah** de l'Université de Djelfa pour ses conseils enrichissants au niveau théorique et pratique et son soutien constant.

J'adresse ma gratitude au **Pr ABU RUB Haithem**, chef du département de Génie Électrique à l'université Texas A&M Doha- Qatar, pour m'avoir accueilli dans le laboratoire et m'avoir permis d'exploiter les ressources matérielles nécessaires à la validation expérimentale de mes travaux.

Aussi, j'exprime ma reconnaissance à tous les chercheurs du laboratoire de l'université Texas A&M Doha- Qatar, en l'occurrence **Dr. Mostafa MOSA**, **Dr. Omar ELLABBAN**, **M^{lle} Liu YUSHAN** et **Dr Khalil SHADY** pour leurs fructueuses discussions et sans oublier les membres du personnel administratif: **Mr Mansor WISAM** et **Mr Majid Ali FAROOQI** pour leurs chaleureux accueils et également pour l'ambiance agréable qui ont su mener.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

ma mère,

mon père,

ma femme et mes deux enfants Salah Eddine et Imad Eddine,

mes frères et mes sœurs.

Notations

Généralement l'indice **s** indique les grandeurs statorique et **r** l'indique les grandeurs rotoriques, du moteur asynchrone.

$(D_{ri}, D_i), T_i$	Diode, Transistor ($i=1,2,\dots,6$)
L_f, C_f	Inductance et capacité du filtre d'entrée
U_R, U_S, U_T	Tensions d'entrée
U_k, V_k	Tensions de sortie ($k=A, B,\dots, E$)
i_R, i_S, i_T	Courants d'entrée
$i_A, i_B, i_C, i_D, i_E, i_F$	Courants de sortie
S_{ij}	Position des interrupteurs
f_e, f_s	Fréquence d'entrée/sortie
ω_e, ω_s	Pulsation d'entrée/sortie
m, r	Indice de modulation, Taux de modulation
τ	Fonction de modulation
Φ	Fonction pour le calcul des angles
U_{cm}	Fonction d'ondulation
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
R_s, R_r	Résistance d'enroulement statorique et rotorique par phase
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique par phase
M	Inductance mutuelle propre
K_v	Coefficient de frottement
J	Moment d'inertie
p	Nombre de pôles
θ_s, θ_m	Angle électrique statorique/ rotorique
ϕ	Le flux
ω_r	Pulsation rotorique
I_{ds}, i_{qs}	Courants statoriques d-q
I_{dr}, i_{qr}	Courants rotoriques d-q
V_{ds}, V_{qs}	Tensions statoriques d-q
V_{dr}, V_{qr}	Tensions rotoriques d-q
T_s	Constant de temps statorique
T_r	Constant de temps rotorique
E_{ds}, E_{qs}	Erreur de tension d-q
S	Opérateur de Laplace
Ω	Vitesse de rotation
t	Temps.
$f = 50 \text{ Hz}$	Fréquence du réseau
K_p	Paramètre de l'action proportionnelle
K_i	Paramètre de l'action intégrale

Liste des Figures

Figure. I.1.	<i>Convertisseur matriciel indirect.</i>	6
Figure. I.2.	<i>Convertisseur classique.</i>	7
Figure. I.3.	<i>Topologie d'un convertisseur matriciel direct.</i>	8
Figure. I.4.	<i>Schéma de principe du convertisseur matriciel.</i>	10
Figure. I.5.	<i>Schéma de principe d'une cellule de commutation du CM.</i>	11
Figure. I.6.	<i>Les quatre configurations possibles d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.</i>	12
Figure. I.7.	<i>Réseau de Pétri en fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.</i>	13
Figure. I.8.	<i>Modèle de connaissance du convertisseur matriciel.</i>	20
Figure. I.9.	<i>Modèle de commande du convertisseur matriciel.</i>	22
Figure. II.1.	<i>Schéma du Convertisseur Matriciel [3x3]</i>	27
Figure. II.2.	<i>Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire.</i>	28
Figure. II.3.	<i>Allure des tensions d'entrées et les potentiels virtuels.</i>	30
Figure. II.4.	<i>Les signaux de la Matrice des fonctions de redressement</i>	30
Figure. II.5.	<i>Les signaux de commande U_{cm}</i>	31
Figure. II.6.	<i>PMW à trois intervalles qui commande la phase X de sortie</i>	32
Figure. II.7.	<i>Les signaux U_{cm} utilisés par la technique MLI subharmonique</i>	33
Figure. II.8.	<i>Comparaison entre les fonctions génératrices et les porteuses</i>	35
Figure. II.9.	<i>Les tensions d'entrée de Roy.</i>	40
Figure. II.10.	<i>Les tensions de sortie et ces références du convertisseur matriciel -MLI à trois intervalles-</i>	41
Figure. II.11.	<i>Les tensions de sortie et leur référence du convertisseur matriciel -MLI subharmonique-</i>	42
Figure. II.12.	<i>Les tensions de sortie et leur référence du convertisseur matriciel -MLI calculée-</i>	43
Figure. II.13.	<i>Les tensions de sortie et leur référence du convertisseur matriciel -Algorithme de VENTURINI -</i>	44
Figure. II.14.	<i>Les tensions de sortie et ces références du convertisseur matriciel -Algorithme de Roy-</i>	45
Figure. II.15.	<i>Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A -MLI à trois intervalles-</i>	48
Figure. II.16.	<i>Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A -MLI subharmonique-</i>	49
Figure. II.17.	<i>Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A -MLI calculée-</i>	50
Figure. II.18.	<i>Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A -Algorithme de VENTURINI -</i>	51
Figure. II.19.	<i>Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A -Algorithme de Roy-</i>	52
Figure. II.20.	<i>Performance de l'association CM [3x3] - machine asynchrone triphasée par la technique MLI trois intervalles</i>	53
Figure. II.21.	<i>Performance de l'association CM [3x3] -machine asynchrone</i>	54

	<i>triphasée par la technique MLI subharmonique</i>	
Figure. II.22.	<i>Performance de l'association CM [3x3] -machine asynchrone triphasée par la technique MLI calculée</i>	55
Figure. II.23.	<i>Performance de l'association CM [3x3] -machine asynchrone triphasée par l'algorithme de VENTURINI</i>	56
Figure. II.24.	<i>Performance de l'association CM [3x3] -machine asynchrone triphasée par la technique de Roy</i>	57
Figure. II.25.	<i>La THD en fonction du taux de modulation r</i>	59
Figure. II.26.	<i>Le rapport de tension R_f en fonction du taux de modulation r</i>	59
Figure. II.27.	<i>Schéma du convertisseur matriciel [3x5]</i>	60
Figure. II.28.	<i>Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire</i>	61
Figure. II.29.	<i>Les signaux de commande U_{cm} par la MLI trois intervalles</i>	62
Figure. II.30.	<i>Les signaux de commande U_{cm} par la MLI subharmonique</i>	63
Figure. II.31.	<i>Les tensions de sortie et ces références du convertisseur matriciel -MLI à trois intervalles-</i>	66
Figure. II.32.	<i>Les tensions de sortie et ces références du convertisseur matriciel -MLI subharmonique-</i>	67
Figure. II.33.	<i>Les tensions de sortie et ces références du convertisseur matriciel -MLI calculée-</i>	68
Figure. II.34.	<i>Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A -MLI à trois intervalles-</i>	70
Figure. II.35.	<i>Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A -MLI subharmonique-</i>	71
Figure. II.36.	<i>Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A -MLI calculée-</i>	72
Figure. II.37.	<i>Performance de l'association CM [3x5]- machine asynchrone triphasée par la technique MLI trois intervalles</i>	73
Figure. II.38.	<i>Performance de l'association CM [3x5]-machine asynchrone triphasée par la technique MLI subharmonique</i>	74
Figure. II.39.	<i>Performance de l'association CM [3x5]-machine asynchrone triphasée par la technique MLI calculée</i>	75
Figure. II.40.	<i>La THD en fonction du taux de modulation r</i>	77
Figure. II.41.	<i>Le rapport de tension R_f en fonction du taux de modulation r</i>	77
Figure. III.1.	<i>Principe de la commande vectorielle.</i>	81
Figure. III.2.	<i>Principe de l'orientation du flux rotorique.</i>	81
Figure. III.3.	<i>Axes de projection</i>	83
Figure. III.4.	<i>Modélisation de la MAS pentaphasée dans le repère $d-q$.</i>	85
Figure. III.5.	<i>Schéma bloc de la commande vectorielle directe en BO</i>	91
Figure. III.6.	<i>Schéma bloc complémentaire de la CV directe en BF.</i>	91
Figure. III.7.	<i>Schéma bloc de la commande vectorielle directe en BF</i>	92
Figure. III.8.	<i>Découplage avec orientation de flux rotorique en BO par la technique de commande MLI trois intervalles</i>	95
Figure. III.9.	<i>Découplage avec orientation de flux rotorique en BO par la technique de commande MLI subharmonique.</i>	96
Figure. III.10.	<i>Découplage avec orientation de flux rotorique en BO par la technique de commande MLI calculée</i>	97
Figure. III.11.	<i>Découplage avec orientation de flux rotorique en BF Avec l'application d'une charge nominale entre $t = 0.8$ s et 1.5 s, par la technique MLI trois intervalles</i>	98
Figure. III.12.	<i>Zoom des courants de la machine asynchrone pentaphasée par la CV directe par la technique MLI trois intervalles</i>	99

Figure. III.13.	<i>Zoom des tensions qui alimentent la machine asynchrone pentaphasée par la CV directe par la technique MLI trois intervalles</i>	100
Figure. III.14.	<i>Découplage avec orientation de flux rotorique en BF Avec l'application d'une charge nominale entre $t = 0.8$ s et 1.5 s, par la technique MLI subharmonique</i>	101
Figure. III.15.	<i>Zoom des courants de la machine asynchrone pentaphasée par la CV directe par la technique MLI subharmonique</i>	102
Figure. III.16.	<i>Zoom des tensions qui alimentent la machine asynchrone pentaphasée par la commande vectorielle directe par la technique MLI subharmonique</i>	103
Figure. III.17.	<i>Découplage avec orientation de flux rotorique en BF Avec l'application d'une charge nominale entre $t = 0.8$ s et 1.5 s, par la technique MLI calculée</i>	104
Figure. III.18.	<i>Zoom des courants de la machine asynchrone pentaphasée par la CV directe par la technique MLI calculée</i>	105
Figure. III.19.	<i>Zoom des tensions qui alimentent la machine asynchrone pentaphasée par la CV directe par la technique MLI calculée</i>	106
Figure. IV.1.	<i>Contrôleur des mouvements pour le dSPACE 1103.</i>	110
Figure. IV.2.	<i>Unité centrale du dSPACE 1103.</i>	110
Figure. IV.3.	<i>Les oscilloscopes utilisés</i>	112
Figure. IV.4.	<i>Prototype du convertisseur matriciel [3x9]</i>	112
Figure. IV.5.	<i>Banc d'essai de la machine asynchrone pentaphasée.</i>	113
Figure. IV.6.	<i>Les tensions de sortie du CM [3x3] par simulation et implémentation en temps réel –MLI trois intervalles-</i>	114
Figure. IV.7.	<i>Les tensions de sortie du CM [3x3] par simulation et implémentation en temps réel –MLI subharmonique-</i>	115
Figure. IV.8.	<i>Les tensions de sortie du CM [3x3] par simulation et implémentation en temps réel -MLI calculée-</i>	116
Figure. IV.9.	<i>Les tensions de sortie du CM [3x3] par simulation et implémentation en temps réel -Algorithme de VENTURINI -</i>	117
Figure. IV.10.	<i>Les tensions de sortie du CM [3x5] par simulation et implémentation en temps réel –MLI trois intervalles-</i>	118
Figure. IV.11.	<i>Les tensions de sortie du CM [3x5] par simulation et implémentation en temps réel –MLI subharmonique-</i>	119
Figure. A.1.	<i>Schéma fonctionnel du régulateur du courant I_{qs}</i>	124
Figure. A.2.	<i>Schéma fonctionnel de régulation du flux Φ_r.</i>	126
Figure. A.3.	<i>Schéma fonctionnel de régulateur de la vitesse.</i>	127

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I- Etat de l'art sur les convertisseurs matriciels.....	4
I. 1. Introduction.....	5
I. 1.1. Convertisseur matriciel Indirect.....	5
I. 1.2. Convertisseur matriciel direct.....	7
I. 2. Modélisation Du Convertisseur Matriciel	9
I. 3. Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel.....	9
I.3.1. Structure du convertisseur matriciel.....	9
I.3.2. Fonctionnement du convertisseur matriciel.....	11
I.3.3. Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel.....	11
I.3.4. Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel et l'application du réseau de Pétri.....	11
I.3.4.1. Les différentes configurations d'une cellule du convertisseur matriciel.....	12
I.3.4.2. Application du réseau de Pétri à une cellule de commutation du convertisseur matriciel.....	12
I.4. Modélisation en vue de la commande.....	13
I.4.1. Hypothèses.....	13
I.4.2. Commandabilité des convertisseurs statiques.....	14
I.4. 2.1. Fonction et matrice de connexion des interrupteurs.	14
I.4.2.2. Fonction génératrice de connexion des interrupteurs	15
I.4.3. Modélisation aux valeurs instantanées.....	15
I.4.3.1. Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion	16
I.4.3.2. La matrice de conversion du convertisseur matriciel	18
I.4.3.3. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel..	19
I.4.4. Modélisation aux valeurs moyennes.....	20
I. 5. Conclusion.....	22

Chapitre II- Stratégies De Commande Du Convertisseur	24
Matriciel.....	25
II.1. Introduction.....	27
II. 2. Convertisseur matriciel [3x3].....	28
II.2.1. La modulation MLI à trois intervalles.....	29
A. Partie Redresseur.....	31
B. Partie Onduleur.....	33
II.2.2. La modulation Subharmonique.....	34
II.2.3. La modulation MLI calculée.....	36
II.2.4. La modulation Venturini.....	37
A. Algorithme Principal de VENTURINI	39
B. Algorithme Amélioré de VENTURINI et ALESSINA.....	39
II.2.5. La modulation Roy.....	40
II.2.6. Simulation et résultats.....	46
A. Etude des performances de la commande du CM.....	
B. Etude des performances de l'association CM – MAS triphasée.....	46
C. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone.....	46
D. Interprétation des résultats de simulation.....	47
II.2.7. Récapitulation.....	58
II. 3. Convertisseur matriciel [3x5].....	60
II.3.1. La modulation MLI à trois intervalles.....	60
A. Partie Redresseur.....	61
B. Partie Onduleur.....	63
II.3.2. La modulation Subharmonique.....	63
II.3.3. La modulation MLI calculée.....	66
II.3.4. Simulation et résultats.....	69
A. Etude des performances de la commande du CM.....	69

B. Etude des performances de l'association CM – MAS pentaphasée.....	69
II.3.5. Récapitulation.....	76
II.4. Conclusion.....	78
Chapitre III- Commande vectorielle de la machine asynchrone pentaphasée.....	79
III.1. Introduction.....	80
III.2. Principe de la commande vectorielle	80
III.3. Modèle de la machine asynchrone pentaphasée	82
III.3.1. Equations électriques de la machine asynchrone	82
III.3.2. Equations mécaniques de la machine asynchrone	82
III.3.3. Transformation de Park	82
III. 4. Réalisation de la commande vectorielle.....	87
III. 4. 1. Modèle de la machine asynchrone pentaphasée	87
A. Avant découplage.....	87
B. Après découplage.....	88
III.4.2. Stratégie de la commande.....	89
A. Commande vectorielle indirecte.....	89
B. Commande vectorielle directe.....	89
III.5. Commande par orientation de flux.....	89
III.5.1. Schéma complet de la CV directe à flux rotorique orienté..	91
III.5.2. Simulation et interprétations.....	93
III. 6. Conclusion.....	107
Chapitre IV- Partie Pratique..	108
IV.1. Introduction.....	109
IV.2. Carte dSPACE 1103	109
IV.2.1. Logiciel d'implémentation	110
IV.3.2. Oscilloscopes utilisés	111

IV. 3. Prototype du convertisseur matriciel	112
IV.4. Machine asynchrone pentaphasée	113
III.5. Partie d'implémentation en temps réel	114
III. 6. Conclusion.....	120
Conclusion générale	121
Annexe	123
Bibliographie	131

.

Introduction Générale

En moyenne et forte puissance, les entraînements à vitesse variable utilisant les machines asynchrones trouvent de plus en plus d'applications industrielles puisqu'ils ont une conception simple, robuste, peu coûteuse à l'achat, et à l'entretien. C'est par exemple le cas de l'entraînement à vitesse variable pour certaines applications (dans les domaines de la marine, la traction ferroviaire, l'industrie pétrochimique, l'avionique, l'automobile, etc...), Elles supportent de fortes surcharges et peut fonctionner dans des milieux explosifs et corrosifs. De plus, Les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages [69-70]. En effet, la multiplication du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné [69] [41]. Aussi, elle permet de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer plus facilement. Cette multiplication de nombre de phases au-delà de trois conduira également à offrir une fiabilité accrue en permettant de fonctionner en défaut une ou plusieurs phases.

Néanmoins de nos jours, l'alimentation de ces machines a été réalisée à partir d'une chaîne redresseur-filtre-onduleur souvent encombrante et volumineuse et pouvant être source de perturbations pour le réseau électrique. C'est dans ce contexte que le convertisseur à structure matricielle pourra remplacer le convertisseur conventionnel grâce aux nombreux avantages qui sont [6] [22] [34]:

- Il convertit directement la fréquence, sans avoir recours au circuit intermédiaire continu, qui caractérise les convertisseurs statiques conventionnels, ce qui réduit le volume du convertisseur.
- Il élimine des éléments passifs de stockage d'énergie qui influent fortement sur le circuit intermédiaire.
- Il permet de renvoyer directement l'énergie vers le réseau d'alimentation grâce à sa structure symétrique (réversibilité fonctionnelle assurée).

Le convertisseur à topologie matricielle est un convertisseur statique AC-AC permettant la conversion directe de fréquence sans avoir recours à un étage intermédiaire de circuit continu qui est la caractéristique principale des convertisseurs conventionnels redresseur-filtre-onduleur [12-

14]. Ce convertisseur est caractérisé par une topologie matricielle à pxn interrupteurs (matrice de dimension $[pxn]$), tel que les p phases d'entrée de la source sont interconnectées aux n phases de sortie du convertisseur. La liaison entre l'entrée et la sortie se fait par le biais d'interrupteurs de puissance à quatre segments conduisant le courant dans les deux sens et bloquant les tensions des deux polarités [6] [36].

Actuellement, cette nouvelle structure de convertisseur fait l'objet d'étude approfondie dans différents laboratoires d'électronique de puissance dans le monde. C'est ainsi que notre travail de thèse s'insère dans ce contexte et fait suite aux nombreux travaux réalisés dans cet axe de recherche prometteur [15-16].

Les progrès actuels de l'électronique de puissance, ainsi que le développement des processeurs de calcul permettent d'envisager une commande rapprochée plus fine de ces convertisseurs matriciels en proposant plusieurs stratégies de modulation MLI plus performantes du point de vue élimination d'harmoniques et réduction d'ondulations du couple électromagnétique généré par la machine [17] [32] [49]. Ainsi, l'objectif principal du travail est de développer plusieurs stratégies de modulation MLI pour commander un convertisseur matriciel à topologie $[3xn]$, alimenté par le réseau triphasé et associé à une machine asynchrone polyphasée à n phases.

La commande vectorielle de la machine asynchrone constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant [64]. Les applications industrielles se multiplient, cependant les efforts continuent pour assurer un meilleur découplage entre le flux et le couple.

Le travail dans cette thèse est organisé en quatre chapitres, comme suit :

Dans le premier chapitre, on va présenter l'état de l'art sur les convertisseurs matriciels.

Et le deuxième chapitre à la modélisation du convertisseur matriciel $[3xn]$, en élaborant leur modèle de connaissance par l'utilisation du réseau de Pétri.

Le troisième chapitre, est divisé principalement sur deux axes :

Le premier axe sur la commande du convertisseur matriciel $[3x3]$ alimentant une machine asynchrone triphasée, par les techniques de commande suivantes:

1. La modulation MLI à trois intervalles.
2. La modulation MLI Subharmonique.
3. La modulation MLI calculée.

4. La modulation à base de l'algorithme de Venturini.
5. La modulation à base de l'algorithme de Roy.

Nous comparons ces différentes stratégies sur la base des formes de tensions par simulation ou par implémentation en temps réel^{*}, du taux THD et la caractéristique du fondamental en fonction du rapport de réglage r ; qui va permettre le classement de ces stratégies. Après ça, les trois premières stratégies seront modifiées et développer pour être appliquées au convertisseur matriciel [3x5].

En vue de la commande de la machine asynchrone pentaphasée, une commande vectorielle directe avec orientation de flux rotorique est l'objet du quatrième chapitre, puis nous présentons les performances de cette commande appliquée à la machine asynchrone pentaphasée par le convertisseur matriciel [3x5].

Finalement nous terminerons par une conclusion pour résumer les principaux résultats obtenus, et donnons quelques perspectives envisagées.

(*) Validation effectuée au laboratoire Texas A&M University (Doha, Qatar).

Chapitre I:

ETAT DE L'ART SUR LES CONVERTISSEURS MATRICIELS

I.1. Introduction

Le convertisseur matriciel c'est un convertisseur AC/AC de nouvelle génération, par rapport à l'ancienne qui est le convertisseur classique (redresseur- filtre- onduleur), ce dernier est composé par des interrupteurs de puissance bidirectionnels ultra rapides pour assurer le transfert d'énergie en amont et en aval, alors ce convertisseur AC-AC est capable de générer des sorties alternatives sinusoïdales contrôlables en termes d'amplitude et de fréquence à partir d'une alimentation fixe en tension et en fréquence. Dans plusieurs bibliographies [1-4] le filtre LC est utilisé pour filtrer les harmoniques de la tension d'entrée. En raison de la popularité croissante des machines à courant alternatif dans les applications industrielles et commerciales, les convertisseurs AC-AC sont utilisés dans les applications d'entraînement à vitesse variable pour contrôler la vitesse de rotation et le couple de ces machines.

Le convertisseur matriciel offre plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs classiques AC/AC notamment [5-8]:

- L'absence d'éléments de stockage de puissance, ce qui augmente sa durée de vie, puisqu'ils sont très sensibles aux perturbations du réseau;
- Fonctionnement dans les quatre-quadrants et en grandes puissances, une commande souple et découplée des puissances active et réactive, de même qu'on obtient un fonctionnement avec un facteur de puissance ajustable;
- Ultra rapide;

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

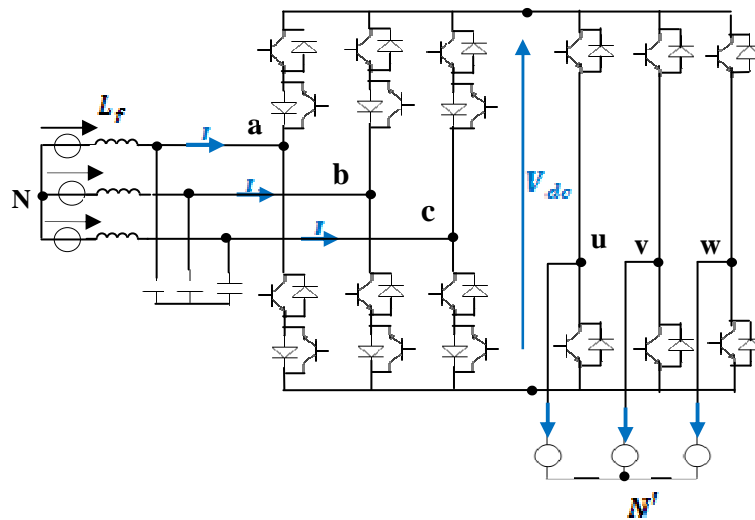
I.1.1. Convertisseur matriciel Indirect

Le convertisseur matriciel indirect est une association de deux convertisseurs d'où le nom "convertisseur à double étages" ou également dénommé "double convertisseur à matrice de pont [9]", "convertisseur matriciel espacé [10] " ou "convertisseur matriciel à deux étapes [11] ". Dont est il composé d'un redresseur de courant (il utilise des interrupteurs bidirectionnel à la place des diodes) qui est directement connecté à un onduleur de tension passant par un étage intermédiaire sans élément de stockage capacitif (qui n'est pas le cas dans les convertisseurs classiques: redresseur-filtre -onduleur), Comme le montre la figure. I.1 et figure. I.2. Il présente les principaux avantages:[1] [9] [12-14].

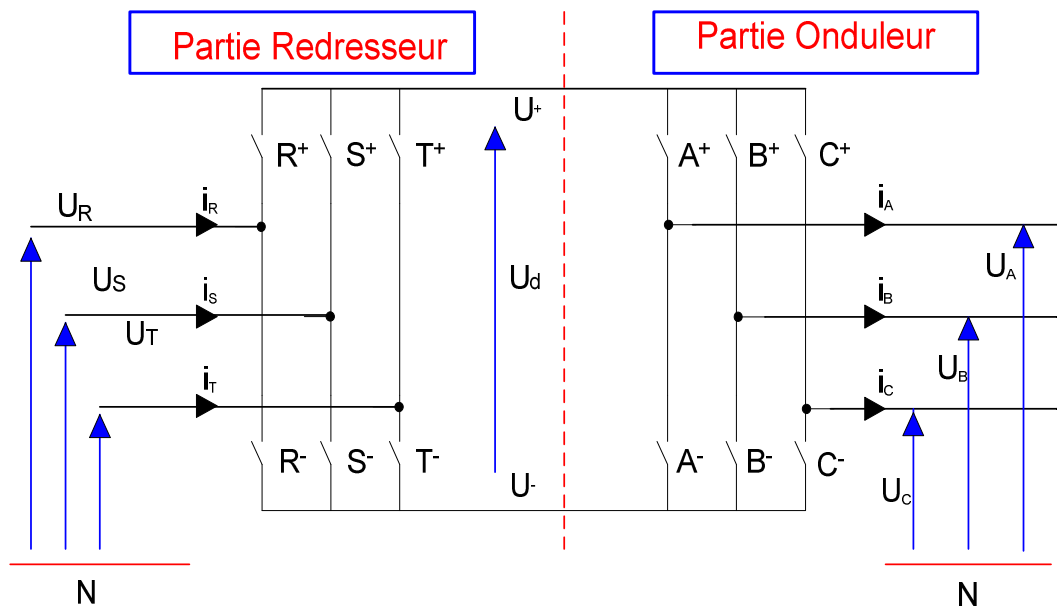
- Formes d'ondes quasi-sinusoïdales, avec seulement des harmoniques d'ordre élevé dans le courant d'entrée et la tension de sortie, ce qui simplifie le filtrage ;
- Fonctionnement dans quatre quadrants sur le plan couple-vitesse ;

- Facteur de puissance d'entrée unitaire ;
- Tous les interrupteurs du côté redresseur commutent à courant nul par conséquent, les problèmes de commutation ne sont plus posés comme ceux du convertisseur matriciel classique ;

Par contre, son principal inconvénient est le rapport de transfert de tension qui est généralement inférieur à l'unité ($\sim 0,86$).



(a)



(b)

Figure. I.1. Convertisseur matriciel indirect.

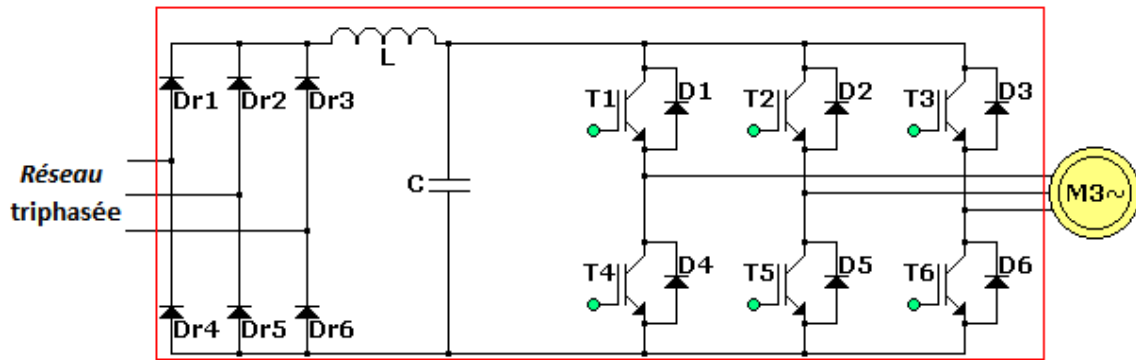


Figure. I.2. Convertisseur classique.

I. 1.2. Convertisseur matriciel direct

La principale caractéristique d'un convertisseur matriciel direct est la possibilité d'effectuer directement la conversion AC de courant alternatif sans avoir besoin d'éléments de stockage d'énergie. Le cyclo-convertisseur qui a été le premier convertisseur direct AC-AC, permet uniquement de modifier la fréquence de la tension de sortie (très inférieure à celle de l'entrée) à partir d'une tension qui a une amplitude et une fréquence d'entrée fixes. Ce convertisseur est rarement utilisé, en particulier à cause de la mauvaise qualité des formes d'ondes obtenues, sauf pour les très fortes puissances (quelques dizaines de mégawatts et au-delà), où son faible coût et fonctionnement en commutation naturelle font oublier ses inconvénients tels que l'affectation du facteur de puissance et la distorsion des formes d'onde d'entrée et de sortie [15-16]

Avec le développement rapide de dispositifs de puissance à semi-conducteurs entièrement contrôlés, le cyclo-convertisseur à commutation forcée ou «convertisseur matriciel» a été développé comme une technique prometteuse pour la conversion directe AC-AC [7].

La topologie du convertisseur matriciel est capable de générer des fréquences et des tensions de sortie variables [17-18]. Le retrait de l'élément de stockage d'énergie du circuit intermédiaire permet à la topologie du convertisseur matriciel d'avoir une conception plus compacte, ce qui est un avantage dans des applications telles que l'aéronautique [8].

Plusieurs travaux de recherche ont été effectués sur les configurations du convertisseur matriciel directe [3x3] pour développer des algorithmes de commande appropriée (telle que la méthode de Venturini [17-20], algorithme de Roy [17-18] [21], la MLI à trois intervalles [22-24], la MLI subharmonique [24], la MLI calculée [25] ou la SVM [26-30].....), cette configuration directe va nous permettre de générer des formes d'ondes sinusoïdales à l'entrée et à la sortie de haute qualité.

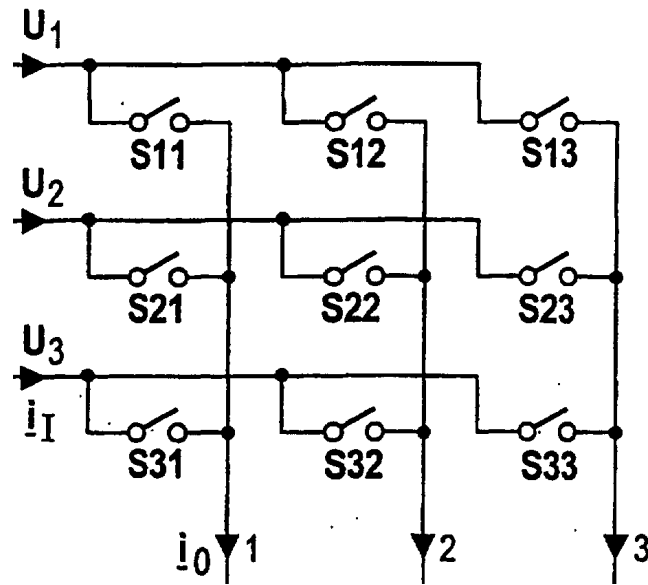


Figure. I. 3. Topologie d'un convertisseur matriciel direct.

Pour cela et pour connaître n'importe quel domaine, il nous faut savoir un peu de son origine ou son historique, donc; L. GYUGI et B. PELLY proposent pour la première fois en 1976, le concept du convertisseur matriciel direct par l'emplacement des interrupteurs bidirectionnels sous une forme de matrice [31-32].

L'appellation "**Convertisseur Matriciel**" a été indiquée en 1980 par M. VENTURINI et A. ALESINA, qui ont construit le circuit de commande et le premier algorithme de commande [19-20] [33].

L'année 1983, a été une bonne année pour le développement des stratégies de commande, tel que J. RODRIGUEZ a introduit les commandes à base de MLI [34], la notion de vecteur d'espace introduite par, J. RODRIGUEZ et G. KASTNER en 1985 [35], la commande par modulation du vecteur d'espace par L. HUBER ET D. BOROJEVIC [26] et la commande scalaire par G. ROY ET G. E. APRIL en 1989 [21].

A partir de 1992, NEFT ET SCHAUDER [6] ont confirmé que le convertisseur matriciel utilise uniquement 9 interrupteurs pour la commande d'une machine asynchrone triphasée avec une grande efficacité sans oublier la qualité supérieure des courants d'entrée et de sortie.

Les commutations simultanées des interrupteurs utilisés dans un convertisseur matriciel sont très difficiles à obtenir sans la génération de surintensité ou la surtension des pointes qui peuvent détruire les semi-conducteurs de puissance. Heureusement, avec le développement de plusieurs stratégies de commande le problème est résolu ce qui permet un fonctionnement sûr des commutateurs.

Les inconvénients du convertisseur matriciel consistent tout d'abord à une commutation du courant plus délicate à cause de l'absence des diodes à roue libre. En outre, la commande est relativement complexe et le rapport entre la tension de sortie et la tension d'entrée est réduit (0.866 par rapport aux convertisseurs indirects conventionnels); Les interrupteurs bidirectionnels sont constitués par l'association de composants IGBT et de diodes qui ne peuvent pas supporter des tensions trop importantes (moins de 6,5 kV) à cause de sa grille de commande qui doit être isolée du collecteur et de l'émetteur, en plus de ça, ce convertisseur exige un nombre élevé de dispositifs semi-conducteurs de puissance [36-40].

Parmi les avantages les plus connus, c'est qu'il permettrait d'augmenter la durée de vie du convertisseur et diminuerait son volume (topologie compacte). De plus :

- la fabrication de la partie mécanique serait plus simple (Matrice).
- Un autre grand avantage du convertisseur matriciel est la symétrie de la matrice, permettant le flux de puissance dans les deux sens et ainsi directement le fonctionnement en quatre quadrants.
- Permettre la conversion directe AC-AC à partir d'une amplitude de tension et une fréquence fixe vers un système de sortie variable en amplitude de tension et de fréquence.
- L'absence de la partie continue (Filtre).

I. 2. Modélisation du convertisseur matriciel

Dans ce qui suit, on va étudier un convertisseur statique à structure matricielle qu'on appelle « Convertisseur matriciel ». Ce dernier permet la conversion directe alternative – alternative sans circuit intermédiaire continu caractérisant les convertisseurs conventionnels (redresseur - onduleur).

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

I. 3. Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel

I. 3. 1. Structure du convertisseur matriciel

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

d'avoir en sortie un système à n phases de tension variables en amplitude et en fréquence à partir d'une entrée d'un système à m phases de tension fixe d'alimentation [41].

Dans notre étude on va s'intéresser aux convertisseurs matriciels [$3 \times n$] (les trois phases d'entrée du réseau sont connectées aux n phases de sortie), par le biais de commutateurs de puissance bidirectionnels.

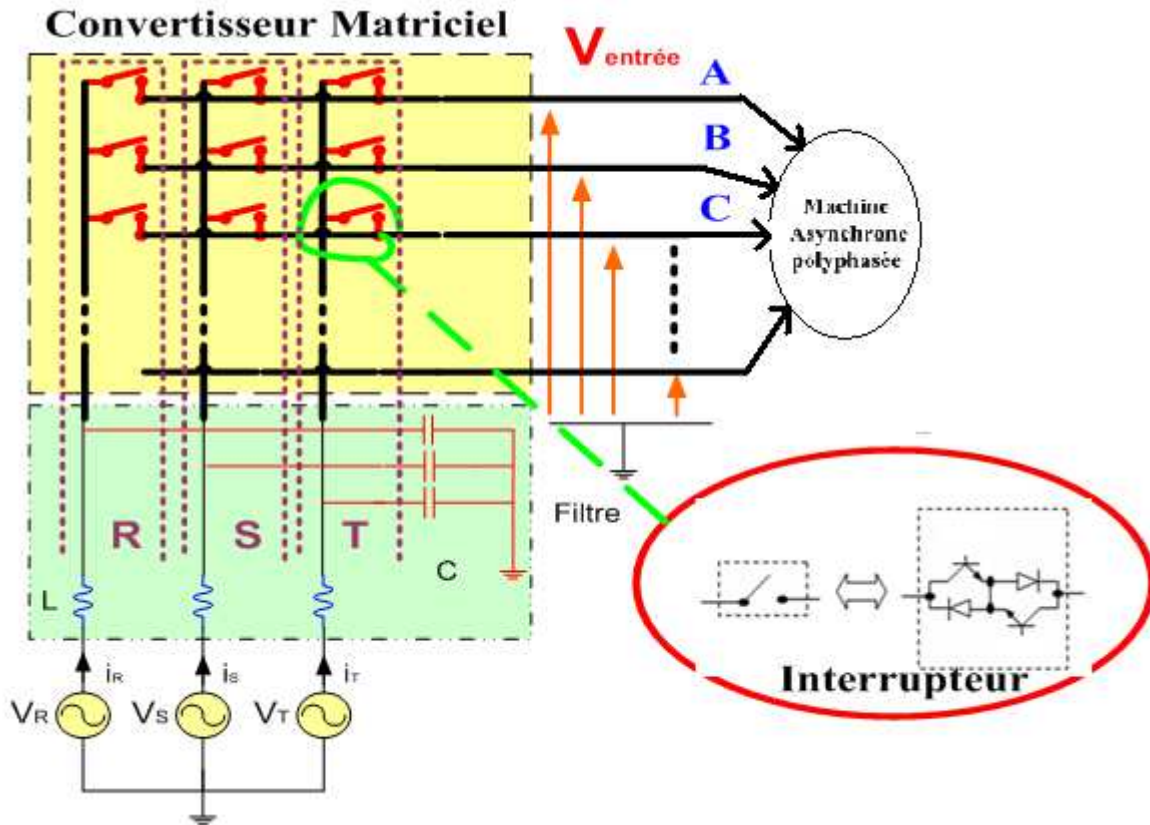


Figure. I.4. Schéma de principe du convertisseur matriciel.

I. 3. 2. Fonctionnement du convertisseur matriciel

A partir de la topologie du convertisseur on constate l'existence de trois cellules de commutation (cellule R, S et T) et chacune d'elles porte n interrupteurs. D'après les théories de probabilité on peut donc avoir $2^{3 \times n}$ configurations possibles, car le convertisseur possède $3 \times n$ interrupteurs et chacun peut être à l'état ouvert ou fermé.

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

- Les sources situées de part et d'autre du groupement sont nécessairement de natures différentes.

- La continuité énergétique impose de ne retenir, parmi les configurations possibles de la partie opérative, que celles qui sont physiquement réalisables: une source de tension non nulle ne peut être mise en court circuit, une source de courant non nul ne peut être mise en circuit ouvert [42].

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

I.3.3. Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel

Vu la symétrie fonctionnelle des cellules de commutation, ainsi par rapport à la commande, l'étude du convertisseur matriciel se limite à l'étude d'une cellule de commutation. Dans chaque cellule on distingue trois configurations possibles qui sont caractérisées par des grandeurs électriques (Tableau. I.1). [43]

Configuration	La grandeur électrique qui le caractérise
E ₁	$V_A = V_R$
E ₂	$V_A = V_S$
E ₃	$V_A = V_T$

Tableau. I. 1. Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible du CM

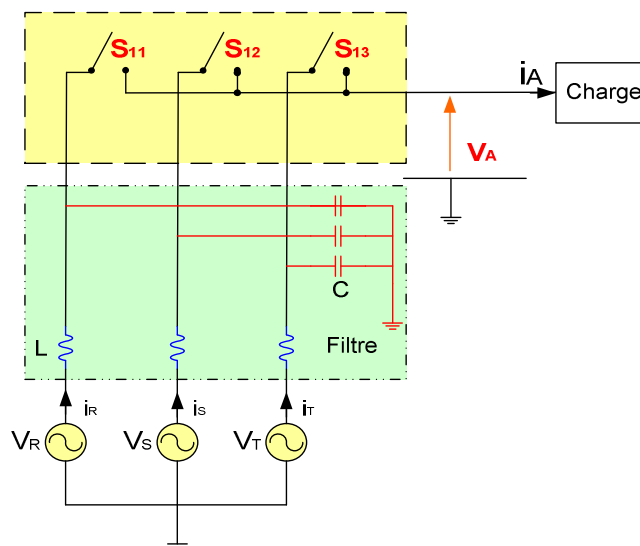


Figure. I. 5. Schéma de principe d'une cellule de commutation du CM.

I.3.4. Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel et l'application du réseau de Pétri

Les réseaux de Pétri sont dédiés à la description des systèmes séquentiels. Les états stables sont appelés « **places** » et les conditions de passage d'une place à l'autre sont nommées

« **transitions** ». Ils sont très souvent utilisés en conception logique pour décrire les machines d'états régissant le fonctionnement du système.

Nous pouvons utiliser les réseaux de Pétri en électronique de puissance pour décrire les différents états d'un composant.

I. 3. 4. 1. Les différentes configurations d'une cellule du convertisseur matriciel

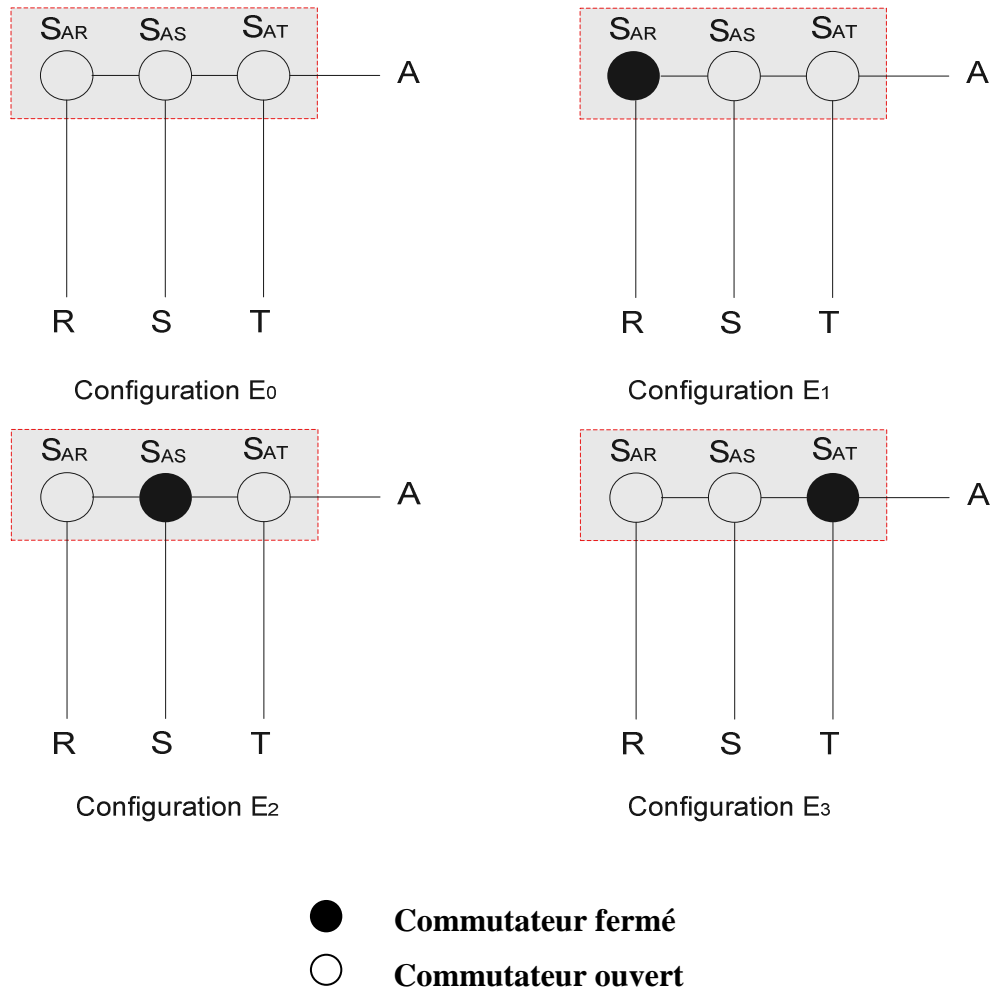


Figure. I.6. Les quatre configurations possibles d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

I. 3. 4. 2. Application du réseau de Pétri à une cellule de commutation du convertisseur matriciel

En analysant les conditions entre les différentes configurations possibles illustrées précédemment, nous arrivons à préciser les réceptivités du réseau de Pétri au fonctionnement d'une cellule de commutation pour le convertisseur matriciel, qui sont :

$$R_{10} = R_{20} = R_{30} = (T_{AR}=0) \& (T_{AS}=0) \& (T_{AT}=0)$$

$$R_{01} = (T_{AR}=1) \& (T_{AS}=0) \& (T_{AT}=0)$$

$$R_{02} = (T_{AR}=0) \& (T_{AS}=1) \& (T_{AT}=0)$$

$$R_{03} = (T_{AR}=0) \& (T_{AS}=0) \& (T_{AT}=1)$$

$$R_{12} = (E_1) \& (T_{AR}=0) \& (T_{AS}=1) \& (T_{AT}=0)$$

$$R_{21} = (E_2) \& (T_{AR}=1) \& (T_{AS}=0) \& (T_{AT}=0)$$

$$R_{23} = (E_2) \& (T_{AR}=0) \& (T_{AS}=0) \& (T_{AT}=1)$$

$$R_{32} = (E_3) \& (T_{AR}=0) \& (T_{AS}=1) \& (T_{AT}=0)$$

$$R_{13} = (E_1) \& (T_{AR}=0) \& (T_{AS}=0) \& (T_{AT}=1)$$

$$R_{31} = (E_3) \& (T_{AR}=1) \& (T_{AS}=0) \& (T_{AT}=0)$$

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

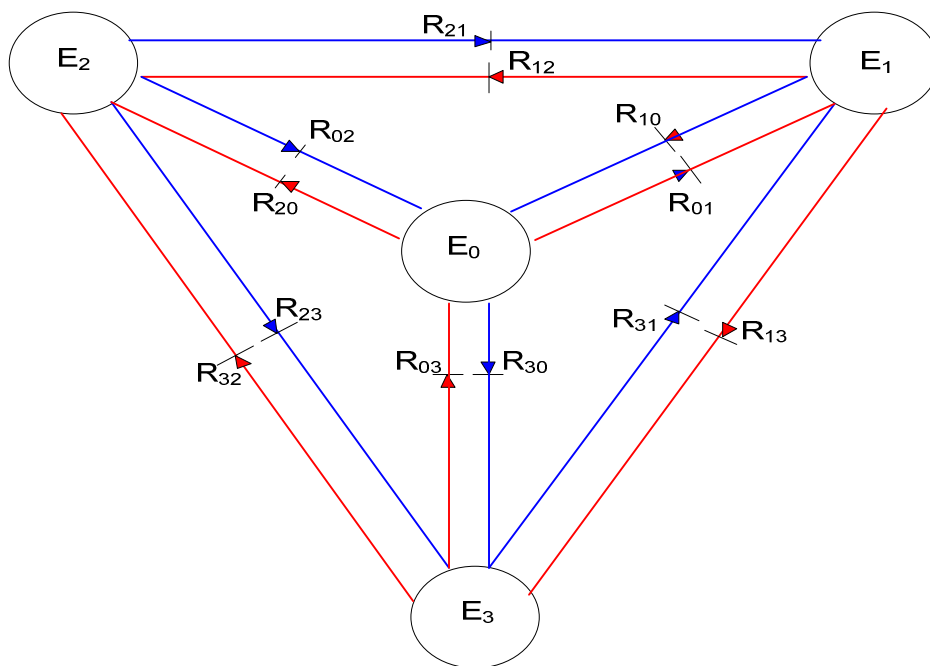


Figure. I. 7. Réseau de Pétri en fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

I. 4. Modélisation en vue de la commande

I.4.1. Hypothèses

- ⚡ La commutation des interrupteurs est supposée parfaite.

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

I.4.2. Commandabilité des convertisseurs statiques

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

La commande interne est déterminée par le signe des grandeurs électriques de l'environnement de l'interrupteur (u, i). La commande externe correspond aux ordres logiques issus de la commande rapprochée [44].

Par définition, un interrupteur est déclaré totalement commandable si son changement d'état ne dépend que de la commande externe (commande des bases de semi conducteurs) [42].

I. 4. 2. 1. Fonction et matrice de connexion des interrupteurs

La fonction de connexion f_{ij} permet de lier entre les grandeurs électriques propres à l'interrupteur et les grandeurs imposées par les sources telles que [42] :

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

Avec :

- $f_{ij} = 1$ quand l'interrupteur S_{ij} est fermé.
- $f_{ij} = 0$ quand l'interrupteur S_{ij} est ouvert.
- $i = R, S, T$ et $j = A, B, C \dots$, (selon le nombre de phase de sortie du CM, dans ce contexte en va prendre $n=3$ et $n=5$).
- (u, i) : grandeurs électriques propres à l'interrupteur (grandeurs modulées).
- (u_s, i_s) : grandeurs imposées par les sources connectées à l'interrupteur (grandeurs commutées).

L'ensemble des fonctions de connexion forme les éléments d'une matrice dite « **matrice de connexion [F]** », tel que :

La matrice $[F]$ pour convertisseur matriciel à n phases s'écrit :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{AR} & f_{AS} & f_{AT} \\ f_{BR} & f_{BS} & f_{BT} \\ f_{CR} & f_{CS} & f_{CT} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ f_{nR} & f_{nS} & f_{nT} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 2})$$

Exemple: $n=3$	Exemple: $n=5$
$[F] = \begin{bmatrix} f_{AR} & f_{AS} & f_{AT} \\ f_{BR} & f_{BS} & f_{BT} \\ f_{CR} & f_{CS} & f_{CT} \end{bmatrix}$	$[F] = \begin{bmatrix} f_{AR} & f_{AS} & f_{AT} \\ f_{BR} & f_{BS} & f_{BT} \\ f_{CR} & f_{CS} & f_{CT} \\ f_{DR} & f_{DS} & f_{DT} \\ f_{ER} & f_{ES} & f_{ET} \end{bmatrix}$

I. 4. 2. 2. Fonction génératrice de connexion des interrupteurs

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

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

I. 4. 3 Modélisation aux valeurs instantanées

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association entre le convertisseur matriciel et la charge couplée en étoile avec neutre isolé, car on se ramène toujours à une configuration où les sources de tension sont couplées en polygones et/ou les sources de courant sont connectées en étoile. Ce choix d'association des sources élimine implicitement la présence de toutes composantes homopolaires [42-43]:

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

- U : Tensions de phase par rapport au neutre N du réseau.
- V : Tensions simples de phase par rapport au neutre N' de la charge polyphasée.

$$\text{Pour la tension polyphasée: } \left\{ \begin{array}{l} V_A = \frac{1}{n}((n-1) U_A - U_B - U_C - \dots - U_n) \\ V_B = \frac{1}{n}(-U_A + (n-1) U_B - U_C - \dots - U_n) \\ \vdots = \dots\dots\dots \\ \vdots = \dots\dots\dots \\ V_n = \frac{1}{n}(-U_A - U_B - U_C - \dots + (n-1) U_n) \end{array} \right. \quad (\text{I. 4})$$

Exemple: $n=5$	Exemple: $n=3$
$\left\{ \begin{array}{l} V_A = \frac{1}{5}(4 U_A - U_B - U_C - U_D - U_E) \\ V_B = \frac{1}{5}(-U_A + 4 U_B - U_C - U_D - U_E) \\ V_C = \frac{1}{5}(-U_A - U_B + 4 U_C - U_D - U_E) \\ V_D = \frac{1}{5}(-U_A - U_B - U_C + 4 U_D - U_E) \\ V_E = \frac{1}{5}(-U_A - U_B - U_C - U_D + 4 U_E) \end{array} \right.$	$\left\{ \begin{array}{l} V_A = \frac{1}{3}(2 U_A - U_B - U_C) \\ V_B = \frac{1}{3}(-U_A + 2 U_B - U_C) \\ V_C = \frac{1}{3}(-U_A - U_B + 2 U_C) \end{array} \right.$

I. 4. 3. 1. Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion

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

a. Matrice de conversion des courants

Les courants modulés $[i_e]$ de la source de tension sont liés simultanément à l'état des cellules de commutation et aux courants commutés délivrés par la source de courant $[i_s]$.

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

$$[i_e] = [F]^T [i_s] \quad (\text{I. 5})$$

Avec :

$$[i_e] = [i_R \quad i_S \quad i_T]^T \text{ Vecteur des courants modulés de la source.}$$

$$[i_s] = [i_A \quad i_B \quad i_C \quad \dots \quad \dots \quad \dots \quad i_n]^T \text{ Vecteur des courants commutés pour le CM polyphasé.}$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} f_{AR} & f_{BR} & f_{CR} & \cdots & \cdots & \cdots & f_{nR} \\ f_{AS} & f_{BS} & f_{CS} & \cdots & \cdots & \cdots & f_{nS} \\ f_{AT} & f_{BT} & f_{CT} & \cdots & \cdots & \cdots & f_{nT} \end{bmatrix}}_{[M^I]} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

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

- Pour un convertisseur matriciel à trois phases en sortie :

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{AR} & f_{BR} & f_{CR} \\ f_{AS} & f_{BS} & f_{CS} \\ f_{AT} & f_{BT} & f_{CT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}$$

- Pour un convertisseur matriciel à cinq phases en sortie :

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{AR} & f_{BR} & f_{CR} & f_{DR} & f_{ER} \\ f_{AS} & f_{BS} & f_{CS} & f_{DS} & f_{ES} \\ f_{AT} & f_{BT} & f_{CT} & f_{DT} & f_{ET} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_D \\ i_E \end{bmatrix}$$

b. Matrice de conversion des tensions

De même, les tensions composées et modulées $[U_s]$ aux bornes des sources de courants dépendent essentiellement de l'état des cellules de commutation et des tensions commutées $[U_e]$ délivrées par la source de tension.

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

$$[U_e] = [F] [U_s] \quad (\text{I.7})$$

Avec :

$$[U_e] = [U_R \ U_S \ U_T]^T \text{ Vecteur des tensions modulées de la source.}$$

$$[U_s] = [U_A \ U_B \ U_C \ \cdots \ \cdots \ \cdots \ U_n]^T \text{ Vecteur des tensions commutées pour le CM polyphasé}$$

Alors:

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} f_{AR} & f_{AS} & f_{AT} \\ f_{BR} & f_{BS} & f_{BT} \\ f_{CR} & f_{CS} & f_{CT} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ f_{nR} & f_{nS} & f_{nT} \end{bmatrix}}_{[M^U]} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

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

La même chose qu'avec le courant:

- Pour $n=3$:

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{AR} & f_{AS} & f_{AT} \\ f_{BR} & f_{BS} & f_{BT} \\ f_{CR} & f_{CS} & f_{CT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix}$$

- Pour $n=5$:

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \\ U_D \\ U_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{AR} & f_{AS} & f_{AT} \\ f_{BR} & f_{BS} & f_{BT} \\ f_{CR} & f_{CS} & f_{CT} \\ f_{DR} & f_{DS} & f_{DT} \\ f_{ER} & f_{ES} & f_{ET} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix}$$

I.4.3.2. La matrice de conversion du convertisseur matriciel

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

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

Avec :

$$[G_m] = [U_s \quad i_e]^T \text{ Vecteurs des grandeurs modulées.}$$

$$[G_c] = [U_e \quad i_s]^T \text{ Vecteurs des grandeurs commutées.}$$

- **La partie opérative** : elle détermine l'évolution des variables continues affectées par la matrice de conversion. De même, cette partie est décomposée en deux blocs, un bloc discontinu décrivant l'effet des fonctions de conversion sur les grandeurs électriques et un bloc continu contenant les équations d'état associés aux sources et aux éléments passifs.

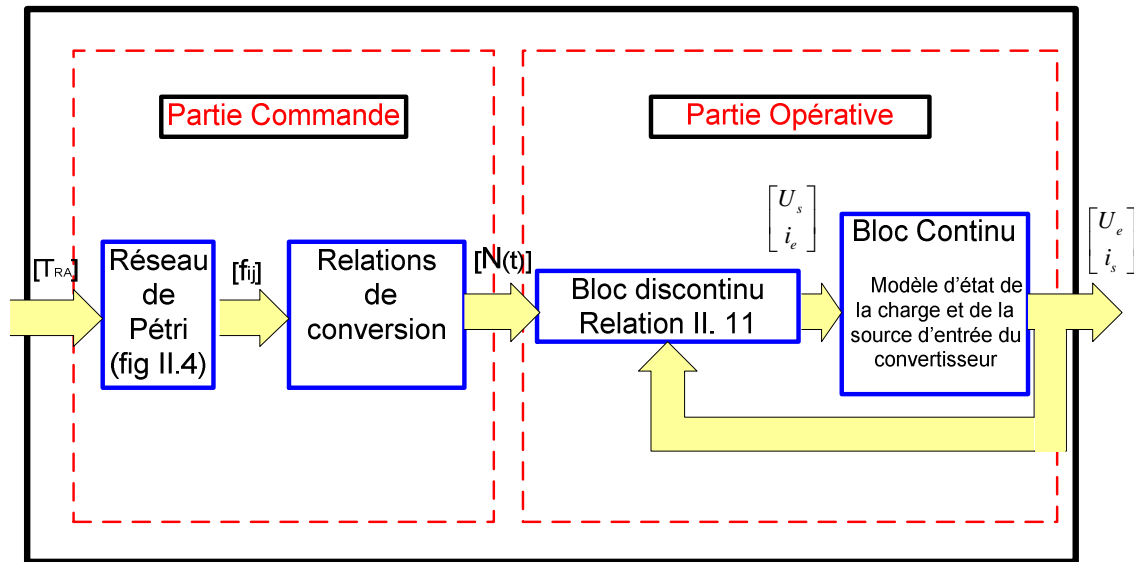


Figure. I. 8. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel.

I. 4.4. Modélisation aux valeurs moyennes

Le modèle de connaissance global présenté précédemment (figure. I. 8) est bien adapté à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande. Il n'est pas adapté à la commande à cause de la présence du bloc discontinu.

Donc pour passer du modèle de connaissance du convertisseur matriciel à son modèle de commande, on doit rendre le bloc discontinu continu [44]. Pour cela, on a besoin d'introduire la notion de fonctions génératrices de connexion définies précédemment (Equation. I.3) [45].

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

$$[N_g(t)] = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} [N(\tau)] d\tau \quad (\text{I. 10})$$

T : étant la période de commutation des interrupteurs.

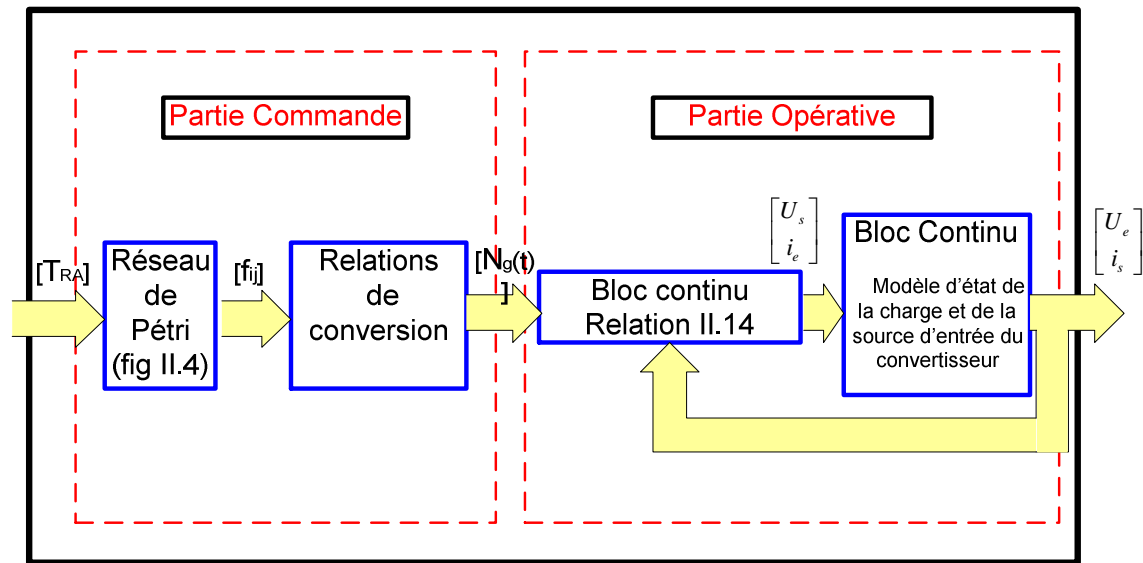


Figure. I. 9. Modèle de commande du convertisseur matriciel.

I. 5. Conclusion

Alors au cours de cette étude bibliographique, nous avons vu deux types de convertisseurs statiques: classique et matriciel ; et à cause des inconvénients des convertisseurs classiques (présence du circuit de stockage qui influe sur la durée de vie des interrupteurs, l'utilisation des diodes au niveau du redresseur qui limite le fonctionnement en quatre quadrants sur le plan couple-vitesse), les chercheurs ont enlevé la partie condensateur pour: augmenter la durée de vie des composantes et éliminer les perturbations dues au réseau, en plus de ça ils ont remplacé les diodes dans la partie redresseur par des interrupteurs pour assurer le fonctionnement en quatre quadrants; ces changements au niveau du convertisseur classique nous amènent à introduire le convertisseur matriciel indirect.

Après un certain temps, le retrait du circuit intermédiaire continu a permis la création d'une nouvelle topologie « *convertisseur matriciel direct* » dont la conception est plus compacte, ce qui évite la double commande (redresseur-onduleur pour chacun) et réduire le nombre des interrupteurs utilisés ce qui est un avantage dans des applications telles que l'aéronautique.

En deuxième étape, nous avons décrit le fonctionnement du convertisseur matriciel, en donnant la modélisation des interrupteurs et le fonctionnement d'une cellule de commutation.

Pour pouvoir modéliser le convertisseur matriciel on a présenté les différentes configurations possibles en utilisant les réseaux de Pétri et les critères de commandabilité, on a montré également que le fait qu'on a modélisé l'interrupteur du convertisseur matriciel par deux diodes

et deux transistors, cela a réduit largement le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel.

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

Chapitre II:

STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL

II. 1. Introduction

Le convertisseur matriciel est un convertisseur statique de fréquence et de tension; qui est la caractéristique principale des convertisseurs classiques (redresseur – onduleur). Il permet d'obtenir en sortie un système de n phases d'amplitude de tensions et de fréquence variable à partir d'un système de m phases d'alimentation alternatif fixe en amplitude de tension et de fréquence [46].

Dans ce qui suit on s'intéresse à l'étude de deux valeurs de n (Nombre de phases de sortie du convertisseur matriciel), $n=3$ (veut dire un convertisseur matriciel [3x3]) et $n=5$ (veut dire un convertisseur matriciel [3x5]).

Le problème de la synthèse des tensions de sortie revient à formuler les équations des angles de fermeture des interrupteurs de telle sorte que les tensions de sortie soient égales aux tensions idéales.

Dans la commande des commutateurs, les règles suivantes doivent être respectées :

- A chaque instant t , un seul interrupteur seulement S_{ij} ($i = 1, 2, 3$) fonctionne pour éviter les courts-circuits entre les tensions d'entrée.
- A chaque instant t , au moins 2 interrupteurs S_{ij} ($j = 1, 2, 3$ (4 et 5 pour le pentaphasés) fonctionnent pour assurer la circulation du courant de la charge. Autrement dite, la liaison entre les tensions d'entrée/sortie doit provoquer l'ouverture des commutateurs qui reliait cette sortie à l'entrée précédente.
- La fréquence de hachage $f_s = \omega_s / 2\pi$ est choisie de telle sorte que $f_s \gg 8 \cdot \max(f_i, f_o)$.
- Les interrupteurs sont actionnés en séquence et en cycle, telle que la somme de leurs temps de conduction soit égale à la période séquentielle T_s .

Pour déterminer les tensions de sortie il faut résoudre les équations suivantes pour chaque séquence de hachage :

$$\begin{bmatrix} V_{o1} \\ V_{o2} \\ V_{o3} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ V_{on} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ m_{n1} & m_{n2} & m_{n3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{i1} \\ V_{i2} \\ V_{i3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Le système peut être exprimé comme suit :

$$\begin{cases} [V_o] = [M][V_i] \\ [I_i] = [M]^T [I_o] \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$[M]$: La matrice des temps m_{ij} .

Tel que :

$$\text{Les tensions d'entrée :} \quad \begin{cases} V_{i1} = 220\sqrt{2} \sin(\omega_i t) \\ V_{i2} = 220\sqrt{2} \sin(\omega_i t - 2\pi/3) \\ V_{i3} = 220\sqrt{2} \sin(\omega_i t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Les tensions de sortie:} \quad \begin{cases} V_{o1} = r 220\sqrt{2} \sin(\omega_o t) \\ V_{o2} = r 220\sqrt{2} \sin(\omega_o t - 2\pi/n) \\ V_{o3} = r 220\sqrt{2} \sin(\omega_o t - 4\pi/n) \\ \vdots = \vdots \\ \vdots = \vdots \\ V_{on} = r 220\sqrt{2} \sin(\omega_o t - 2b\pi/n) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

n : Est le nombre de phase de sortie du Convertisseur Matriciel.

b : Allons de zéro jusqu'au $n-1$

Où $m_{ij}^{(k)}$ le temps relatif de conduction durant la $k^{\text{ème}}$ séquence

$$m_{ij}^{(k)} = \frac{\text{le temps de conduction lorsque } S_{ij} \text{ est on état "ON" à la } k^{\text{ème}} \text{ séquence}}{T_s}$$

$$m_{ij}^{(k)} = \frac{k_{ij}}{T_s} \quad (\text{II.5})$$

Les temps $m_{ij}^{(k)}$ ont la signification physique du rapport cyclique des interrupteurs S_{ij} .

$$\forall k, \quad \sum_{j=1}^3 m_{ij}^{(k)} = m_{i1}^{(k)} + m_{i2}^{(k)} + m_{i3}^{(k)} = 1 \quad \text{et} \quad 0 < m_{ij}^{(k)} < 1 \quad (\text{II.6})$$

K étant le nombre de cycle de commutation.

La valeur moyenne de la tension de la 1^{ère} phase de sortie durant la $k^{\text{ème}}$ séquence est :

$$V_{ij}^{(k)} = m_{i1}^{(k)} V_{i1}^{(k)} + m_{i2}^{(k)} V_{i2}^{(k)} + m_{i3}^{(k)} V_{i3}^{(k)} \quad (\text{II.7})$$

Plusieurs solutions (Technique de commande) ont été proposées pour déterminer les coefficients m_{ij} de la matrice.

Les techniques de commande suivantes sont appliquées à la commande du CM [3x3]:

1. La modulation MLI à trois intervalles.
2. La modulation Subharmonique.
3. La modulation MLI calculée.
4. La modulation Venturini.
5. La modulation Roy.

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

Parmi les stratégies précédentes, trois sont sélectionnées pour les appliquer au convertisseur matriciel [3x5].

II. 2. Convertisseur matriciel [3x3]

Cette topologie, Figure. II. 1 est caractérisée par une matrice de neuf commutateurs [3x3]; Les trois phases du réseau entré sont connectées aux trois phases de sortie par l'intermédiaire des interrupteurs de puissance bidirectionnels.

Chaque commutateur ou interrupteur du convertisseur matriciel peut être modélisé par deux diodes et deux transistors en parallèle [46]

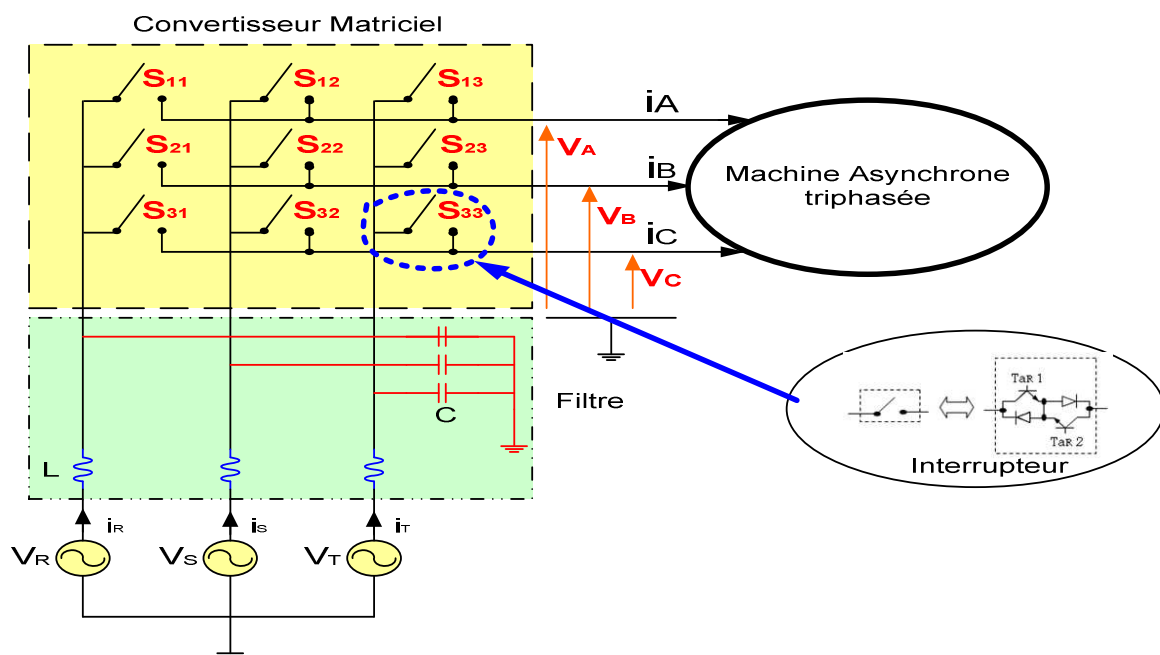


Figure. II. 1. Schéma du Convertisseur Matriciel [3x3]

Les symboles S_{ij} de la Figure. II.1 représentent neuf interrupteurs bidirectionnels idéaux où « i » représente l'indice de la tension d'entrée et « j » représente l'indice de la tension de sortie sur laquelle l'interrupteur se trouve.

II.2.1. La modulation MLI à trois intervalles

L'application cette méthode se base sur l'analogie du convertisseur indirect avec un circuit fictif intermédiaire (redresseur/ onduleur), premièrement une liaison entre la partie continue (vecteur du redresseur) et la partie alternative (tensions d'entrée) par une matrice de redressement, en introduisant une autre matrice d'onduleur qui lie le vecteur de redressement avec le vecteur de sortie, enfin les deux vecteurs d'entrée/sortie sont réunis par la multiplication des deux matrices.

Donc, pour parler sur la complexité de la commande du convertisseur matriciel, nous adoptons l'avantage du convertisseur classique en introduisant une tension intermédiaire fictive et étudier séparément le redresseur et l'onduleur.

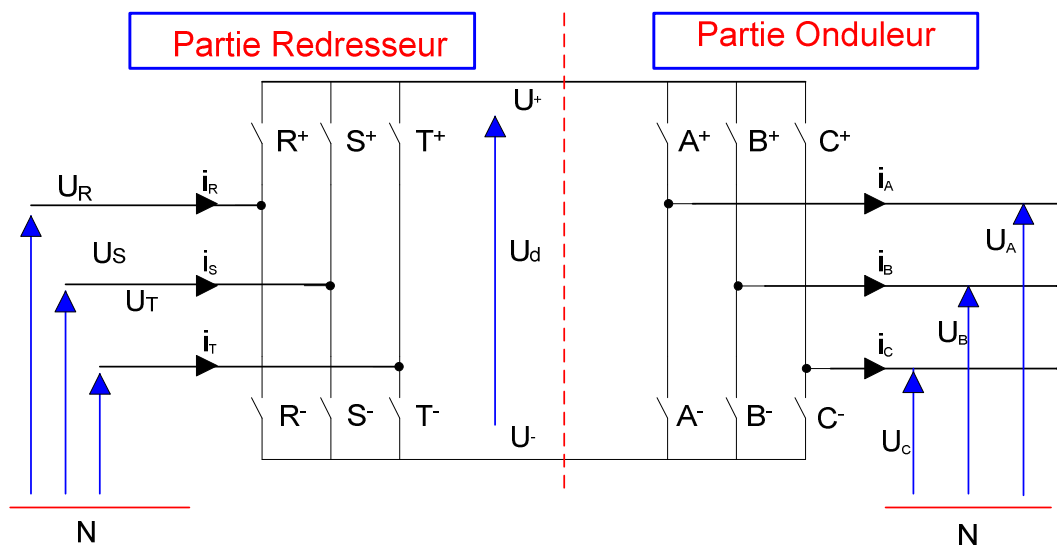


Figure. II. 2. Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire.

Le fait que, à tout moment donné, il présente au moins une phase de la tension d'alimentation qui est positive et au moins une autre phase négative par rapport au neutre d'alimentation, Figure. II. 3, on peut choisir les potentiels fictives U^+ et U^- telle que :

$$U_d = U^+ - U^- \quad (\text{II.8})$$

Tel que :

U_d :Potentielle virtuelle intermédiaire, U^+ :Potentielle positive virtuelle et U^- : Potentielle négative virtuelle.

Le but d'introduire les tensions intermédiaires fictives est de pouvoir étudier et analyser les deux parties (redresseur/onduleur) séparément, et ce pour développer l'algorithme de commande [24].

A. Partie Redresseur

La formule qui lie les deux extrémités du redresseur est présentée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} R^+ & S^+ & T^+ \\ R^- & S^- & T^- \end{bmatrix}}_{M_R(t)} \begin{bmatrix} V_R \\ V_S \\ V_T \end{bmatrix} \quad (\text{II. 9})$$

$[M_R(t)]$: Matrice des fonctions de redressement.

Tel que V_R, V_S et V_T sont les tensions d'entrée :

$$\begin{cases} V_R = V_m \sin(\omega_i t) \\ V_S = V_m \sin(\omega_i t - 2\pi/3) \\ V_T = V_m \sin(\omega_i t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II. 10})$$

Pour le redressement, le spectre d'harmoniques des courants d'entrée est très important [24]. Donc il est nécessaire de faire recours à une fonction de modulation pour donner au courant d'entrée une forme sinusoïdale par l'application du théorème de la conservation de la puissance via le circuit intermédiaire.

Cette fonction de modulation τ est définie par [22] :

$$\tau = \frac{\cos\left(\Phi_1 - \frac{\pi}{3}\right)}{\cos(\Phi_1)} \quad (0 \leq \tau \leq 1) \quad (\text{II. 11})$$

Tel que :

$$\Phi_1 = (\omega t)_{\text{mod}\left(\frac{\pi}{3}\right)} - \frac{\pi}{6}$$

La valeur de la tension continue virtuelle sera variante en fonction des angles, tensions d'entrées et les fonctions de commande du redresseur. Comme elle est présentée au tableau II.1:

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

Tableau. II. 1. Matrice des fonctions de redressement.

La forme de la tension intermédiaire fictive sur une période est représentée à la Figure. II. 4:

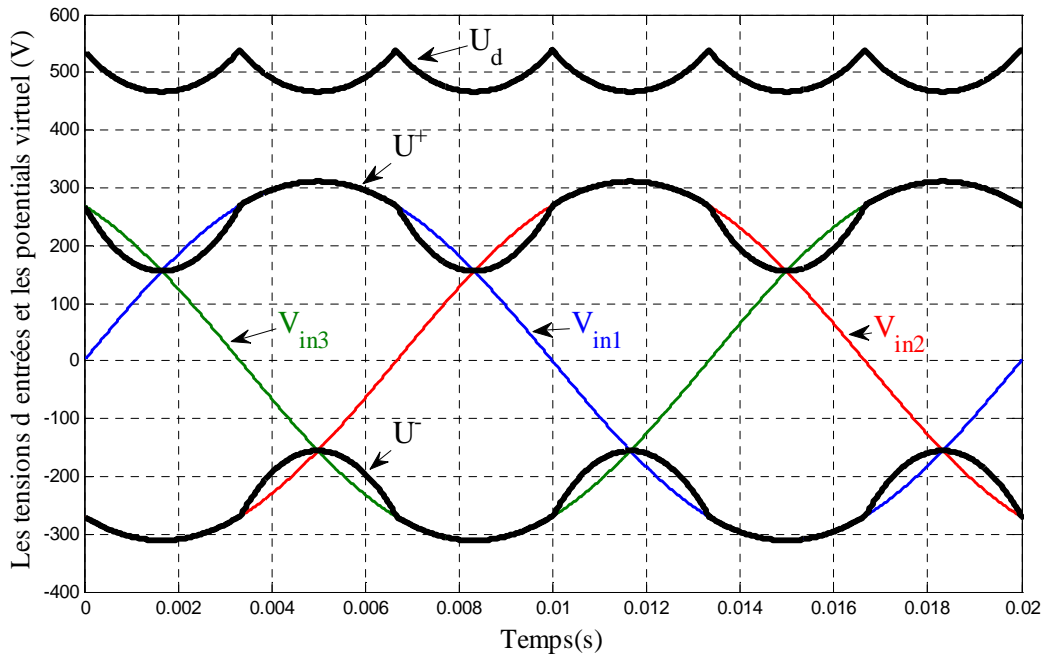


Figure. II. 3. Allure des tensions d'entrées et potentielles virtuelles.

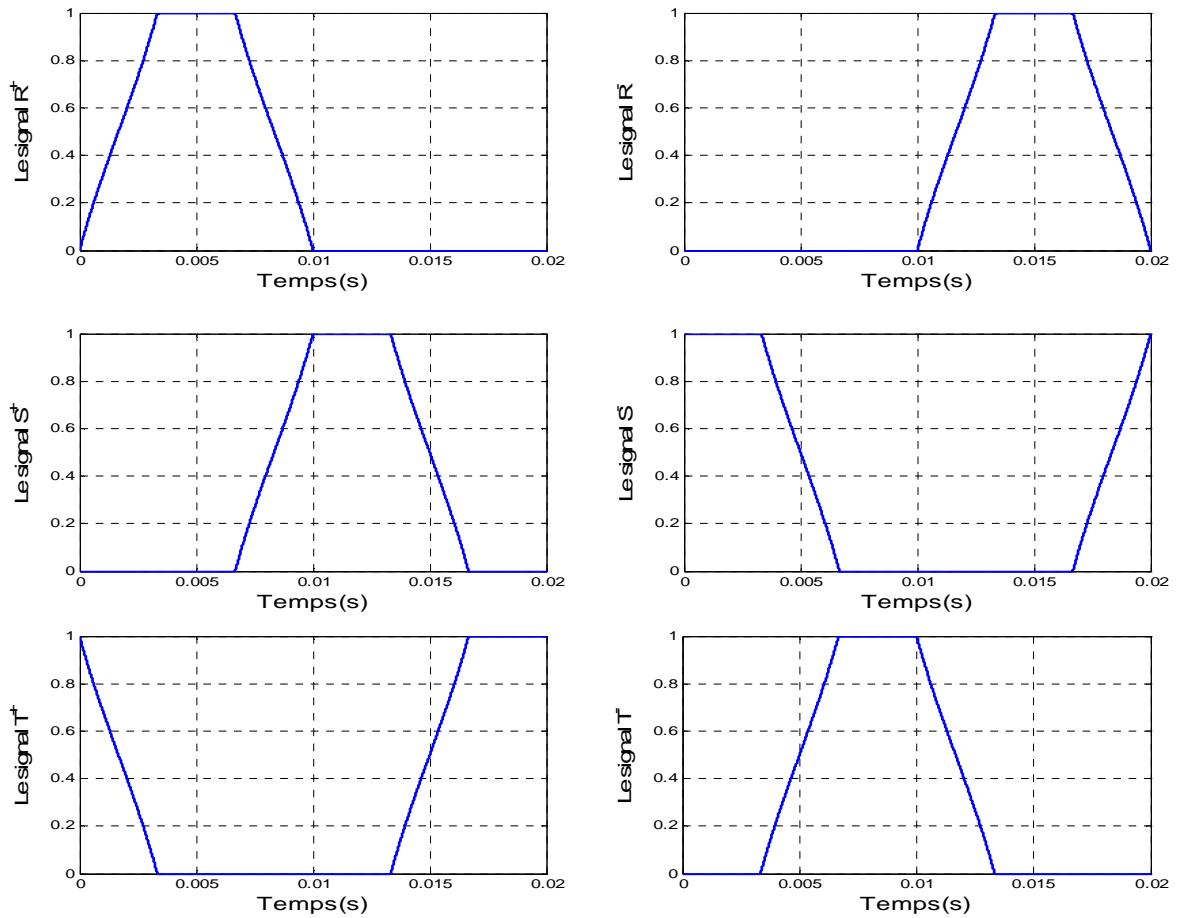


Figure. II. 4. Les signaux de la Matrice des fonctions de redressement

B. Partie Onduleur

Comme dans la partie précédente la formule qui lie les deux extrémités de l'onduleur est présentée par l'équation. II.12,

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} U_{cm1} & 1-U_{cm1} \\ U_{cm2} & 1-U_{cm2} \\ U_{cm3} & 1-U_{cm3} \end{bmatrix}}_{[M_o(t)]} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (\text{II. 12})$$

$[M_o(t)]$: Matrice de modulation.

Les fonctions d'ondulation (fonctions de référence normalisée) sont données par l'équation (II. 13) selon [22] :

$$U_{cmk} = r \cos(\Phi_1) \sin\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}(k-1)\right) + 1/2 \quad (\text{II. 13})$$

$k=1, 2, 3$

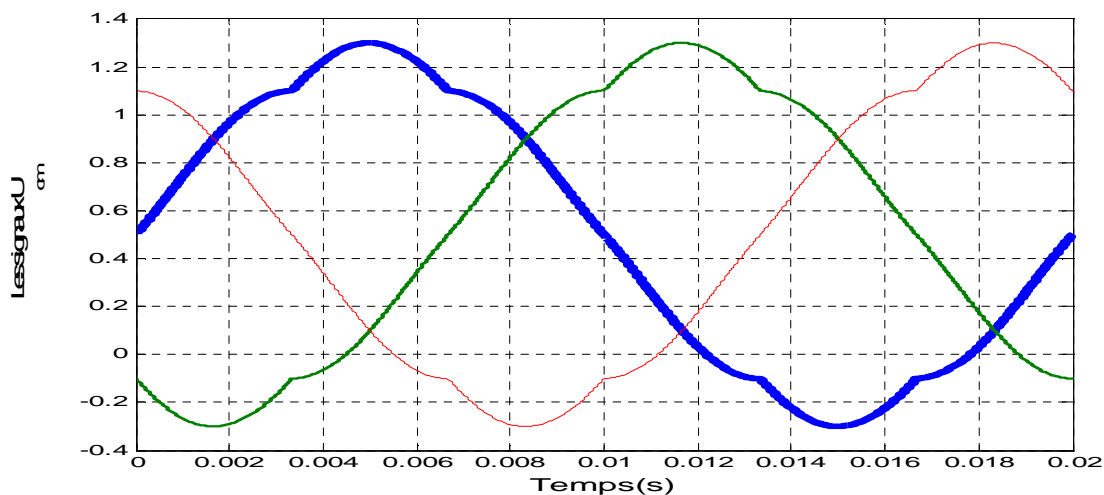


Figure. II. 5. Les signaux de commande U_{cm} ($f_o=50$ Hz et $r=0.8$)

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

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} U_{cm1} & 1-U_{cm1} \\ U_{cm2} & 1-U_{cm2} \\ U_{cm3} & 1-U_{cm3} \end{bmatrix}}_{[M(t)]} \begin{bmatrix} R^+ & S^+ & T^+ \\ R^- & S^- & T^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_R \\ V_S \\ V_T \end{bmatrix} \quad (\text{II. 14})$$

$[M(t)]$: Matrice de conversion

Il est bien connu que le contrôle du convertisseur matriciel assure que chaque phase de sortie commute à chaque phase d'entrée pendant la durée des impulsions spécifiée dans la période de la

tension de sortie. Par conséquent, la période d'impulsion doit être divisée en trois intervalles (nombre de phases de sortie) [22] [46].

Les signaux de commande obtenus par phase ont des valeurs binaires, indiquant l'état d'interrupteurs de puissance. La figure II.6 représente la séquence dans le temps des commutateurs d'un bras pendant une période de tension de sortie.

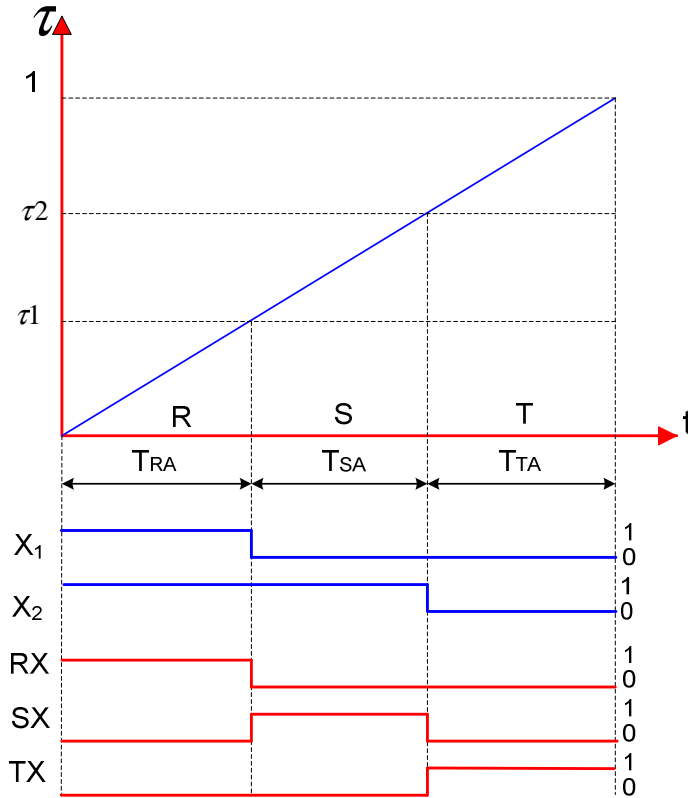


Figure. II. 6. PWM à trois intervalles qui commande la phase X de sortie.

L'équation de la porteuse est définie par:

$$U_p = \frac{t}{T} \quad 0 < t < T_p \tag{II. 15}$$

Les signaux binaires de sortie X_i de la technique MLI est définie par [22]:

$$X_i = \begin{cases} 1 & \tau_{xi} > U_p \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \tag{II. 16}$$

Les signaux de commande des commutateurs du convertisseur matriciel s'obtiennent à l'aide d'une logique simple tel que [22]:

$$\begin{cases} T_{A_R} = X_1 \\ T_{B_R} = \overline{X_1} \& X_2 \\ T_{C_R} = X_3 \end{cases} \tag{II. 17}$$

En tenant compte de l'équation II.17, on définit donc les signaux de référence τ_{x1k} et τ_{x2k} comme suit :

$$\begin{cases} \tau_{x1k} = R^+ U_{cmk} + R^- (1 - U_{cmk}) \\ \tau_{x2k} = S^+ U_{cmk} + S^- (1 - U_{cmk}) \end{cases} \quad (\text{II. 18})$$

II. 2. 2 La modulation Subharmonique

La seule différence par rapport à la stratégie précédente réside dans la définition des vecteurs de sortie, qui sont [22] [24]:

$$\begin{cases} U_A^* = U_A + V_0 \\ U_B^* = U_B + V_0 \\ U_C^* = U_C + V_0 \end{cases} \quad (\text{II. 19})$$

V_A, V_B et V_C sont les tensions de référence de sortie définies dans l'équation (II. 4) pour la stratégie de modulation MLI à trois intervalles.

L'expression de la tension V_0 de fréquence $3f_0$ (f_0 est la fréquence des tensions de sortie de référence V_A, V_B et V_C), est donnée comme suit :

$$V_0 = -\frac{\text{Max}(V_A, V_B, V_C) + \text{Min}(V_A, V_B, V_C)}{2} \quad (\text{II. 20})$$

Pour ce qui concerne l'algorithme de commande de cette stratégie, on suit exactement la même procédure que la stratégie précédente.

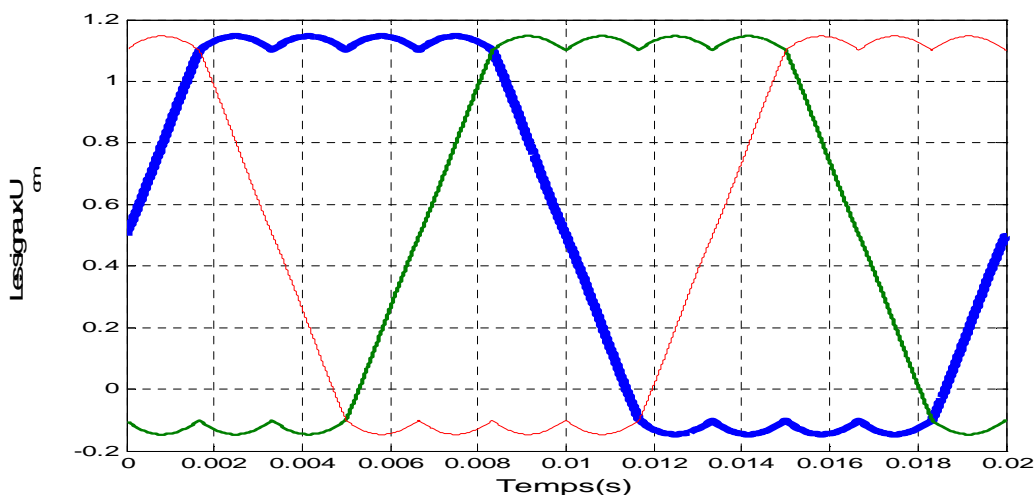


Figure.II. 7. Les signaux U_{cm} utilisés par la technique MLI subharmonique $f_0=50$ Hz, $r=0.8$.

II. 2. 3. La modulation MLI calculée

Cette technique consiste à calculer les éléments de la matrice modulations à partir des vecteurs tensions d'entrée/sortie en utilisant un tableau de commutation [24].

Les fonctions de sortie du convertisseur doivent suivre les tensions de référence imposées auparavant.

- Soit V_R , V_S et V_T les tensions de référence d'alimentation du convertisseur.

$$\begin{cases} V_R = 220 \sqrt{2} \sin(\omega_i t) \\ V_S = 220 \sqrt{2} \sin(\omega_i t - 2\pi/3) \\ V_T = 220 \sqrt{2} \sin(\omega_i t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II. 21})$$

Soit V_{A_ref} , V_{B_ref} et V_{C_ref} les tensions de référence de sortie du convertisseur.

$$\begin{cases} V_{A_ref} = r 220\sqrt{2} \sin(\omega_o t) \\ V_{B_ref} = r 220\sqrt{2} \sin(\omega_o t - 2\pi/3) \\ V_{C_ref} = r 220\sqrt{2} \sin(\omega_o t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{II. 22})$$

L'expression des tensions de sortie du convertisseur matriciel s'exprime comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{RA}^g & F_{SA}^g & F_{TA}^g \\ F_{RB}^g & F_{SB}^g & F_{TB}^g \\ F_{RC}^g & F_{SC}^g & F_{TC}^g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_R \\ V_S \\ V_T \end{bmatrix} \quad (\text{II. 23})$$

Tel que:

$$\begin{cases} F_{RA}^g + F_{SA}^g + F_{TA}^g = 1 \\ F_{RB}^g + F_{SB}^g + F_{TB}^g = 1 \\ F_{RC}^g + F_{SC}^g + F_{TC}^g = 1 \end{cases} \quad (\text{II. 24})$$

$$\begin{cases} V_A = F_{RA}^g V_R + F_{SA}^g V_S + F_{TA}^g V_T \\ V_B = F_{RB}^g V_R + F_{SB}^g V_S + F_{TB}^g V_T \\ V_C = F_{RC}^g V_R + F_{SC}^g V_S + F_{TC}^g V_T \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_A = F_{RA}^g V_R + F_{SA}^g V_S + (1 - (F_{RA}^g + F_{SA}^g)) V_T \\ V_B = F_{RB}^g V_R + F_{SB}^g V_S + (1 - (F_{RB}^g + F_{SB}^g)) V_T \\ V_C = F_{RC}^g V_R + F_{SC}^g V_S + (1 - (F_{RC}^g + F_{SC}^g)) V_T \end{cases}$$

Le système (II.23) s'écrit sous la forme :

$$\begin{cases} V_A - V_T = F_{RA}^g (V_R - V_T) + F_{SA}^g (V_S - V_T) \\ V_B - V_T = F_{RB}^g (V_R - V_T) + F_{SB}^g (V_S - V_T) \\ V_C - V_T = F_{RC}^g (V_R - V_T) + F_{SC}^g (V_S - V_T) \end{cases} \quad (II.25)$$

Trois cas se présentent:

$$\begin{aligned} &\bullet F_R^g = F_S^g = 0 \\ &\bullet F_R^g = F_T^g = 0 \\ &\bullet F_S^g = F_T^g = 0 \end{aligned} \quad (II.26)$$

Les fonctions de connexion discontinue constituant les éléments de la matrice de conversion F qui attaquent les commutateurs du convertisseur matriciel sont déterminés par la comparaison des fonctions génératrices à des porteuses que ce soit triangulaire ou dent de scie.

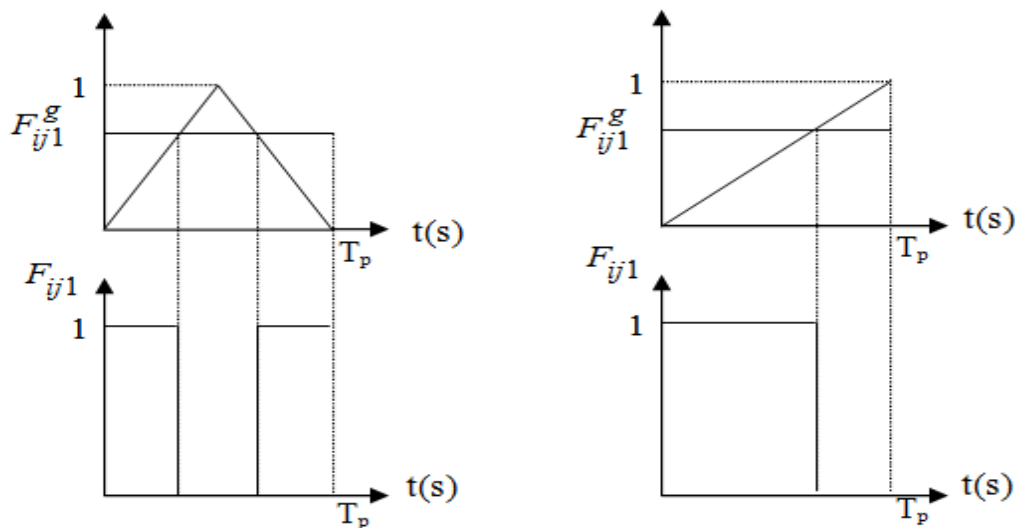


Figure. II. 8. Comparaison entre les fonctions génératrices et les porteuses.

Telle que :

$$\begin{cases} F_R^g = (F_{RA}^g, F_{RB}^g, F_{RC}^g) \\ F_S^g = (F_{SA}^g, F_{SB}^g, F_{SC}^g) \\ F_T^g = (F_{TA}^g, F_{TB}^g, F_{TC}^g) \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V^+ = \text{Max}(V_R, V_S, V_T) \\ V^- = \text{Min}(V_R, V_S, V_T) \end{cases}$$

Les différentes expressions de la matrice de conversion sont données au tableau. II.2 :

Intervalles	$V^- < U_i < V^+$	F_R^g	F_S^g	F_T^g
$[0, \pi/6]$ U $[5\pi/6, 7\pi/6]$ U $[11\pi/6, 2\pi]$	V_R	0	$V_{A,B,C} = \frac{V_{A,B,C_ref} - V_T}{V_S - V_T}$	$V_{A,B,C} = \frac{V_{A,B,C_ref} - V_S}{V_T - V_S}$
$[\pi/2, 5\pi/6]$ U $[3\pi/2, 11\pi/6]$	V_S	$V_{A,B,C} = \frac{V_{A,B,C_ref} - V_T}{V_R - V_T}$	0	$V_{A,B,C} = \frac{V_{A,B,C_ref} - V_R}{V_T - V_R}$
$[\pi/6, \pi/2]$ U $[7\pi/6, 3\pi/2]$	V_T	$V_{A,B,C} = \frac{V_{A,B,C_ref} - V_S}{V_R - V_S}$	$V_{A,B,C} = \frac{V_{A,B,C_ref} - V_R}{V_S - V_R}$	0

Tableau.II. 2. Expression des fonctions génératrices de conversion.

II. 2. 4 La modulation Venturini

Pour le contrôle simultané des grandeurs tension de sortie et courant d'entrée, VENTURINI considère deux ensembles de variables comme étant les tensions triphasées d'entrées avec amplitude v_i et pulsation ω_i est un courant de sortie d'amplitude i_i et de pulsation ω_o , données respectivement par les formes matricielles suivantes:

$$\vec{V}_i = \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \hat{v}_i \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_i t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \vec{I}_o = \begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \hat{i}_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \varphi_o) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \varphi_o + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

Où φ_o est l'angle de déphasage.

Les relations principales entre les tensions de sorties et courants d'entés sont donnée respectivement par les relations (II.28) et (II.29).

$$V_o = r V_i \quad (\text{II.28})$$

$$\hat{i}_i = r \cos(\varphi_o) \hat{i}_o \quad (\text{II.29})$$

r : est le rapport de conversion d'amplitude des fondamentaux.

Du point de vue mathématique, le problème réside dans l'obtention des fonctions des éléments de la matrice $M(t)$ lorsque les deux vecteurs \vec{V}_o et \vec{I}_i sont définis (vecteurs désirés).

Pour un rapport maximal $r = 0.866$, VENTURINI à définis la tension de référence de phase comme suit :

$$\vec{V}_o = \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} = \hat{v}_o \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_o t + \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} - \frac{\hat{v}_o}{6} \begin{bmatrix} \cos(3 \omega_o t) \\ \cos(3 \omega_o t) \\ \cos(3 \omega_o t) \end{bmatrix} + \frac{\hat{v}_i}{4} \begin{bmatrix} \cos(3 \omega_i t) \\ \cos(3 \omega_i t) \\ \cos(3 \omega_i t) \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

De la relation (II.30) on remarque que, l'harmonique d'ordre trois des deux tensions d'entrée est de sortie sont ajoutées à la tension de sortie désirée pour améliorer la valeur d'amplitude de sortie. En appelant souvent ces deux harmoniques ajoutées **vecteur Zéro**. La méthode pour obtenir le rapport de conversion maximal est appelé la technique de modulation du neutre. [33] [47]

En négligeant les pertes au niveau des commutateurs (ce que nous allons voir dans la simulation lorsque nous travaillons avec des interrupteurs idéaux), la puissance d'entrée sera égale à la puissance de sortie d'où on a la relation suivante :

$$V_{ie} \cdot I_{ie} \cdot \cos(\varphi_i) = V_{oe} \cdot I_{oe} \cdot \cos(\varphi_o) \quad (\text{II.31})$$

II. 4. 2. Algorithme Principal de VENTURINI

En remplaçant \vec{V}_o de la relation (II.7) par sa valeur définie dans la relation (II.11), avec la relation (II.9) et (II.12); par la résolution de ce dernier système, nous obtenons une équation générale $m_{ij}(t)$ qui détermine les éléments de la matrice $M(t)$ comme suit :

$$m_{ij}(t) = \left\{ 1 + (1 - \chi) r \cos(\omega_o t + \omega_i t + (2(i+j) - 4)\pi/3) + (1 + \chi) r \cos(\omega_o t - \omega_i t + (2(i-j)\pi/3) \right. \\ \left. - (1/6)(1 - |\chi|) r \cos(3 \omega_o t + \omega_i t + (2(j-1)\pi/3) - (1/6)(1 - |\chi|) r \cos(3 \omega_o t - \omega_i t + (2(j-1)\pi/3) \right. \\ \left. - (1/6 \sqrt{3})|1 - |\chi|| r \cos(\cos(4 \omega_i t + (2(j-1)\pi/3) + (7/6 \sqrt{3})|1 - |\chi|| r \cos(\cos(2 \omega_i t + (2(1-j)\pi/3) \right\} / 3$$

Avec $i, j = 1, 2, 3$

$\chi = \frac{tg(\varphi_1)}{tg(\varphi_0)}$: est le rapport de transfert des phases d'entrée et de sortie. Il sera la base de

régulation du facteur de puissance d'entrée.

Le calcul des synchronisations de commutateurs à partir de ces équations est encombrant pour une exécution pratique, il est plus commode de les exprimer directement en termes de tension d'entrée (v_{ii}) et de référence de sortie (v_{oj}) avec un facteur de déplacement unité.

Pour avoir à l'entrée un facteur de puissance unité, on considère $\varphi_i = 0$, on aura :

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \left\{ 1 + 2 r \cos(\omega_i t - 2(j-1)\frac{\pi}{3}) \left[\cos(\omega_o t - 2(i-1)\frac{\pi}{3}) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \right] \right. \\ \left. - \frac{2 r}{3\sqrt{3}} \left[\cos(4\omega_i t - 2(j-1)\frac{\pi}{3}) - \cos(2\omega_i t - 2(1-j)\frac{\pi}{3}) \right] \right\} \quad (\text{III. 32})$$

En exprimant cette relation en fonction de

$$v_{ii} = \hat{v}_i \cos(\omega_i t + 2(j-1)\frac{\pi}{3}) \\ v_{ij} = r \hat{v}_i \left[\cos(\omega_o t + 2(i-1)\frac{\pi}{3}) \right] \quad (\text{II.33})$$

On aura l'algorithme original simple proposé par VENTURINI

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2 \cdot v_{ii} \cdot v_{oj}}{\hat{v}_i^2} \right] \quad (\text{II.34})$$

$i, j = 1, 2, 3$

Le problème le bien connu avec cet algorithme est son rapport r qui est limité à 0,5, ce qui limite normalement son utilisation.

B. Algorithme Amélioré de VENTURINI et ALESSINA

En utilisant la technique prédite (la technique de modulation du point neutre) on peut y aller avec ce rapport jusqu'au 0.866 sans passer à la sur modulation (**Over –Modulation**) en ajoutant le vecteur Zéro à la tension de sortie de référence comme suit :

$$v_{ii} = \hat{v}_i \cos(\omega_i + 2(1-j)\pi/3) \quad (\text{II.35})$$

Avec v_{oj} tension de sortie de référence est définie comme suit [19-20]:

$$v_{oj} = r \hat{v}_i \left[\cos(\omega_o t + 2(i-1)\pi/3) - \frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t) \right] \quad (\text{II.36})$$

$$\text{Où : } V_{Zero} = -\frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \cos(3\omega_i t)$$

On aura finalement l'expression simplifier de VENTURINI ;

$$m_{ij} = \frac{1}{3} \left[1 - \frac{2 v_{ii} v_{oj}}{\hat{v}_i^2} + \frac{4 r}{3\sqrt{3}} \sin(\omega_i t - \beta_i) \sin(3\omega_i t) \right] \quad (\text{II.37})$$

$i, j = 1, 2, 3$ et $\beta_i = 0, 2.\pi/3, 4.\pi/3$ Pour $i = 1, 2$ et 3 respectivement

Le calcul de m_{ij} est effectué à une fréquence f_p d'échantillons qui définit également la fréquence de commutation de convertisseur.

II. 2. 5 La modulation Roy

Selon Roy les coefficients m_{ij} sont déterminés par les équations suivantes [17-18] [21] [48]:

$$m_{iL}^{(k)} = \frac{t_{iL}}{T_s} = \frac{(V_{oi} - V_M).V_L}{1,5 V_m^2} \quad (\text{II.38})$$

$$m_{iK}^{(k)} = \frac{t_{iK}}{T_s} = \frac{(V_{oi} - V_M).V_K}{1,5 V_m^2} \quad (\text{II.39})$$

$$m_{iM}^{(k)} = \frac{t_{iM}}{T_s} = 1 - (m_{iL}^{(k)} - m_{iK}^{(k)}) \quad (\text{II.40})$$

Avec

$V_{oi} = (i = 1, 2, 3)$: Les tensions de sortie.

V_L, V_K, V_M : Les tensions d'entrée.

t_{iL}, t_{iK}, t_{iM} : Les temps de conduction.

Pour exploiter les équations (II.38), (II.39) et (II.40) on doit respecter les règles suivantes :

- **1^{ère} règle :** V_M correspond à la tension d'entrée qui à la polarité différent des deux autres tensions d'entrée.
- **2^{ème} règle :** V_K et V_L sont les tensions d'entrée qui ont la même polarité, et V_K la tension la plus petite en valeur absolue.

Durant la $k^{\text{ème}}$ séquences les tensions de sortie V_{oj} ($j = 1,2,3$) du convertisseur sont données par :

Pour la 1^{ère} phase, la tension de sortie est :

$$V_{o1} = \begin{cases} V_K & 0 \leq t - (k-1)T_s < m_{11}^{(k)} \\ V_L & m_{11}^{(k)}T_s \leq t - (k-1)T_s < (m_{11}^{(k)} + m_{12}^{(k)})T_s \\ V_M & (m_{11}^{(k)} + m_{12}^{(k)})T_s \leq t - (k-1)T_s < (m_{11}^{(k)} + m_{12}^{(k)} + m_{13}^{(k)})T_s \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

Pour la 2^{ème} phase, la tension de sortie est :

$$V_{o2} = \begin{cases} V_K & 0 \leq t - (k-1)T_s < m_{21}^{(k)} \\ V_L & m_{21}^{(k)}T_s \leq t - (k-1)T_s < (m_{21}^{(k)} + m_{22}^{(k)})T_s \\ V_M & (m_{21}^{(k)} + m_{22}^{(k)})T_s \leq t - (k-1)T_s < (m_{21}^{(k)} + m_{22}^{(k)} + m_{23}^{(k)})T_s \end{cases} \quad (\text{II.42})$$

Pour la 3^{ème} phase, la tension de sortie est :

$$V_{o3} = \begin{cases} V_K & 0 \leq t - (k-1)T_s < m_{31}^{(k)} \\ V_L & m_{31}^{(k)}T_s \leq t - (k-1)T_s < (m_{31}^{(k)} + m_{32}^{(k)})T_s \\ V_M & (m_{31}^{(k)} + m_{32}^{(k)})T_s \leq t - (k-1)T_s < (m_{31}^{(k)} + m_{32}^{(k)} + m_{33}^{(k)})T_s \end{cases} \quad (\text{II.43})$$

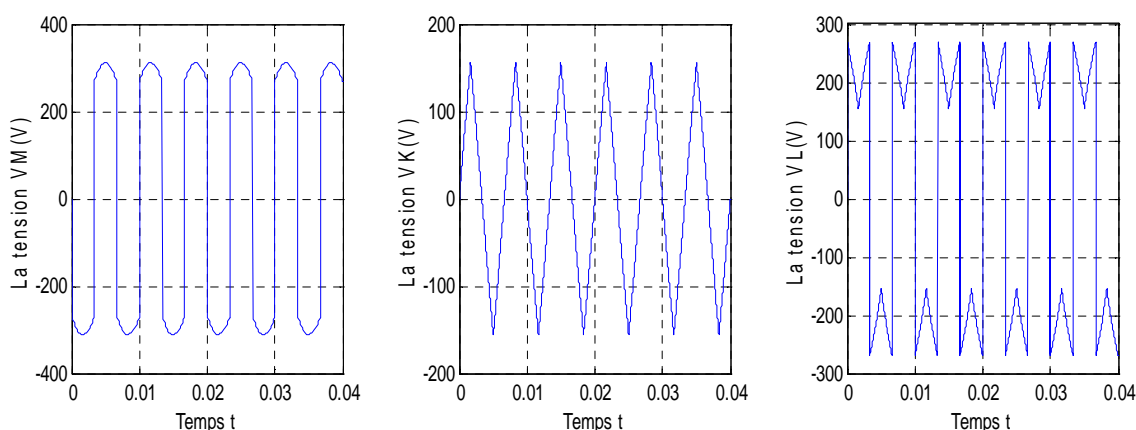
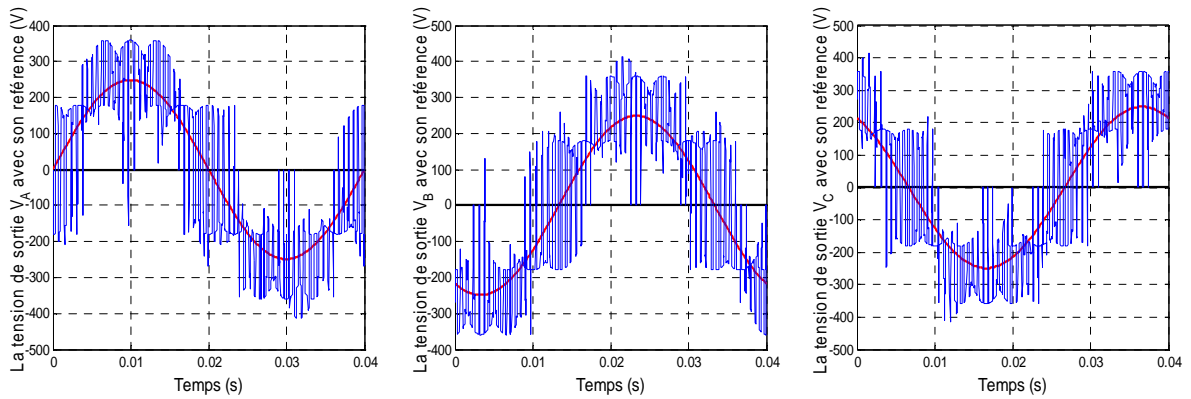


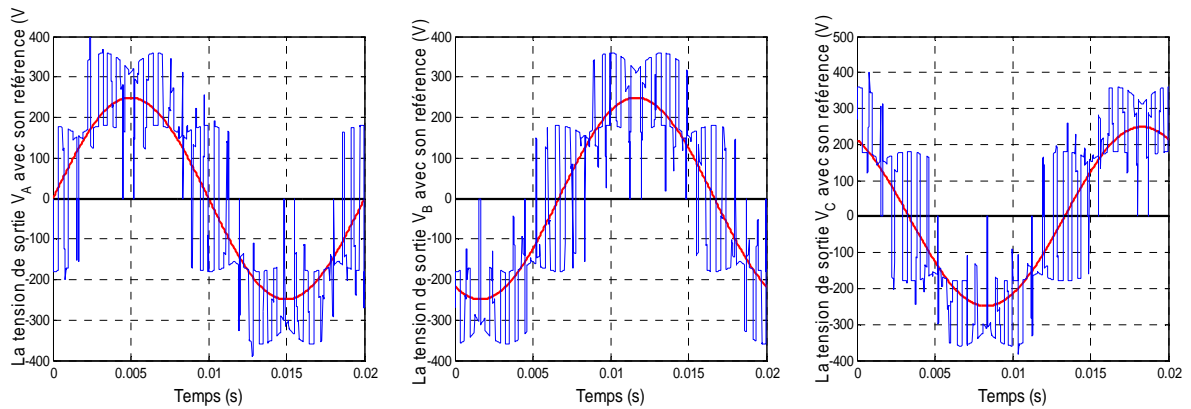
Figure. II. 9. Les tensions d'entrée de Roy.

II.2.6. Simulation et résultats

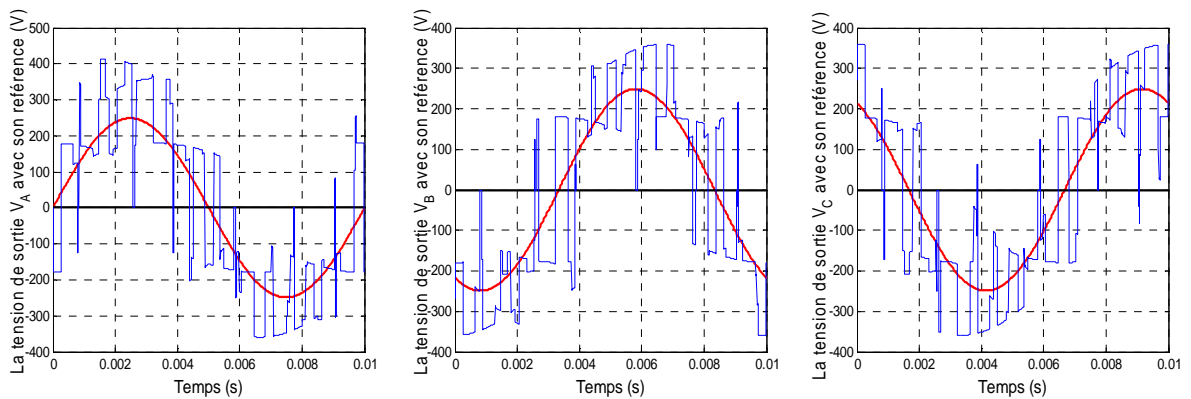
Les tensions de sortie du convertisseur matriciel et leur référence pour chaque algorithme de commande à $f_o=25, 50$ et 100 Hz, $m=31$ et $r=0.8$ sont présentées respectivement par les figures suivantes :



a. $f_o=25\text{ Hz}$

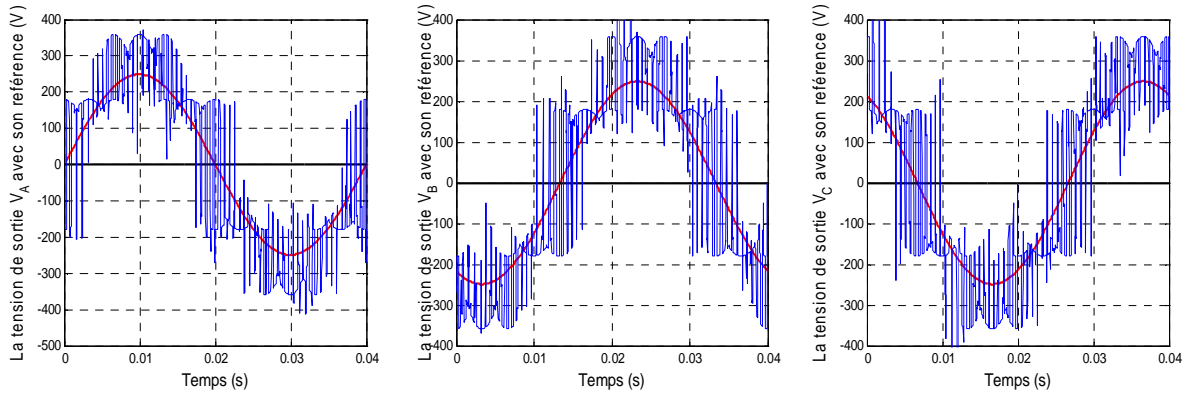


b. $f_o=50\text{ Hz}$

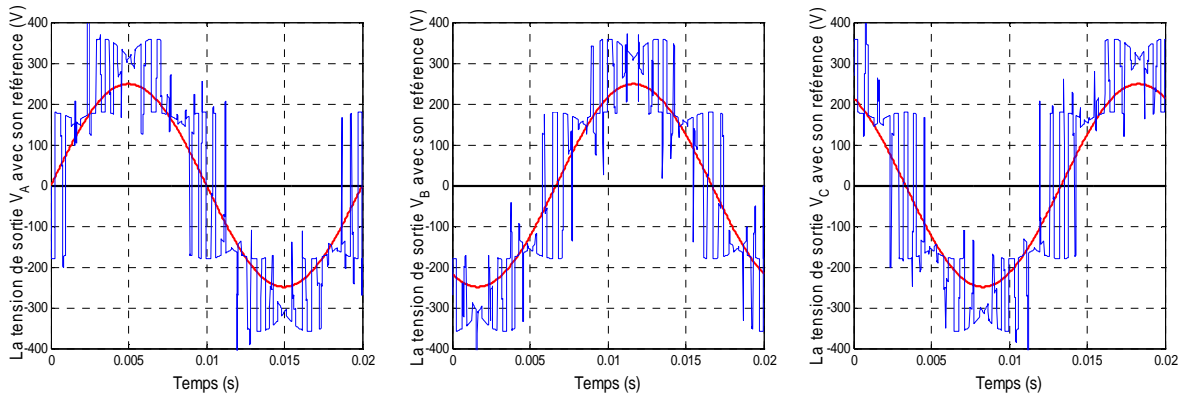


c. $f_o=100\text{ Hz}$

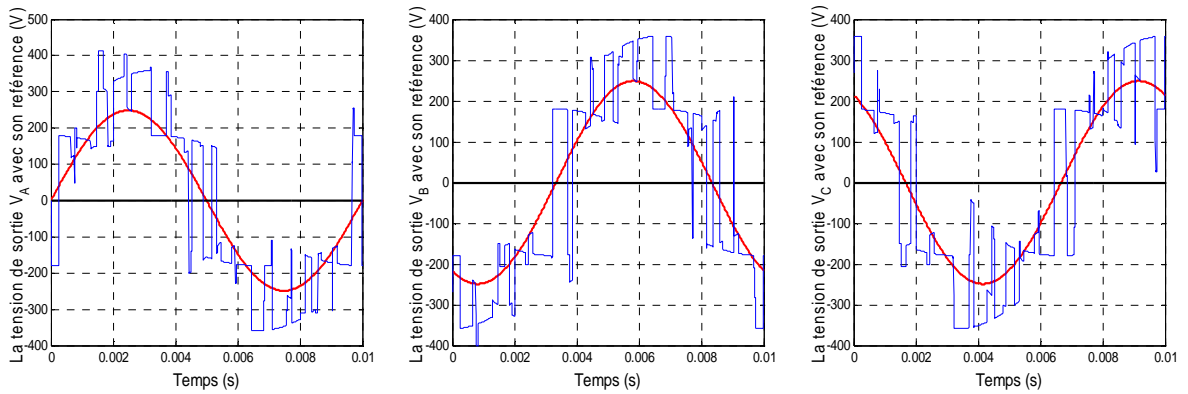
Figure. II. 10. Les tensions de sortie et leur référence du convertisseur matriciel -MLI à trois intervalles-(Pour $m=31$, $r=0.8$).



a. $f_o=25\text{ Hz}$

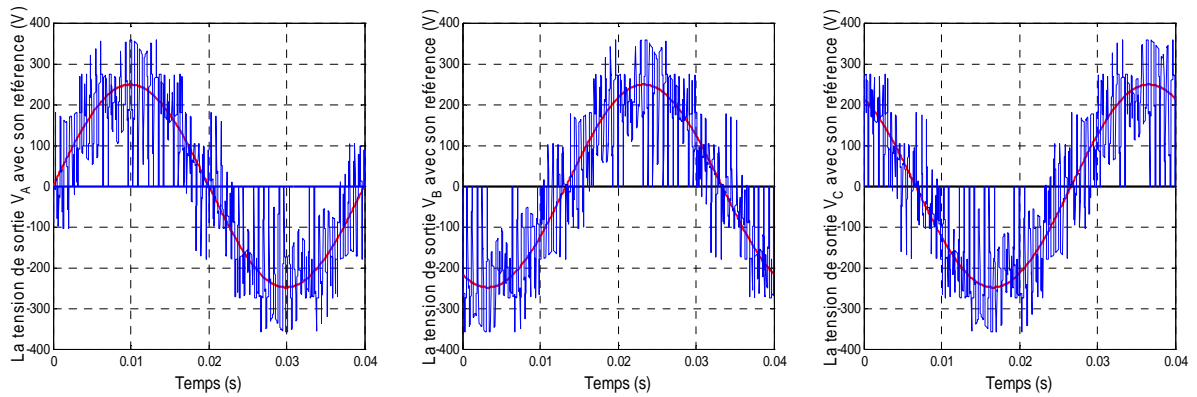


b. $f_o=50\text{ Hz}$

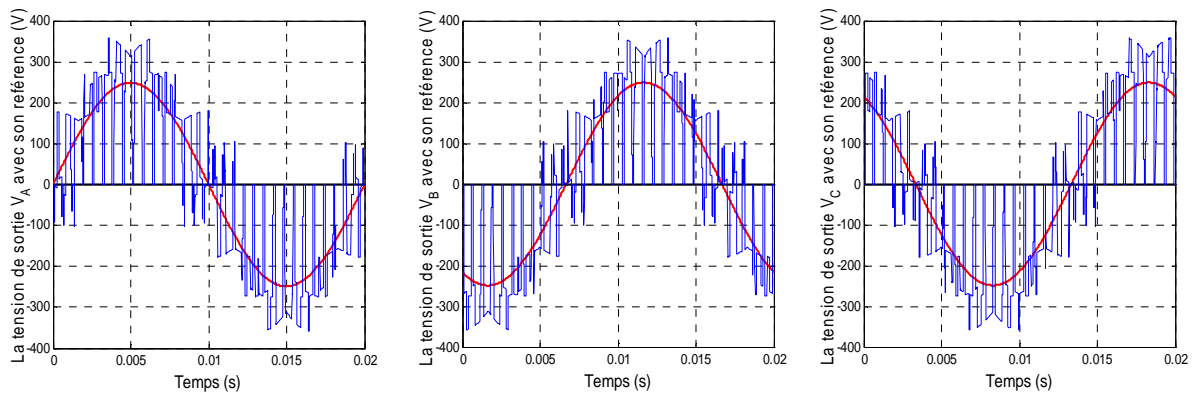


c. $f_o=100\text{ Hz}$

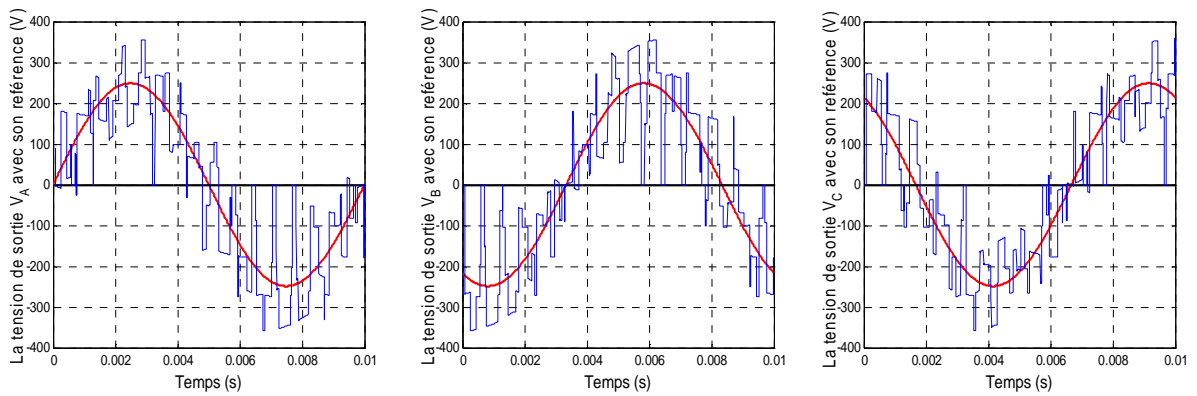
Figure.II. 11. Les tensions de sortie et leur référence du convertisseur matriciel -MLI subharmonique-(Pour $m=31$, $r=0.8$).



a. $f_o=25\text{ Hz}$

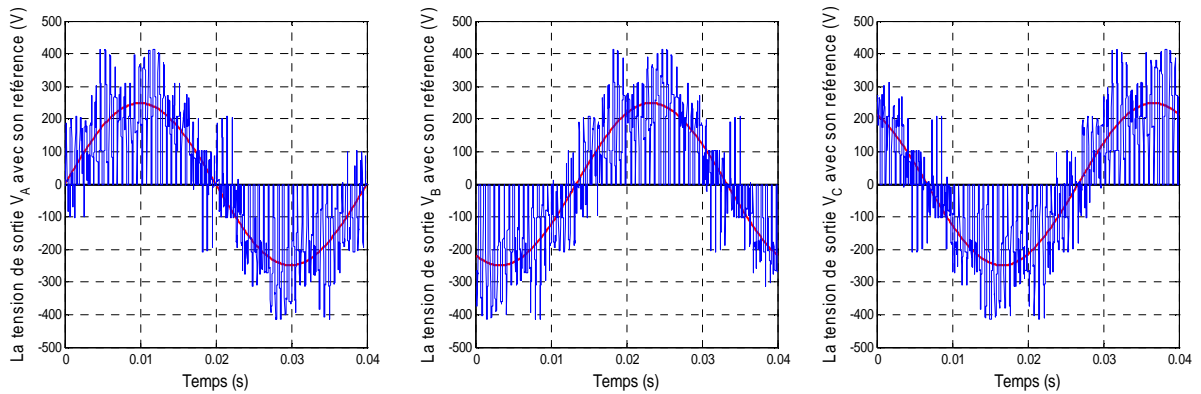


b. $f_o=50\text{ Hz}$

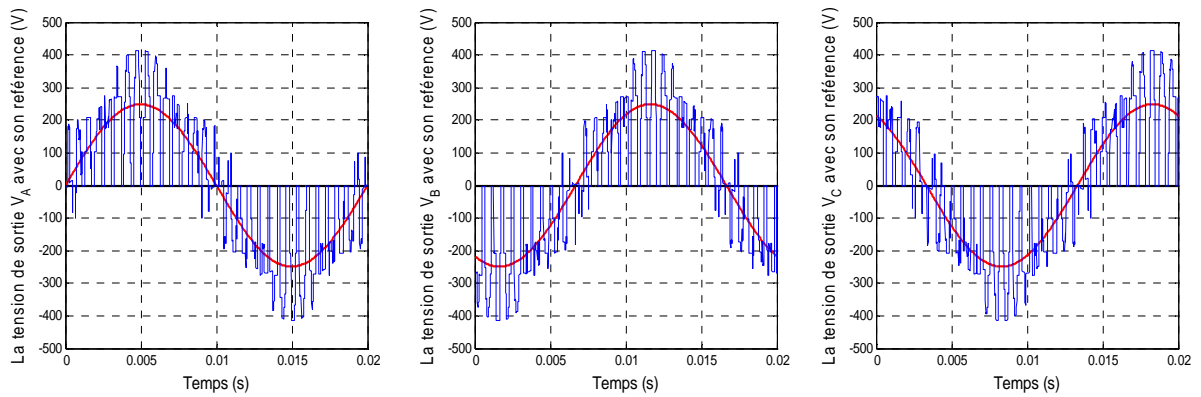


c. $f_o=100\text{ Hz}$.

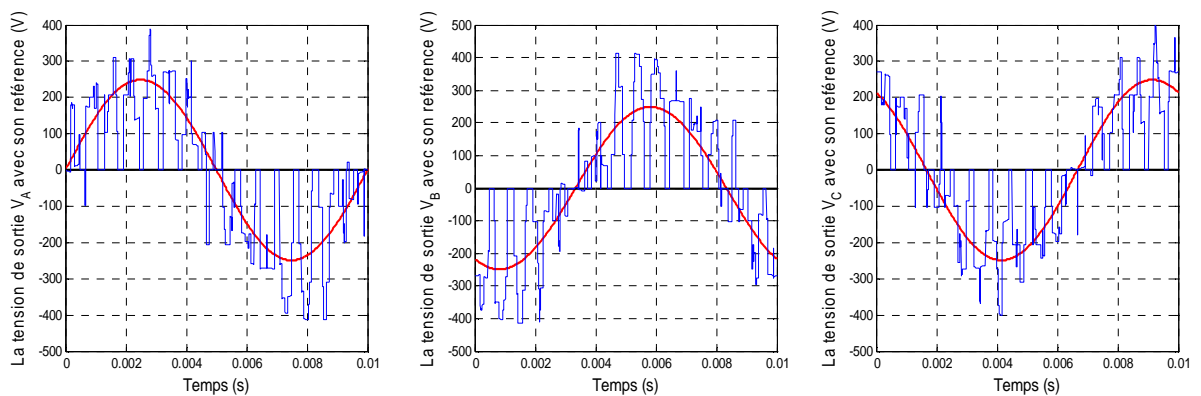
Figure.II.12. Les tensions de sortie et leur référence du convertisseur matriciel-MLI calculée-
(Pour $m=31$, $r=0.8$).



a. $f_o=25\text{ Hz}$

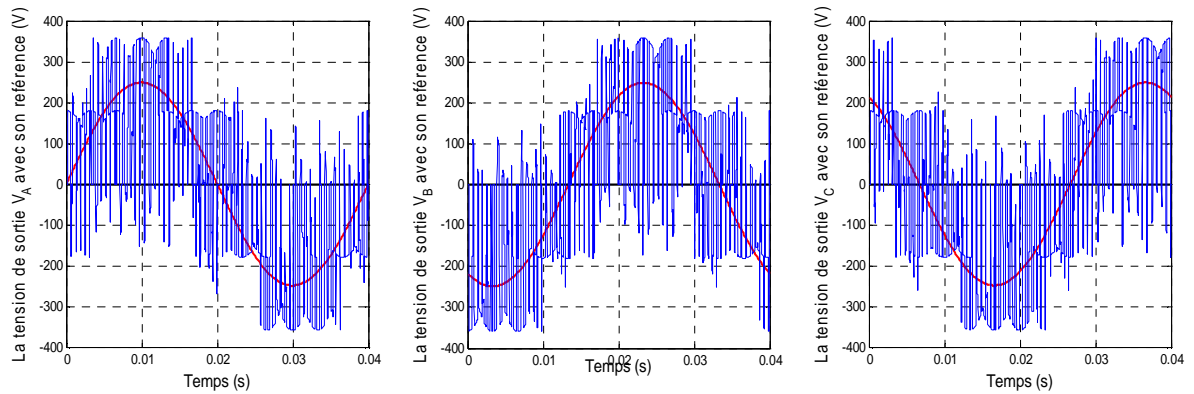


b. $f_o=50\text{ Hz}$

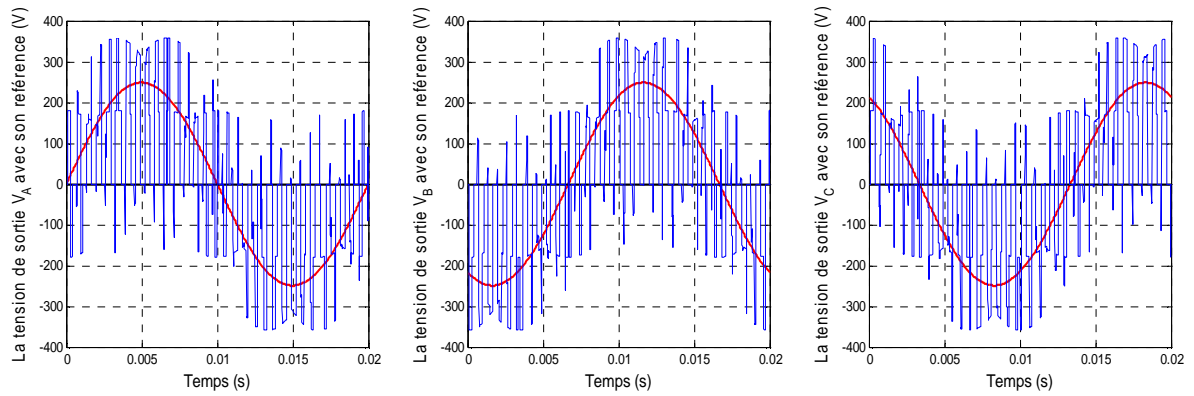


c. $f_o=100\text{ Hz}$

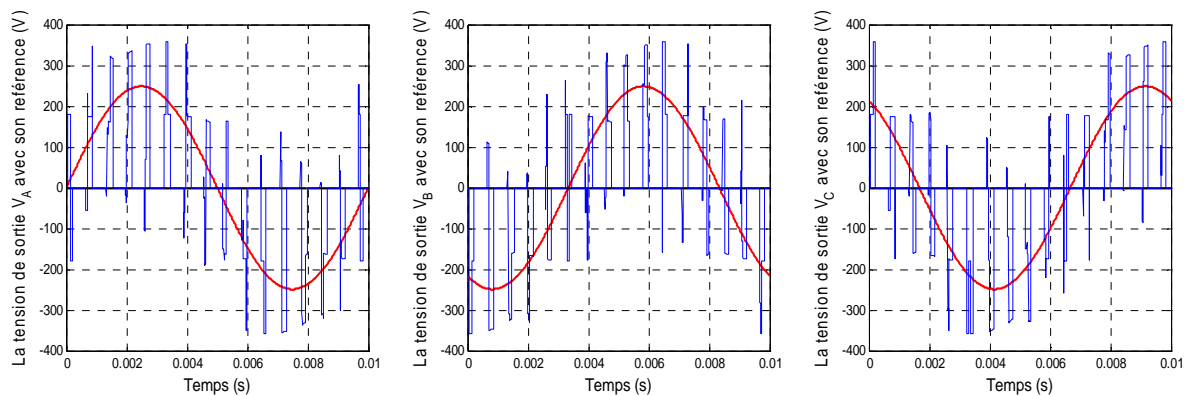
Figure.II. 13. Les tensions de sortie et ces références du convertisseur matriciel-Algorithmme de VENTURINI -($m=31, r=0.8$)



a. $f_o = 25$ Hz



b. $f_o = 50$ Hz



c. $f_o = 100$ Hz

Figure. II. 14. Les tensions de sortie et leur référence du convertisseur matriciel -Algorithme de Roy-(Pour $m=31$; $f_o=50$ Hz; $r=0.8$)

A. Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel

Pour étudier les performances de la commande du convertisseur matriciel par les cinq techniques de commande, nous effectuons l'étude du spectre d'harmoniques des tensions de sortie du convertisseur matriciel.

Les spectres d'harmoniques de la tension V_A de la phase «A», à une fréquence de sortie $f_o=50\text{Hz}$, en prenant différents indices de modulation m ($m = 15, 31$ et 51) et le taux de modulation 0.8 sont présentés dans les figures : II. 15 à II. 19.

B. Interprétation des résultats de simulation

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

1. Les formes d'ondes des tensions de sortie suivent bien leur référence quelque soit la fréquence de sortie appliquée ($f_o=50\text{Hz}$).
2. Pour les valeurs de l'indice de modulation m , on n'a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs.
3. Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p=m f_o$).
4. La première famille centrée autour de la fréquence $m f_o$ est la plus importante du point de vue amplitude.
5. Les tensions de sortie en simulation ou par implémentation en temps réel ont presque les mêmes allures.

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

Nous présentons les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone. Le convertisseur est commandé par les cinq algorithmes de pour un indice de modulation $m = 31$, le taux de modulation $r = 0.8$ et de fréquence $f_o = 50 \text{ Hz}$ dans les figures : II. 20 à II. 24.

1. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.
2. Le couple électromagnétique de la machine asynchrone triphasée.

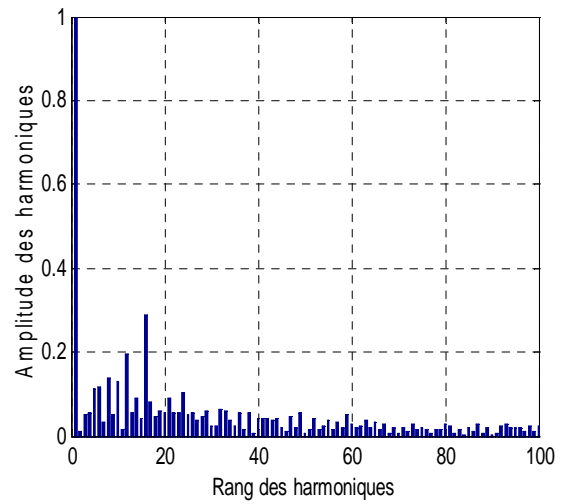
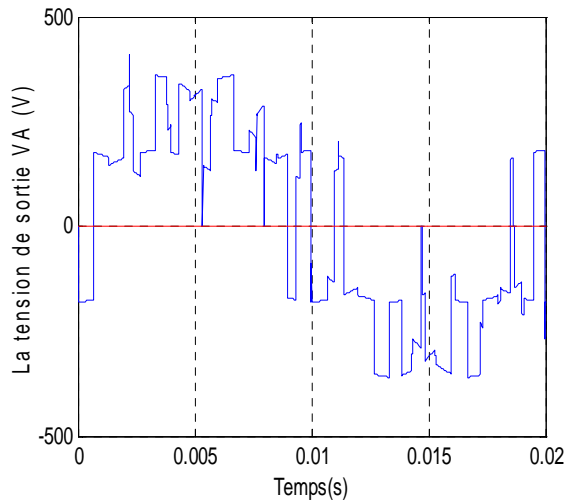
3. Les courants statoriques alimentant la machine asynchrone triphasée, avec son zoom entre 2.94 s et 3s
4. Les courants rotorique de la machine asynchrone triphasée.
5. Le flux starorique et le flux rotorique de la machine asynchrone triphasée.

D. Interprétation des résultats de simulation

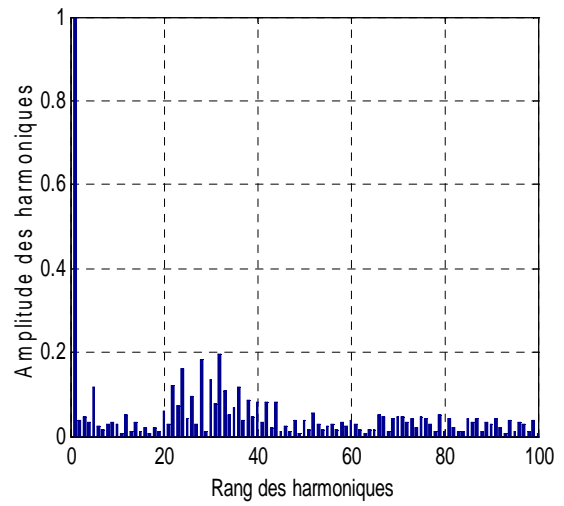
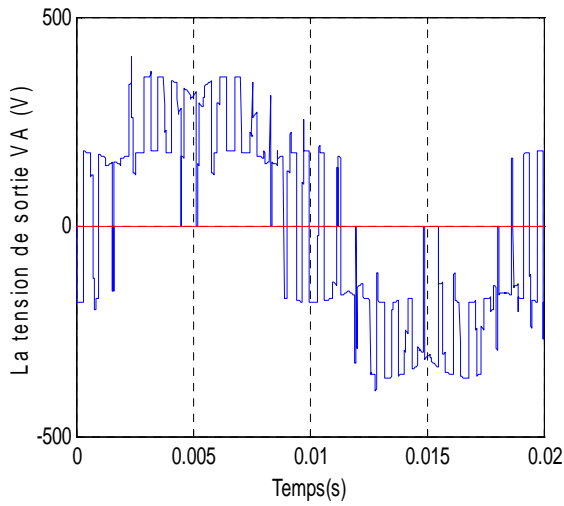
A partir des résultats de simulation de l'association convertisseur matriciel- machine asynchrone triphasée, nous constatons que :

1. La vitesse de la machine asynchrone triphasée atteint rapidement sa valeur nominale de 1485 tr/mn, après l'application de la charge nominale entre $t=1.5s$ et $t=2.5s$ on remarque que la machine supporte bien le couple résistant nominal (10 N.m) qui est traduit par une diminution de la vitesse ensuite il reprend sa valeur nominale.
2. Le couple Electromagnétique suit parfaitement et rapidement leur consigne.
3. L'augmentation des valeurs crêtes (égale à 5 A, 6A, 4.3A, 3.9A et 3.5A pour chaque algorithmme respectivement) des courants statoriques entre 1.5s et 2.5s répond à la demande du couple Electromagnétique (relation non linéaire entre les courants et le couple), les courants absorbés par la machine sont presque sinusoïdaux.
4. Une augmentation des valeurs crêtes des courants rotorique entre 1.5s et 2.5s repend à la demande du couple Electromagnétique (relation non linéaire entre les courants et le couple).

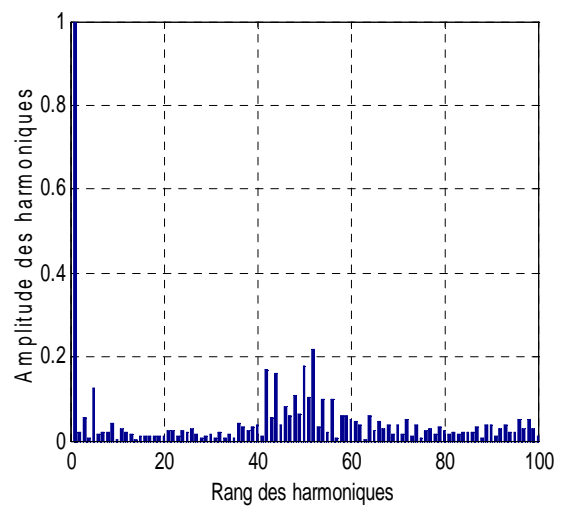
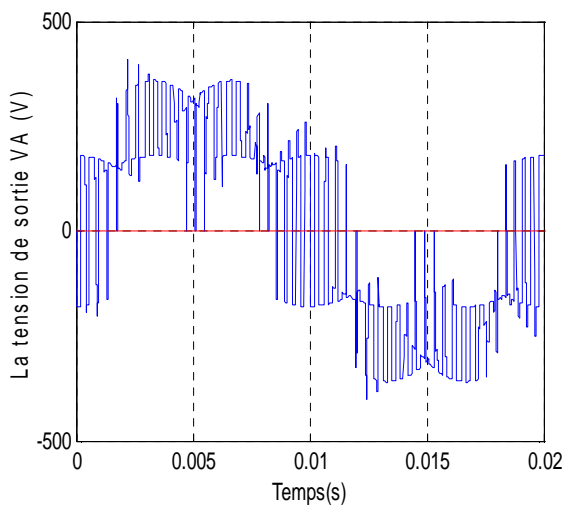
Tous les résultats sont satisfaisants sauf pour le cas de l'algorithme de Roy, où la poursuite est très lente et que la machine ne supporte pas le couple résistant nominal qui est traduit par une chute de vitesse, en plus de ça nous remarquons que les formes des courants statoriques et rotoriques sont déformées.



a. $m=15$

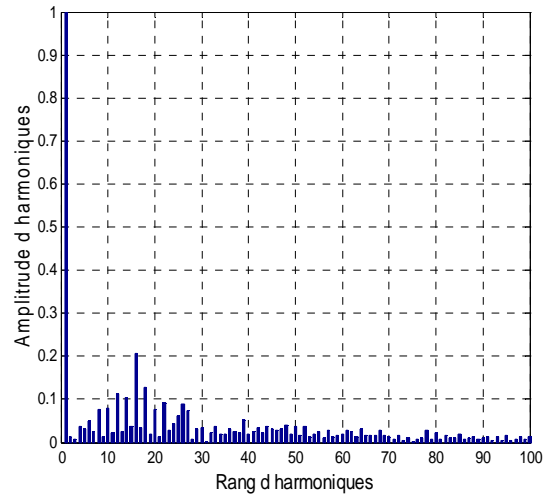
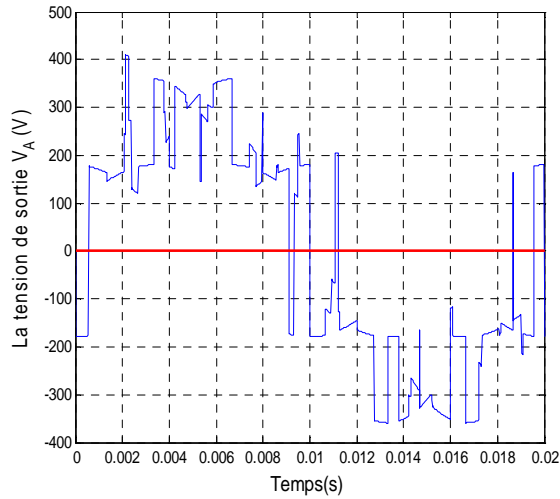


b. $m=31$

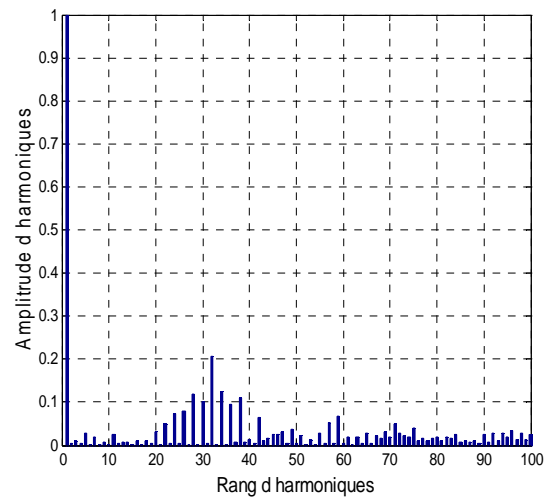
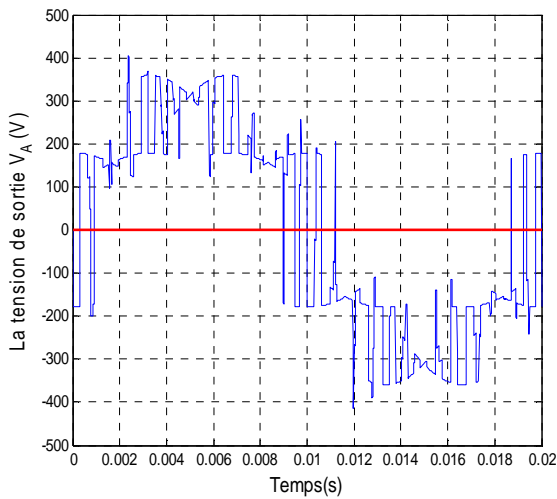


c. $m=51$

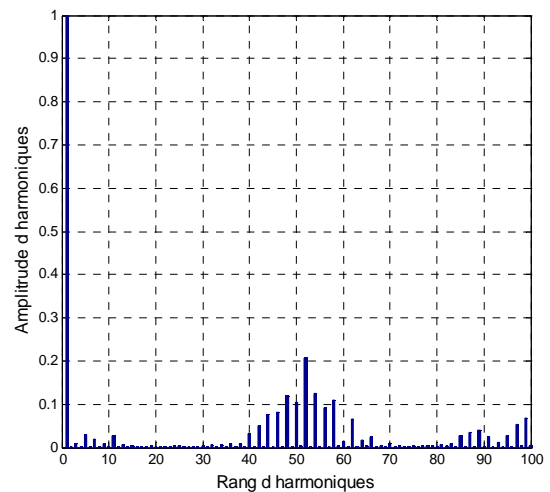
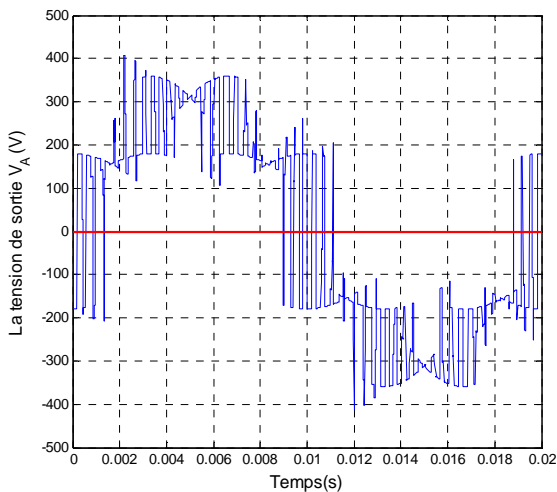
Figure. II.15. Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A - MLI à trois intervalles- (pour $f_o = 50\text{Hz}$, $r=0.8$)



a. $m=15$

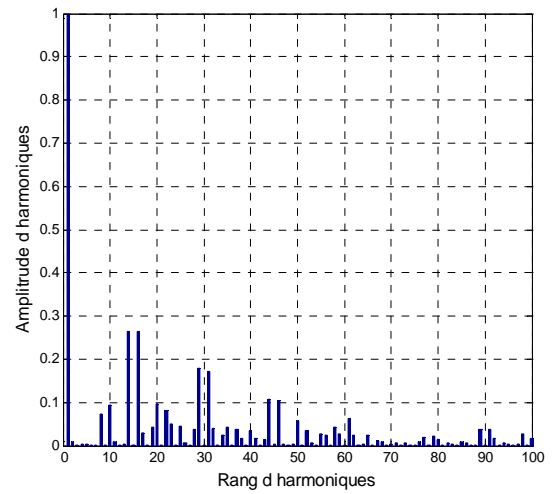
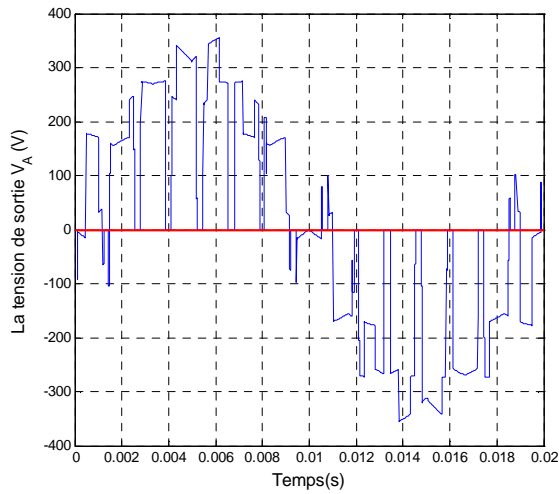


b. $m=31$

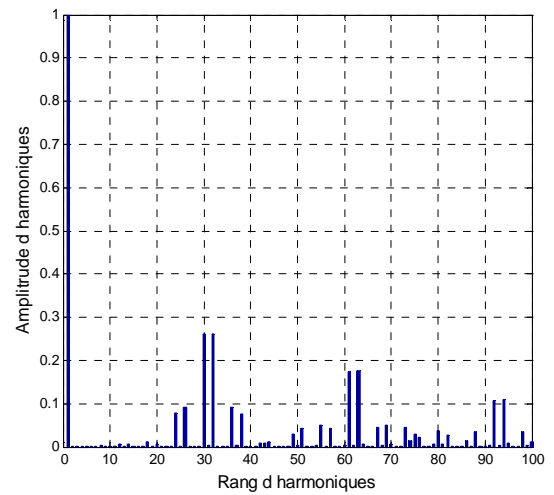
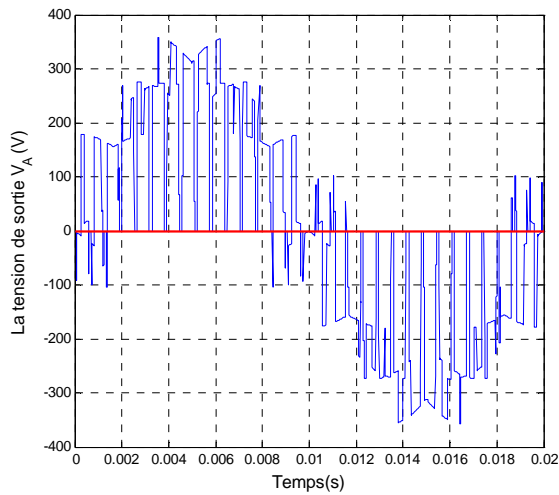


c. $m=51$

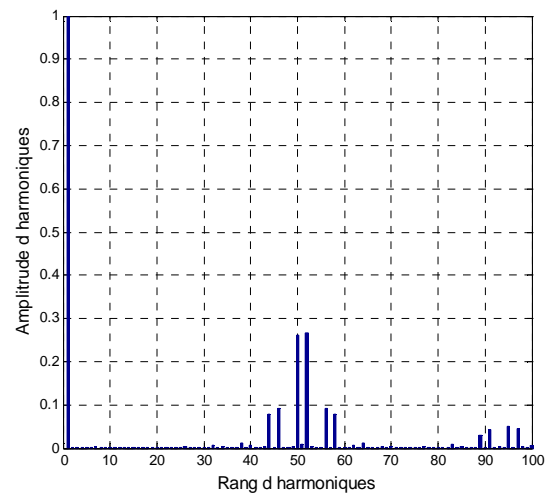
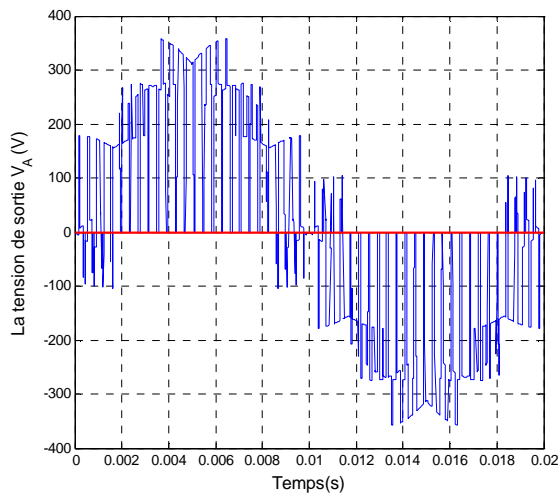
Figure.II. 16. Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A - MLI Subharmonique – (pour $f_o = 50\text{Hz}$, $r=0.8$.)



a. $m=15$

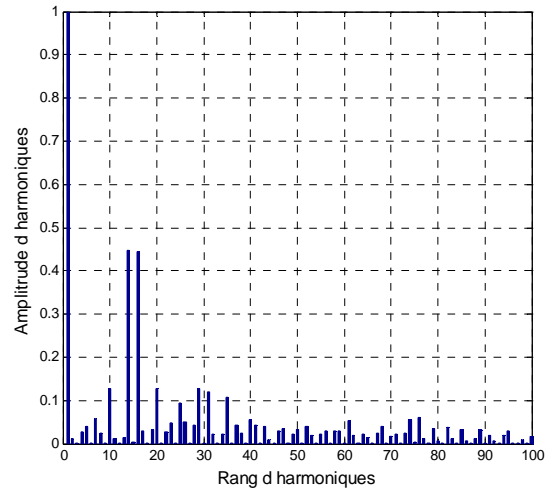
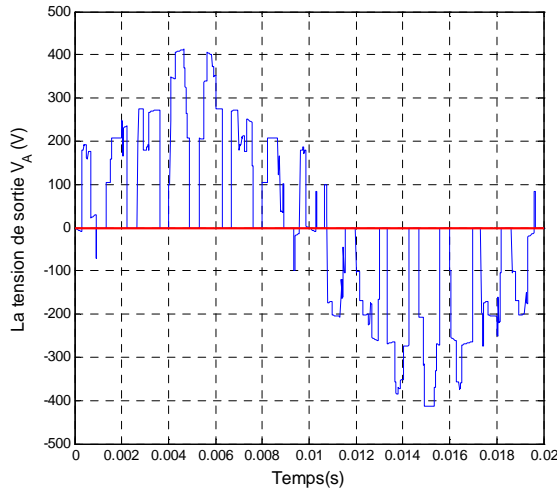


b. $m=31$

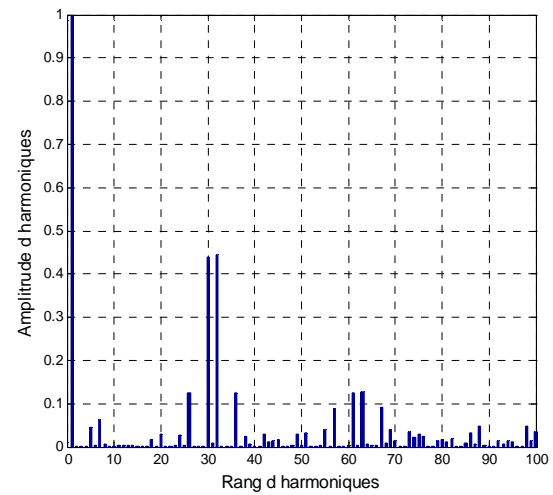
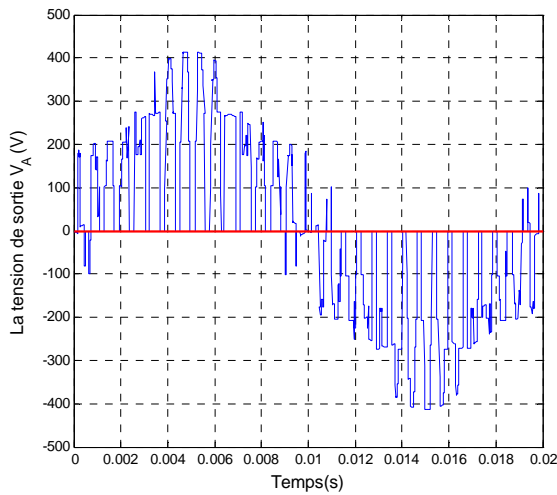


c. $m=51$

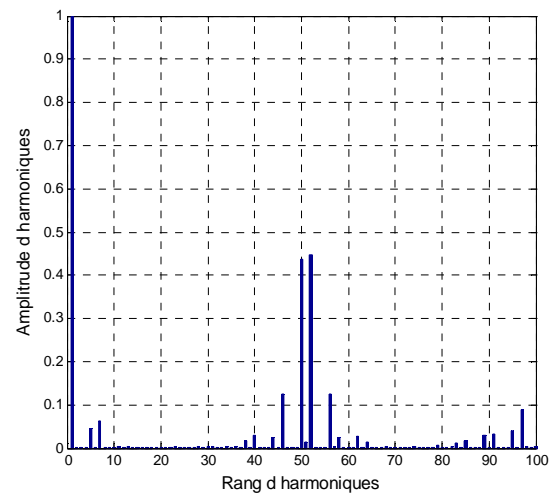
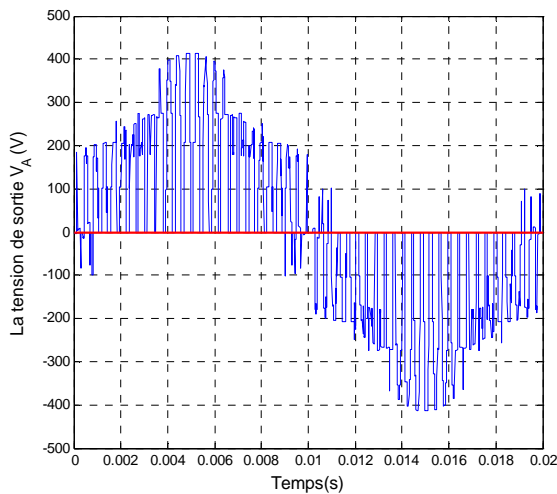
Figure. II. 17. Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A - MLI calculée – (pour $f_o = 50\text{Hz}$, $r=0.8$.)



a. $m=15$

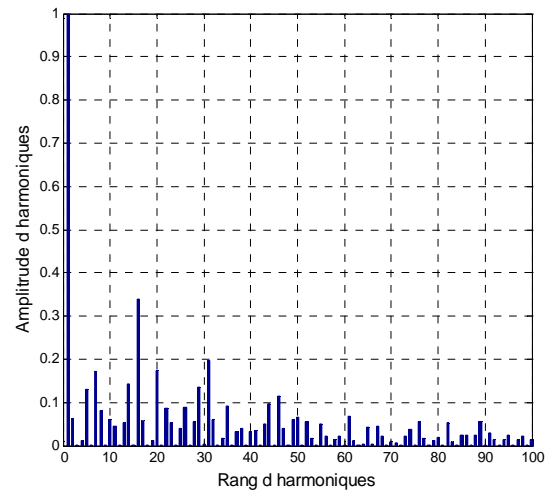
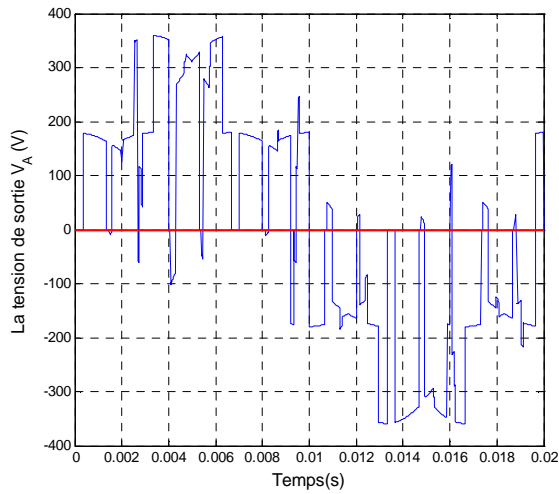


b. $m=31$

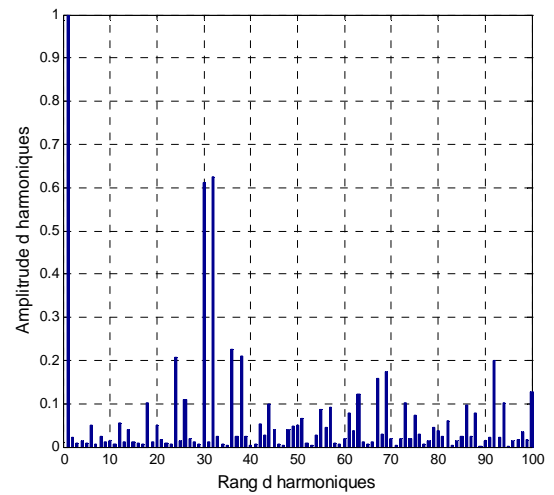
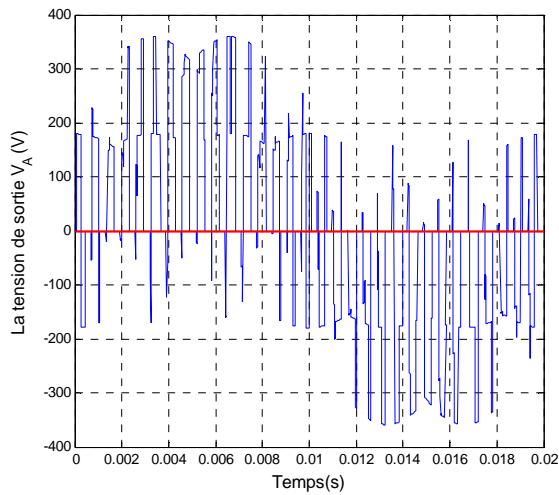


c. $m=51$

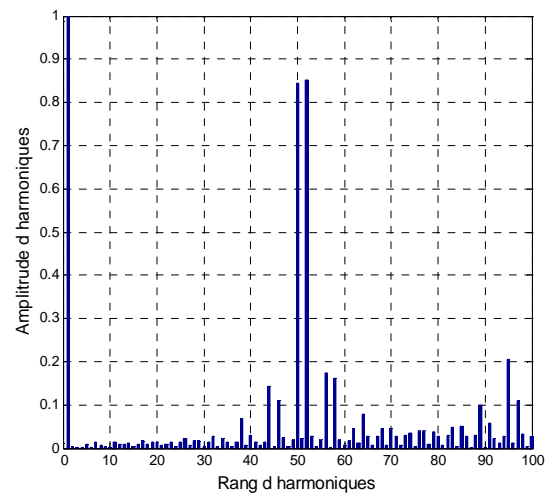
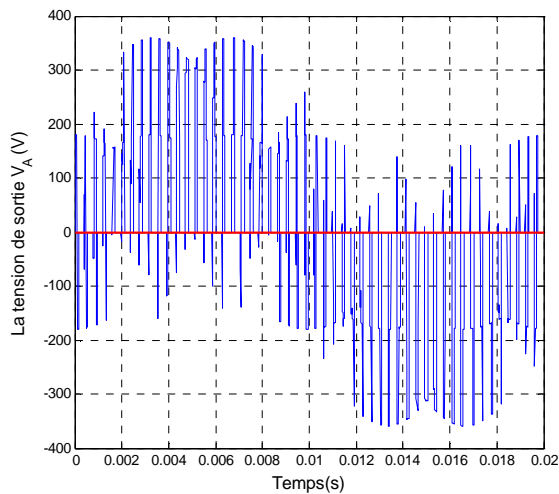
Figure. II.18. Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A - l'algorithme de Venturini - (pour $f_o = 50\text{Hz}$, $r=0.8$)



a. $m=15$



b. $m=31$



c. $m=51$

Figure. II.19. Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A -Algorithme de Roy- (pour $f_o = 50\text{Hz}$, $r=0.8$.)

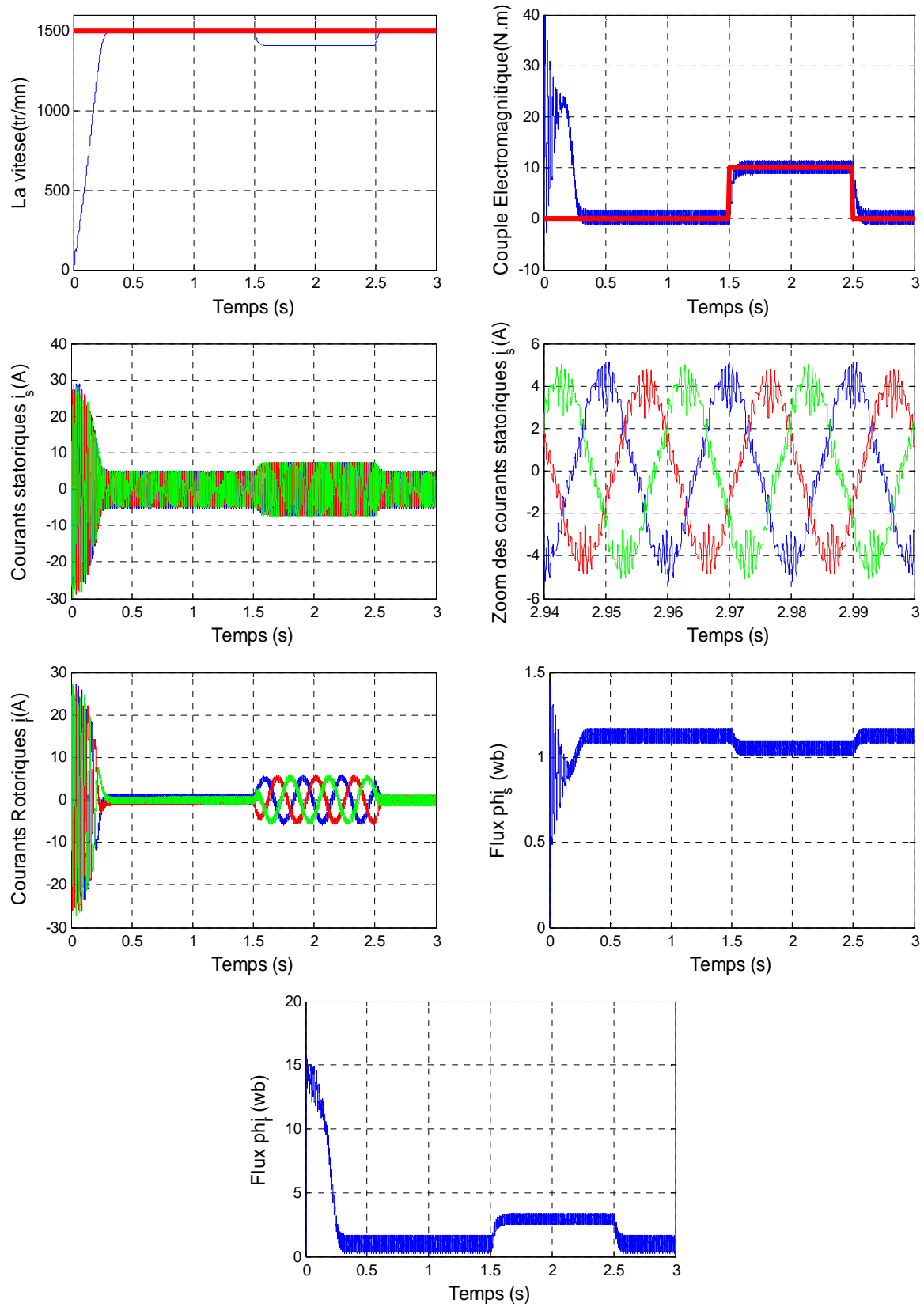


Figure. II. 20. Performances de l'association CM [3x3]- machine asynchrone triphasée par la technique MLI trois intervalles ($f_o=50$ Hz, $m=31$, $r=0.8$)

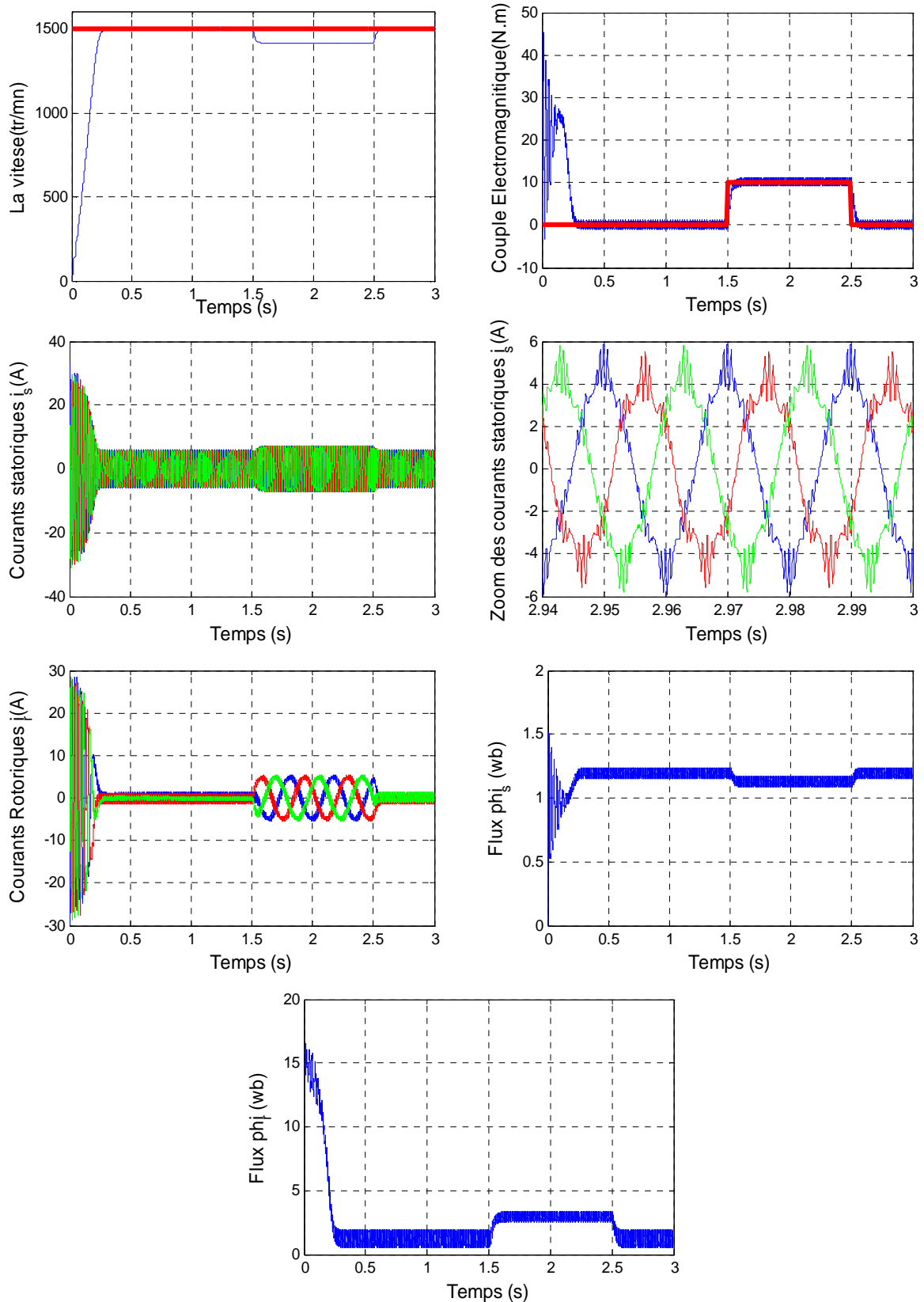


Figure. II. 21. Performances de l'association CM [3x3]- machine asynchrone triphasée par la technique MLI Subharmonique ($f_o=50$ Hz, $m=31$, $r=0.8$)

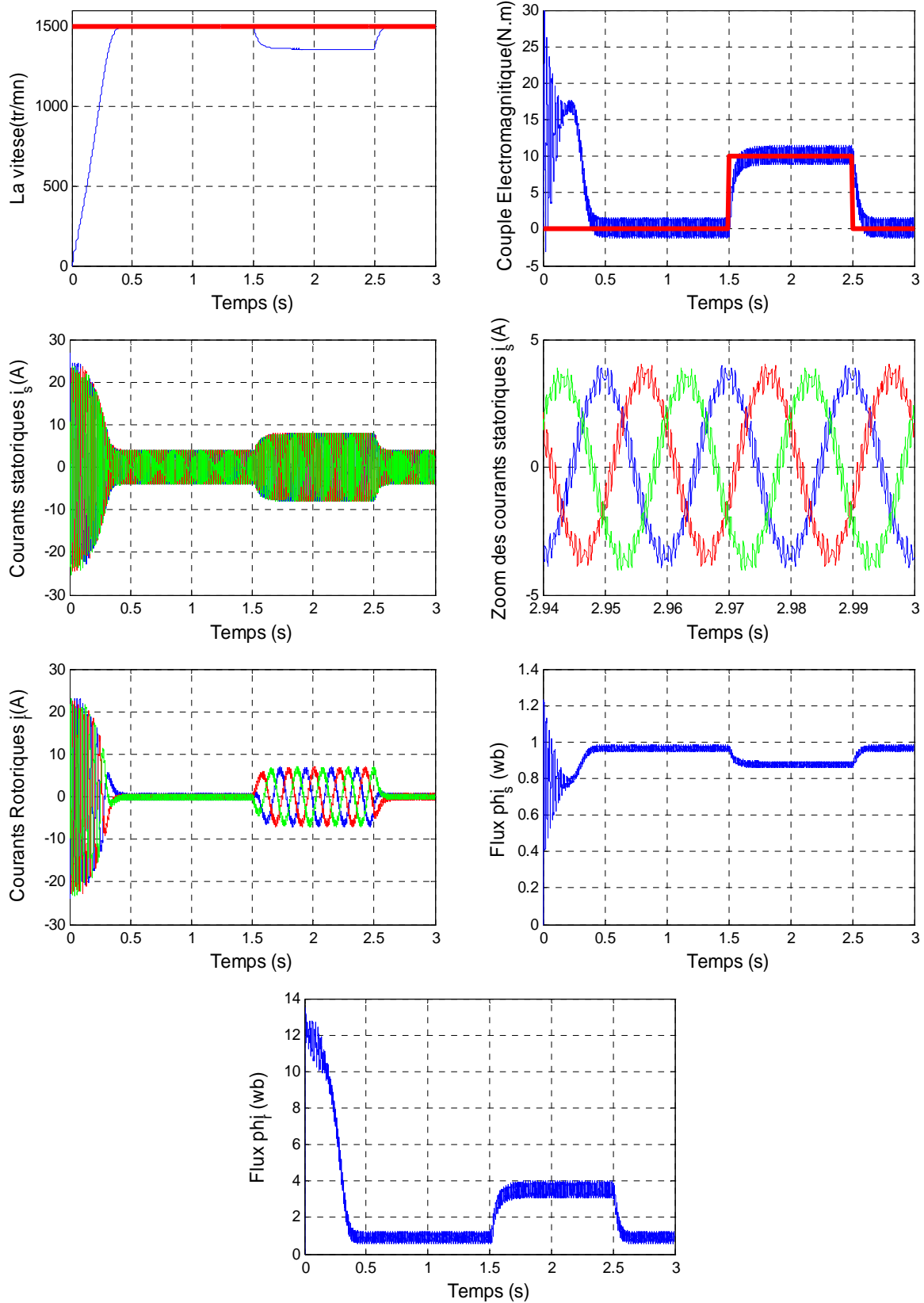


Figure. II. 22. Performances de l'association CM [3x3]- machine asynchrone triphasée par la technique MLI calculée ($f_o=50$ Hz, $m=31$, $r=0.8$)

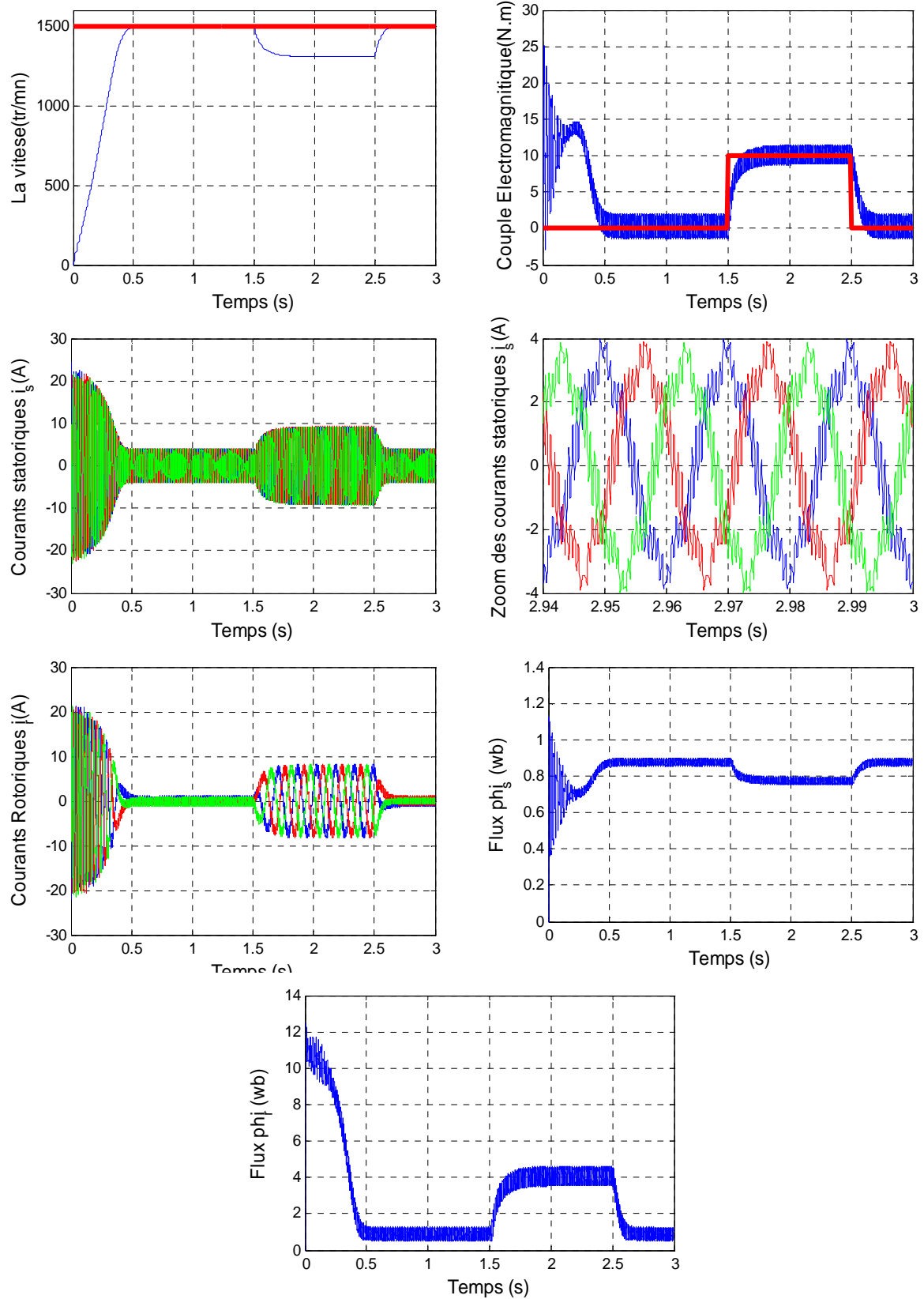


Figure. II. 23. Performances de l'association CM [3x3]- machine asynchrone triphasée par l'algorithme de Venturini ($f_o=50$ Hz, $m=31$, $r=0.8$)

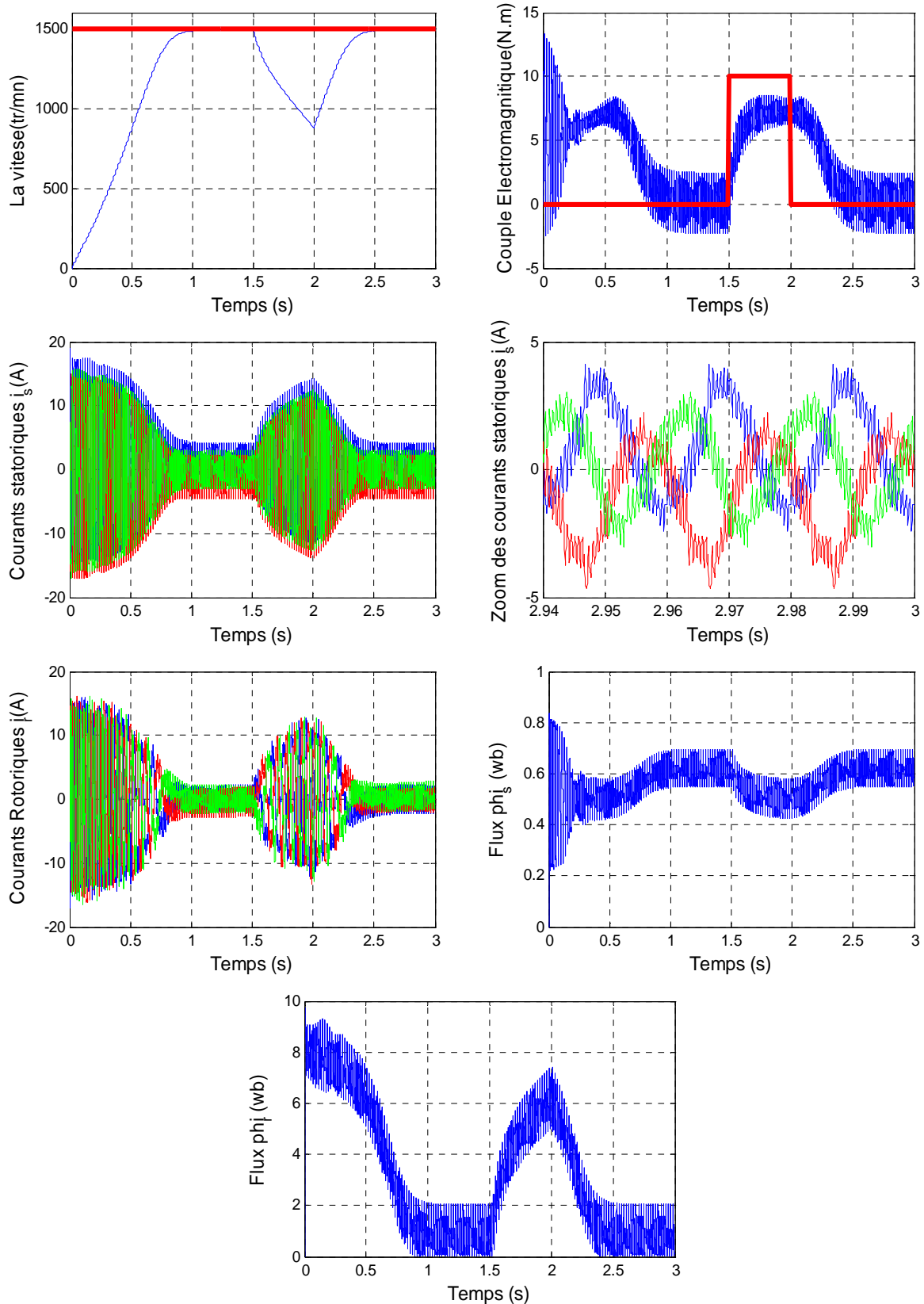


Figure. II. 24. Performances de l'association CM [3x3]- machine asynchrone triphasée par l'algorithme de Roy ($f_o=50$ Hz, $m=31$, $r=0.8$)

II. 2. 6. Récapitulation

Le tableau. II. 3 montre la progression de: la THD, la valeur du fondamentale de la tension de sortie et le rapport R_f par rapport au taux de modulation r .

r	MLI 3 interval		MLI Sub		MLI Calculée		Venturini		Roy	
	* Fond (V) * Rapport	THD %	* Fond (V) * Rapport	THD %	Fond (V) Rapport	THD %	* Fond (V) * Rapport	THD %	* Fond (V) * Rapport	THD %
0	0	inf	0	inf	0	inf	0	inf	0	inf
	0		0		0		0		0	
0.1	50.2	707.49	40.85	869.57	20.42	657.40	32.69	333.78	18.23	2039
	0.1613		0.1313		0.0656		0.1051		0.0586	
0.2	91.01	383.87	90.84	379.76	69.18	227.64	62.43	225.79	43.74	842.17
	0.2925		0.2920		0.2224		0.2007		0.1406	
0.3	142.4	229.71	140.9	228.72	96.11	176.08	94.62	185.04	59.58	614.97
	0.4577		0.4529		0.3089		0.3041		0.1915	
0.4	186.5	165.27	192.1	152.71	127.3	137.17	123.9	155.48	69.32	527.04
	0.5994		0.6174		0.4092		0.3982		0.2228	
0.5	224.6	123.46	232.6	111.72	157.3	113.7	153.6	131.55	100.6	356.44
	0.7219		0.7476		0.5056		0.4937		0.3233	
0.6	268.3	86.20	284.4	69.72	186.7	93.86	186.9	109.04	132.8	261.28
	0.8623		0.9141		0.6001		0.6007		0.4268	
0.7	283.3	73.65	302.8	59.03	212.7	79.41	206.4	99.39	149.4	227.12
	0.9106		0.9732		0.6836		0.6634		0.4802	
0.8	292.8	66.45	309.7	52.38	248.5	61.03	224.9	90.06	162.1	206.28
	0.9411		0.9954		0.7987		0.7229		0.5210	
0.9	300	61.26	315.2	48.56	274.6	47.46	242.1	81.52	176.8	184.62
	0.9642		1.0131		0.8826		0.7781		0.5683	
1	302.7	60.23	321.4	46.71	308.7	29.45	252.6	77.36	188.4	168.78
	0.9729		1.0321		0.9922		0.8119		0.6055	
1.1	308.1	56.26	323.7	45.94	312.8	26	274.3	68.83	205.4	149.97
	0.9903		1.0404		1.0054		0.8816		0.6602	
1.2	312.5	53.9	326.7	43.76	314.8	27.54	302.5	56.53	218.4	135.55
	1.0044		1.0501		1.0118		0.9723		0.7020	
1.3	318.2	47.95	327.9	43.74	316.1	27.63	315.3	52.81	228	125.37
	1.0227		1.0539		1.0160		1.0134		0.7328	
1.4	319.7	47.77	330.5	42.78	316.1	27.63	330.9	46.67	237.5	115.86
	1.0276		1.0623		1.0160		1.0636		0.7634	
1.5	324.5	46.16	333.1	43.27	318.1	26.16	338.8	43.47	235.2	117.19
	1.0430		1.0706		1.0224		1.0889		0.7560	

Tableau. II. 3. Progression de la THD et le R_f par rapport à r .

Nous remarquons que les trois premières méthodes donnent des bons résultats si on les compare par les deux autres (moins de THD avec un fondamental de tension de sortie plus élevé), et entre ces trois nous choisissons le deuxième algorithme de commande selon :

Les caractéristiques du taux d'harmoniques THD et le rapport du fondamental de la tension de sortie par rapport la tension d'entrée R_f en fonction du taux de modulation r ($f_o = 50 \text{ Hz}$ et $m=31$) sont présentées respectivement dans les figures : II. 25 et II. 26, nous remarquons que :

1. La THD diminue quand le taux de modulation r augmente.
2. L'allure du graphe du rapport R_f à une forme d'une pente jusqu'au $r=0.8$ à $r=1$, puis il stabilise, selon la méthode sélectionnée.

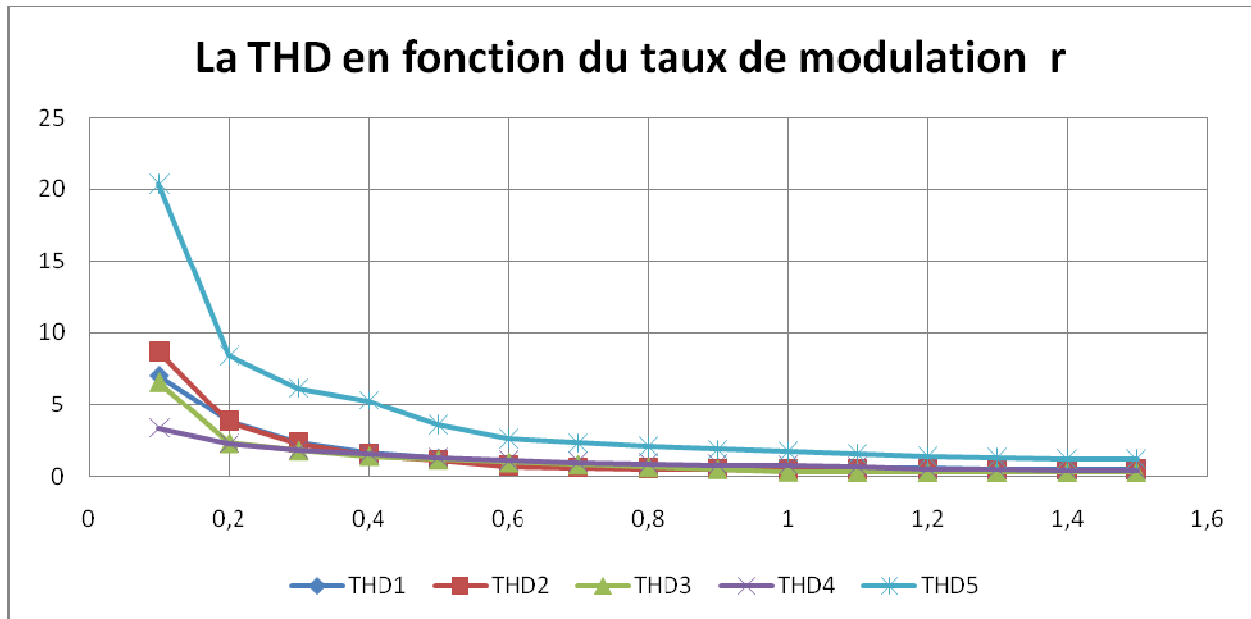


Figure. II. 25. La THD en fonction du taux de modulation r

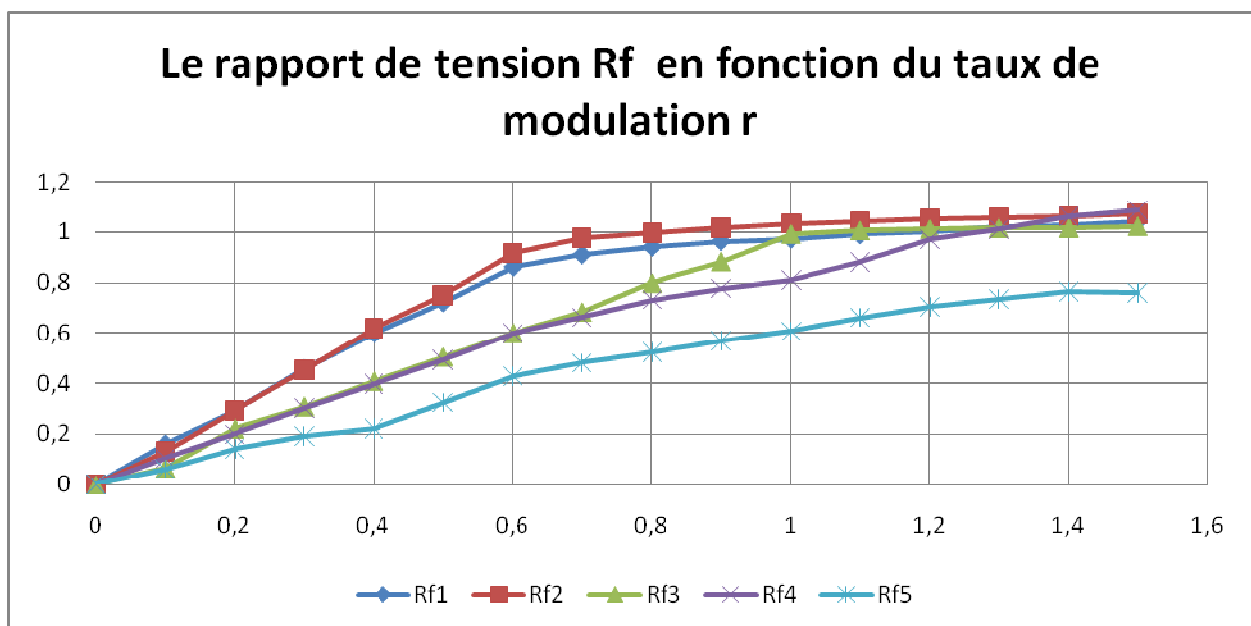


Figure. II. 26. Le rapport de tension R_f en fonction du taux de modulation r

II. 3 Convertisseur matriciel [3x5]

Le convertisseur Matriciel [3x5] il a exactement l'apparence de la figure ci-dessous;

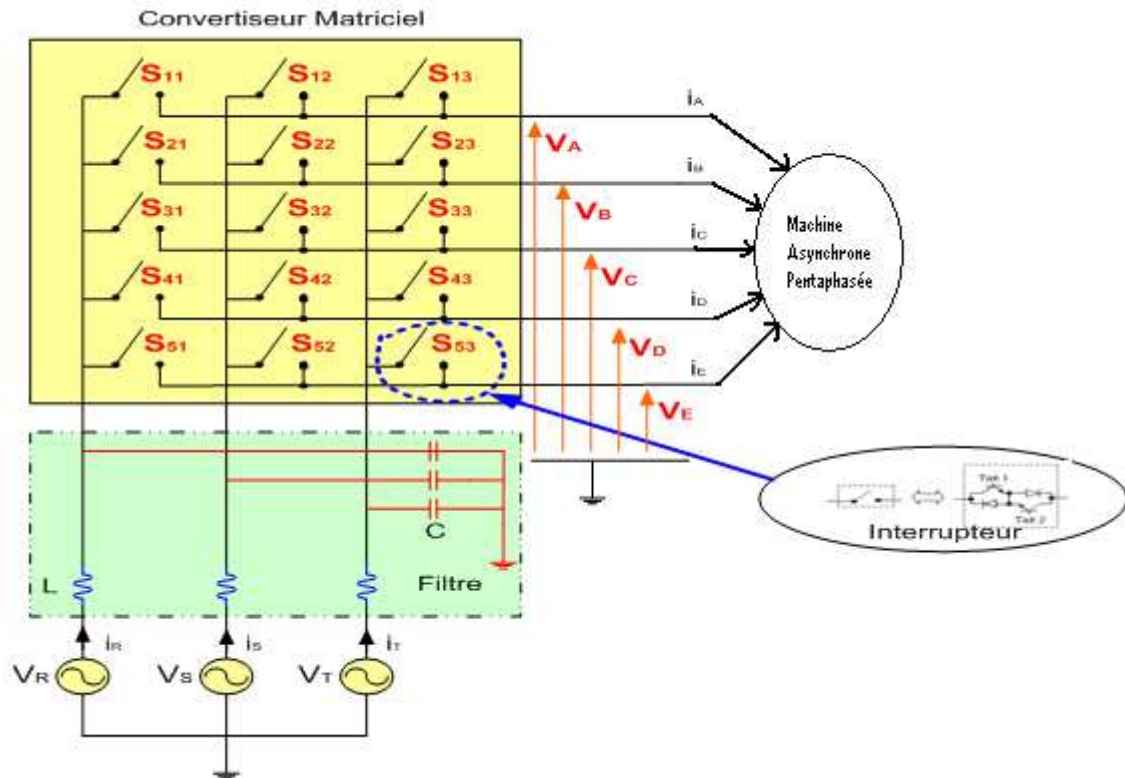


Figure. II. 27. Schéma du convertisseur matriciel [3x5]

Nous choisissons dans cette partie trois stratégies de commande sélectionnée auparavant, qui sont :

1. La modulation MLI à trois intervalles.
2. La modulation Subharmonique.
3. La modulation MLI calculée.

II. 3. 1. La modulation MLI à trois intervalles

La même analogie que la précédente pour le convertisseur matriciel [3x3], mais cette fois-ci nous ajoutons deux bras en plus à l'onduleur pour atteindre cinq phases en sortie, donc un convertisseur matriciel [3x5] qui est présenté dans la figure. II.27. [23] [42] [49]

A. Partie Redresseur

La même procédure est faite à la partie redresseur comme celui au convertisseur matriciel [3x3], puisque ils ont le même nombre de phase d'entrée.

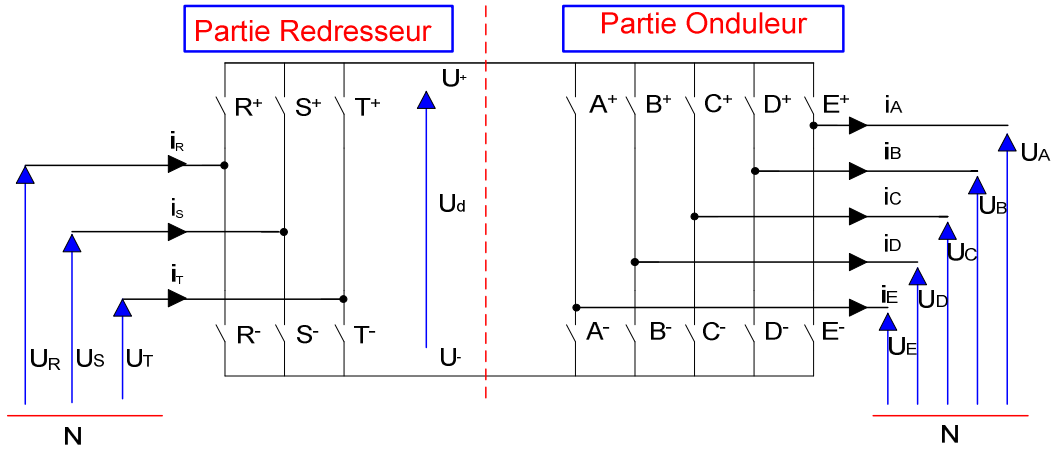


Figure. II.28. Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif.

B. Partie Onduleur

Voir la partie précédente de l'étude, alors la formule qui lie entre les deux extrémités de l'onduleur est présentée par l'équation (II. 44), [25] [40]

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_E \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} U_{cm1} & 1-U_{cm1} \\ U_{cm2} & 1-U_{cm2} \\ U_{cm3} & 1-U_{cm3} \\ U_{cm4} & 1-U_{cm4} \\ U_{cm5} & 1-U_{cm5} \end{bmatrix}}_{M_o(t)} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \tag{II. 44}$$

$[M_o(t)]$: Matrice de modulation.

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

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_E \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} U_{cm1} & 1-U_{cm1} \\ U_{cm2} & 1-U_{cm2} \\ U_{cm3} & 1-U_{cm3} \\ U_{cm4} & 1-U_{cm4} \\ U_{cm5} & 1-U_{cm5} \end{bmatrix}}_{[F^g]} \begin{bmatrix} R^+ & S^+ & T^+ \\ R^- & S^- & T^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_R \\ V_S \\ V_T \end{bmatrix} \tag{II.45}$$

On arrive finalement à caractériser la matrice $[F^g]$ qui permet de définir l'algorithme complet de la conversion de fréquence tel que :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_E \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} F_{RA}^g & F_{SA}^g & F_{TA}^g \\ F_{RB}^g & F_{SB}^g & F_{TB}^g \\ F_{RC}^g & F_{SC}^g & F_{TC}^g \\ F_{RD}^g & F_{SD}^g & F_{TD}^g \\ F_{RE}^g & F_{SE}^g & F_{TE}^g \end{bmatrix}}_{[F^g]} \begin{bmatrix} V_R \\ V_S \\ V_T \end{bmatrix} \tag{II.46}$$

Par identification entre les équations (II.45) et (II.46) on aura pour la 1^{ère} colonne de la matrice de transition :

$$\begin{cases} F_{RA}^g = R^+ U_{cm1} + R^- (1 - U_{cm1}) \\ F_{RB}^g = R^+ U_{cm2} + R^- (1 - U_{cm2}) \\ F_{RC}^g = R^+ U_{cm3} + R^- (1 - U_{cm3}) \\ F_{RD}^g = R^+ U_{cm4} + R^- (1 - U_{cm4}) \\ F_{RE}^g = R^+ U_{cm5} + R^- (1 - U_{cm5}) \end{cases} \quad (II.47)$$

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

$$\begin{cases} V_A = V_m \sin(\omega_o t) \\ V_B = V_m \sin(\omega_o t - 2\pi/5) \\ V_C = V_m \sin(\omega_o t - 4\pi/5) \\ V_D = V_m \sin(\omega_o t - 6\pi/5) \\ V_E = V_m \sin(\omega_o t - 8\pi/5) \end{cases} \quad (II.48)$$

La détermination des fonctions d'ondulation (fonctions de référence normalisée) consiste à moduler la tension intermédiaire fictive donnée précédemment par l'équation (II.49):

$$U_{cmk} = r \cos(\Phi_2) \sin(\omega_o t - 2(k-1)\pi/5) + 1/2 \quad (II.49)$$

Tel que [23-24]: $\Phi_2 = (\omega t)_{\text{mod}(\frac{\pi}{5})} - \frac{3\pi}{10}$

En ce qui reste de cette technique, on suit exactement les mêmes procédures que pour un convertisseur matriciel [3x3]

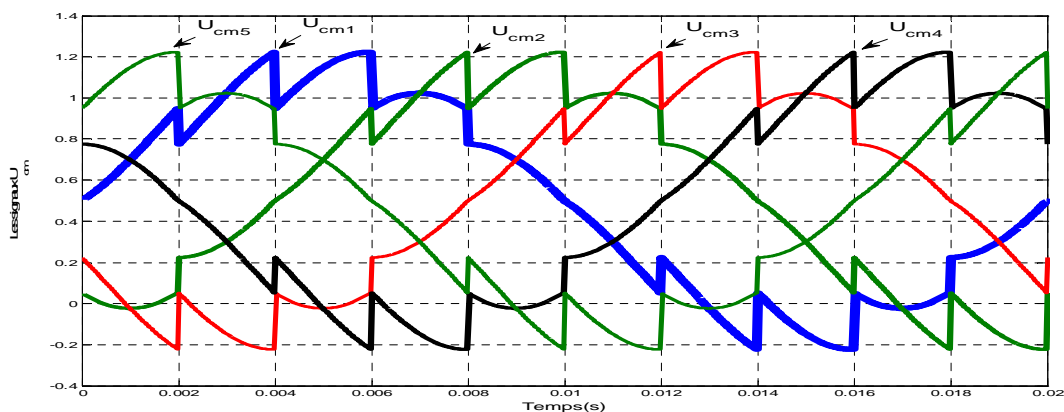


Figure. II. 29. Les signaux de commande U_{cm} .

II. 3. 2 La modulation Subharmonique

La seule différence que la stratégie précédente réside à la définition des vecteurs de sortie, qui sont [49]:

$$\begin{cases} U_A^* = U_A + V_0 \\ U_B^* = U_B + V_0 \\ U_C^* = U_C + V_0 \\ U_D^* = U_D + V_0 \\ U_E^* = U_E + V_0 \end{cases} \quad (\text{II.50})$$

V_A, V_B, V_C, V_D et V_E sont les tensions de sortie de référence définies dans l'équation (II.46) pour la stratégie de modulation MLI à trois intervalles.

L'expression de la tension V_0 de fréquence $5 f_0$ (f_0 est la fréquence des tensions de référence V_A, V_B, V_C, V_D et V_D), est donnée comme suit :

$$V_0 = -\frac{\text{Max}(V_A, V_B, V_C, V_D, V_D) + \text{Min}(V_A, V_B, V_C, V_D, V_D)}{2} \quad (\text{II.51})$$

Les signaux de commande U_{cm} sont présentés dans la Figure.II.30.

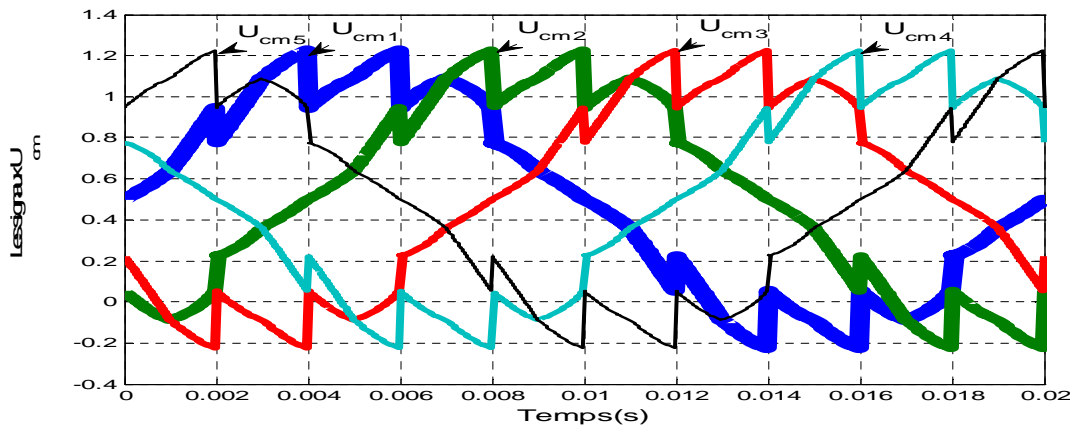


Figure. II. 30. Les signaux de commande U_{cm} ($f_0=25$ Hz, $m=31$, $r=0.8$).

II. 3. 3. La modulation MLI calculée

Les fonctions de sortie du convertisseur doivent suivre les tensions de références imposées auparavant.

Soit V_{A_ref} , V_{B_ref} , V_{C_ref} , V_{D_ref} et V_{E_ref} les tensions de références de sortie du convertisseur [50].

$$\begin{cases} V_{A_ref} = r \ 220\sqrt{2} \sin(\omega_0 t) \\ V_{B_ref} = r \ 220\sqrt{2} \sin(\omega_0 t - 2\pi/5) \\ V_{C_ref} = r \ 220\sqrt{2} \sin(\omega_0 t - 4\pi/5) \\ V_{D_ref} = r \ 220\sqrt{2} \sin(\omega_0 t - 6\pi/5) \\ V_{E_ref} = r \ 220\sqrt{2} \sin(\omega_0 t - 8\pi/5) \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

L'expression des tensions de sortie du convertisseur matriciel s'exprime comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{RA}^g & F_{SA}^g & F_{TA}^g \\ F_{RB}^g & F_{SB}^g & F_{TB}^g \\ F_{RC}^g & F_{SC}^g & F_{TC}^g \\ F_{RD}^g & F_{SD}^g & F_{TD}^g \\ F_{RE}^g & F_{SE}^g & F_{TE}^g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_R \\ V_S \\ V_T \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

Avec:

$$\begin{cases} F_{RA}^g + F_{SA}^g + F_{TA}^g = 1 \\ F_{RB}^g + F_{SB}^g + F_{TB}^g = 1 \\ F_{RC}^g + F_{SC}^g + F_{TC}^g = 1 \\ F_{RD}^g + F_{SD}^g + F_{TD}^g = 1 \\ F_{RE}^g + F_{SE}^g + F_{TE}^g = 1 \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

A partir de l'équation (II.53) et (II.54), nous obtenons : [46] [50]

$$\begin{cases} V_A = F_{RA}^g V_R + F_{SA}^g V_S + F_{TA}^g V_T \\ V_B = F_{RB}^g V_R + F_{SB}^g V_S + F_{TB}^g V_T \\ V_C = F_{RC}^g V_R + F_{SC}^g V_S + F_{TC}^g V_T \\ V_D = F_{RD}^g V_R + F_{SD}^g V_S + F_{TD}^g V_T \\ V_E = F_{RE}^g V_R + F_{SE}^g V_S + F_{TE}^g V_T \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_A = F_{RA}^g V_R + F_{SA}^g V_S + (1 - (F_{RA}^g + F_{SA}^g)) V_T \\ V_B = F_{RB}^g V_R + F_{SB}^g V_S + (1 - (F_{RB}^g + F_{SB}^g)) V_T \\ V_C = F_{RC}^g V_R + F_{SC}^g V_S + (1 - (F_{RC}^g + F_{SC}^g)) V_T \\ V_D = F_{RD}^g V_R + F_{SD}^g V_S + (1 - (F_{RD}^g + F_{SD}^g)) V_T \\ V_E = F_{RE}^g V_R + F_{SE}^g V_S + (1 - (F_{RE}^g + F_{SE}^g)) V_T \end{cases}$$

Alors :

$$\begin{cases} V_A - V_T = F_{RA}^g (V_R - V_T) + F_{SA}^g (V_S - V_T) \\ V_B - V_T = F_{RB}^g (V_R - V_T) + F_{SB}^g (V_S - V_T) \\ V_C - V_T = F_{RC}^g (V_R - V_T) + F_{SC}^g (V_S - V_T) \\ V_D - V_T = F_{RD}^g (V_R - V_T) + F_{SD}^g (V_S - V_T) \\ V_E - V_T = F_{RE}^g (V_R - V_T) + F_{SE}^g (V_S - V_T) \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

Trois cas se présentent:

- $F_R^g = F_S^g = 0$
 - $F_R^g = F_T^g = 0$
 - $F_S^g = F_T^g = 0$
- (II.56)

Les différentes expressions de la matrice de conversion sont données dans le tableau suivant [43] [50] :

Intervalles	$V^- < U_i < V^+$	F_R^g	F_S^g	F_T^g
$[0, \pi/6]$ U $[5\pi/6, 7\pi/6]$ U $[11\pi/6, 2\pi]$	V_R	0	$V_i = \frac{V_{i_ref} - V_T}{V_S - V_T}$	$V_i = \frac{V_{i_ref} - V_S}{V_T - V_S}$
$[\pi/2, 5\pi/6]$ U $[3\pi/2, 11\pi/6]$	V_S	$V_i = \frac{V_{i_ref} - V_T}{V_R - V_T}$	0	$V_i = \frac{V_{i_ref} - V_R}{V_T - V_R}$
$[\pi/6, \pi/2]$ U $[7\pi/6, 3\pi/2]$	V_T	$V_i = \frac{V_{i_ref} - V_S}{V_R - V_S}$	$V_i = \frac{V_{i_ref} - V_R}{V_S - V_R}$	0

Tableau. II. 4. Expression des fonctions génératrices de conversion

i= A, B, C, D et E

Telle que :

$$\begin{cases} F_R^g = (F_{RA}^g, F_{RB}^g, F_{RC}^g, F_{RD}^g, F_{RE}^g) \\ F_S^g = (F_{RA}^g, F_{RB}^g, F_{RC}^g, F_{RD}^g, F_{RE}^g) \\ F_T^g = (F_{RA}^g, F_{RB}^g, F_{RC}^g, F_{RD}^g, F_{RE}^g) \end{cases} \text{ et } \begin{cases} V^+ = \text{Max}(V_R, V_S, V_T) \\ V^- = \text{Min}(V_R, V_S, V_T) \end{cases}$$

II. 3. 4. Simulation et résultats

Les tensions de sortie du convertisseur matriciel et leur référence sont présentées dans les figures suivantes pour $f_o=25, 50$ et 100 Hz, $m=31$ et $r=0.8$.

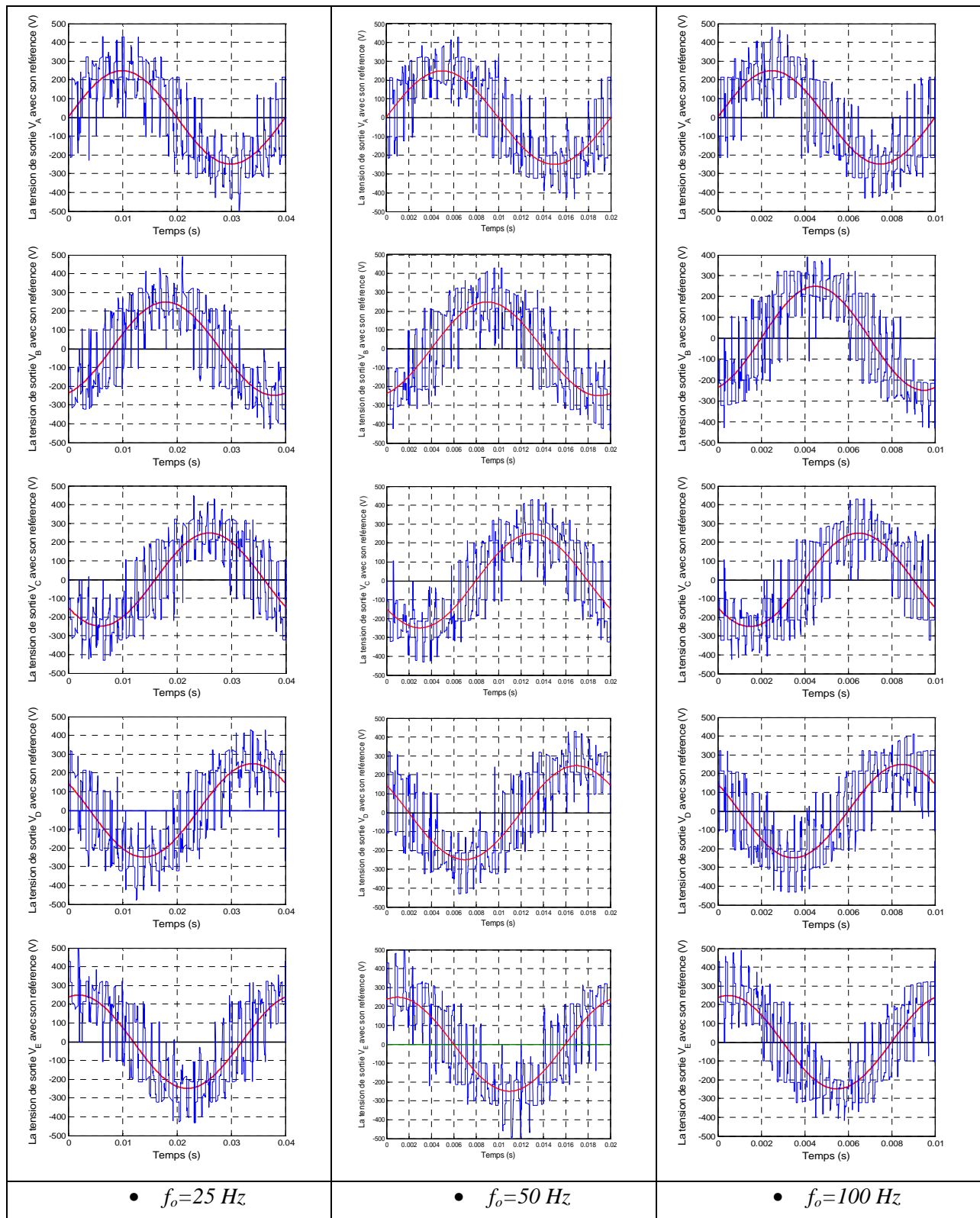


Figure. II. 31. Les tensions de sortie et leur référence du convertisseur matriciel -MLI à trois intervalles- ($m=31, r=0.8$).

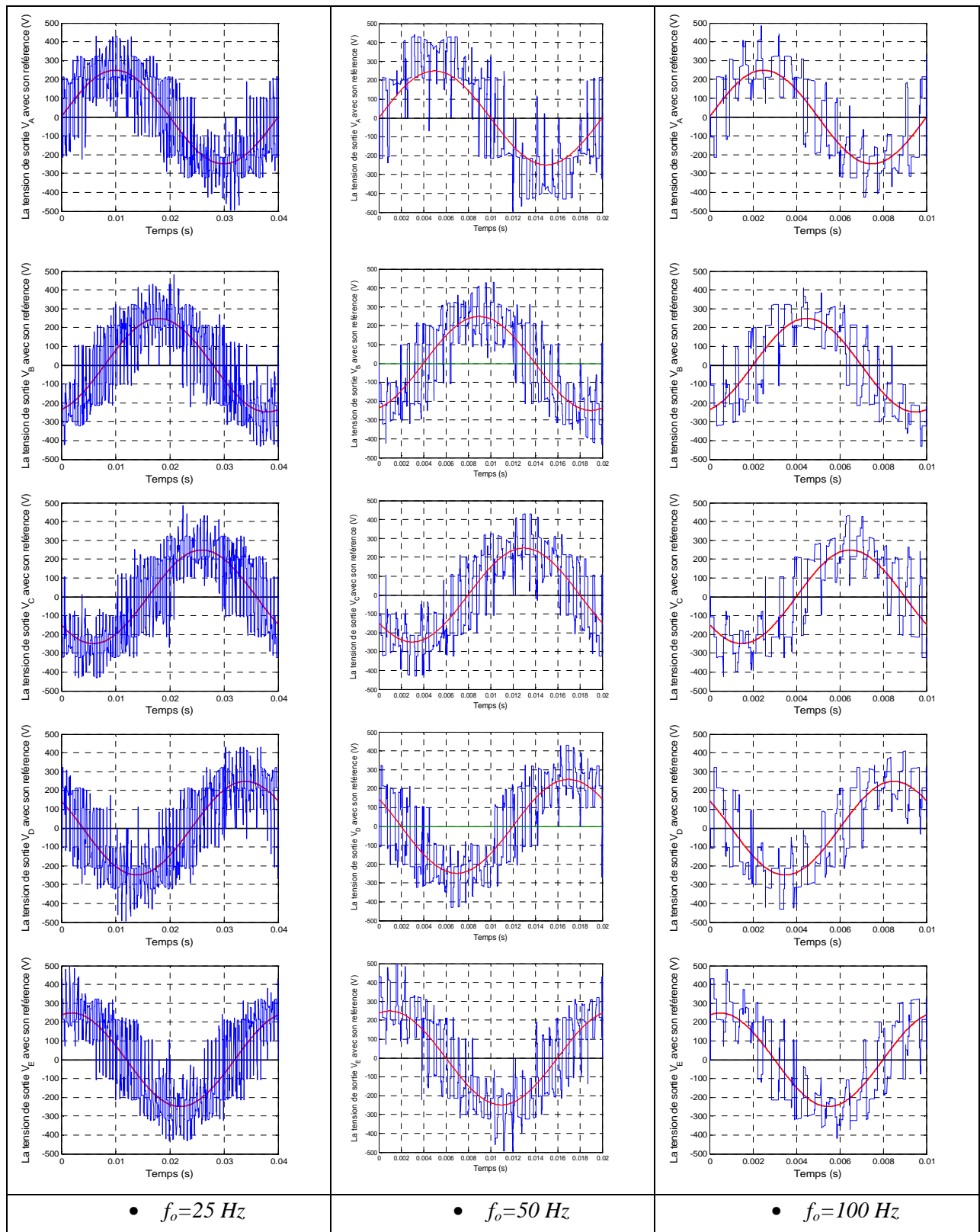


Figure. II.32. Les tensions de sortie et leur référence du convertisseur matriciel -MLI subharmonique- ($m=31, r=0.8$).

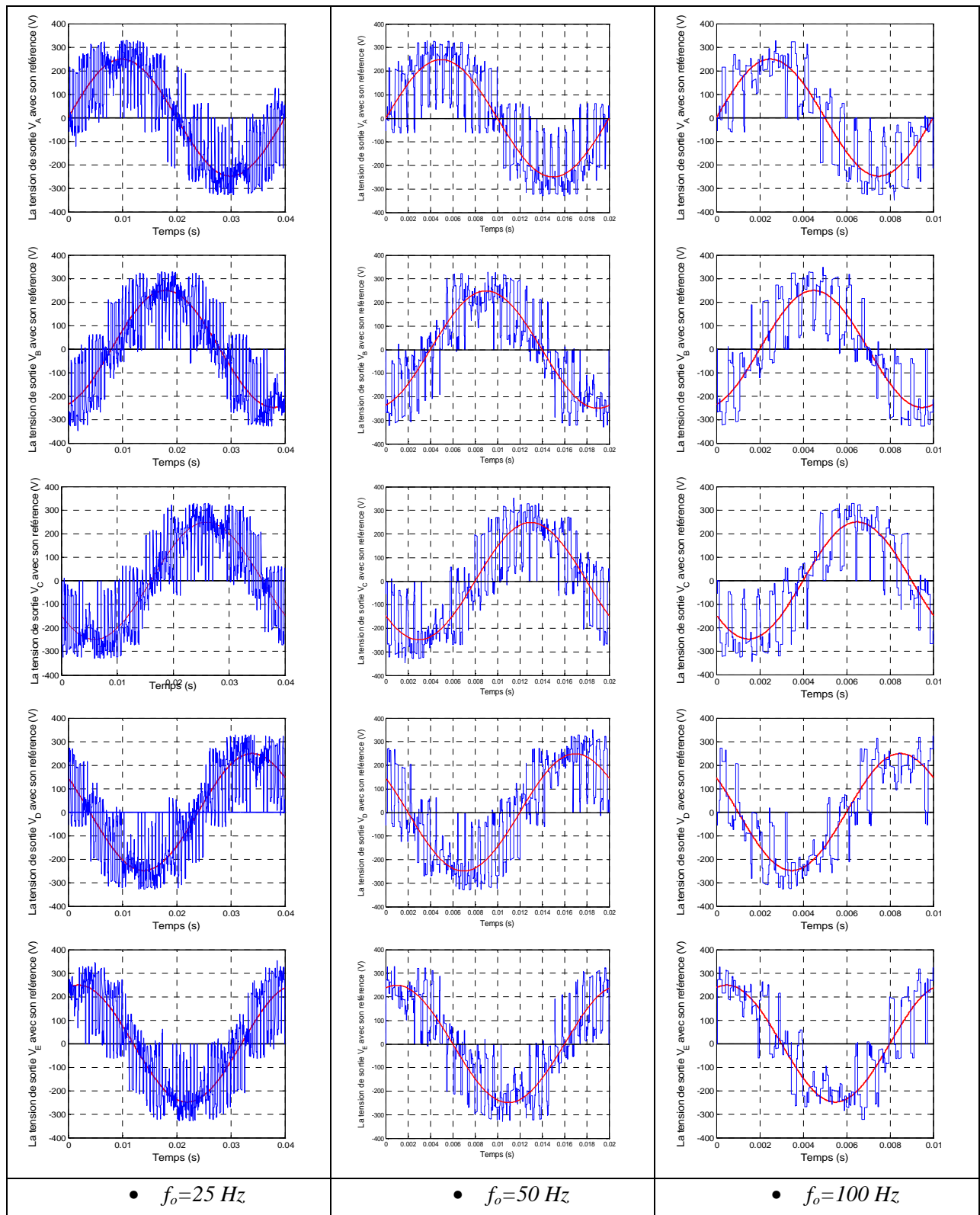


Figure. II. 33. Les tensions de sortie et ces références du convertisseur matriciel -MLI calculée- ($m=31$, $r=0.8$).

A. Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel

Les figures II.31, II.32 et II.33 montrent que les tensions de sortie du convertisseur matriciel par les trois techniques suivent parfaitement leurs références avec un déphasage entre les tensions pour chaque méthode.

Nous effectuons une étude du spectre d'harmoniques des tensions de sortie du convertisseur matriciel pour étudier les performances de la commande du convertisseur matriciel par les trois techniques de commande.

Les spectres d'harmoniques de la tension V_A sont présentés dans les figures : II. 34 à II. 36.

A partir des résultats de simulation des spectres d'harmoniques de la tension V_A , on constate que, Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_o$) et les formes d'ondes des tensions de sortie suivent bien leur référence quelque soit la fréquence de sortie appliquée ($f_o = 50\text{Hz}$) de plus que pour les valeurs de l'indice de modulation m , on n'a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs et la première famille centrée autour de la fréquence $m f_o$ est la plus importante du point de vue amplitude.

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

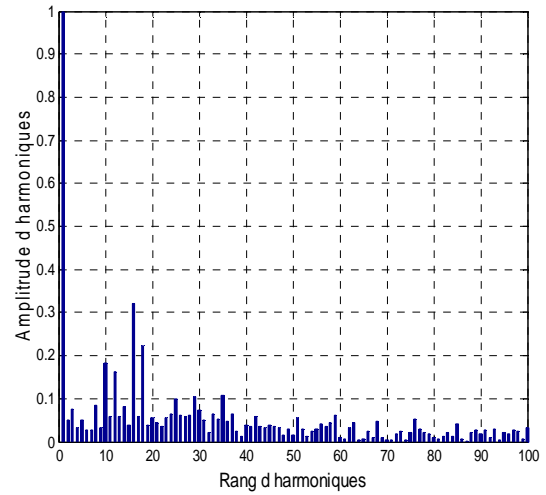
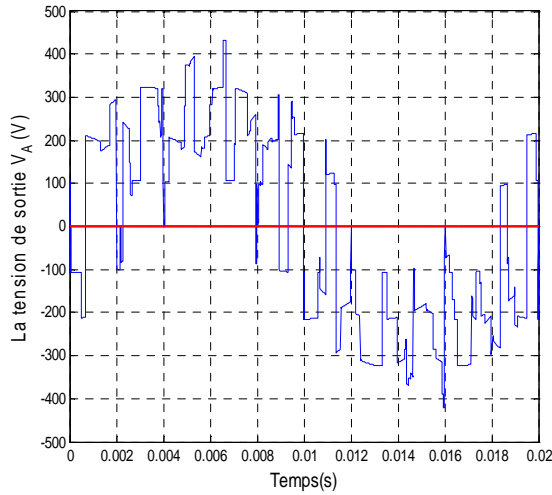
Le convertisseur est commandé par les trois algorithmes pour un indice de modulation $m = 31$, le taux de modulation $r = 0.8$ et de fréquence $f_o = 50\text{ Hz}$ dans les figures : II.37 à II.39, nous présentons les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone.

La vitesse de rotation, le couple électromagnétique et les courants statoriques avec leurs zooms entre 2.94 s et 3s, suivi par les courants rotoriques ; en fin le flux statorique/rotorique de la machine asynchrone pentaphasée.

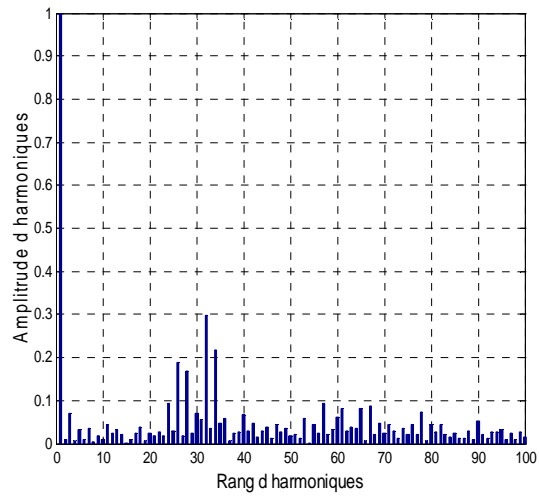
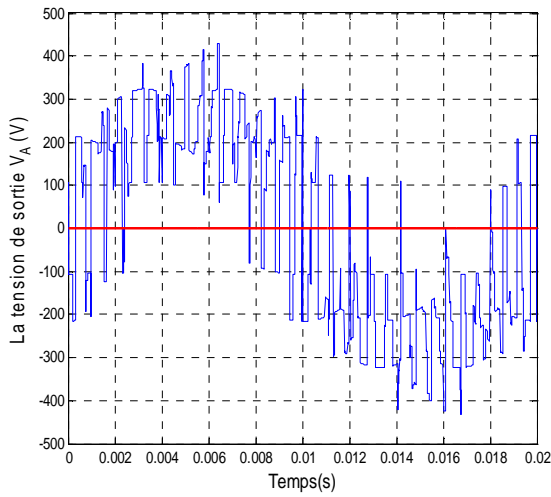
Nous constatons que :

1. La vitesse de la machine asynchrone utilisée atteint rapidement sa valeur nominale de 1485 tr/mn, après l'application de la charge nominale entre $t=1.5\text{s}$ et $t=2.5\text{s}$ on remarque que la machine supporte bien le couple résistant nominal qui est traduit par une diminution de la vitesse ensuite il reprend sa valeur nominale.
2. Le couple Electromagnétique suit parfaitement et rapidement leur consigne.
3. L'augmentation des valeurs crêtes (égale à 3 A, 3.3A et 2.8 A pour chaque algorithme respectivement) des courants statoriques entre 1.5s et 2.5s répond à la demande du couple Electromagnétique (relation non linéaire entre les courants et le couple), les courants absorbés par la machine sont presque sinusoïdaux.

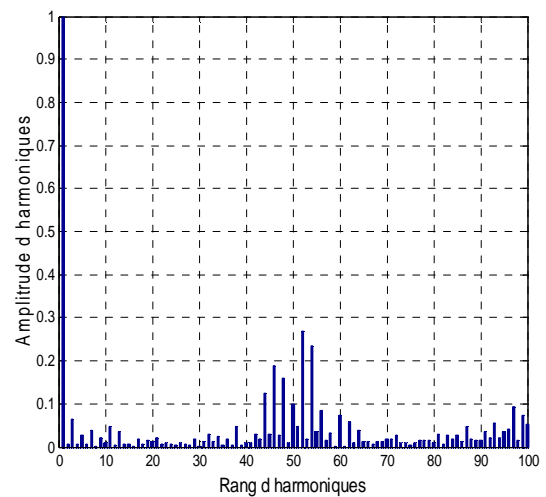
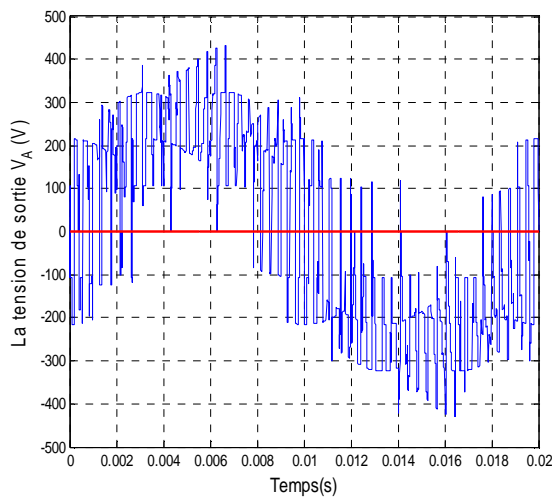
Une augmentation des valeurs crêtes des courants rotoriques entre 1.5s et 2.5s répond à la demande du couple Electromagnétique (relation non linéaire entre les courants et le couple).



a. $m=15$

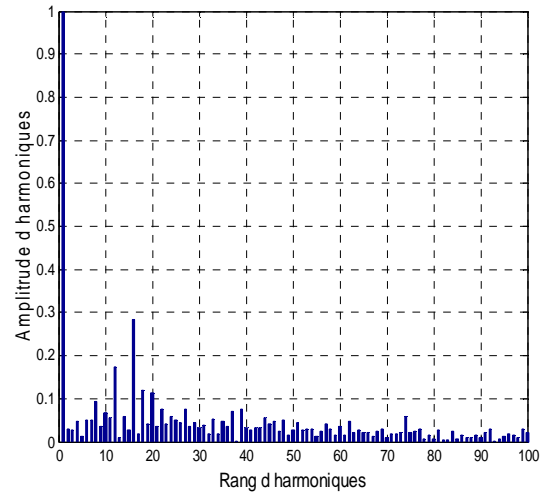
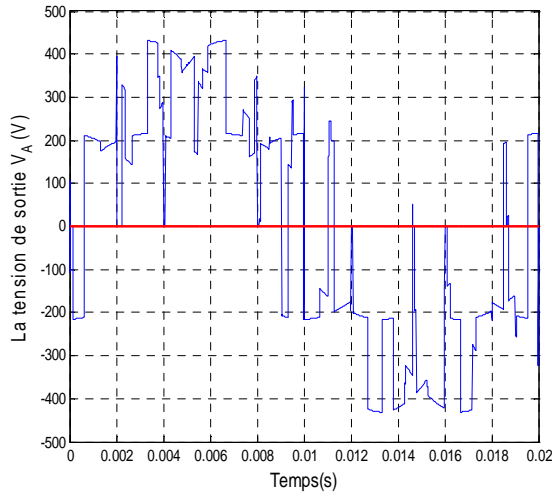


b. $m=31$

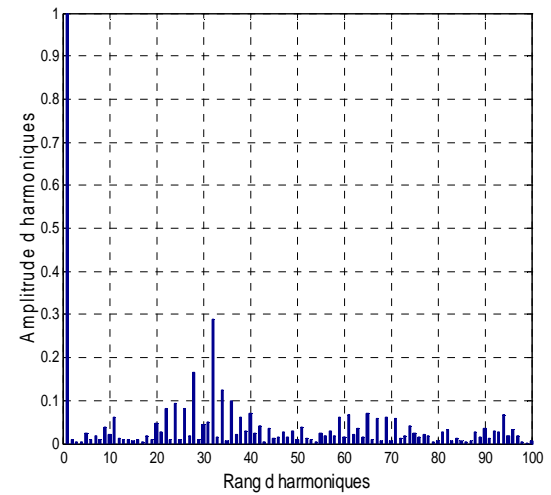
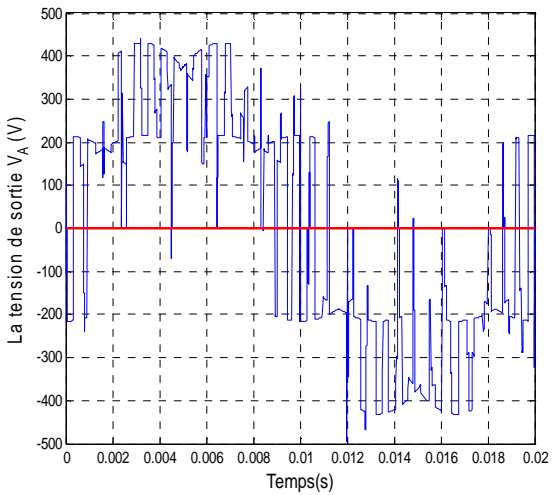


c. $m=51$

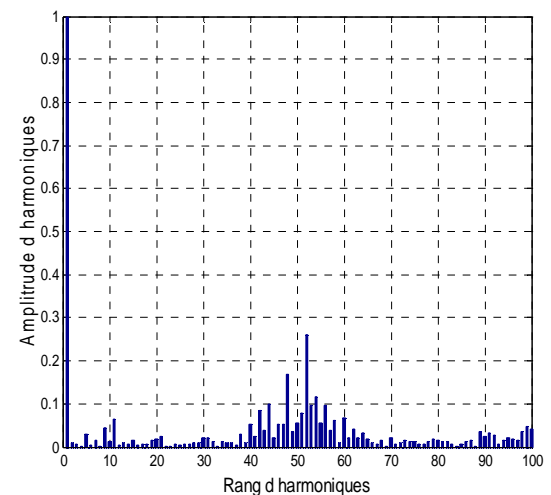
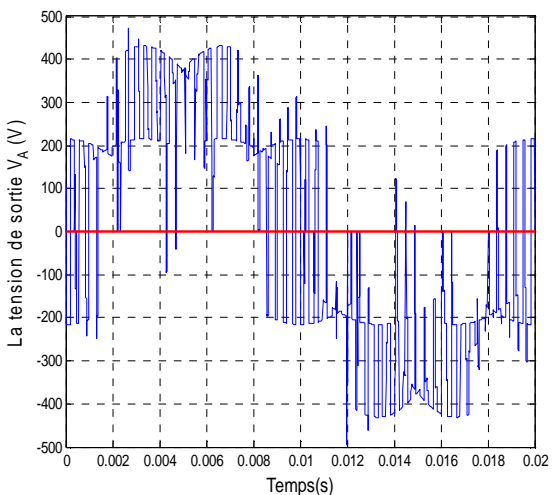
Figure. II. 34. Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A -MLI trois intervalles- (pour $f_o = 50$ Hz, $r=0.8$)



a. $m=15$

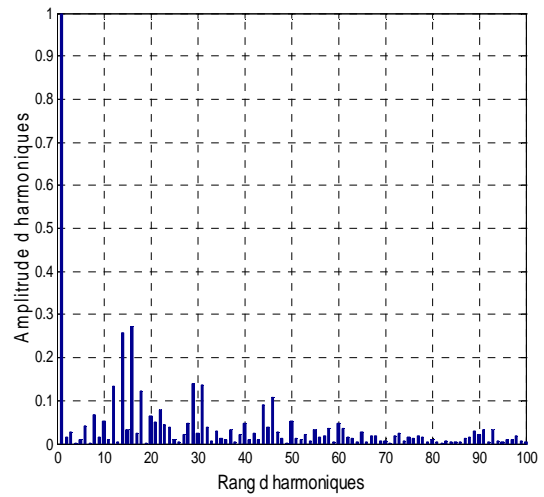
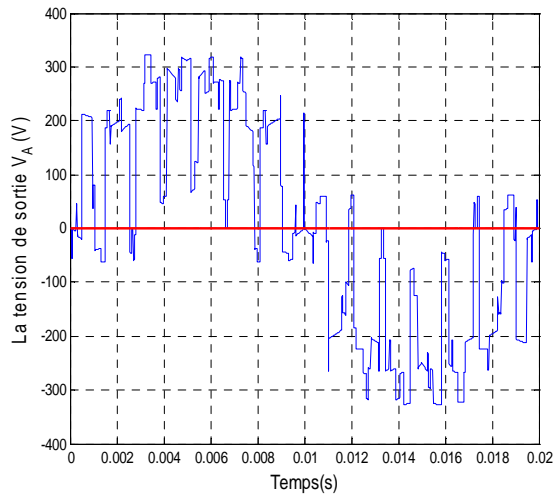


b. $m=31$

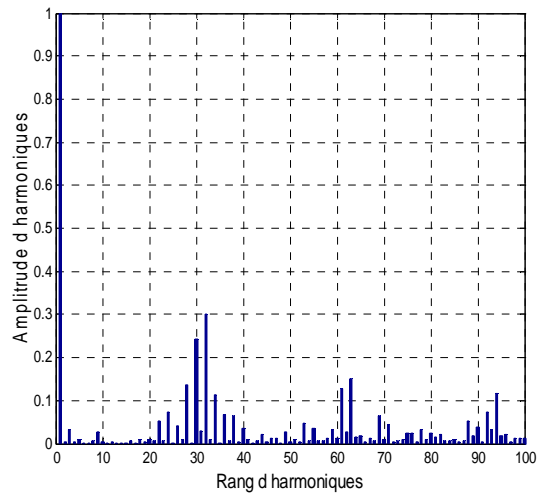
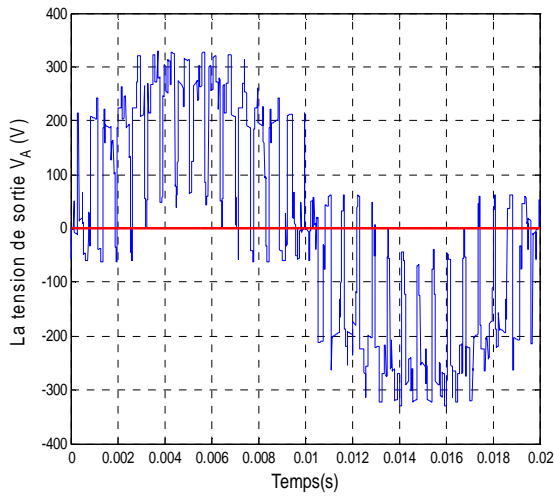


c. $m=51$

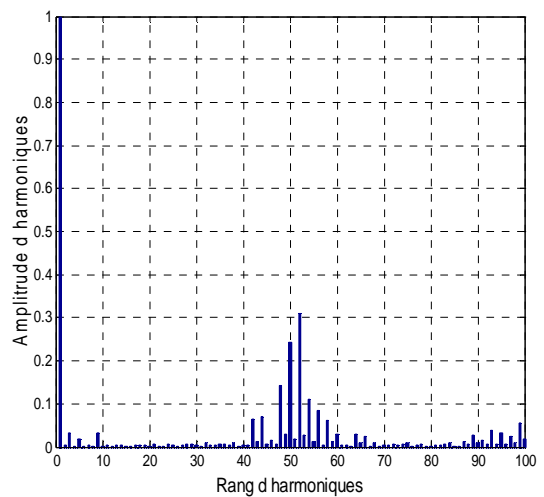
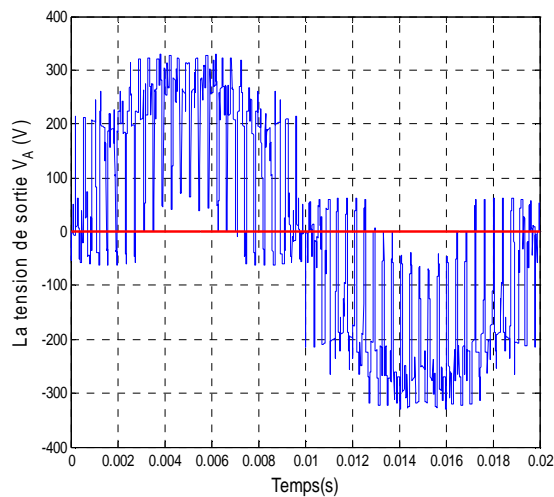
Figure. II. 35. Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A –MLI subharmonique- (pour $f_o = 50$ Hz, $r=0.8$)



a. $m=15$



b. $m=31$



c. $m=51$

Figure. II. 36. Les spectres d'harmonique de la tension de sortie V_A -MLI calculée- (pour $f_o = 50$ Hz, $r=0.8$)

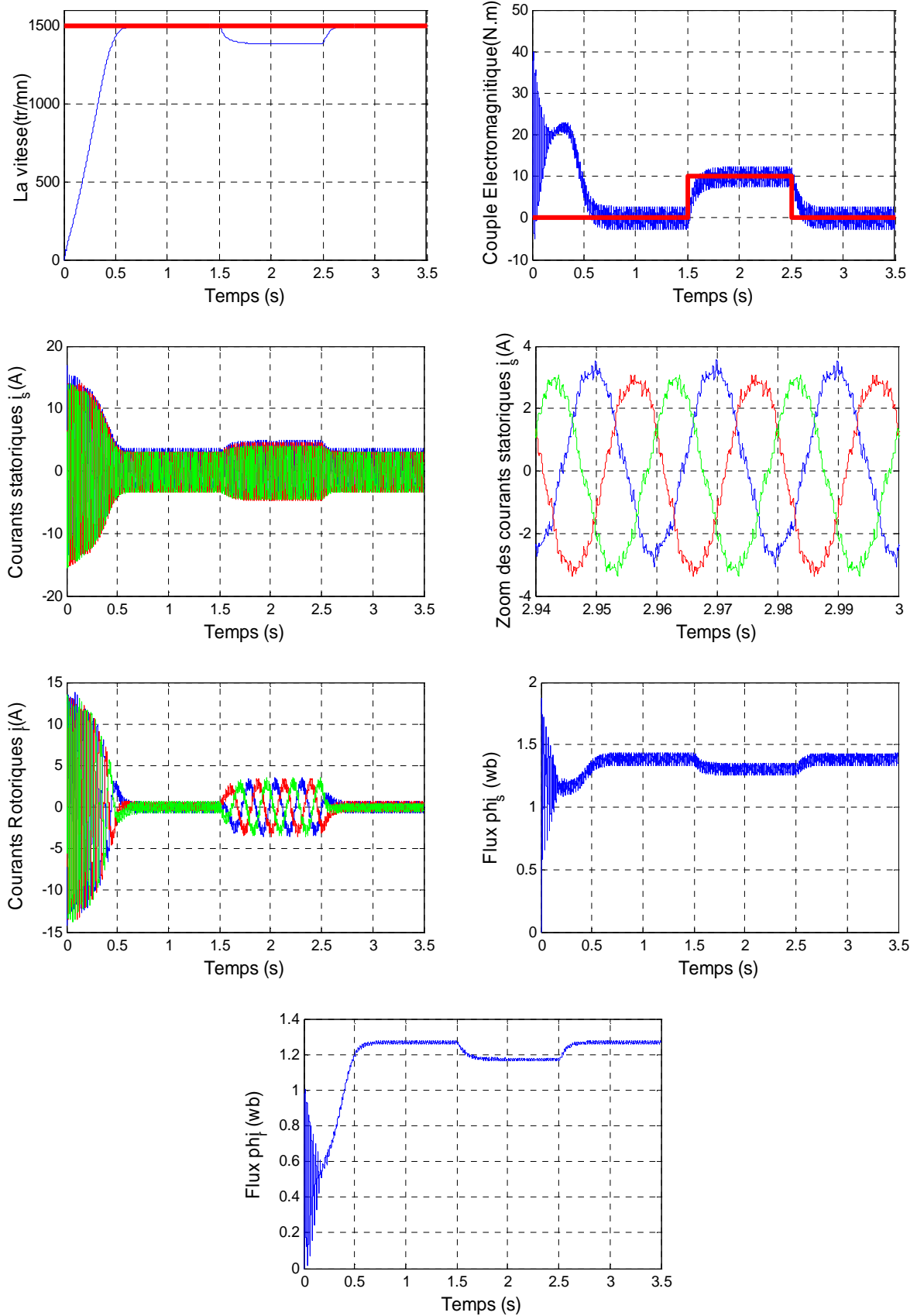


Figure. II. 37. Performances de l'association CM [3x5]- machine asynchrone pentaphasée par la technique MLI trois intervalles ($f_o=50$ Hz, $m=31$, $r=0.8$)

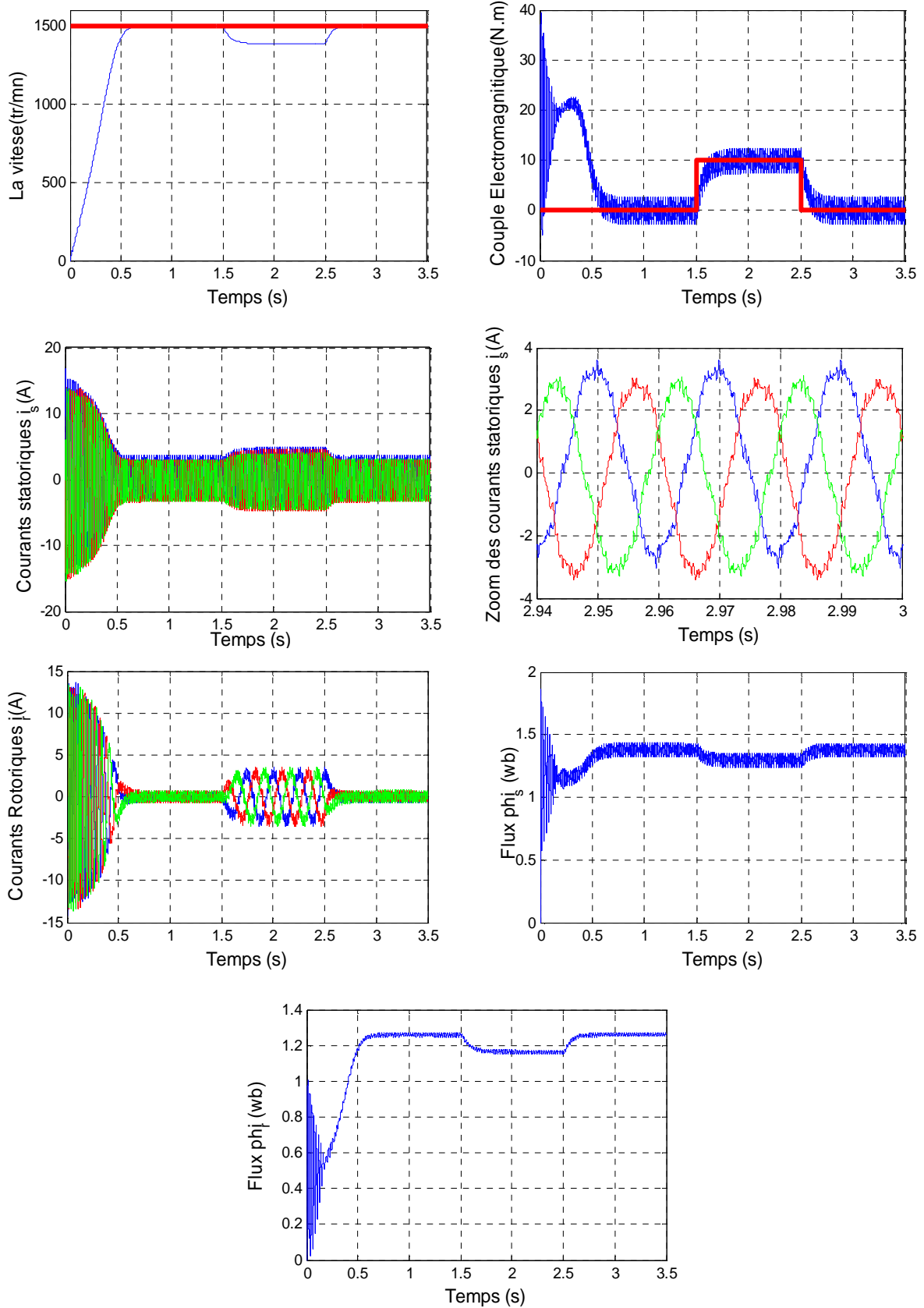


Figure. II. 38. Performances de l'association CM [3x5]- machine asynchrone pentaphasée par la technique MLI Subharmonique ($f_o=50$ Hz, $m=31$, $r=0.8$)

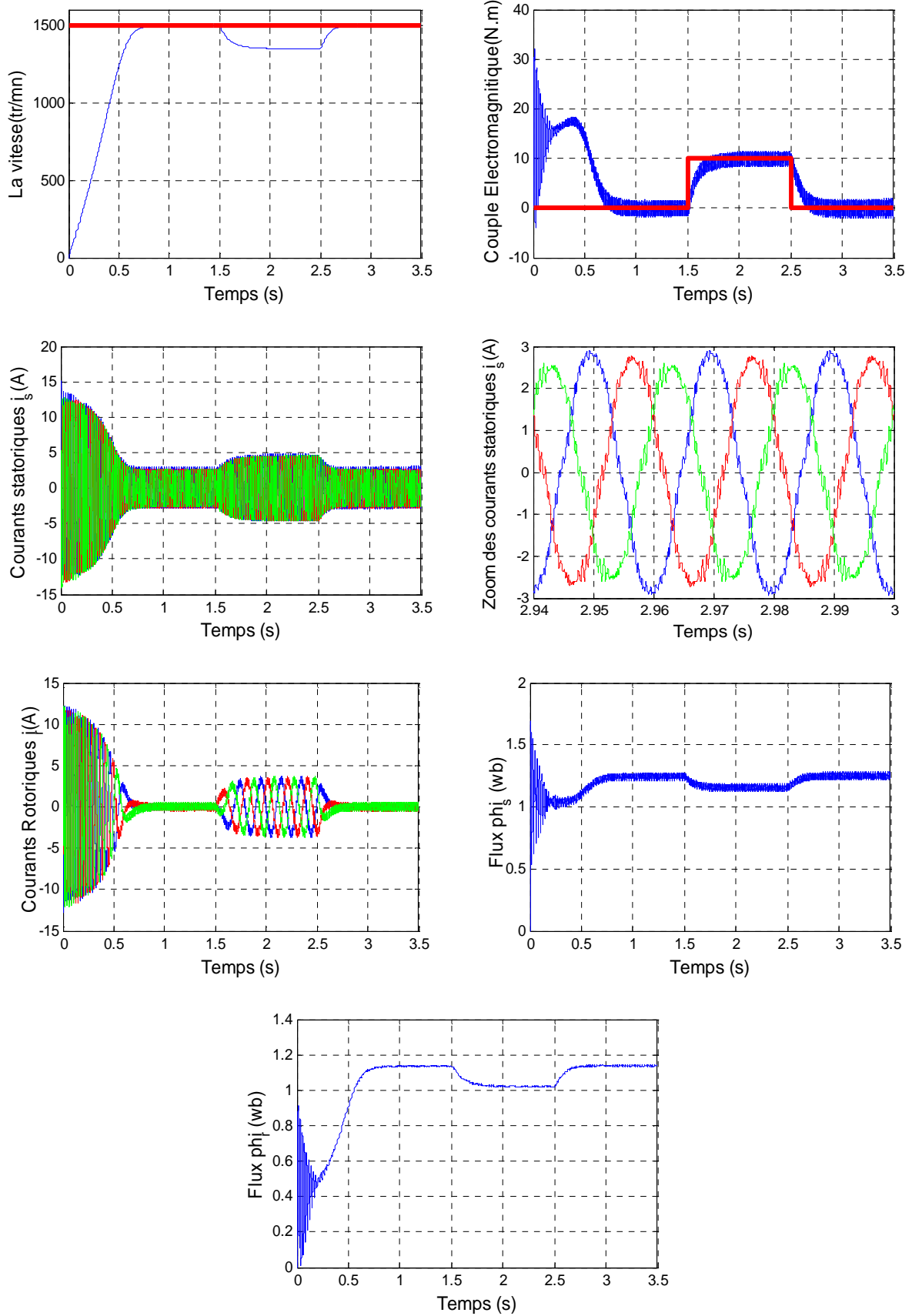


Figure. II. 39. Performances de l'association CM [3x5]- machine asynchrone pentaphasée par la technique MLI Calculée ($f_o=50$ Hz, $m=31$, $r=0.8$)

II. 3. 5. Récapitulation :

Le tableau. II. 5 montre la progression de : la THD, la valeur du fondamental de la tension de sortie et le rapport R_f par rapport au taux de modulation r , ce tableau est représenté graphiquement dans les figures: II. 48 et II.49.

r	MLI 3 interval		MLI Sub		MLI Calculée	
	* Fond (V) * Rapport	THD %	* Fond (V) * Rapport	THD %	*Fond (V) *Rapport	THD %
0	0	inf	0	inf	0	inf
	0		0			
0.1	39.65	901.05	40.05	891.45	30.91	452.35
	0.1274		0.1287			
0.2	79	444.39	79.58	440.89	62.3	242.56
	0.2539		0.2558			
0.3	117.9	287.95	116.6	291.68	93.76	175.72
	0.3789		0.3732			
0.4	154	210.71	154.1	210.77	124.3	139.4
	0.4950		0.4953			
0.5	192.9	157.10	193.5	156.4	155	114.07
	0.6200		0.6219			
0.6	229	120.57	231.1	118.8	186.7	93.42
	0.7360		0.7428			
0.7	256.7	96.43	258.6	95.68	217.7	76.29
	0.8251		0.8312			
0.8	275.6	80.97	275.2	82.73	249.2	60.92
	0.8858		0.8845			
0.9	285.5	73.17	283.8	76.13	279.8	45.60
	0.9176		0.9122			
1	292.4	67.70	289.7	71.49	311	28.31
	0.9398		0.9311			
1.1	298.2	63.03	294.1	68.08	312.8	27.09
	0.9585		0.9453			
1.2	302.2	59.95	298.2	64.81	314.1	27.04
	0.9713		0.9585			
1.3	306.9	56.41	302.4	61.65	315.4	26.42
	0.9864		0.9720			
1.4	310.9	53.19	306	59.11	316.6	26.17
	0.9993		0.9835			
1.5	314.1	51.05	309.4	56.84	317.6	25.80
	1.0096		0.9944			

Les caractéristiques du taux d'harmonique THD et le rapport du fondamental de la tension de sortie par rapport la tension d'entrée R_f en fonction du taux de modulation r ($f_o = 50 \text{ Hz}$ et $m=31$) sont présentés respectivement dans les figures suivantes : II. 40 et II. 41, nous remarquons que :

1. Le THD diminue quand le taux de modulation r augmente (Figure. II. 40)
2. L'allure du rapport R_f (Figure. II. 41), à la forme d'une pente jusqu'au $r=0.8$ à $r=1$ selon la méthode sélectionnée.

La 3^{ème} méthode est la meilleure avec un faible THD et que le rapport à une partie linéaire plus que les autres.

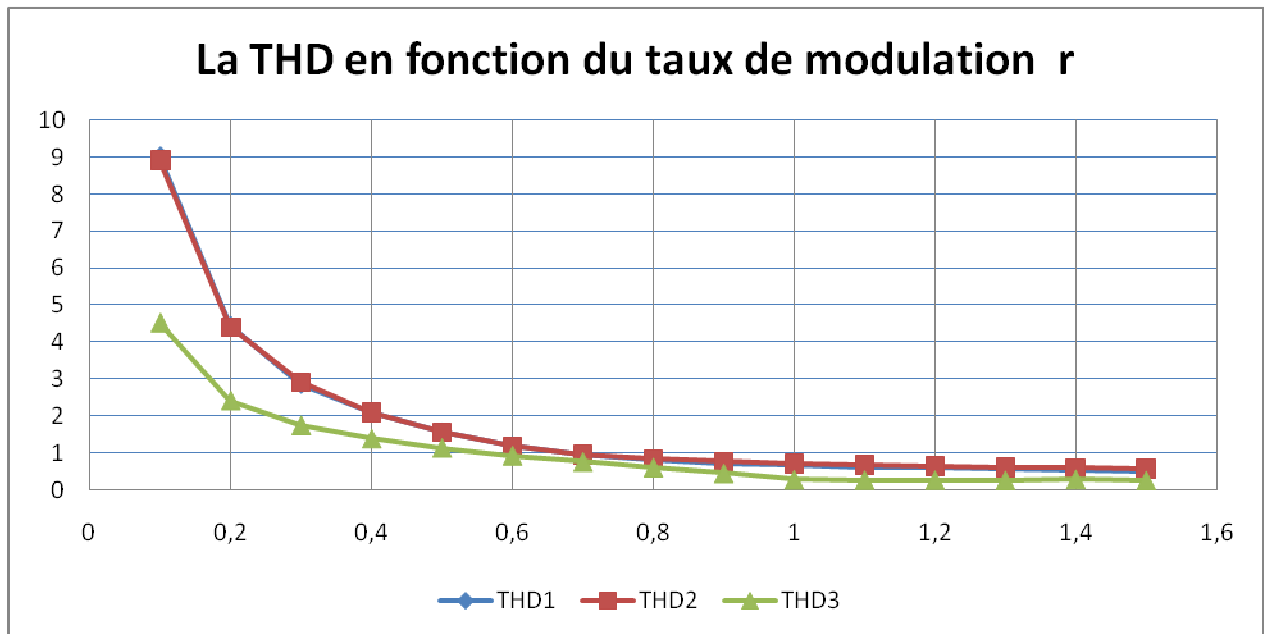


Figure. II. 40. La THD en fonction du taux de modulation r

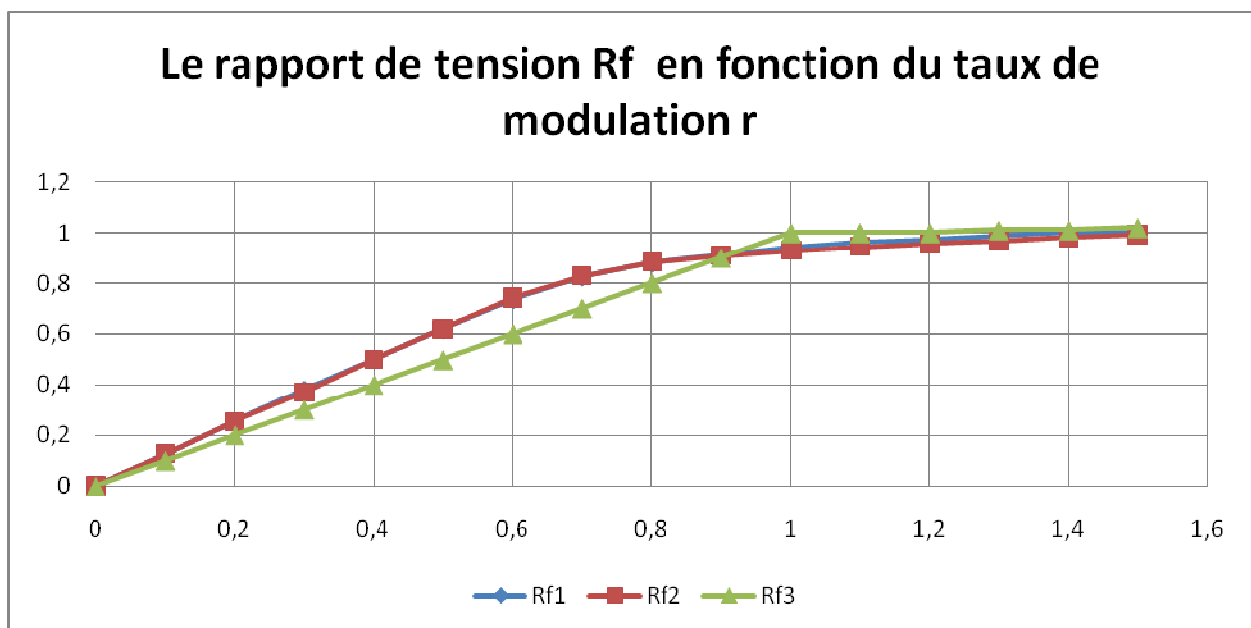


Figure. II. 41. Le rapport de tension R_f en fonction du taux de modulation r

II. 4. Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons étudié cinq stratégies de commande appliquées au convertisseur matriciel [3x3] alimentant une machine asynchrone triphasée, qui sont :

- La modulation MLI à trois intervalles.
- La modulation subharmonique.
- La modulation MLI calculée.
- La modulation Venturini.
- La modulation Roy.

Parmi ces cinq stratégies nous avons choisi trois, pour les utiliser à la deuxième partie ; basons sur: la THD et le courbe de R_f (Sachant que le signal idéal a une THD égal à zéro et un R_f égal à un) et nous ajoutons les allures de la tension de sortie du convertisseur matriciel avec ces harmonique, les performances de l'association convertisseur matriciel avec la machine asynchrone triphasée à titre d'exemple. Pour cela et pour sélectionner la bonne méthode, nous avons choisi la méthode qui à une courbe de THD à des valeurs minimale et une courbe de R_f avec une grande pente parmi les cinq stratégies sans négliger bien sur la présence du tableau de comparaison (tableau.II.3).

Dans la deuxième partie, nous avons généralisé les trois stratégies de commande précédemment favorisées et les appliquées au convertisseur matriciel [3x5] qui alimente une machine asynchrone pentaphasée, telle que :

- La modulation MLI à cinq intervalles.
- La modulation subharmonique.
- La modulation MLI calculée.

Une étude est faite pour comparer ces trois stratégies en se basant sur les mêmes règles de sélection (précédemment citée).

On peut tirer à la fin de cette étude que les tensions de sortie du convertisseur matriciel que ce soit [3x3], [3x5] où autre, peuvent être améliorées selon:

- La stratégie de commande appliquer, puis un simple jeu sur le taux de modulation r et l'index de modulation m (veux dire la fréquence de commutation des interrupteurs puisque $f_{ss}=mf_o$).
- Le nombre de phase utilisée.

CHAPITRE III:

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PENTAPHASEE

III.1. Introduction

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance, le domaine d'entraînement électrique à vitesse et position variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de technique de réglage performant, dans les applications industrielles. [51]

La difficulté pour commander la machine asynchrone en générale réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre : les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme : le flux, la vitesse ou la position.

Une méthode de commande classique scalaire, appelée $V/f=cte$, consiste à contrôler le couple par la fréquence du glissement et le flux par le rapport tension fréquence statorique. Ce type de commande pose des problèmes à basses vitesses, car le maintien du couple est impossible aux basses fréquences et en particulier à l'arrêt.

Au début des années 70 Blaschke et Hasse ont présenté une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et aux développements des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des machines asynchrones.

Même si les principes de la méthode ont été inventés il y a une vingtaine d'années, elle suscite encore de nombreuses recherches et des développements intensifs. [44]

III.2. Principe de la commande vectorielle

Le contrôle vectoriel consiste à générer des tensions de façon à maintenir en tout temps un flux constant dans l'entrefer et obtenir un décalage aussi proche que possible de 90° entre les vecteurs d'espaces du flux et de la force magnétomotrice des courants rotoriques, et aussi un couple maximal [51].

Le principe du découplage permet de modéliser la machine asynchrone comme une machine à courant continu par l'application de cette nouvelle technique de commande.

Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où la méthode du flux orientée, et ainsi la composante directe du courant statorique i_{ds} prend la direction du flux rotorique. Le couple dépend alors uniquement de la composante en quadrature i_{qs} [53].

Le contrôle vectoriel de flux d'une machine asynchrone permet de maîtriser séparément le courant magnétisant et le courant actif. Le variateur vectoriel reçoit les informations sur la vitesse et la position angulaire du rotor grâce à un codeur incrémental accouplé à la machine, qui mesure aussi le courant absorbé. Ces valeurs sont traitées numériquement dans un ordinateur en fonction de la vitesse et du couple désiré. Ceci va régler les courants sur l'onduleur de manière à positionner le flux stator en quadrature avec le courant induit dans le rotor comme dans un moteur à courant continu.

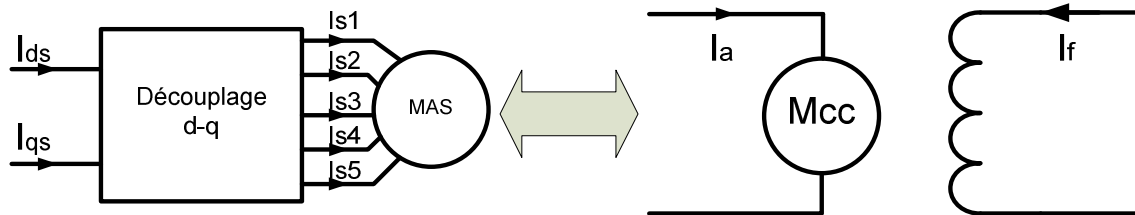


Figure. III. 1. Principe de la commande vectorielle.

Couple électromagnétique de la machine à courant continu :

$$\begin{cases} C_{em} = K \phi_a I_a \\ \phi_a = K_f I_f \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Couple électromagnétique de la machine asynchrone :

$$C_{em} = \frac{p M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{III.2})$$

Dans le modèle de PARK de la machine asynchrone, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction du flux (rotorique, statorique, ou d'entrefer), pour maintenir la composante directe constante et annuler la composante en quadrature, Figure (III. 2).

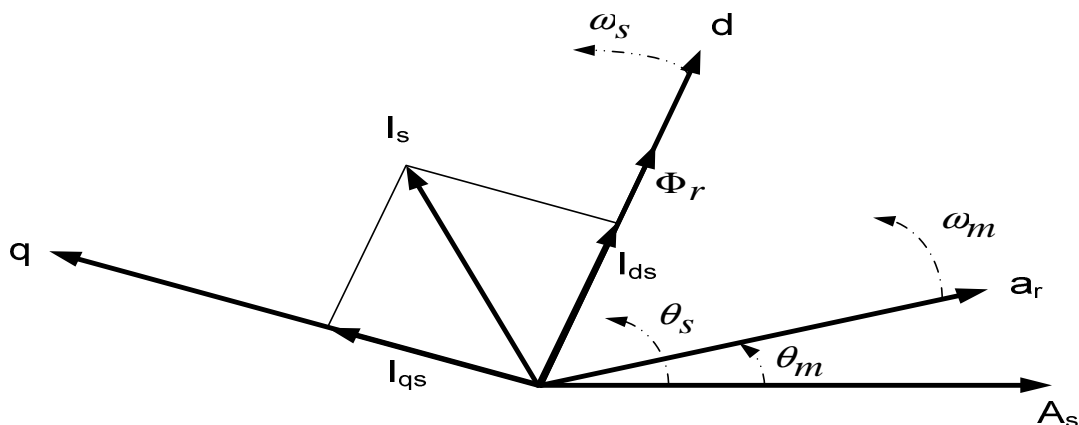


Figure. III. 2. Principe de l'orientation du flux rotorique.

Pour orienter le flux rotorique on doit annuler la composante de flux quadrature rotorique.

III. 3. Modèle d'état de la machine asynchrone pentaphasée

Prenant en considération les hypothèses simplificatrices citées par plusieurs auteurs pour la modélisation des machines électrique, [24]

III. 3. 1. Equations électriques de la machine asynchrone

Les équations des tensions des cinq phases statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{aligned} [V_s] &= R_s [I_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \\ [0] &= R_r [I_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

Les flux sont donnés par :

$$\begin{aligned} [\phi_s] &= [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \\ [\phi_r] &= [L_{rr}] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

III. 3. 2. Equations mécaniques de la machine asynchrone

Le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$\begin{aligned} C_{em} &= p [I_s]^T \frac{d([M_{sr}] [I_r])}{d\theta} \\ J \frac{d\Omega}{dt} &= C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{aligned} \quad (\text{III.5})$$

III. 3. 3. Transformation de Park :

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. La transformation des grandeurs physiques est effectuée à l'aide de la matrice $P(\theta)$ dite matrice de Park généralisée, qui est donnée par la combinaison de matrices Concordia (Repère stationnaire) et la matrice de repère rotatif [45]; Cette transformation conserve la puissance instantanée [61], qui permet de transformer les enroulement statoriques (A, B, C, D, E) et rotoriques (a, b, c, d, e) en des enroulement équivalents du point de vue électrique et magnétique et disposés selon deux axes (d, q) perpendiculaires en deux étapes [68]:

III. 3. 3. 1. Le modèle dans un repère stationnaire Concordia

Les enroulements de la machine sont déplacés de $\gamma = 2\pi/n$ rad [24] [69]:

- Si n (nombre de phase) est pair:

$$[T]^T = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{\pi}{n}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{\pi}{n}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) \\ \vdots & & & & \vdots \\ \vdots & & & & \vdots \\ 1 & 0 & 1 & \dots & 1 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

- Si n (nombre de phase) est impair:

$$[T]^T = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{\pi}{n}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{\pi}{n}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \sin\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) \\ \vdots & & & & \vdots \\ \vdots & & & & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{(n-1)\pi/2}{n}\right) & \cos\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{(n-1)\pi(n-1)/2}{n}\right) \\ 0 & \cos\left(\frac{(n-1)\pi/2}{n}\right) & \cos\left(\frac{(n-1)\pi}{n}\right) & \dots & \cos\left(\frac{(n-1)\pi(n-1)/2}{n}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & \dots & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Dans notre cas on prend $n = 5$, donc l'angle entre deux inductances successives est $\gamma = 2\pi/5$

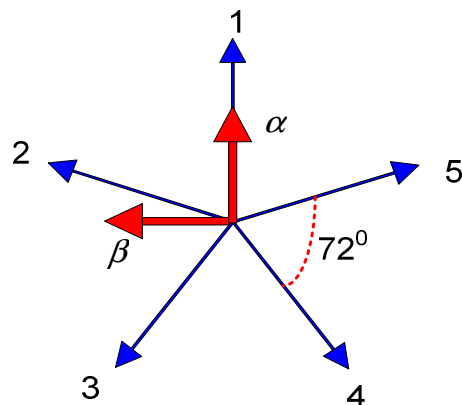


Figure. III.3. Axes de projection

$$[T]^T = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\gamma) & \cos(2\gamma) & \cos(3\gamma) & \cos(4\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & \sin(2\gamma) & \sin(3\gamma) & \sin(4\gamma) \\ 1 & \cos(3\gamma) & \cos(6\gamma) & \cos(9\gamma) & \cos(12\gamma) \\ 0 & \sin(3\gamma) & \sin(6\gamma) & \sin(9\gamma) & \sin(12\gamma) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

$$\Rightarrow [T]^T = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) \\ 1 & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) \\ 0 & \sin(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_{z1} \\ x_{z2} \\ x_{z3} \end{bmatrix} = [T]^T \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \\ x_D \\ x_E \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

III. 3. 3. 2. Le modèle dans un repère rotatif

Afin d'exprimer toutes les grandeurs dans un même repère, les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetés dans un repère tournant (d, q) décalé de Ψ par rapport au repère fixe (α, β), cette transformation se fait à partir de la matrice de rotation D.

$$D = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \\ & & [I]^{3 \times 3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_{h1} \\ x_{h2} \\ x_{h3} \end{bmatrix} = D \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_{z1} \\ x_{z2} \\ x_{z3} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Pour les grandeurs statoriques ($\phi = \psi$) et rotoriques ($\phi = \psi - \theta$). L'application du changement de repère précédent aux équations électriques et magnétiques de la machine.

La transformation de Park généralisée [24] :

$$P=D[T]^T \tag{III.13}$$

$$P = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - 2\gamma) & \cos(\theta - 3\gamma) & \cos(\theta - 4\gamma) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \gamma) & -\sin(\theta - 2\gamma) & -\sin(\theta - 3\gamma) & -\sin(\theta - 4\gamma) \\ 1 & \cos(3\gamma) & \cos(6\gamma) & \cos(9\gamma) & \cos(12\gamma) \\ 0 & \sin(3\gamma) & \sin(6\gamma) & \sin(9\gamma) & \sin(12\gamma) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{III.14}$$

En remarque que les formules des phases x_{h1} , x_{h2} et x_{h3} sont indépendantes de θ ce qui ramène la matrice de Park à être écrite sous la forme ci-dessous, pour définir trois composantes, que nous appelons les composantes zéro [64-66]:

$$P = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{6\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{8\pi}{5}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{6\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{8\pi}{5}) \end{bmatrix} \tag{III.15}$$

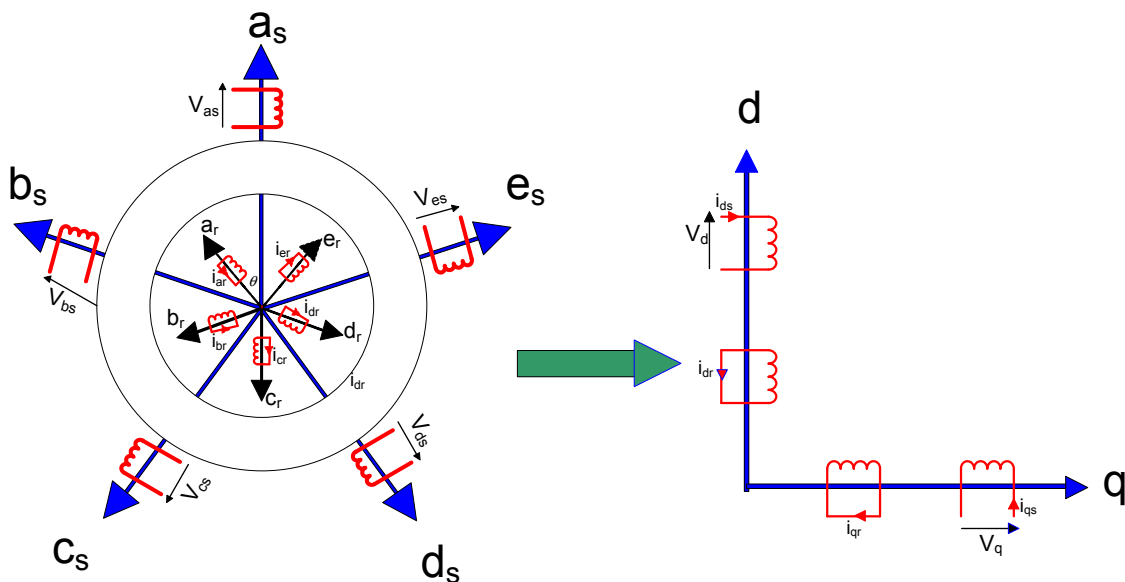


Figure. III.4. Modélisation de la MAS pentaphasée dans le repère d-q.

A. Equations dans les axes d-q

Choisissant comme référentiel de travail, celui lié au champ tournant: Ce dernier est utilisé pour la commande des machines synchrones et asynchrones [49] [57]. Alors les équations finales sont définies par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{III.16})$$

Et

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = \frac{M p}{L_r} (\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{array} \right. \quad (\text{III.17})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{III.18})$$

B. 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, tout en manipulant les équations électriques (III.12), (III.13) et (III.14), On

aboutit à la forme d'état suivante :

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

Avec :

X : vecteur d'état

U : vecteur d'entrée

Y : vecteur de sortie

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

$$X = (\phi_{ds}, \phi_{qs}, I_{ds}, I_{qs})^T$$

On aura ainsi le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = AX_1 + BU \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_e - C_r - K_f \Omega) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Avec :

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

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

$$T_r = L_r / R_r, \quad T_s = L_s / R_s, \quad \sigma = 1 - M^2 / (L_r L_s)$$

III. 4. Réalisation de la commande vectorielle

III. 4. 1. Modèle de la machine asynchrone pentaphasée

A. Avant découplage

Le modèle de machine pentaphasée alimentée en courant dans un référentiel lié au champ tournant est présenté par les équations suivantes [57-58]:

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_{dr} + \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_{qr} + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\sigma L_s \omega_s i_{ds} - \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} - \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_{dr} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_{qr} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ C_{em} = \frac{p M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

B. Après découplage

Le couple de la machine asynchrone est contrôlé linéairement par [57] :

1. Orientation du flux rotorique ($\phi_{dr} = \phi_r, \phi_{qr} = 0$)
2. Orientation du flux statorique ($\phi_{ds} = \phi_s, \phi_{qs} = 0$)
3. Orientation du flux d'entrefer ($\phi_{de} = \phi_e, \phi_{qe} = 0$)

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée, elle donne des meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer [58].

Dans ce cas, l'orientation du repère à flux rotorique est choisie. L'axe ϕ_{dr} est aligné en permanence avec l'axe « d », donc la composante ϕ_{qr} est nulle.

En partant de l'équation (III.20); Le modèle de la machine est simplifié comme suit [24]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{M}{L_r T_r} \phi_r + V_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \sigma L_s \omega_s i_{ds} - \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} - \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_r + V_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ (\omega_s - \omega_r) \phi_r = \frac{M}{T_r} i_{qs} \end{array} \right. \quad (III.21)$$

$$C_{em} = \frac{p M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \cancel{\phi_{qr}} i_{ds}) = \frac{p M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs})$$

Donc nous pouvons tirer les équations de couple et de flux :

$$C_{em} = \frac{p M}{L_r} \phi_r i_{qs} \text{ Donc } i_{qs} = \frac{L_r}{p M \phi_r} C_{em} \quad (III.22)$$

D'après le système ci-dessus, on remarque que seule la composante directe du courant statorique i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique ϕ_r , alors que le couple ne dépend que de la

composante en quadrature du courant statorique i_{qs} , dans le cas où le flux rotorique serait maintenu constant. Donc c'est de réaliser une décomposition du courant en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple.

III. 4. 2. Stratégies de commande

Pour la réalisation de la commande vectorielle, il existe deux méthodes; directe et indirecte

A. Commande vectorielle indirecte

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Elle élimine le besoin d'un capteur, d'un estimateur ou d'un observateur de flux ; mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande.

B. Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite de déterminer la position θ_s et le module du flux ϕ_r quel que soit le régime de fonctionnement.

La difficulté majeure dans la réalisation de cette méthode de commande est la détermination du module et de la phase du flux, car ces deux grandeurs ne sont pas directement mesurées.

III. 5. Commande par orientation de flux

Pour déterminer la position et le module du flux, l'idée naturelle est de mesurer le flux dans la machine à l'aide d'un bobinage supplémentaire ou d'un capteur à effet Hall ; Ceci fragilise le moteur et nécessite une construction spéciale. Le moteur asynchrone perd donc son principal avantage qui est la robustesse [59]

Devant la complexité posée par l'installation des capteurs servant à mesurer le flux rotorique. On fait appel à des modèles dynamiques du flux, qui nécessitent des grandeurs facilement mesurables tel que les courants, les tensions statoriques et la vitesse de rotation.

On utilise souvent le modèle de la machine pour déterminer la position et le module du flux. Une approche simple consiste à intégrer les équations du modèle rotorique simplifié qui est:

$$\begin{cases} M i_{ds} = \phi_r + T_r \frac{d\phi_r}{dt} \\ \omega_s = \omega_r + \frac{M}{T_r \phi_r} i_{qs} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \phi_r = \frac{M}{T_r S + 1} i_{ds} \\ \omega_s = \omega_r + \frac{M}{T_r} \frac{1}{\phi_r} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

L'équation $\theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(\omega_r + \frac{M}{T_r} \frac{1}{\phi_r} i_{qs} \right) dt$, n'est pas exploitable telle quelle puisque ϕ_r est nul au démarrage du moteur. Pour cela, nous utilisons l'équation suivante :

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int \left(\omega_r + \frac{M}{T_r} \frac{1}{\phi_r + 0.001} i_{qs} \right) dt$$

De même, l'expression exploitable est la suivante [60] :

$$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s \text{ mod}[2 \pi]$$

Le module du flux rotorique et du couple électromagnétique seront contrôlés par contre-réaction. Alors que la pulsation du glissement est directement calculée à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

Du système (III.21), nous obtenons les tensions suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{ds} - \frac{M}{L_r T_r} \phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ V_{qs} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) i_{qs} + \sigma L_s \omega_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_r \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Le couplage qui existe entre ces deux équations est éliminé en général par une méthode qui consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage.

Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de référence qui attaquent le convertisseur matriciel.

$$\begin{cases} V_{pd} = -\sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ V_{pq} = \sigma L_s \omega_s i_{ds} + \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_r \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Les tensions de référence sont alors [61-62]:

$$\begin{cases} V_{ds_ref} = E_{ds} - V_{pd} \\ V_{qs_ref} = E_{qs} - V_{pq} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

La structure de la commande est constituée de l'association d'une machine asynchrone - convertisseur matriciel est contrôlée par les trois techniques de commande, sélectionnées au chapitre précédent.

Le schéma global de commande vectorielle avec orientation du flux rotorique est donné par au figure suivante :

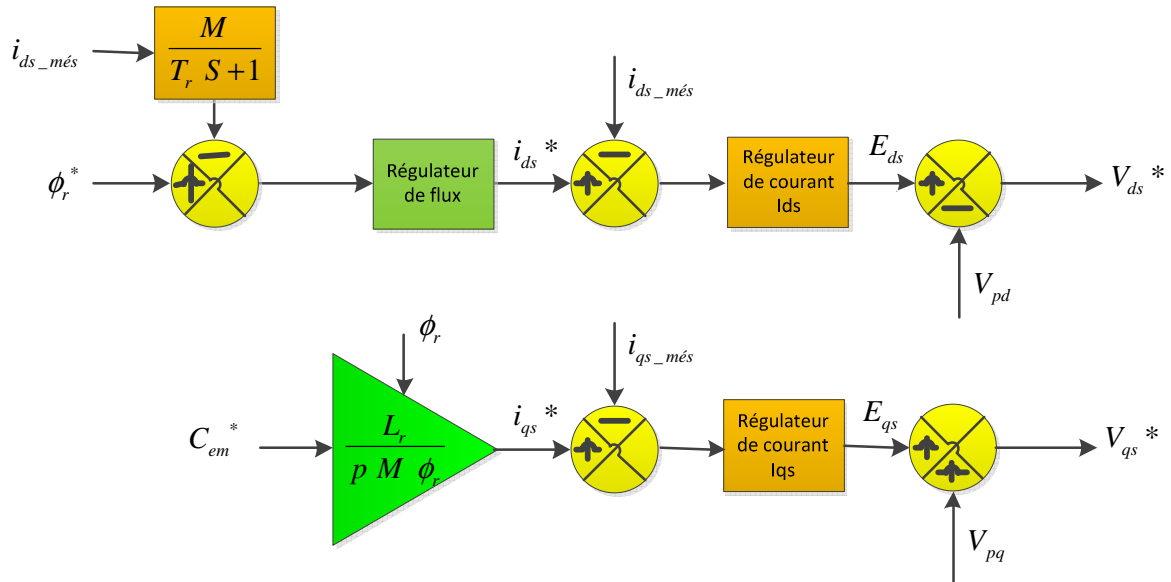


Figure. III. 5. Schéma bloc de la commande vectorielle directe en boucle ouverte.

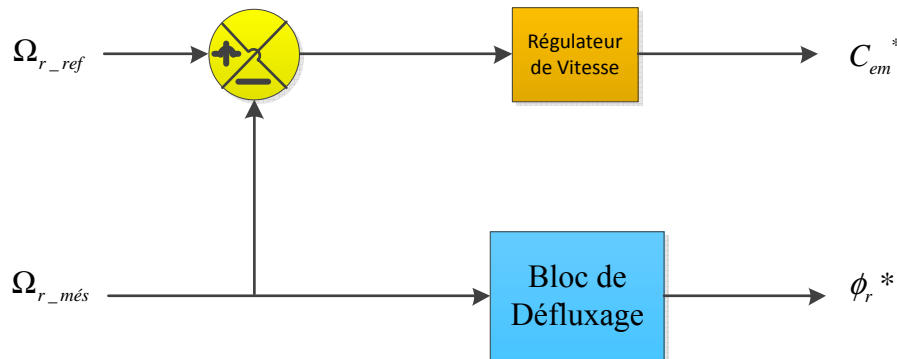


Figure. III.6. Schéma bloc complémentaire de la commande vectorielle directe en boucle fermée.

III. 5. 1. Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

Le schéma que nous proposons (Figure III.22) de la commande vectorielle de type direct; le flux rotorique est asservi à une consigne de flux [57] [63] contrairement au commande indirecte qui ne comporte pas de régulateur de flux.

Les grandeurs mesurées dont nous avons besoin sont les suivantes [60-62]:

- La vitesse Ω donnée par le codeur incrémental montée directement sur l'axe du moteur.
- Les courants $i_{s1}, i_{s2} \dots$ (donc i_{ds} et i_{qs}) donnés par des sondes à effet Hall (Capteur de courant).

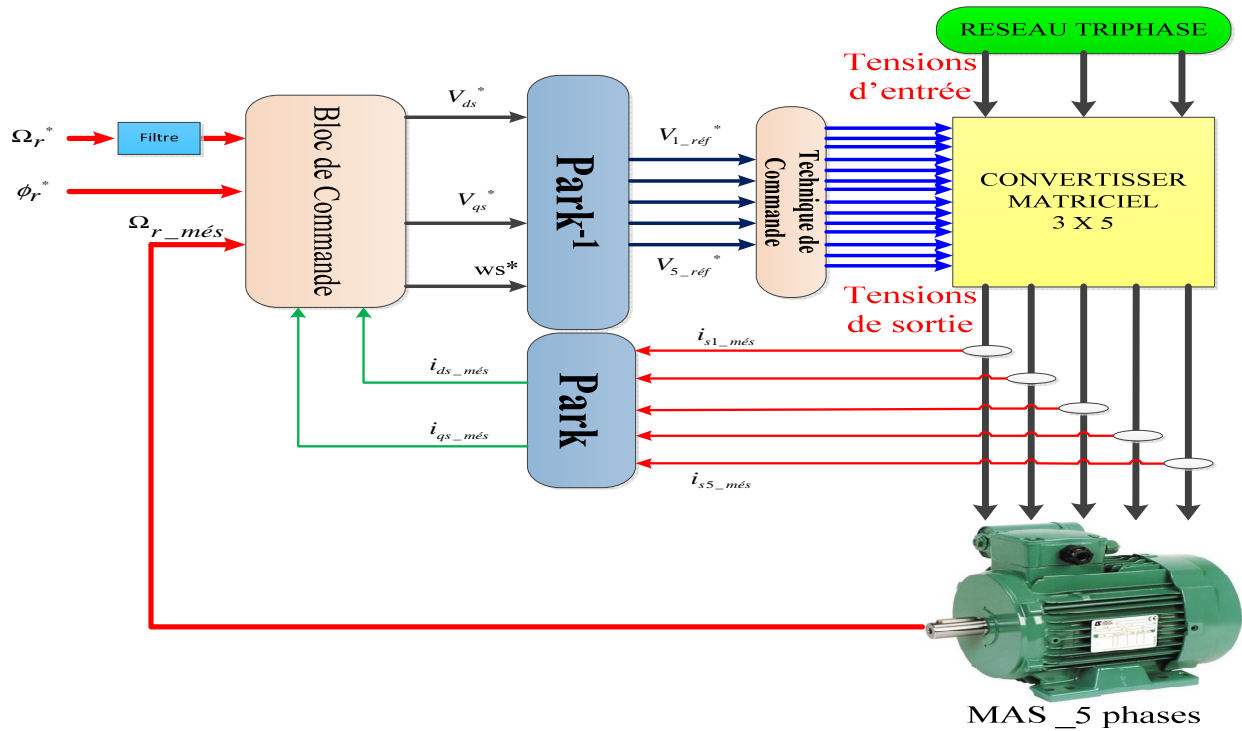


Figure. III.7. Schéma bloc de la commande vectorielle directe en boucle fermée.

Bloc de défluxage

Les opérations de toutes vitesses caractérisant le fonctionnement de la machine asynchrone pentaphasée sont réalisées par un bloc de défluxage qui est défini par la non-linéarité suivante :

$$\phi_{r_ref} = \begin{cases} \phi_n & \text{si } |\Omega_r| \leq |\Omega_n| \\ \phi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega_r|} & \text{si } |\Omega_r| > |\Omega_n| \end{cases} \quad (\text{III. 27})$$

Le Filtre

L'analyse théorique du système globale (Régulateur - modèle de la machine pentaphasée), montre que si nous voulons régler la vitesse, il va apparaître un dépassement de cette dernière avant la stabilisation, donc il est indispensable d'utiliser un filtre, de telle sorte à éliminer ce dépassement ; la fonction de transfert de ce bloc est donnée par :

$$\frac{\Omega_{r_filtre}^*}{\Omega_r^*} = \frac{1}{T_f S + 1} \quad (\text{III.28})$$

Le T_f est calculé de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne, donc :

$$T_f = \frac{K_p}{K_i}$$

Pour la détermination des paramètres de réglage des régulateurs PI pour la vitesse, courants et le Flux, voir l'Annexe III.

III. 5. 2. Simulation et interprétation

En boucle ouverte :

Les résultats de simulation de l'orientation à flux rotorique de la machine asynchrone pentaphasée alimentée en tension à l'aide d'un convertisseur matriciel [3x5] par trois techniques de commande, sont illustrés dans les figures (III.8), (III.9) et (III.10).

On remarque que le couple électromagnétique suit bien sa valeur de référence (**8.35 N.m**), et que la composante en quadrature de flux rotorique ϕ_{qr} est nulle en régime permanent.

Sans oublier bien sur que le module de la composante directe du flux (ϕ_{dr}) est parfaitement identique au module de flux rotorique ϕ_r (**1.27 Wb**), et on présente également les allures des courants rotorique et statorique dans les mêmes figures pour chaque algorithme de commande respectivement.

Le tableau suivant montre quelques valeurs mesurées pour les composantes les plus courantes :

	Méthode MLI trois intervalles	Méthode MLI subharmonique	Méthode MLI calculée
I_{s_max} (A)	4	3.7	3.8
I_{r_max} (A)	2.7	2.65	2.65
ϕ_s (Wb)	1.43	1.43	1.43
ϕ_{ds} (Wb)	1.4	1.4	1.4
ϕ_{qs} (Wb)	0.28	0.28	0.28
ϕ_r (Wb)	1.27	1.27	1.27
ϕ_{dr} (Wb)	1.27	1.27	1.27

ϕ_{qr} (Wb)	0	0	0
I_{ds} (A)	3	3	3
I_{qs} (A)	3.5	3.5	3.6

En boucle fermée :

Cette fois-ci la commande directe par orientation de flux rotorique est appliquée à la machine asynchrone pentaphasée alimentée par un convertisseur matriciel [3x5] en utilisant ces trois techniques de commande en boucle fermée.

Pour voir l'efficacité de ces techniques, la machine est démarrée à vide suivi d'une introduction de couple de charge de 8.35 N.m entre 0.8s et 1.5s. A l'instant t=2s en inverse le sens de rotation de la vitesse, les résultats de simulation sont illustrés dans les figures (III.11), (III.14) et (III.17), nous pouvons voir bien que la vitesse garde sa valeur de référence 1485 tr/mn lors de l'application de la charge entre 0.8s et 1.5s (sans oublier quelque fluctuation bien sûr) qui est réglée par le régulateur PI.

A partir de ces résultats, nous constatons que la vitesse suit parfaitement sa référence (1485 tr/mn, puis à partir de t=2s la vitesse égale à -1485 tr/mn).

En conséquence, les résultats paraissent très satisfaisants. Ces figures montrent bien que la composante en quadrature de flux rotorique ϕ_{qr} est nul en régime permanent et que le module de la composante directe du flux (ϕ_{dr}) est parfaitement identique au module de flux rotorique ϕ_r (1.27 Wb).

On peut remarquer la même chose pour la commande en boucle ouverte où en boucle fermée, que le courant i_{qs} à la même forme que le couple électromagnétique C_{em} qui est traduit théoriquement par la relation mécanique $C_{em} = K i_{qs} \phi_r$. A l'instant t = 2 second, nous remarquons qu'une variation brusque est apparue sur toutes les figures (couple, courants, tension...) pour compenser le changement de vitesse, lors de l'inversion du sens de rotation.

Les figures (III.12), (III.15) et (III.18) pour les courants de sortie et les figures (III.13), (III.16) et (III.19) pour les tensions de sortie de la machine asynchrone pentaphasée par les trois techniques de commande montrant clairement la forme sinusoïdale et le déphasage entre les différents signaux et que la fréquence du signal égal à 50Hz.

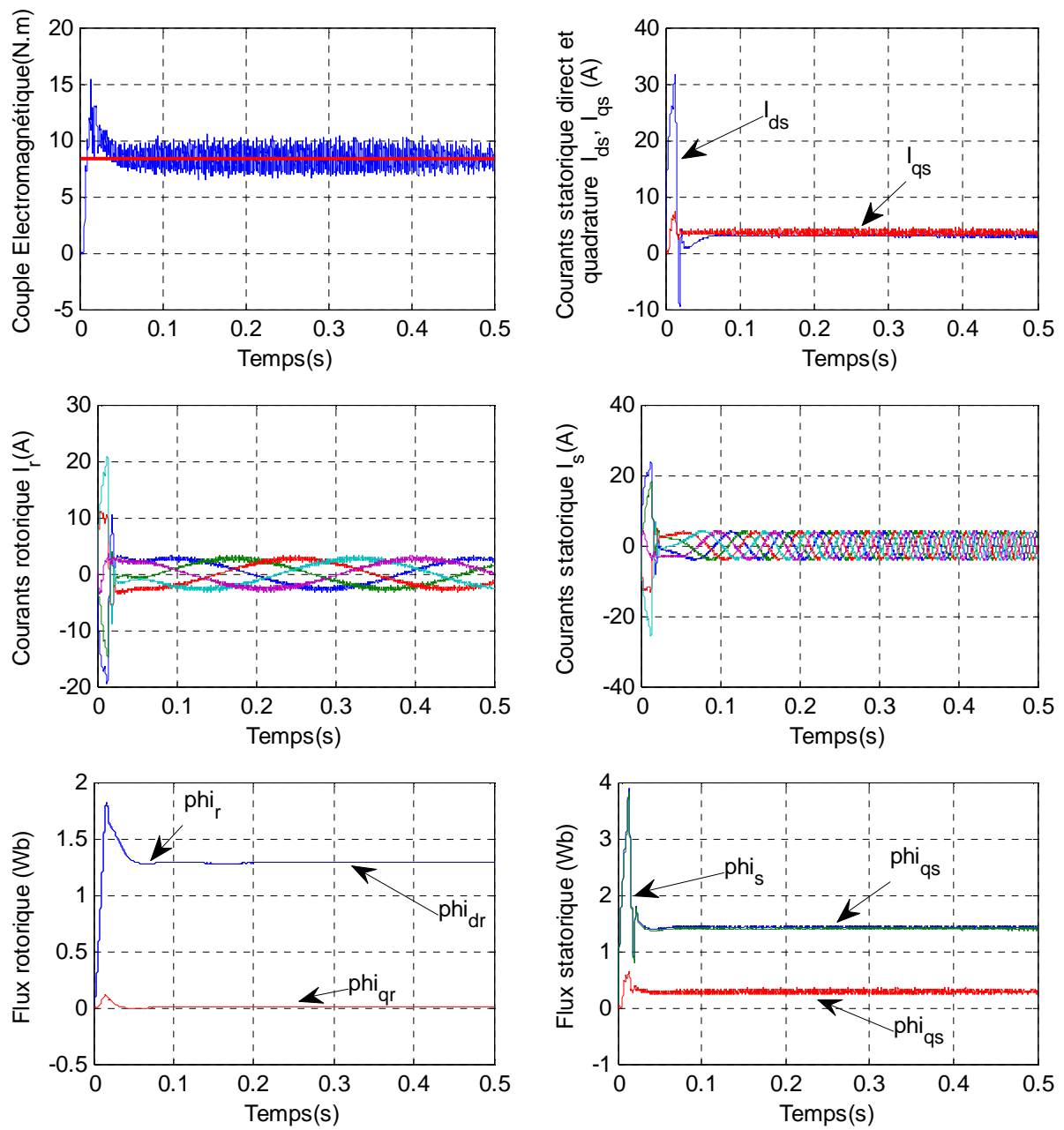


Figure. III. 8. Découplage avec orientation de flux rotorique en boucle ouverte par la technique de commande MLI trois intervalles

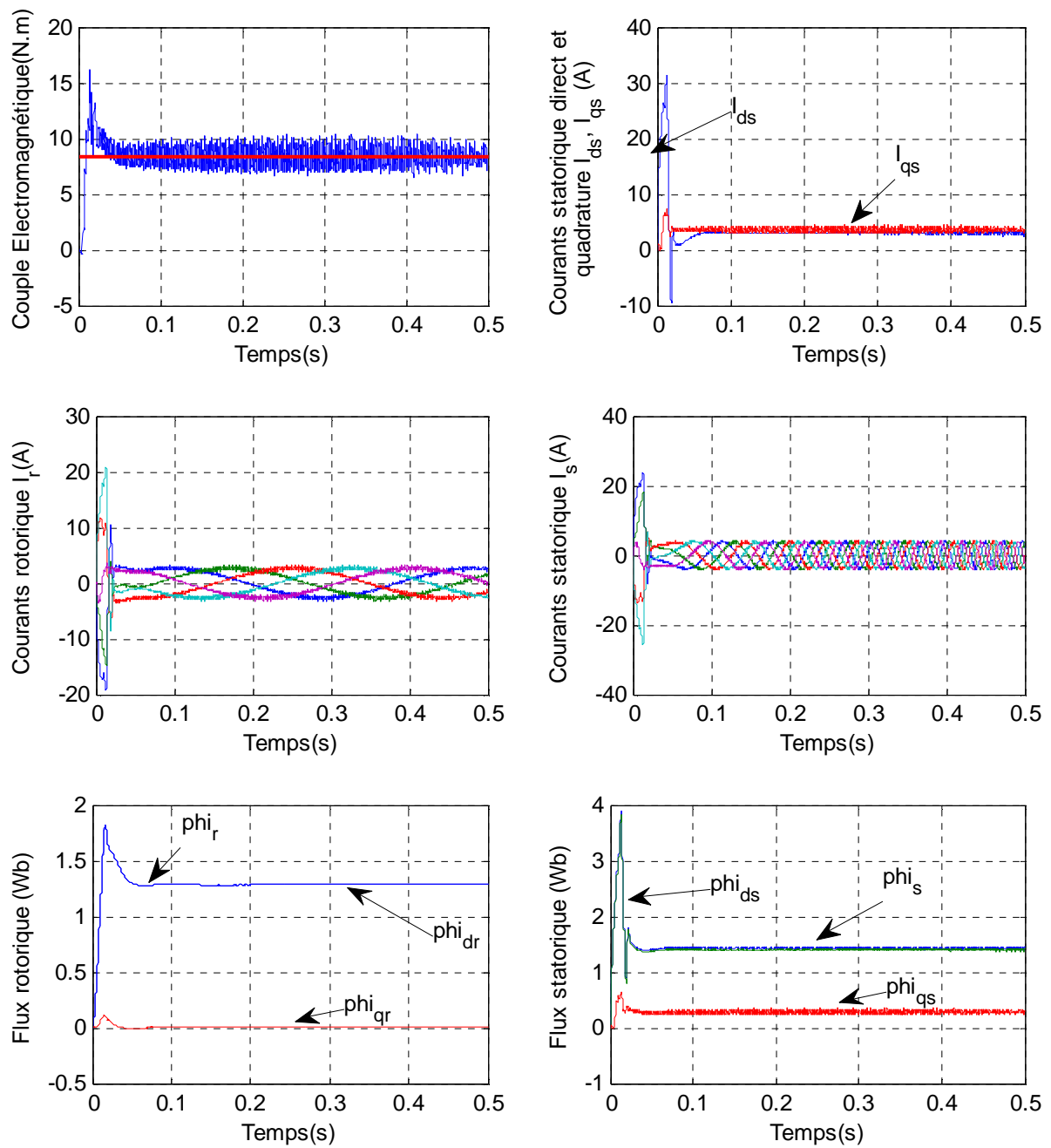


Figure. III. 9. Découplage avec orientation de flux rotorique en boucle ouverte par la technique de commande MLI subharmonique.

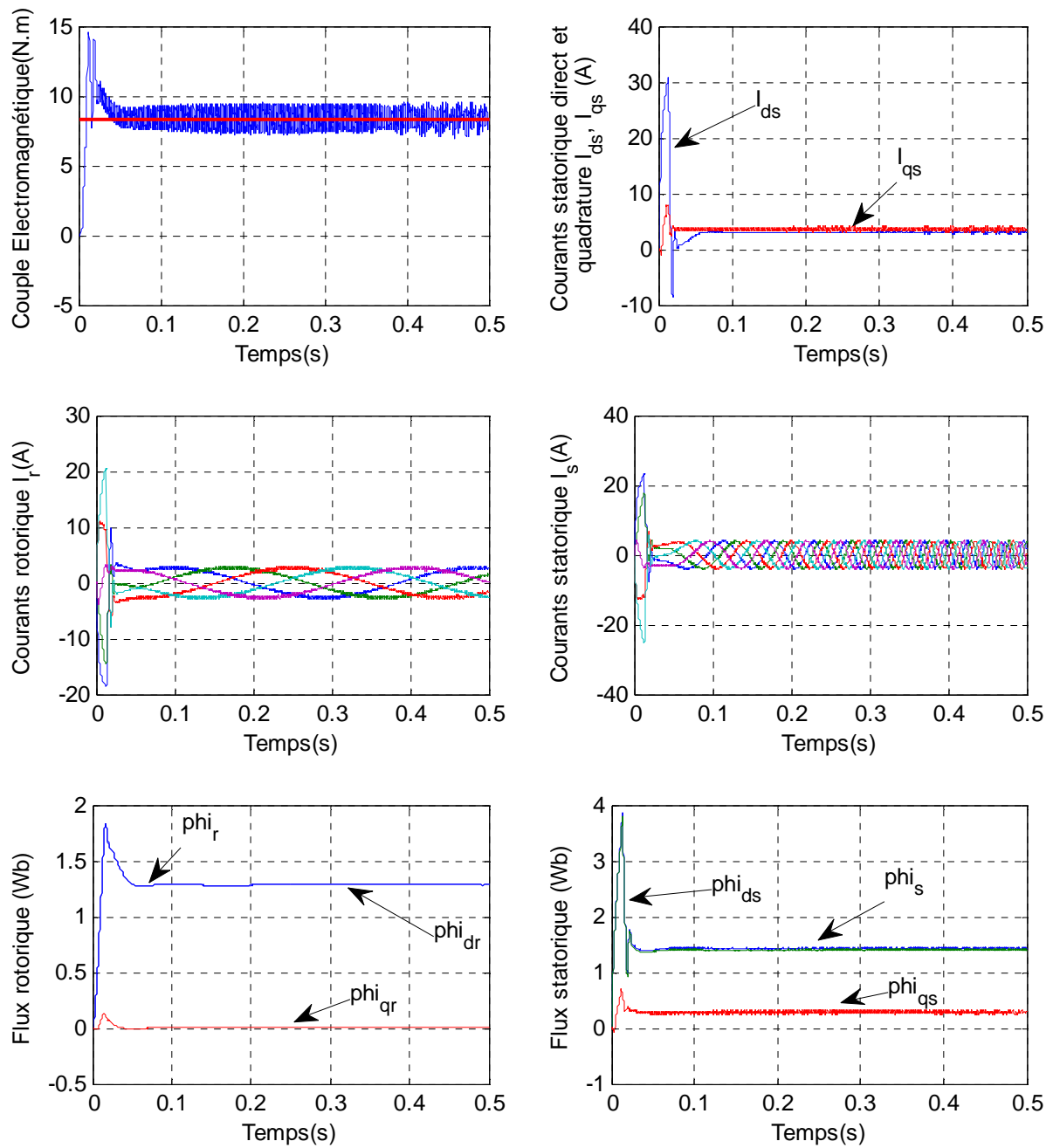


Figure. III. 10. *Découplage avec orientation de flux rotorique en boucle ouverte par la technique de commande MLI calculée*

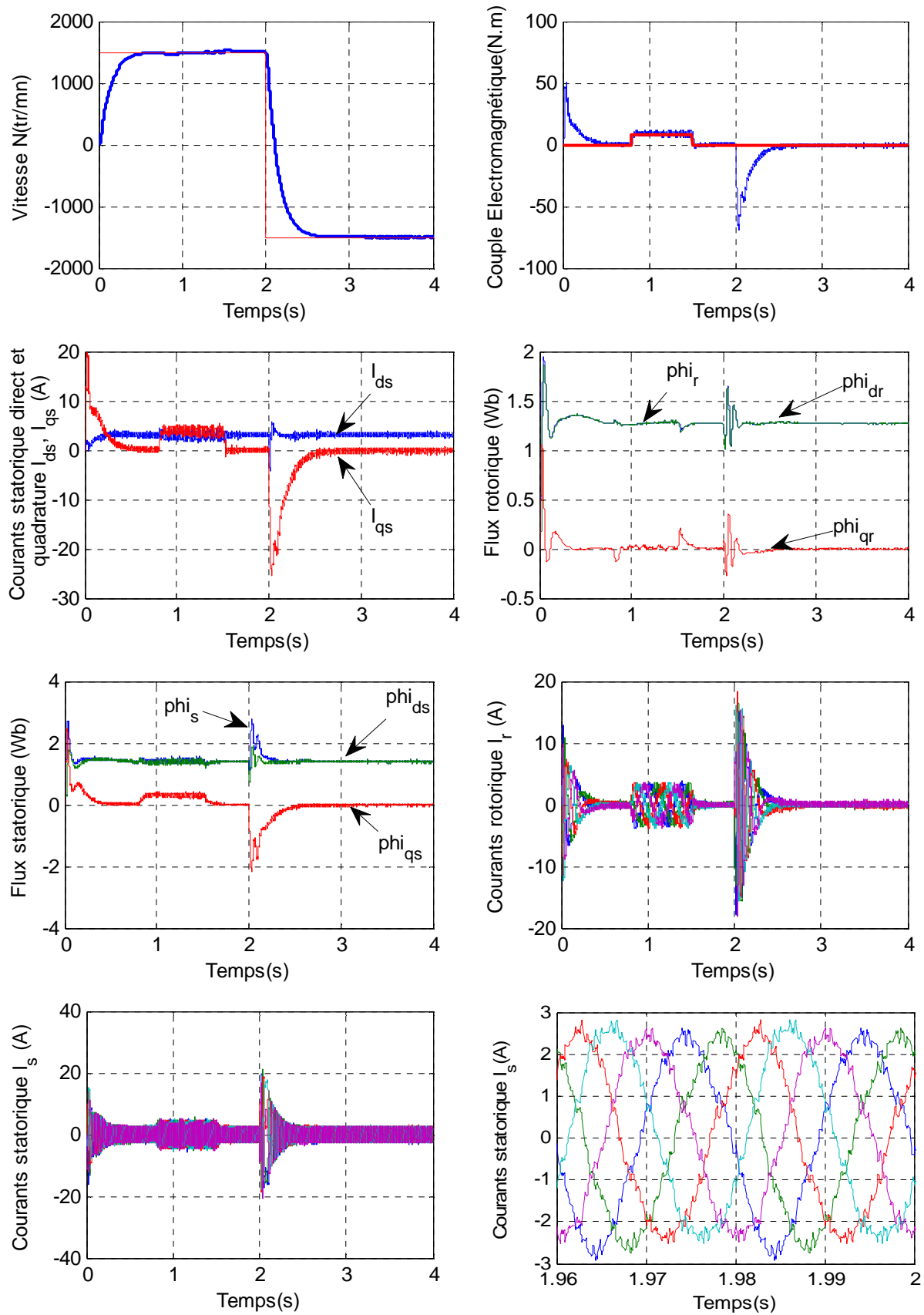


Figure. III. 11. Découplage avec orientation de flux rotorique en boucle fermée
 Avec application d'une charge nominale entre $t = 0.8$ s et 1.5 s
 -MLI trois intervalles- (Avec $f_o = 50$ Hz, $m = 31$ et $r = 0.8$).

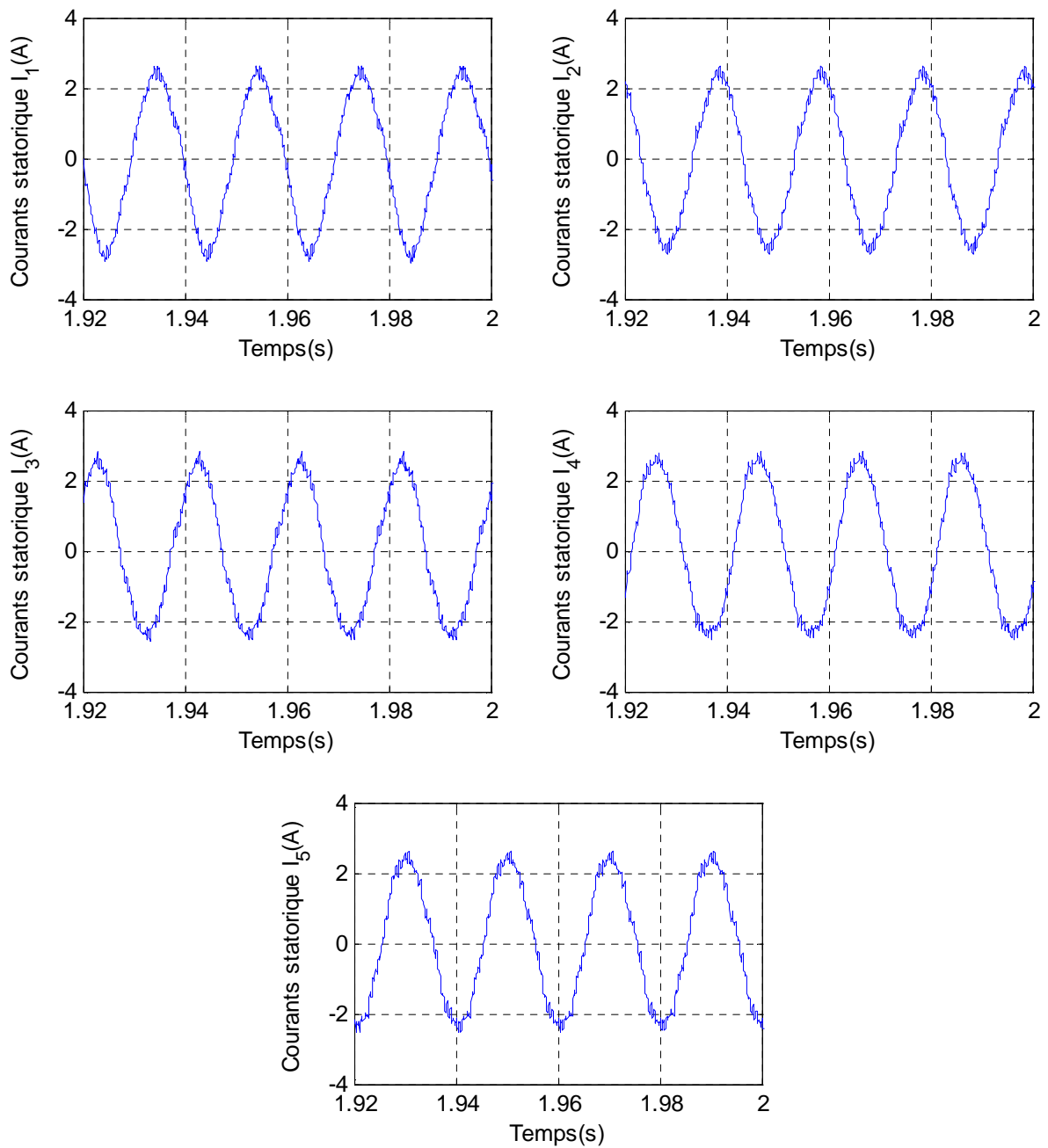


Figure. III. 12. Zoom des courants de sortie de la machine asynchrone pentaphasée par la commande vectorielle directe par la technique -MLI trois intervalles- (Avec $f_o = 50$ Hz, $m=31$ et $r=0.8$).

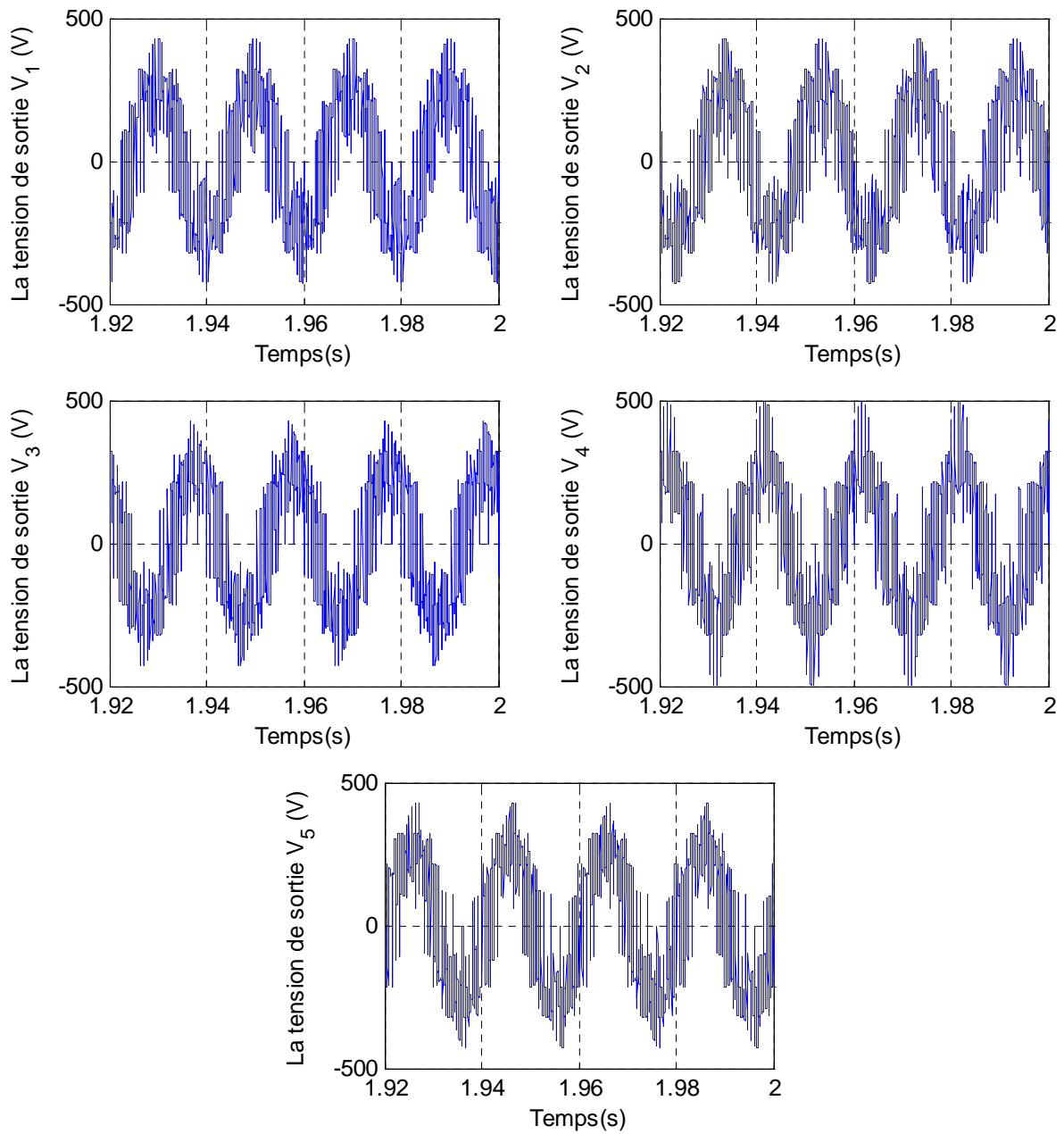


Figure. III. 13. Zoom des tensions de sortie qui alimentent la machine asynchrone pentaphasée par la commande vectorielle directe par la technique -MLI trois intervalles- (Avec $f_o = 50$ Hz, $m=31$ et $r=0.8$).

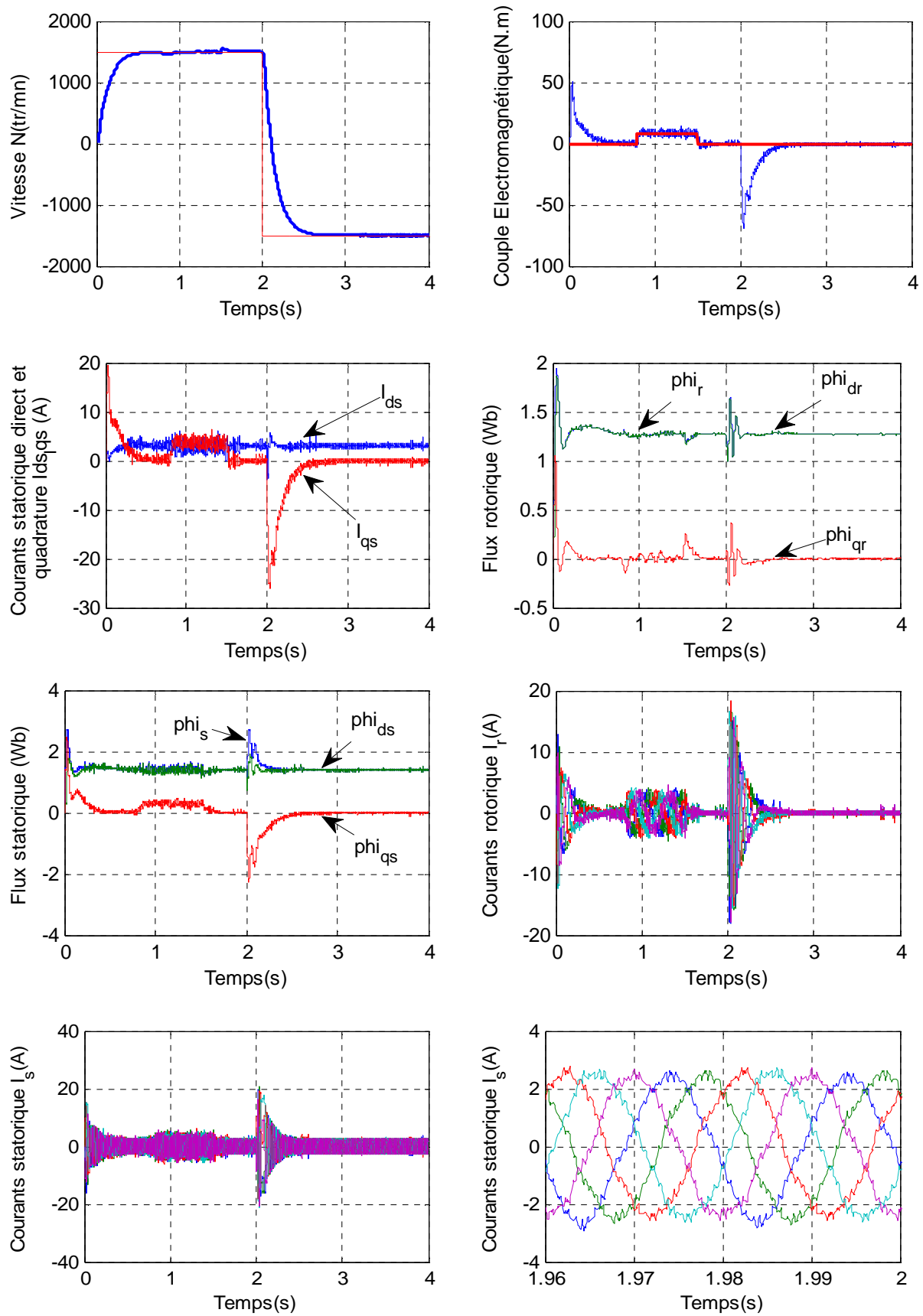


Figure. III. 14. Découplage avec orientation de flux rotorique en boucle fermée
 Avec application d'une charge nominale entre $t = 0.8$ s et 1.5 s
 - MLI subharmonique- (Avec $f_o = 50$ Hz, $m=31$ et $r=0.8$).

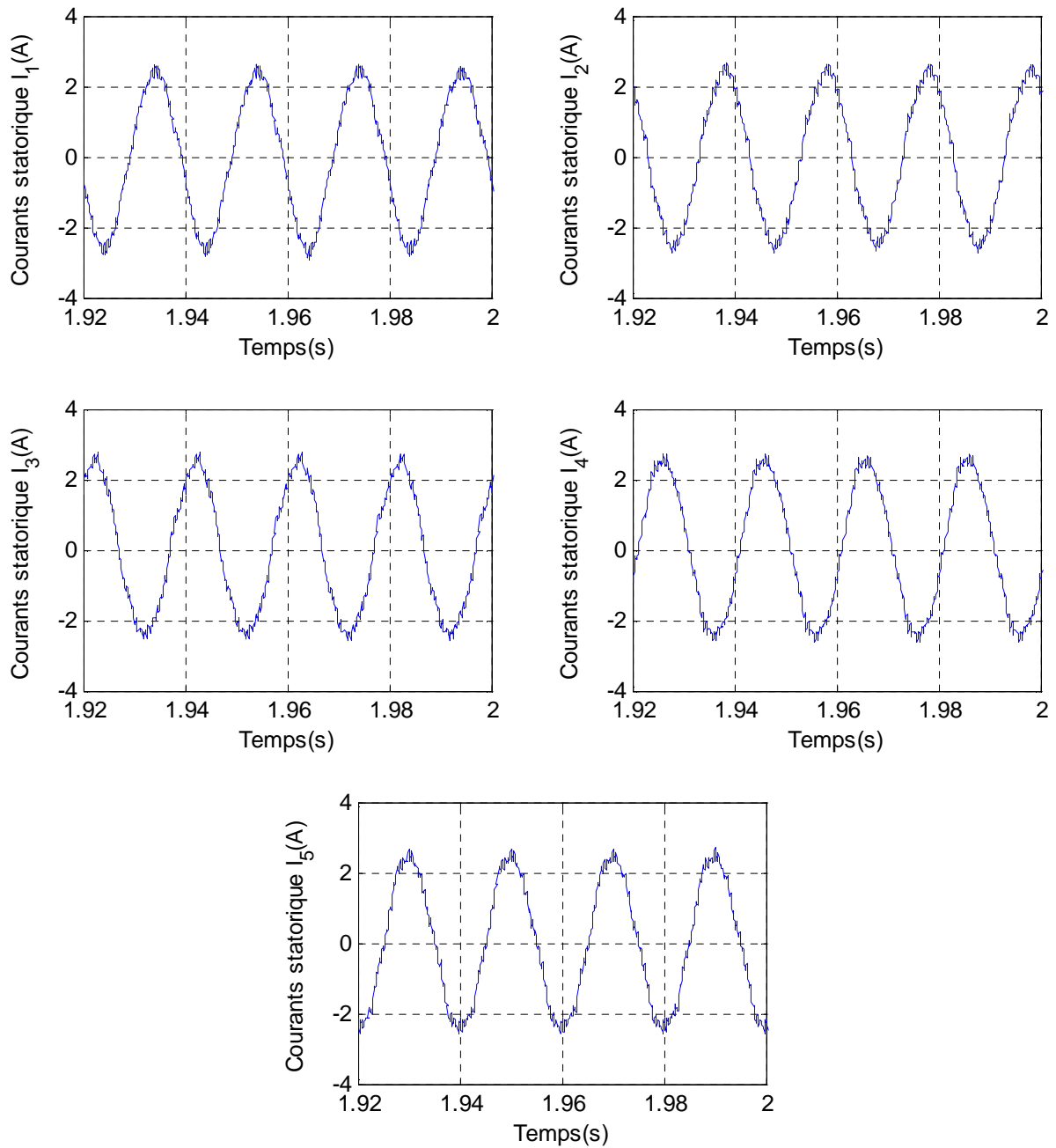


Figure. III. 15. Zoom des courants de sortie de la machine asynchrone pentaphasée par la commande vectorielle directe par la technique -MLI subharmonique- (Avec $f_o = 50$ Hz, $m=31$ et $r = 0.8$).

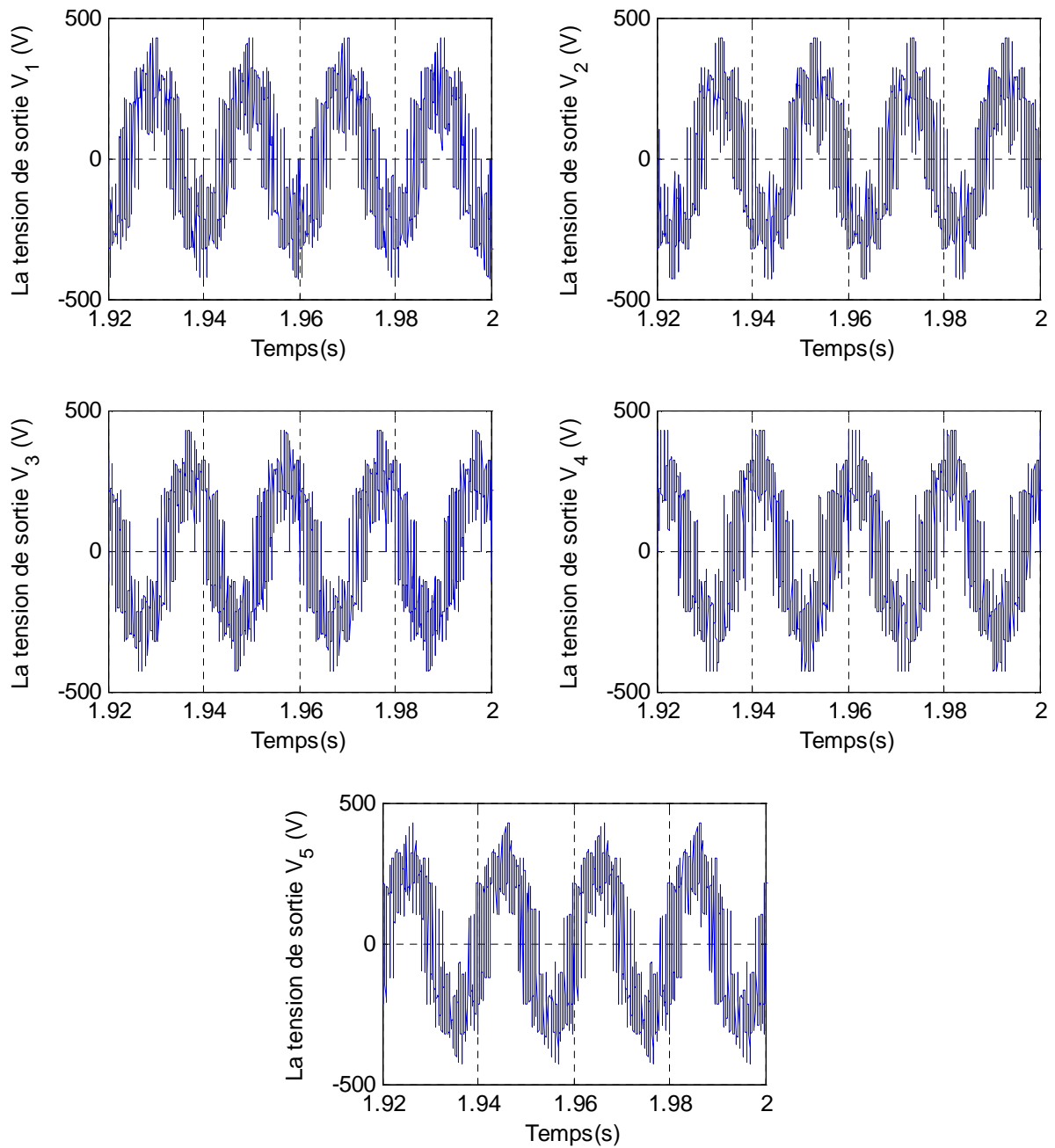


Figure. III. 16. Zoom des tensions de sortie qui alimentent la machine asynchrone pentaphasée par la commande vectorielle directe par la technique *-MLI subharmonique-* (Avec $f_o = 50$ Hz, $m=31$ et $r=0.8$).

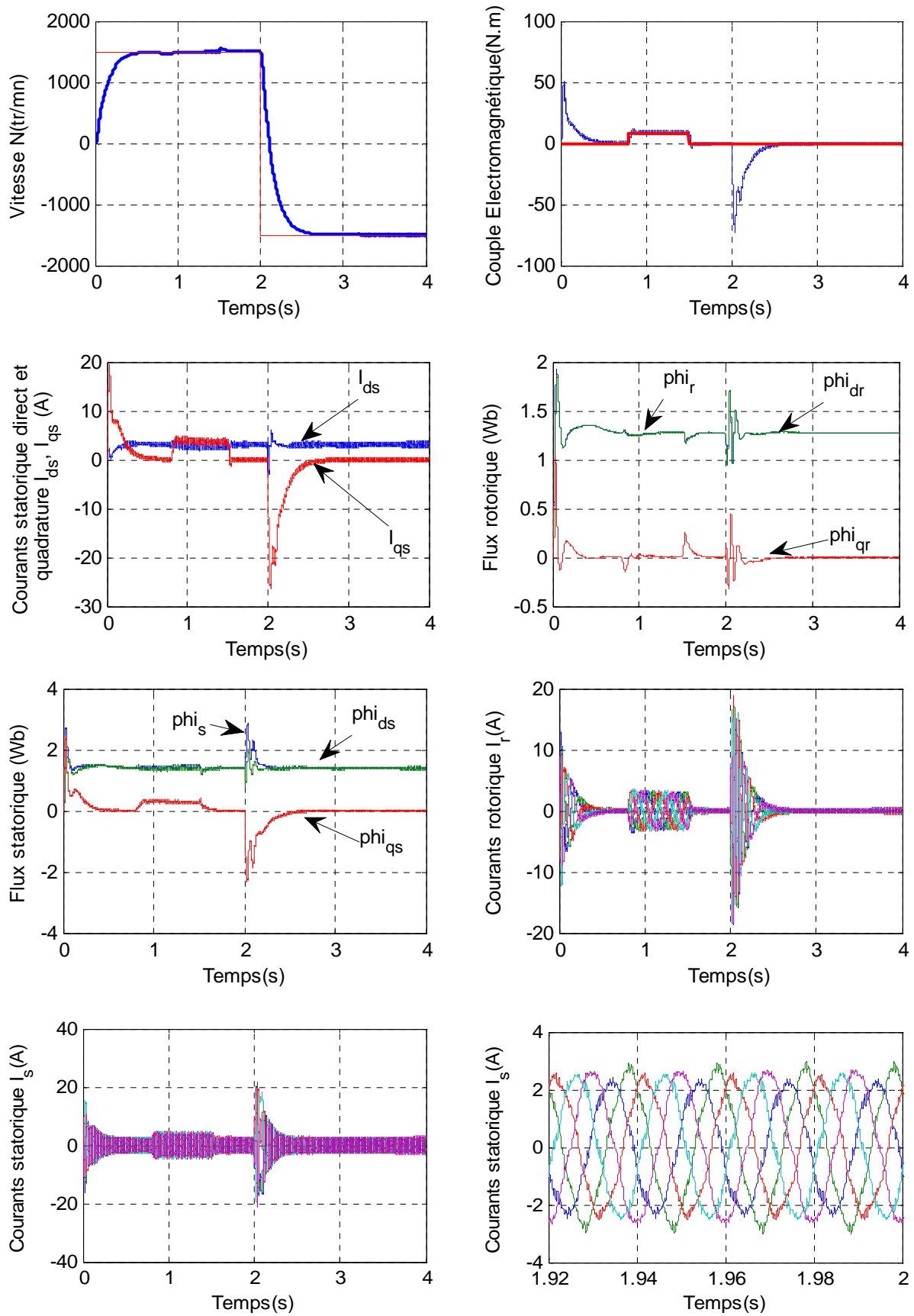


Figure. III. 17. *Découplage avec orientation de flux rotorique en boucle fermée
Avec application d'une charge nominale entre $t = 0.8$ s et 1.5 s
-MLI calculée- (Avec $f_0=50$ Hz, $m=31$ et $r = 0.8$).*

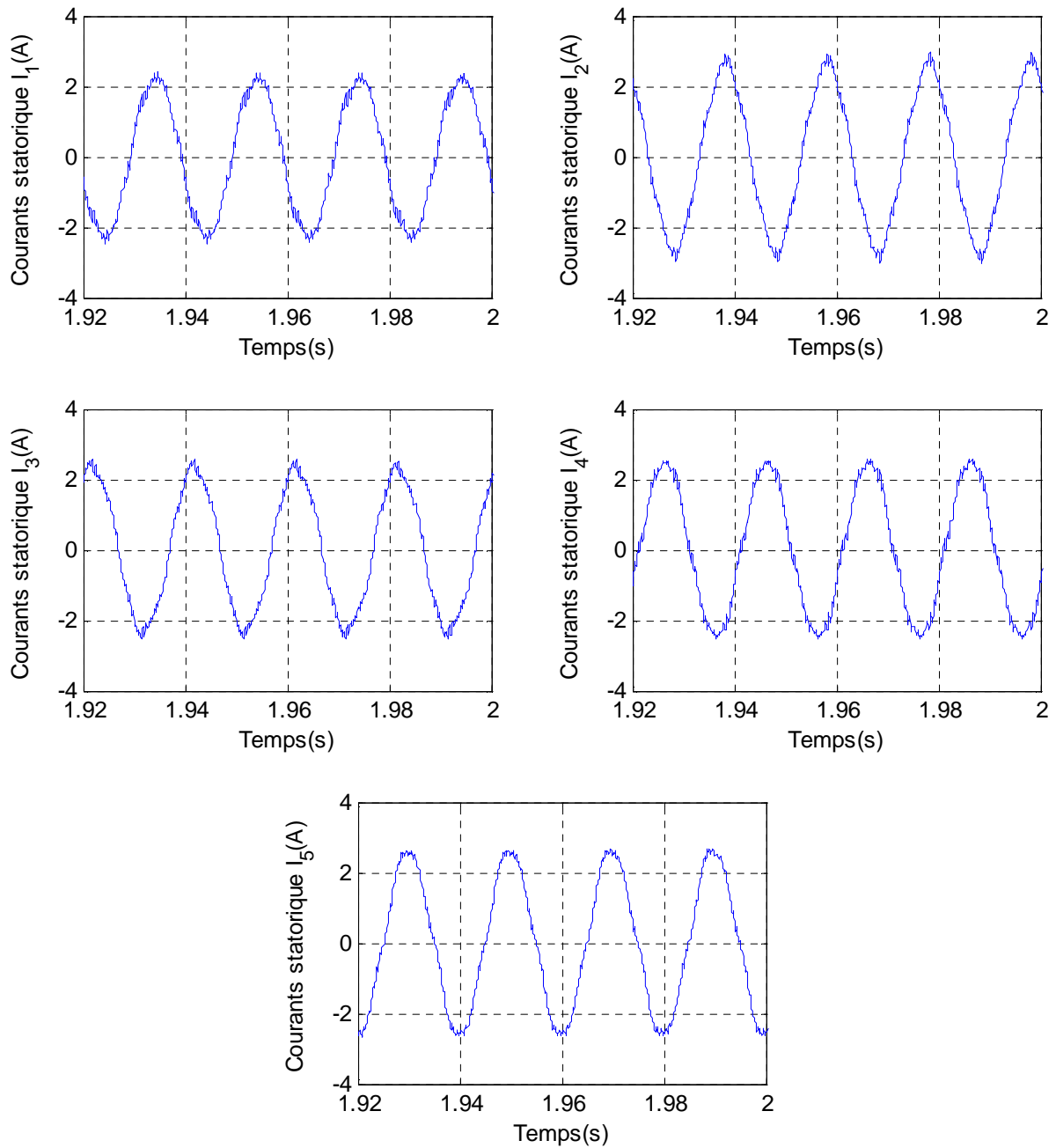


Figure. III. 18. Zoom des courants de sortie de la machine asynchrone pentaphasée par la commande vectorielle directe par la technique -MLI calculée- (Avec $f_o = 50$ Hz, $m=31$ et $r = 0.8$).

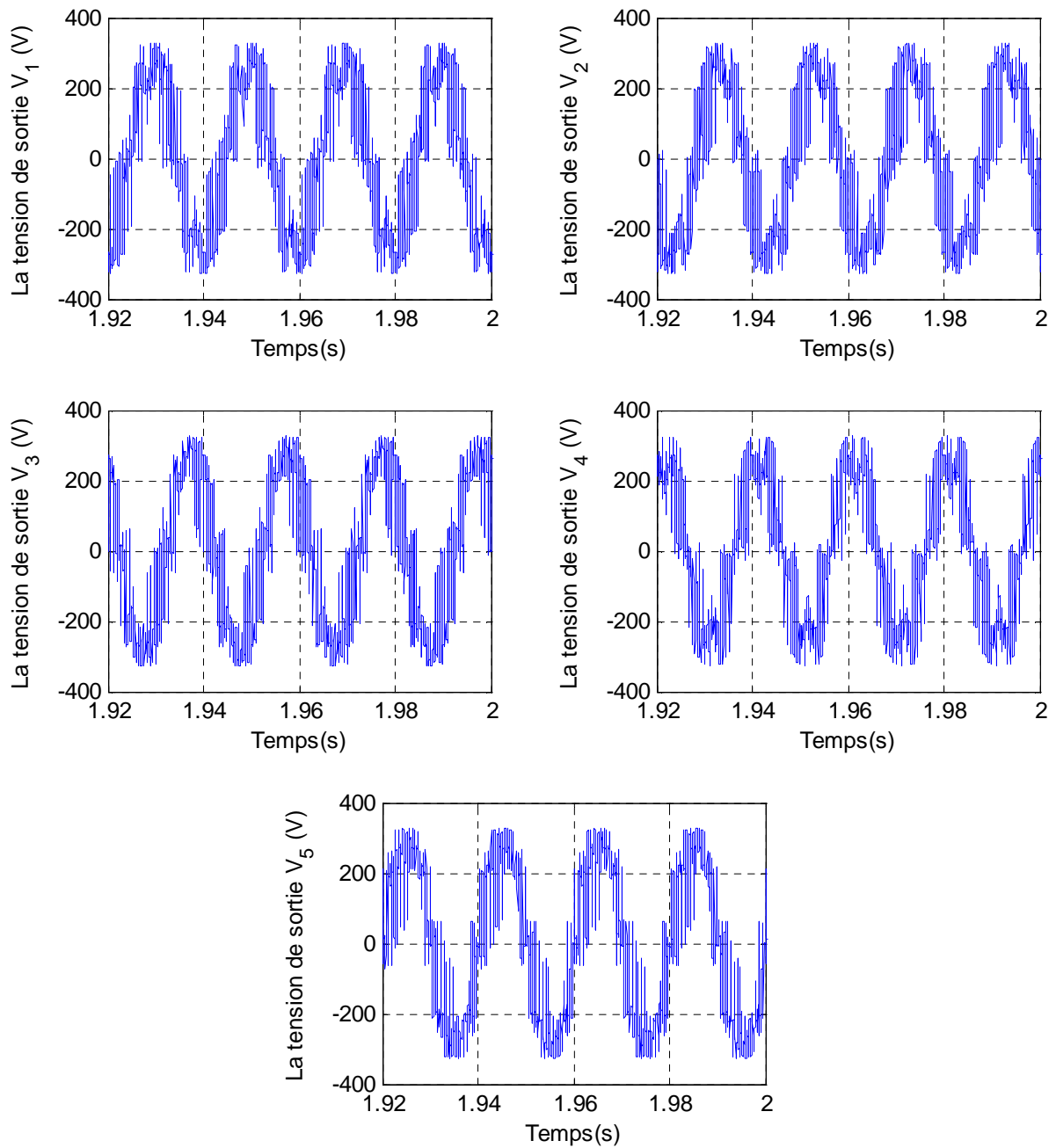


Figure. III. 19. Zoom des tensions de sortie qui alimentent la machine asynchrone pentaphasée par la commande vectorielle directe
 -MLI calculée- (Avec $f_o = 50$ Hz, $m=31$ et $r = 0.8$).

III. 6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons élaboré la commande à flux rotorique orienté, en boucle ouverte et fermée par un convertisseur Matriciel $[3 \times 5]$, en utilisant trois techniques de commande (sélectionnée au chapitre précédent) alimenté par un réseau triphasé, ce dernier alimente par la suite une machine asynchrone pentaphasée.

Nous avons présenté dans ce chapitre le mode d'orientation à flux rotorique, ainsi qu'une des principales méthodes employées dans la commande vectorielle qui est la commande directe, une meilleure orientation du flux est obtenue en utilisant le flux rotorique. Nous constatons que cette commande nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler le flux et le couple.

Grâce à la commande vectorielle, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone pentaphasée, il faut signaler que le régulateur PI permet de garder la vitesse de la machine asynchrone égale à sa référence quelle que soit la perturbation du couple résistant.

Les résultats obtenus sont satisfaisants pour les trois techniques de commande employées dans ce chapitre.

Chapitre IV :

VALIDATION EXPERIMENTALE

IV. 1. Introduction

Ce chapitre présente la commande d'une machine asynchrone par convertisseur matriciel en boucle ouverte en deux configurations:

- Convertisseur matriciel 3x3 avec une machine asynchrone triphasée.
- Convertisseur matriciel 3x5 avec une machine asynchrone pentaphasée.

Une plateforme d'essai expérimentale au niveau du laboratoire Texas A&M University (Doha, Qatar) a été mise en place afin de permettre la validation avec dSpace 1103 et la mise en œuvre des algorithmes de commande, l'installation correcte de la partie software permet d'exploiter la librairie temps réel « RTI-1103 library » de la DS1103 sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

IV. 2. Carte dSPACE 1103

Une carte dSPACE 1103: c'est une carte intégrée dans un micro-ordinateur, gérée l'intermédiaire de CONTROL DESK (l'interface graphique permettant une interactivité simple avec la structure de commande. Il permet la visualisation le stockage et le traitement en temps réel des grandeurs physiques mesurées. En plus de ça, il garanti aussi le démarrage, l'arrêt d'un programme ou le changement des paramètres de la commande (consignes, paramètres de contrôle, ...etc.).

Carte	BNC Connecteurs	Sub-D Connecteurs	panneau des Connecteurs	Connecteur/LED panneau Combi
			largeur	largeur
DS1103	<ul style="list-style-type: none"> • 20 Entrées CAN • 8 sorties CNA 	<ul style="list-style-type: none"> • E/S Numérique • E/S Esclave DSP • Interfaces de codeur incrémental • Interface CAN • Interfaçages série 	14 UM ¹⁾	21 UM ¹⁾

¹⁾ MU = unité de mesure (1.2" / 30.5 mm)



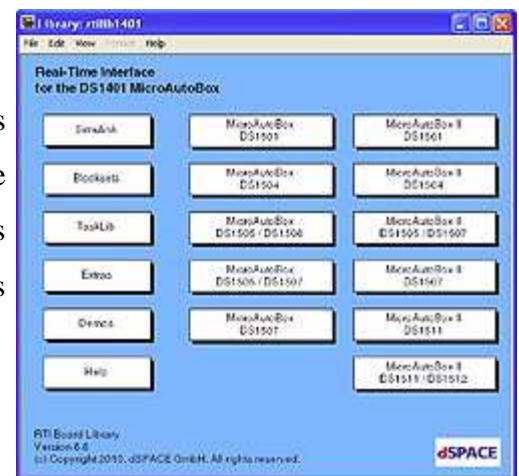
Figure. IV. 1. Contrôleur des mouvements pour le dSPACE 1103.



Figure. IV. 2. Unité centrale du dSPACE 1103.

IV. 2. 1. Logiciel d'implémentation

Après avoir créé les modèles de fonctions, nous pouvons les implémenter automatiquement sur le matériel de prototype dSPACE à l'aide de la Real-Time Interface (RTI), et ce sans aucun effort de programmation, à partir de nos programmes sur MATLAB/SIMULINK.



IV. 2.2. Oscilloscopes utilisés

Les mesures sont effectuées à l'aide de deux types d'oscilloscope numérique, qu'ils nous a permet de faire l'acquisition des signaux, puis de les transférer sur ordinateur pour l'analyse.

1. Oscilloscope 4 sorties (Agilent- Infiniium- Ms0804A-1GHz-4Gs a/s).
2. Oscilloscope 8 sorties (YOKOGAWA-DL 7480-2Gs/s-500MHz)



1. Oscilloscope 4 sorties –interfaçage XP- écran tactile.



2. Oscilloscope 8 sorties –interfaçage simple.



3. Les deux oscilloscopes

Figure. IV. 3. Les oscilloscopes utilisés

IV. 3. Prototype du convertisseur matriciel

Le convertisseur Matriciel est un convertisseur direct AC-AC composé de plusieurs bras (Raque) à l'intérieur d'un boîtier, qui a trois phases en entrée et neuf phases en sorties, voir la figure. IV. 4. Dans notre cas, nous avons utilisés les trois premiers bras pour la constitution du convertisseur matriciel 3×3 et les cinq pour le convertisseur matriciel 3×5 .



Figure. IV. 4. Prototype du convertisseur matriciel [3x9]

IV. 4. Machine asynchrone pentaphasée

Le banc d'essai de la machine asynchrone pentaphasée à bobinage ouvert construit en Inde



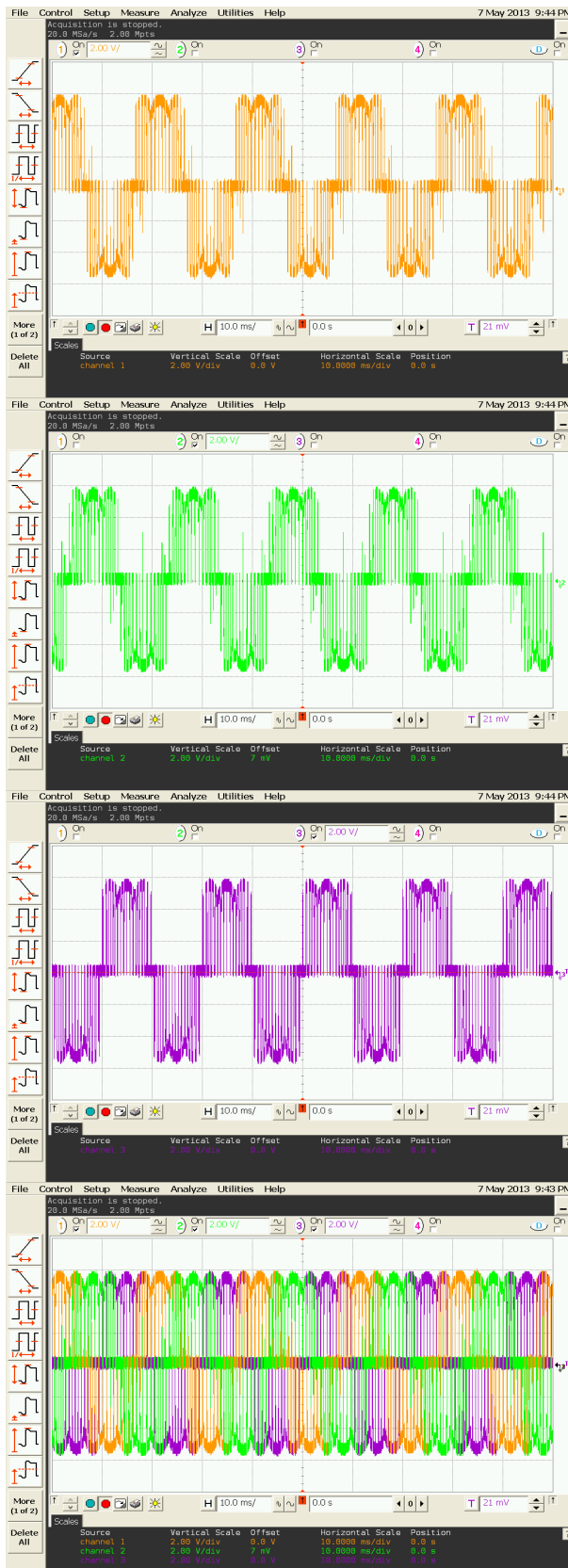
Figure. IV. 5. Banc d'essai de la machine asynchrone pentaphasée.

IV. 5. Partie d'implémentation en temps réel

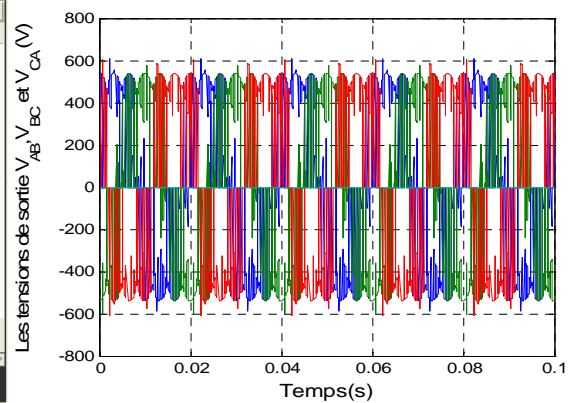
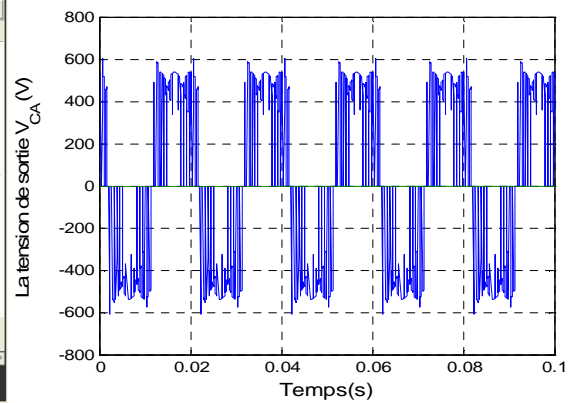
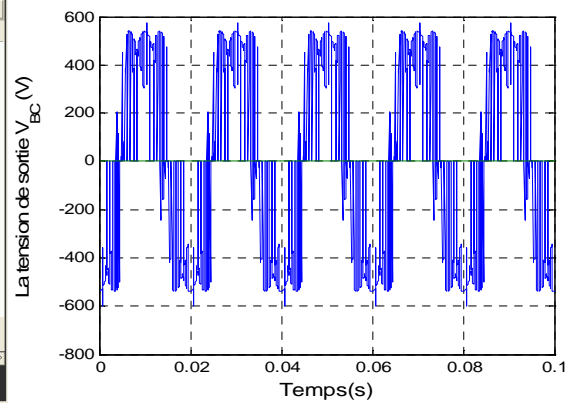
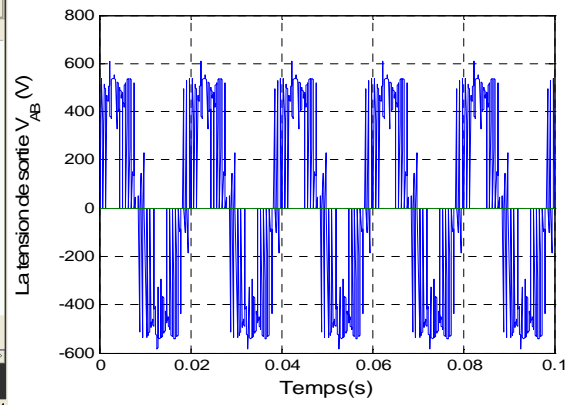
Le convertisseur matriciel est alimenté directement par le réseau triphasé pour commander la machine asynchrone par deux configurations : Convertisseur matriciel 3x3 avec une machine asynchrone triphasée et le convertisseur matriciel 3x5 avec une machine asynchrone pentaphasée.

Les allures de tensions de sortie du convertisseur matriciel [3x3] et convertisseur matriciel [3x5] obtenues par simulation et par implémentation en temps réel pour $f_0=50$ Hz, $r=0,8$ et $m=31$ sont représentées par les figures IV.6 à IV.9 et de IV.10 à IV.11.

Vous pouvez voir clairement que les tensions de sortie par simulation ou par implémentation en temps réel ont presque les mêmes allures, sans oublier que pour chaque division du temps il correspond à 10ms et l'axe des y (tensions) chaque division correspond à 100v.

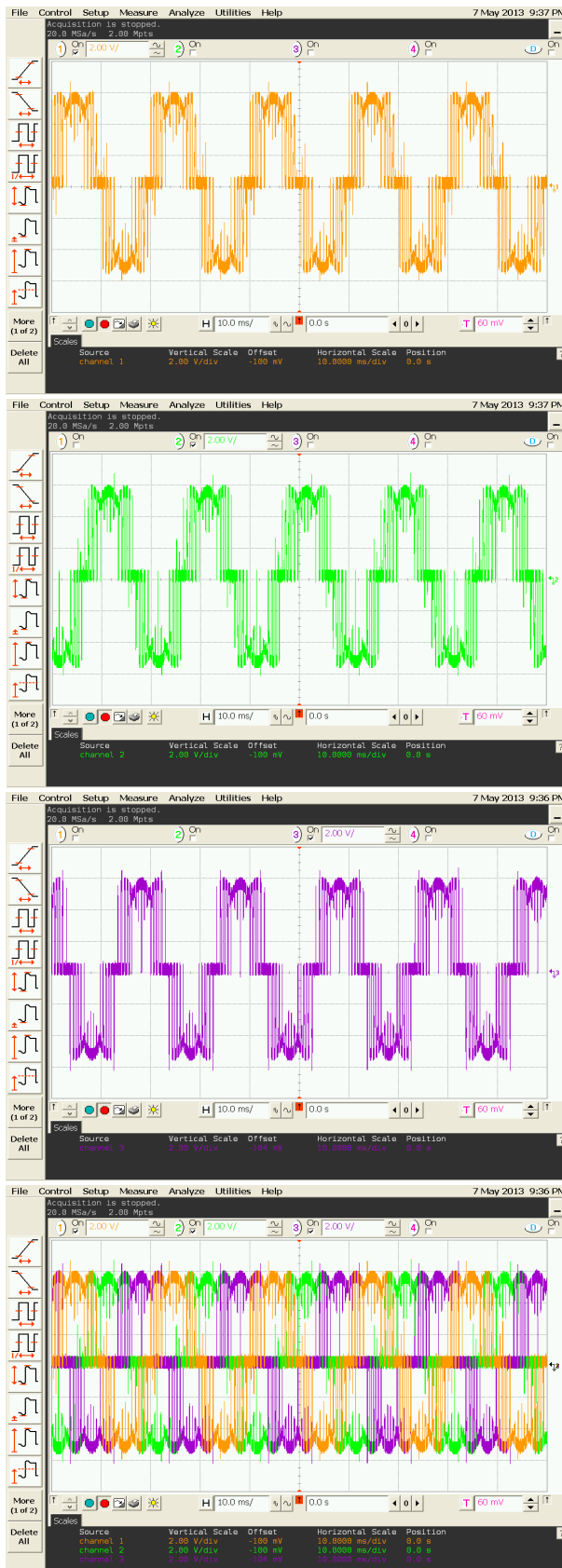


a. Par implémentation en temps réel

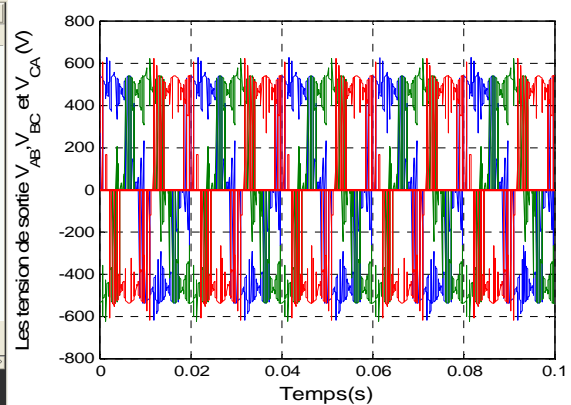
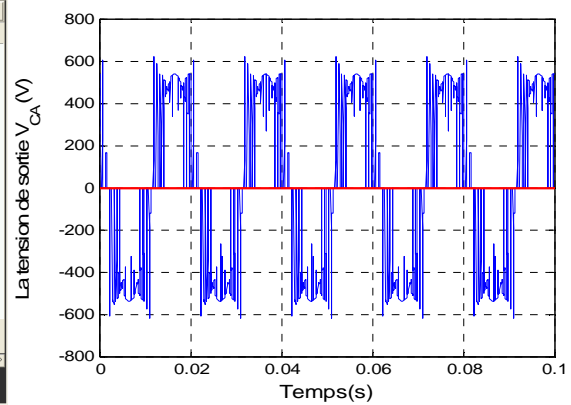
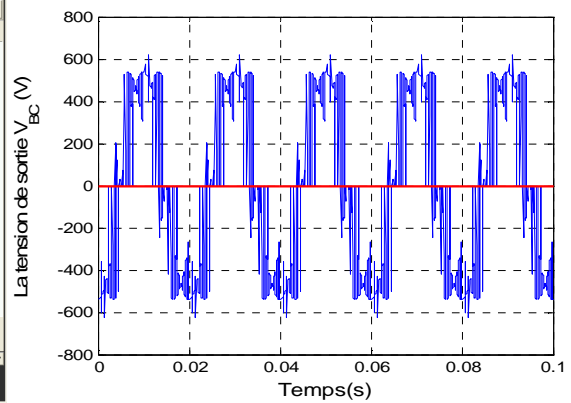
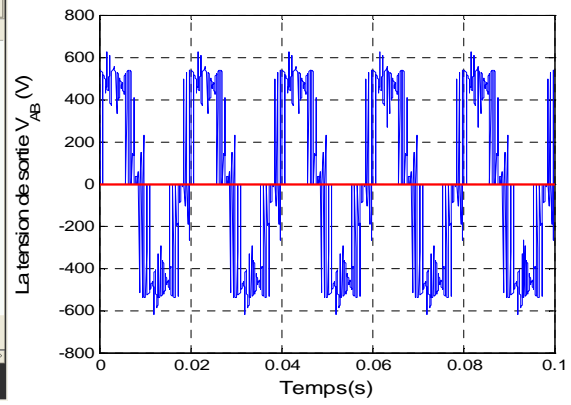


b. Par simulation

Figure. IV.6. Les tensions de sortie du CM par implémentation en temps réel et par simulation – MLI trois intervalles- ($f_o=50$ Hz, $r=0.8$, $m=31$)

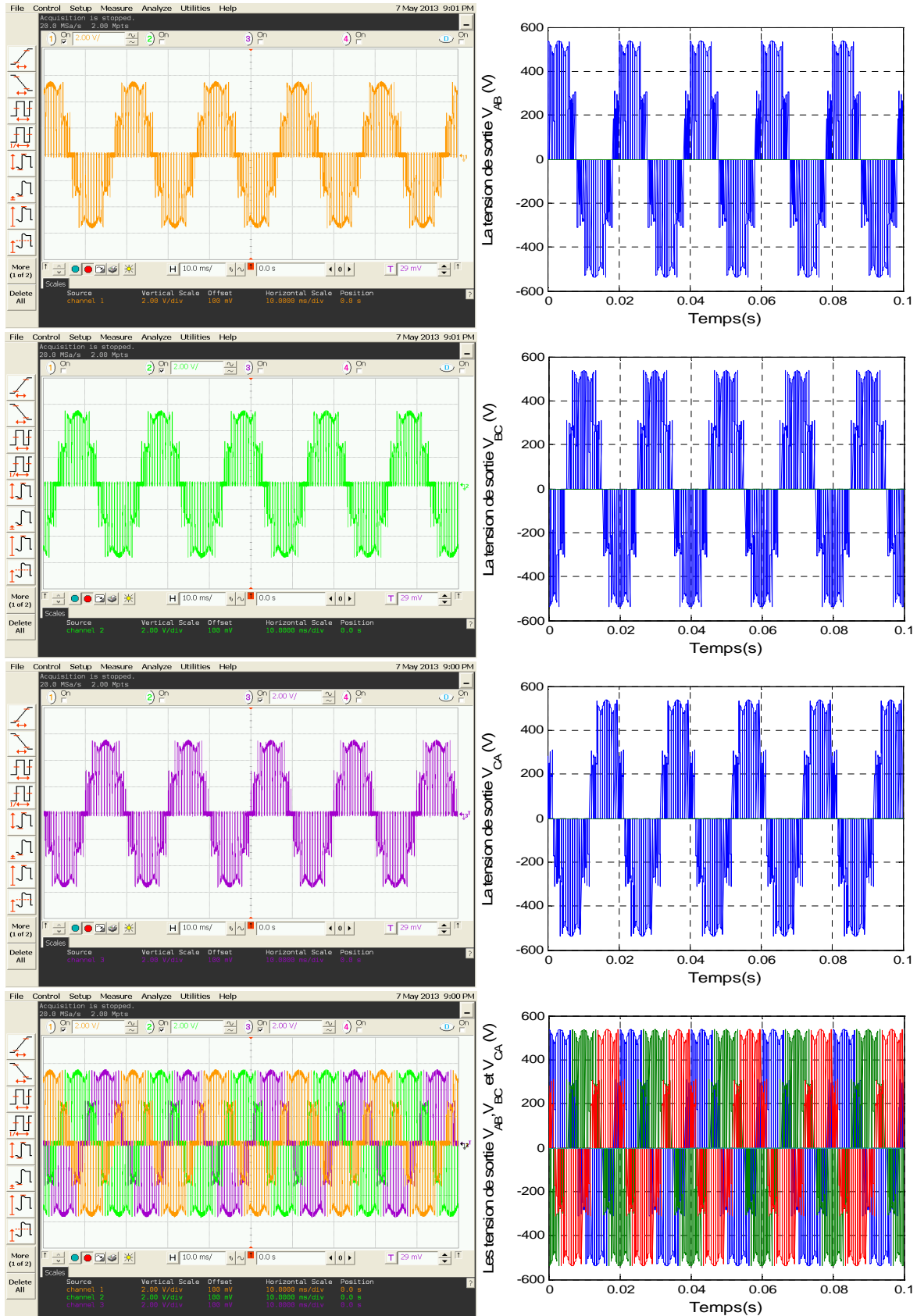


a. Par implémentation en temps réel



b. Par simulation

Figure. IV. 7. Les tensions de sortie du CM [3x3] par implémentation en temps réel et par simulation -MLI Subharmonique- ($f_o=50$ Hz, $r=0.8$, $m=31$)



a. Par implémentation en temps réel

b. Par simulation

Figure. IV. 8. Les tensions de sortie du CM [3x3] par implémentation en temps réel et par simulation-*Algorithme MLI Calculée-* ($f_o=50$ Hz, $r=0.8$, $m=31$)

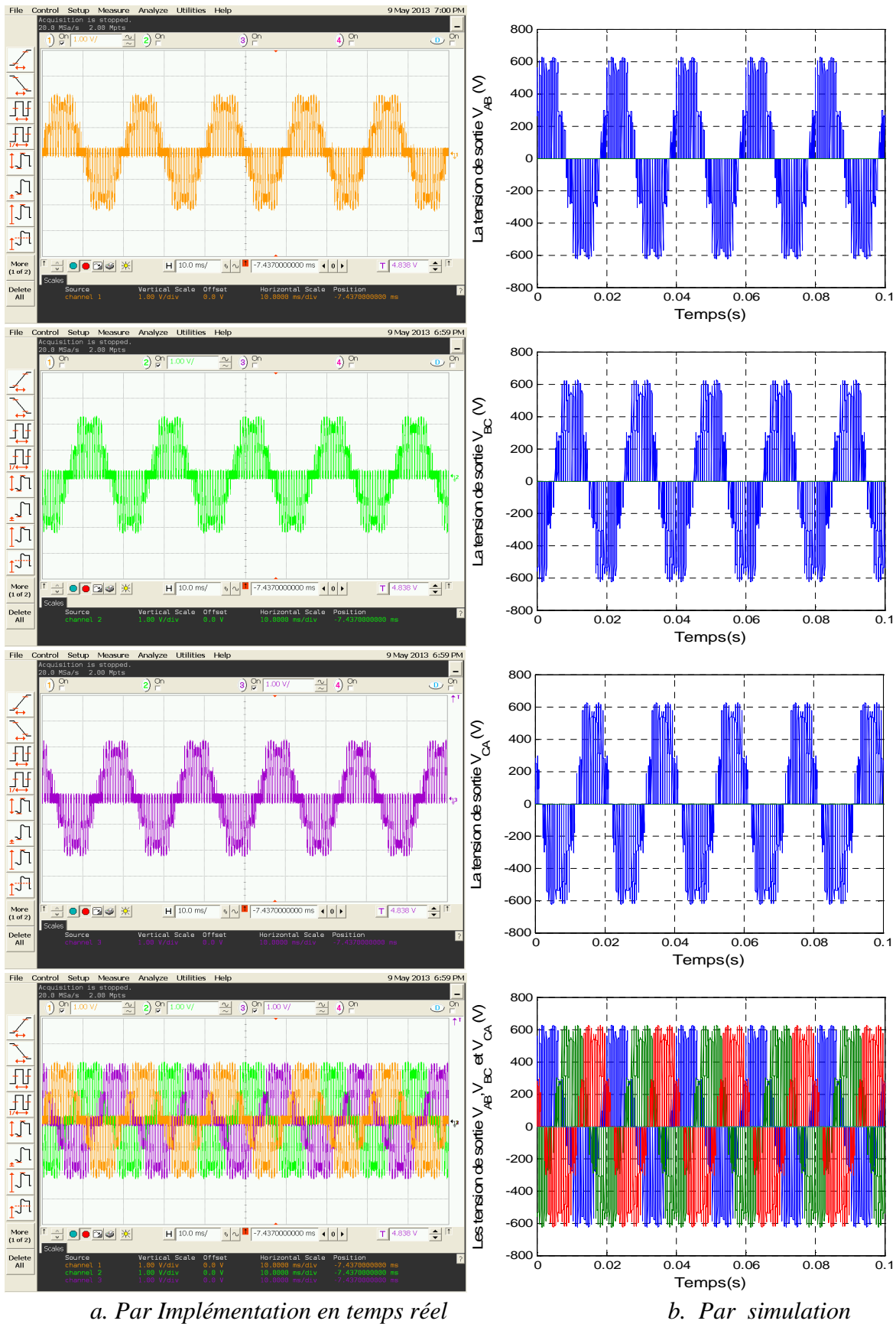


Figure. IV. 9. Les tensions de sortie du CM [3x3] par implémentation en temps réel et par simulation – Algorithme de VENTURINI - ($f_0=50$ Hz, $r=0.8$, $m=31$)

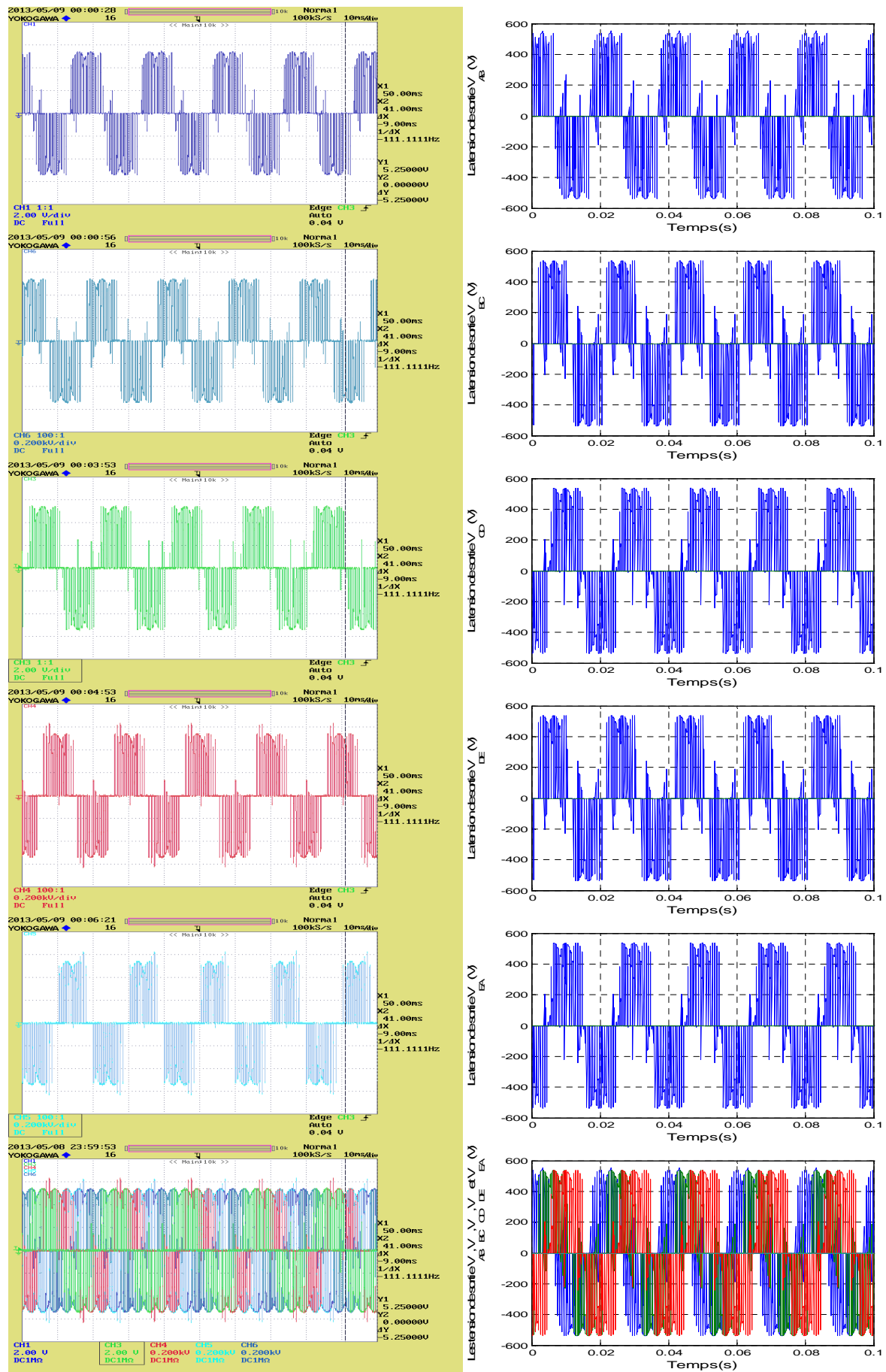


Figure. IV. 10. Les tensions de sortie du CM [3x5] par implémentation en temps réel et par simulation -MLI trois intervalles - ($f_o=50$ Hz, $r=0.8$, $m=31$)

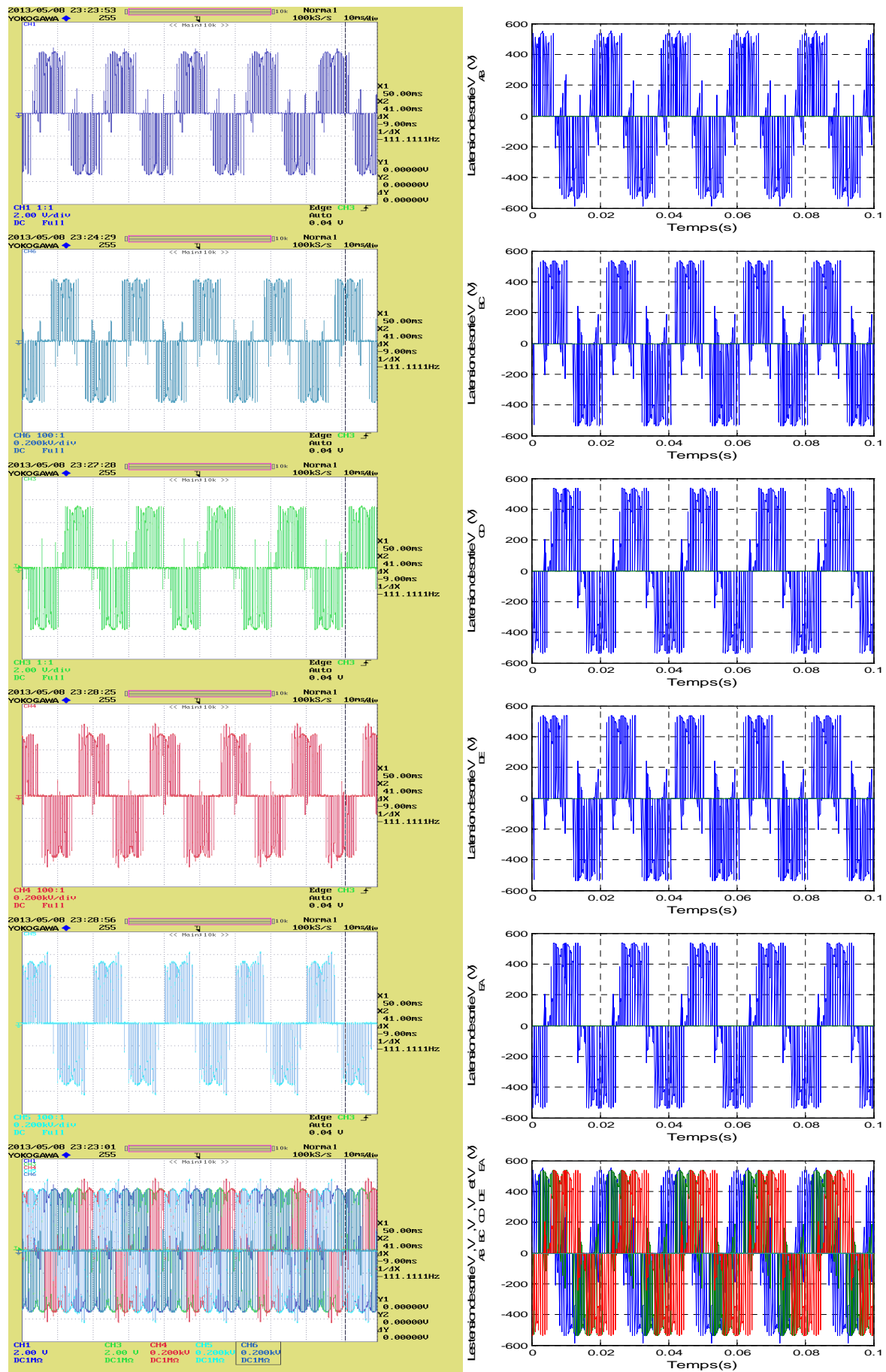


Figure. IV. 11. Les tensions de sortie du CM [3x5] par implémentation en temps réel et par simulation -MLI Subharmonique- ($f_o=50$ Hz, $r=0.8$, $m=31$)

IV. 7. Conclusion

Ce chapitre est consacré à la validation expérimentale des techniques de modulation MLI appliquées au convertisseur matriciel à topologie [3x3] et [3x5].

Grâce au développement informatique et électronique, nous avons pu valider les différentes stratégies MLI en utilisant la carte de commande dSPACE 1103 avec sa bibliothèque, ceci nous a permis de transformer les programmes de commande sans recourir à d'autres algorithmes de langages.

Ainsi, des simulations en temps réel en utilisant cette carte de commande ont été établies et toutes les stratégies de modulation développées précédemment ont été implémentées et testées, ce qui a permis de valider les résultats de simulation obtenus dans le chapitre III. En effet, les formes de la tension de sortie du convertisseur matriciel à topologie [3x3] et [3x5] sont quasi-similaires à celles obtenues par simulation, et ce pour les différentes stratégies de modulation développées.

Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse est une contribution à l'analyse et à la commande rapprochée du convertisseur matriciel de topologie générale $[3xn]$ et son application à la conduite des machines asynchrones polyphasées. Ce thème de recherche est d'actualité et est prometteur en industrie notamment pour des applications en traction électrique, propulsion navale et pour des systèmes compacts. L'étude est menée par simulation sur Matlab avec validation en temps réel de certains résultats sur Dspace (*).

Avant d'aborder le convertisseur matriciel, nous avons présenté au premier chapitre l'état de l'art sur les convertisseurs matriciels, généralité sur les convertisseurs d'énergie, convertisseurs matriciel à topologie directe et indirecte et on a fini par la constitution des interrupteurs.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude d'une structure de convertisseur alternatif-alternatif qui est le « **convertisseur matriciel** ». Ainsi on a développé :

- Le modèle de fonctionnement du convertisseur matriciel $[3xn]$ sans priori sur la commande en utilisant les réseaux de Petri.
- Le modèle de connaissance et de commande du convertisseur matriciel $[3xn]$.

Dans le troisième chapitre, nous avons développé quelques stratégies de modulation s'adaptant au convertisseur dont la structure matricielle est $[3xn]$ et qui alimente une machine asynchrone polyphasée. Des topologies $[3x3]$ et $[3x5]$ ont été prises comme exemples pour les appliquer aux machines triphasée et pentaphasée. Plusieurs stratégies de modulation ont été développées, analysées et comparées sur la base du taux THD et du prolongement du fondamental de la tension de sortie en fonction du coefficient de réglage. Les stratégies de commande appliquées au convertisseur matriciel $[3x3]$ sont :

- La modulation à trois intervalles,
- La modulation subharmonique,
- La modulation MLI calculée
- Las modulations à base d'algorithme de Venturini
- Las modulations à base d'algorithme de Roy.

(*) Validation effectuée au laboratoire Texas A&M University (Doha, Qatar).

Afin de comprendre le fonctionnement de ces stratégies de commande, nous avons choisi trois algorithmes parmi les cinq précédentes, pour les généraliser d'être capable à commander un convertisseur matriciel $[3 \times n]$ ($n=5$) ; dans le cas de la topologie $[3 \times 5]$ et sur la base des performances obtenues en triphasé pour commander la structure pentaphasée, les stratégies utilisées sont :

- La modulation MLI à trois intervalles.
- La modulation MLI Subharmonique.
- La modulation MLI calculée.

La comparaison de ces stratégies de commande est basée d'une part sur la forme des signaux de la tension de sortie avec son spectre d'harmoniques et sur les caractéristiques de réglage donnant la variation du fondamental de la tension délivrée par le convertisseur matriciel en fonction du taux de modulation r d'autre part.

Aussi, nous avons montré que ces trois permettent d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie du convertisseur matriciel sans toutefois modifier les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone pentaphasée.

Enfin, Le quatrième chapitre à été consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique à la machine asynchrone pentaphasée, alimentée en tension par un convertisseur matriciel et utilisant les trois stratégies de modulation qui sont nécessaire pour la validation des modèles obtenus. Cette technique de commande a permis non seulement de découpler le flux avec le couple, mais en plus de simplifier le modèle de la machine qui est devenu semblable à une machine à courant continu à excitation séparée. Les résultats ont montrés le bon suivi des grandeurs aux références affichées après le régime transitoire et aussi le découplage se maintient correctement pour les trois MLI utilisées.

L'avantage des résultats obtenus par simulation, montre que l'introduction des techniques modernes de l'automatique devient une nécessité pour atteindre des performances élevées dans les entraînements à vitesse variable des machines électriques.

Dans cette thèse nous avons supposé que les paramètres de la machine ne varient pas, ce qui n'est pas le cas en pratique, les paramètres de la machine varient soit par échauffement, soit par saturation. Ces variations influent directement sur les variables de sortie.

ANNEXE

Annexe I

I. Machine Asynchrone triphasée :

Ces paramètres sont trop reconnus:

$$\textit{Puissance nominale (Pn)} = 1.5 \textit{ kW}$$

$$\textit{Tension nominale (Vn)} = 220/380 \textit{ V}$$

$$\textit{Courant nominal (In)} = 6.7/3.7 \textit{ A}$$

$$\textit{Fréquence nominale (fn)} = 50 \textit{ Hz}$$

$$\textit{Nombre de paire de pôles (p)} = 2$$

$$\textit{Résistance statorique (Rs)} = 4.85\Omega$$

$$\textit{Résistance rotorique (Rr)} = 3.805\Omega$$

$$\textit{Inductance de fuite statorique (Ls)} = 0.274 \textit{ H}$$

$$\textit{Inductance de fuite rotorique ramenée au stator (Lr)} = 0.274 \textit{ H}$$

$$\textit{Inductance mutuelle cyclique stator-rotor (M)} = 0.258 \textit{ H}$$

$$\textit{Moment d'inertie (J)} = 0.031 \textit{ kg.m}^2$$

$$\textit{Coefficient de frottement (Kf)} : 0.0011\Omega 36 \textit{ N.m.s/rd}$$

II. Machine Asynchrone Pentaphasée :

Les paramètres de la machine Asynchrone Pentaphasée sont utilisés au laboratoire du Département de génie électrique et de génie informatique, Université Texas A&M Qatar et dans plusieurs universités [64-67]:

- *Puissance Nominale* $P_n = 1.5 \text{ Kw}$
- *Couple nominal*..... $C_n = 8.35 \text{ N.m}$
- *Courant statorique nominal*..... $I_{sn} = 2.1 \text{ A}$
- *Flux rotorique*..... $\phi_r = 1.2707 \text{ Wb}$
- *Fréquence de sortie*..... $f_o = 50 \text{ Hz}$
- *Nombre de paire de pôle*..... $2p = 4$
- *Tension d'alimentation*..... $V_n = 220 \text{ V}$
- *Résistance statorique*..... $R_s = 10 \Omega$
- *Résistance rotorique*..... $R_r = 6.3 \Omega$
- *Inductance statorique*..... $L_s = 0.46 \text{ H}$
- *Inductance rotorique*..... $L_r = 0.46 \text{ H}$
- *Mutuelle stator –rotor*..... $M = 0.42 \text{ H}$
- *Inertie des masses tournantes*..... $J = 0.03 \text{ Kg.m}^2$
- *Coefficient de Frottement*..... $f_v = 0.008 \text{ N.m.s}$

Annexe II

Calcul des régulateurs PI

Nous avons vu que le découplage entre les axes d et q permettent d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple [24] [63].

Le calcul des régulateurs est effectué à l'aide du principe de l'imposition des pôles.

I. Régulation du Courant :

D'après le système (IV.7), on a :

$$E_{qs} = \left[\sigma L_s S + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) \right] i_{qs} \quad (\text{A.2.1})$$

Donc :

$$i_{qs} = \frac{E_{qs}}{\sigma L_s S + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right)} \quad (\text{A.2.2})$$

La boucle de régulation du courant I_{ds} est représentée par le schéma –bloc de la figure ci-dessous :

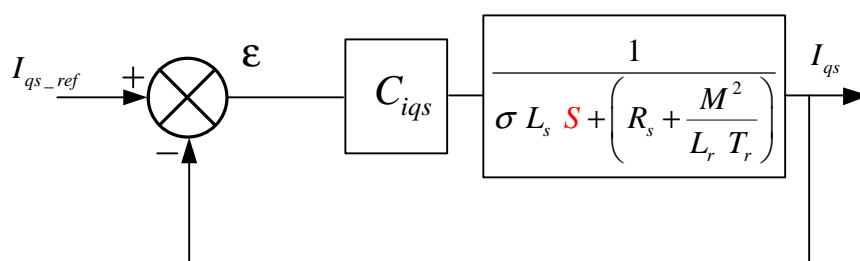


Figure. A. 1. Schéma fonctionnel du régulateur du courant I_{qs}

L'expression mathématique du régulateur PI du correcteur C_{iqs} est donné par la relation suivante :

$$C_{iqs} = K_{pq} + \frac{K_{iq}}{S}$$

On a :

$$\varepsilon_{qs} = \left(K_{pq} + \frac{K_{iq}}{S} \right) (i_{qs_ref} - i_{qs}) \quad (\text{A.2.3})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\begin{aligned} \frac{i_{qs}}{i_{qs_ref}} &= \frac{\left(K_{pq} + \frac{K_{iq}}{S} \right) \frac{1}{\sigma L_s S + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right)}}{1 + \left(K_{pq} + \frac{K_{iq}}{S} \right) \frac{1}{\sigma L_s S + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right)}} \\ \frac{i_{qs}}{i_{qs_ref}} &= \frac{\left(K_{pq} S + K_{iq} \right)}{\sigma L_s S^2 + \left(K_{pq} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) \right) S + K_{iq}} = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{\left(K_{pq} S + K_{iq} \right)}{P(S)} \end{aligned} \quad (\text{A.2.4})$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(S) = S^2 + \frac{1}{\sigma L_s} \left(K_{pq} + \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) \right) S + \frac{K_{iq}}{\sigma L_s} \quad (\text{A.2.5})$$

$$P(S) = S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2 \quad (\text{A.2.6})$$

La comparaison des deux équations (A.2.5) et (A.2.6), donne :

$$\begin{cases} K_{iq} = \sigma L_s \omega_n^2 \\ K_{pq} = 2 \xi \omega_n \sigma L_s - \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) \end{cases}$$

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner le régulateur du courant I_{ds} , si en impose la même dynamique en boucle fermée, les coefficients K_{id} et K_{pd} seront identiques à ceux de régulateur du courant I_{qs} .

I. Régulation de Flux :

A fin d'assurer un bon contrôle du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consigne de vitesse ou de position, ainsi que par l'application de la charge perturbatrice.

D'après l'équation (IV.6), on a :

$$\Phi_r = \frac{M}{1+T_r S} I_{ds}$$

Le schéma –bloc de la régulation du flux:

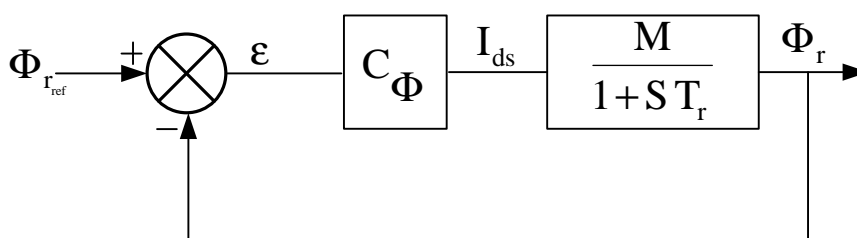


Figure. A.2. Schéma fonctionnel de régulation du flux Φ_r .

La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$\varepsilon_{\phi_r} = \left(K_{p\phi_r} + \frac{K_{i\phi_r}}{S} \right) (\phi_{r_ref} - \phi_r) \quad (\text{A.2.7})$$

La fonction de transfert en boucle fermée:

$$\begin{aligned} \frac{\phi_r}{\phi_{r_ref}} &= \frac{\left(K_{p\phi_r} + \frac{K_{i\phi_r}}{S} \right) \frac{M}{T_r S + 1}}{1 + \left(K_{p\phi_r} + \frac{K_{i\phi_r}}{S} \right) \frac{M}{T_r S + 1}} = \frac{M (K_{p\phi_r} S + K_{i\phi_r})}{T_r S^2 + (1 + M K_{p\phi_r}) S + M K_{i\phi_r}} \\ \frac{\phi_r}{\phi_{r_ref}} &= \frac{\frac{M}{T_r} (K_{p\phi_r} S + K_{i\phi_r})}{S^2 + \frac{1}{T_r} (1 + M K_{p\phi_r}) S + \frac{M}{T_r} K_{i\phi_r}} = \frac{\frac{M}{T_r} (K_{p\phi_r} S + K_{i\phi_r})}{P(S)} \end{aligned} \quad (\text{A.2.8})$$

Le polynôme caractéristique:

$$P(S) = S^2 + \frac{1}{T_r} (1 + M K_{p\phi_r}) S + \frac{M}{T_r} K_{i\phi_r} \quad (\text{A.2.9})$$

$$P(S) = S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2 \quad (\text{A.2.10})$$

La comparaison des deux équations (A.2.9) et (A.2.10), donne :

$$\begin{cases} K_{i\phi_r} = \frac{T_r}{M} \omega_n^2 \\ K_{p\phi_r} = \frac{1}{M} (2\xi\omega_n T_r - 1) \end{cases}$$

II. Régulation de Vitesse

Pour définir le régulateur de vitesse, nous utilisons la relation qui lie la vitesse Ω_r au couple électromagnétique C_{em} , soit l'équation mécanique suivante :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{p M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \\ J \frac{d\Omega_r}{dx} = C_{em} - C_r - f_v \end{cases} \quad (\text{A.2.11})$$

L'équation (A.2.11) c'est la base de l'équation (A.2.12), fonction de transfert de système en boucle ouvert:

$$F_{BO-\Omega_r}(S) = \frac{1}{J S + f_v} \quad (\text{A.2.12})$$

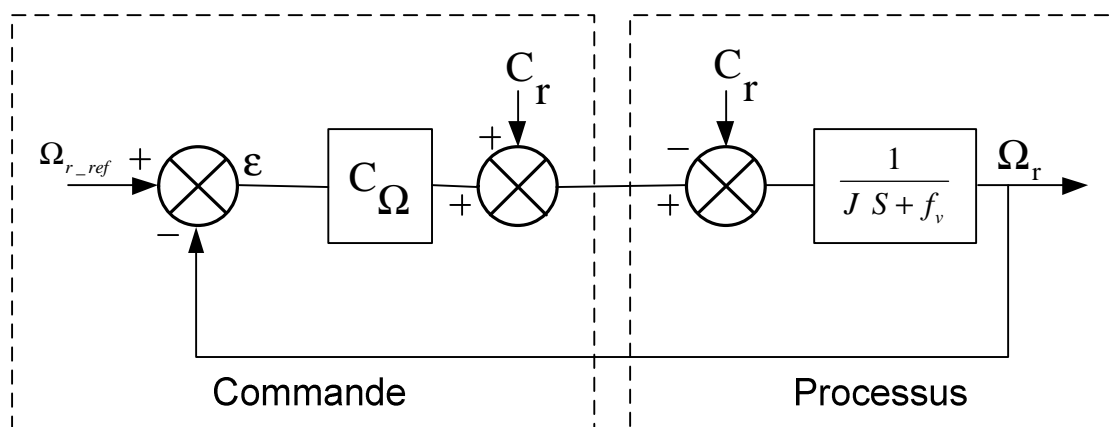


Figure. A.3. Schéma fonctionnel de régulateur de la vitesse.

L'expression mathématique du régulateur PI (correcteur C_Ω) est donnée par la relation suivante :

$$C_{\Omega} = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \quad (\text{A.2.13})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte:

$$\varepsilon_{\Omega_r} = \left(K_{p\Omega_r} + \frac{K_{i\Omega_r}}{S} \right) (\Omega_{r_ref} - \Omega_r) \quad (\text{A.2.14})$$

La fonction de transfert en boucle fermée:

$$\frac{\Omega_r}{\Omega_{r_ref}} = \frac{\left(K_{p\Omega_r} + \frac{K_{i\Omega_r}}{S} \right) \frac{1}{J S + f_v}}{1 + \left(K_{p\Omega_r} + \frac{K_{i\Omega_r}}{S} \right) \frac{1}{J S + f_v}} = \frac{\left(K_{p\Omega_r} S + K_{i\Omega_r} \right)}{J S^2 + (f_v + K_{p\Omega_r}) S + K_{i\Omega_r}}$$

$$\frac{\phi_r}{\phi_{r_ref}} = \frac{\frac{1}{J} \left(K_{p\Omega_r} S + K_{i\Omega_r} \right)}{S^2 + \frac{1}{J} \left(f_v + K_{p\Omega_r} \right) S + \frac{K_{i\Omega_r}}{J}} = \frac{\frac{1}{J} \left(K_{p\Omega_r} S + K_{i\Omega_r} \right)}{P(S)} \quad (\text{A.2.15})$$

Le polynôme caractéristique:

$$S^2 + \frac{1}{J} (f_v + K_{p\Omega_r}) S + \frac{K_{i\Omega_r}}{J} \quad (\text{A.2.16})$$

$$P(S) = S^2 + 2\xi\omega_n S + \omega_n^2 \quad (\text{A.2.17})$$

La comparaison des deux équations (A.2.16) et (A.2.17), donne:

$$\begin{cases} K_{i\Omega_r} = J \omega_n^2 \\ K_{p\Omega_r} = 2 J \xi \omega_n - f_v \end{cases}$$

Pour l'erreur de 5% et le temps de réponse t_r du système:

$$\omega_n = \frac{3}{\xi t_r(5\%)}$$

BIBLIOGRAPHIE

-
- [1] A. Dendouga, " *Contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation (DFIM)* ", thèse de doctorat en sciences en électrotechnique, université de Batna, 2010.
- [2] I. Boldea, " *The electric generators Handbook: variable speed generators*", CRC press Taylor & francis group, 2006, New York, U.S.A.
- [3] M. Imayavaramban, A.V. K. Chaithanya et B.G. Fernandes, " *Analysis and mathematical modelling of matrix converter for adjustable speed AC drives*", IEEE power systems conference and exposition PSCE'06, pp.1113-1120, Oct 2006, Atlanta, GA.
- [4] S. F. Pinto, L.Aparicio et P.Esteves, " *Direct controlled matrix converters in variable speed wind energy generation systems*", Int. Conf. on power engineering and electrical drives, pp.654-659, Apr. 2007, Portugal.
- [5] L. Malesani, L. Rossetto, P. Tenti, et P. Tomasin, " *AC/DC/AC PWM converter with reduced energy storage in the dc link*", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, n°. 2, pp 287-292, 1995.
- [6] C.L. Neft et C.D. Schauder, "Theory and design of a 30-hp matrix converter", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, n°. 3, pp 546-551, 1992.
- [7] P.W. Wheeler, J. Rodriguez, JC Clare, L. et A. Weinstein Empringham, "Matrix converter: a technology review", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 2, pp 276-288, 2002.
- [8] P.A. Robson, K.J. Bradley, P. W. Wheeler, J. C. Clare, L. de Lillo, C. Gerada, S.J. Pickering, D. Lampard, C.K.Goh, G. Towers et C.Whitley, "The Impact of Matrix Converter Technology on Motor Design for an Integrated Flight Control Surface Actuation System", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03, vol. 2, pp. 1321 – 1327, June 2003.
- [9] L. Wei, T.A. Lipo et H. Chan, "Matrix converter topologies with reduced number of switches", IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, vol. 1, pp. 57-63, 2002.
- [10] J.W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister et H. Ertl, " *Novel three-phase AC-DC- AC sparse matrix converter*", 7th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'02, vol. 2, pp. 777-791, March 2002, Dallas, TX.
- [11] C. Klumpner et F. Blaaberg, " *A new cost-effective multi-drive solution based on a two-stage direct power electronic conversion topology*", 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the Industry Applications Conference, vol. 1, pp. 444-452, Oct. 2002, Pittsburgh, PA, USA.
- [12] B. Yeongsu, L. Eunsil et L. Kyo-Beum, " *An indirect matrix converter for dual output AC-drive system with reduced number of power transistors*", IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON), pp.360-364, 2014, Johor Bahru.
- [13] C. Garcia, M. Rivera, M. Lopez et J. Rodriguez, " *A Simple Current Control Strategy for a Four-Leg Indirect Matrix Converter*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, n°. 4, 2014.
- [14] Y. Sun, X. Li, M. Su, H. Wang, " *Indirect Matrix Converter-Based Topology and Modulation Schemes for Enhancing Input Reactive Power Capability*", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. PP, n°. 99, 2014.
- [15] O. Ellabban, H. Abu-Rub, " *Grid connected quasi-Z-Source direct matrix converter*", 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'13), pp. 798 – 803, 2013, Vienna.
- [16] M. Jussila, M. Eskola, H. Tuusa, " *Analysis of non-idealities in direct and indirect matrix converters*", European Conference on Power Electronics and Applications, 2005, Dresden.
- [17] **M.M. Rezaoui**, A. Kouzou, L. Nezli, M.O. Mahmoudi, " *Comparative Analysis of PWM Strategies of Venturini and Roy for the Control of a [3x3] Matrix converter for Renewable Energies Sources*", SSD'13 International Multi-Conference on Signals &
-

- Devices, Power Electrical Systems (PES), N0 1569708493- Hammamet, Tunisia, March 2013, and published in IEEE, July. 2013.
- [18] **M.M. Rezaoui**, A. Kouzou, L. Nezli, M.O. Mahmoudi, "*Comparative Analysis of PWM Strategies of Venturini and Roy for the Control of a [3x3] Matrix converter*", International Journal of Advanced Renewable Energy Research_ IJARER, Vol. 2, no. 2, pp. 681-688, 2013.
- [19] M. Venturini, "*A new sine wave in, sine wave out converter technique eliminates reactive elements*", Proceedings de POWERCON 7, pp. 310 -315, 1980.
- [20] A. Alesina et M. Venturini, "*Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9-switches direct PWM AC-AC converters*", 19th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '88) Record, vol. 2, pp. 1284 – 1291, April 1988, Kyoto, Japan.
- [21] G. Roy et G.E. April, "*Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm*", 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'89), vol.1, pp. 368-375, Jun 1989, Milwaukee, WI
- [22] A. Schuster, "*Commande, réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone*", Thèse de Doctorat, EPFL, LAUSANE, 1998.
- [23] **M.M. Rezaoui**, "*Study of output voltages of a matrix converter feeding a five AC - induction Motor using the strategy PWM modulation to five intervals*", Modern Electric Power Systems, Wroclaw, Poland, MEPS'10 – paper P53- (Sept. 2010), and published in IEEE, Sept. 2011.
- [24] **M.M. Rezaoui**, "*Commande d'une machine asynchrone pentaphasée par convertisseur matriciel*", thèse de Magister ENP, Algiers, Algeria 2007.
- [25] **M.M. Rezaoui**, L. Nezli, M.O. Mahmoudi, "*Matrix Converter 3x5 with Calculated PWM Strategy for Feeding Induction Motor*", International Journal of Science and Research (IJSR), India Online ISSN: 2319-7064, Vol. 2, no. 7, pp 246-250, July 2013.
- [26] L. Huber, D. Borojevic et N. Burany, "*Voltage space vector based PWM control of forced commutated cycloconverter*", 15th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON'89), vol. 1, pp. 106 – 111, Nov 1989, Philadelphia, PA
- [27] L. Huber, D. Borojevic et N. Burany, "*Analysis design and implementation of the space-vector modulator for forced-commutated cycloconverters*", IEE Proceedings B, Electric Power Applications, vol. 139, n° 2, pp. 103 – 113, Mar.1992.
- [28] D. Casadei, G. Grandi, G. Sera et A. Tani, "*Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms*", 5th European Conference on Power Electronics and Applications, vol.7, pp. 171 – 175, 1993, Brighton
- [29] L. Huber et D. Borojevic, "*Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction*", IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 3, n° 6, pp.1234 – 1246, 1995.
- [30] D. Casadei, G. Sera, A. Tani et L. Zarri, "*Matrix converter modulation strategies: a new general approach based space vector representation of the switch state*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, n° 2, pp. 370 – 381, 2002.
- [31] L. Gyugi et B. Pelly, "*Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and Applications*", New York: Wiley, 4381976
- [32] L. Aït Oubelli, "*Mise en œuvre d'un modèle générique du convertisseur matriciel dans les environnements EMTP-RV et Matlab-Simulink*", la maîtrise en science appliquée (génie électrique), Université de Montréal, Décembre 2011
- [33] M. Venturini, t A. Alesina, "*Generalized Transformer: A New Bidirectional, Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor*", IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference PESC'80- Record -, pp. 242-252, 1980.
- [34] J.R. Rodriguez, J.W. Dixon, J.R. Espinoza, J.Pontt et P. Lezana, "*PWM regenerative rectifiers: state of the art*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 1, pp 5-22, 2005.
- [35] G. Kastner, and J. Rodriguez, "*A forced commutated cycloconverter with control of the source and load currents*", " In Proceeding (EPE'85), pp. 1141-1146, 1985.

- [36] P.W. Wheeler, J.C. Clare, L. Empringham, M. Bland et K. G. Kerris, "Matrix converters", IEEE industry applications magazine, vol. 10, n° 1, pp. 59-65, Jan 2004.
- [37] A.Trentin, L. De Lillo, L. Empringham et P. Wheeler, "Experimental comparison of a direct matrix converter using Si IGBT and SiC MOSFETs", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, n°99, vol. PP, pp.2168-6777, Dec.2014.
- [38] S. Safari, A. Castellazzi et P. Wheeler, "Experimental and Analytical Performance Evaluation of SiC Power Devices in the Matrix Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, n°5, pp.2584-2596, Nov 2013.
- [39] T. Musikka, L. Popova, R. Juntunen, M. Lohtander, "Improvement of IGBT model characterization with experimental tests", 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'13), 2013, Lille, France.
- [40] J. Schumann, J. Bohmer, H. G. Eckel, "Simulation of the IGBT switching-off with the charge extraction model", 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'13), 2013, Lille, France.
- [41] L. Meng Yeong, "Three-level Neutral-point-clamped Matrix Converter Topology", Université de Nottingham, degré de Docteur en of Philosophie, March 2009.
- [42] J.P. Hautier, J.P. Canon, " *Convertisseurs statiques* ", Edition Technip, Paris, 1999.
- [43] **M.M. Rezaoui**, L. Nezli, MO. Mahmoudi, " *Matrix Converter 3x5 with Calculated PWM Strategy for Feeding Induction Motor*", International Journal of Science and Research (IJSR), India Online ISSN: 2319-7064, Vol. 2, no. 7, pp 246-250, July 2013.
- [44] F. Bruno, " *Formalisation de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques à structure matricielle*", Thèse de Doctorat, USTL, LILE, Janvier 1996.
- [45] E. M. Berkouk, " *Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentée par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et aux onduleurs multi niveaux*", thèse de Doctorat du CNAM, Paris, 1995.
- [46] **M.M. Rezaoui**, L. Nezli, MO. Mahmoudi, A. Kouzou et H. Abu rub, " *A Modified PWM three intervals Control for a Matrix converter in real Time*", Archives of Control Sciences, ACS, vol. 24, (LX), no 1, pp. 85-98, 2014.
- [47] M. Venturini et A. Alesina, "analysis and designe of optimum amplitude nine. Switch direct Ac-Ac converters", IEEE. Transaction on Power Electronics .vol. 4, n°. 1, pp.101-112, 1989.
- [48] G. Roy, " *Asynchronous operation of cyclo-converter with improved voltage gain by employing a scalar control algorithm*", in Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Papers Presented at the 22nd Annual Meeting, USA, 1987.
- [49] **M.M. Rezaoui**, L. Nezli, MO. Mahmoudi, " *High Performances of Five-Phase Induction Machine Feeding By a [3x5] Matrix Converter*", Journal of electrical engineering_ JEE-2014-0012, vol. 65, no. 2, pp. 83-89, 2014.
- [50] **M.M. Rezaoui**, M.O. Mahmoudi, " *Study of output voltages of a matrix converter feeding a five AC -induction Motor uses the strategy calculated modulation PMW*", Modern Electric Power Systems, Wroclaw, Poland, MEPS'10 – paper P54 – (Sept. 2010), and published in IEEE, Sept. 2011.
- [51] M. S. Boucherit, " *Sur l'application de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques*", Thèse de Doctorat d'état en G-Electrique, ENP, 1995.
- [52] T. Willdi, " *Electrotechnique*", Editions de Boeck université, 2000.
- [53] N. Benyahia, K. Srairi, S. M. Mimoune, " *Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique*", courrier du savoir – n°06, pp.147-150, université Mohamed khider – Biskra, Algérie, 2005.
- [54] A. Nasri, A. Hazzab, I. Bousserhane, S. Hadjeri et P. Sicard, " *Two Wheel Speed Robust Sliding Mode Control for Electric Vehicle Drive*". *Serbian Journal of Electrical Engineering*, Vol. 5, n°. 2, p. 199-216, 2008.
- [55] J. Jung et K. Nam, " *A Dynamic Decoupling Control Scheme for High-Speed Operation of Induction Motors*", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, n°. 1, pp. 100

- 110, 1999.
- [56] A. Lokriti, Y. Zidani et S. Doubabi, "*Comparaison des performances des régulateurs PI et IP appliqués pour la commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone*", 8^{ème} Internationale conférence de modélisation et simulation (MOSIM'10), 10- 12 mai 2010 - Hammamet – Tunisie.
- [57] L. Baghli, "*Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques*", Thèse de doctorat de Université de Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2009.
- [58] A. Faidallah, "*Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones*", Thèse de doctorat, l'I.N.P de Lorraine, Nancy, France, 1995.
- [59] Mo. Mahmoudi, "*Sur la commande de la MAS alimentée en tension. Etude de l'étage d'alimentation de la MAS; Commande par mode de glissement avec orientation du champ*", Thèse de Doctorat d'état en G-Electrique, ENP, 1999.
- [60] G. Grellet et G. Clerc, "*Actionneurs électriques. Principes, modèles, commande*", Éditions Eyrolles. 1996.
- [61] X. Roboam, "*Variateur de vitesse pour machine asynchrone, contrôle de vitesse sans capteur mécanique*", Thèse de doctorat de l'INPT, Toulouse, 1991.
- [62] M. Pietrzak-David, X. Roboam, "*Contraintes spécifiques du contrôle vectoriel: description, effets, dégradation des performances*", Actes du GDR sur la conception de dispositifs et systèmes électrotechniques, Toulouse. Juin 1993
- [63] G. Buche, "*Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/ Simulink*", Mémoire d'ingénieur C.N.A.M, 2001.
- [64] O. Ellabban, H. Abu-Rub, "*Field Oriented Control of a Five Phase Induction Motor Fed by a Z-Source Inverter*", IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), pp. 1624-1629, 2013.
- [65] G. Renukadevi et K. Rajambal, "*Generalized d-q Model of n-Phase Induction Motor*", World Academy of Science Engineering and Technology International Journal of Electrical, Robotics, Electronics and Communications Engineering, Vol. 6 n^o. 9, pp. 62-71, 2012.
- [66] B. S. Khaldi, H. Abu-Rub, A. Iqbal, R. Kennel, M. O. Mahmoudi, D. Boukhetala, "*Sensorless Direct Torque Control of Five phase Induction Motor Drives*", 37th Annual Conference on Industrial IEEE (IECON 2011), pp. 3501-3506, Nov 2011, Melbourne, VIC.
- [67] A. Iqbal, Sk. Moin Ahmed, Md. Arif Khan, M. Rizwan Khan et H. Abu-Rub, "*Modeling, Simulation and Implementation of a Five-Phase Induction Motor Drive System*", International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), pp. 1-6, Dec 2010, New Delhi.
- [68] S. Chaouch, "*Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse*", Thèse de Doctorat, université de Batna, 2005.
- [69] E. R. Dehault, "*Modélisation dynamique, commande et conception de la machines pentaphasées alimentées par des onduleurs MLI*", Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2005.
- [70] K. Xavier, "*Modélisation vectorielle multi machines pour la commande des ensembles convertisseurs machines polyphasées*", Thèse de Doctorat, Université de Lille 1, 2003.

المخلص :

يتركز العمل المقدم في هذه المذكرة على دراسة محرك لا تزامني متعدد الأطوار مغذى من طرف موج مصفوفي $[3 \times n]$ باستعمال مجموعة من تقنيات التحكم المطورة في هذه المذكرة، (ثلاث أطوار عند المدخل للتخلص نهائيا من مشكلة تغذية المحركات المتعددة الأطوار، وعند المخرج عدد غير منتهي من الأطوار وذلك حسب المحرك اللاتزامني المستعمل) ويعتبر المحول المصفوفي أهم نوع من المحولات التي تحول التيار الكهربائي من المتناوب إلى المتناوب بدون التحول إلى التيار المستمر . من أجل ذلك قمنا بدراسة خمسة تقنيات، للتحكم في موج مصفوفي $[3 \times 3]$ وهي: تقنية التحكم لثلاث مجالات، تقنية التحكم الشعاعي، تقنية التحكم الحسابي، تقنية فانتوريني و تقنية روي. بعدما تمكنا من عمل مقارنة لهذه التقنيات، انتقينا ثلاثا منها حسب عدة معايير، استطعنا بعد ذلك تطويرها لاستعمالها في التحكم في الموج مصفوفي $[3 \times n]$ (في حالتنا هذه $n = 5$). هذه التقنيات استخدمت في دراسة الحقل الموجه، الذي يسمح لنا بالتحكم في الحقل المغناطيسي و العزم المولد من طرف المحرك بصفة مستقلة، كمحرك للتيار المستمر ذو التحريض المستقل.

كلمات مفتاحية: محرك لا تزامني خماسي الطور ، موج مصفوفي $[3 \times n]$ ، تقنية التحكم لثلاث مجالات. تقنية التحكم الشعاعي ، تقنية التحكم الحسابي ، تقنية فانتوريني ، تقنية روي ، الحقل الموجه ، المنظم PI.

Résumé :

Le travail présenté dans cette thèse est une contribution à l'analyse et à la commande rapprochée du convertisseur matriciel de topologie générale $[3 \times n]$ et son application à la conduite des machines asynchrones polyphasées. Ainsi, on a développé quelques stratégies de modulation s'adaptant au convertisseur dont la structure matricielle est $[3 \times n]$ et qui alimente une machine asynchrone polyphasée. Des topologies $[3 \times 3]$ et $[3 \times 5]$ ont été prises comme exemples. Plusieurs stratégies de modulation ont été développées, analysées et comparées sur la base de: la forme de tension par simulation et par implémentation en temps réel, le taux THD et du prolongement du fondamental de la tension de sortie en fonction du coefficient de réglage, ces techniques sont: la modulation à trois intervalles, la modulation subharmonique, la modulation MLI calculée et les modulations sur la base des algorithmes de Venturini et Roy. Dans le cas de la topologie $[3 \times 5]$ et sur la base des performances obtenues en triphasé, les stratégies telles que la modulation à trois intervalles, la modulation subharmonique et la modulation MLI calculée ont été sélectionnées pour commander la structure pentaphasée. Nous avons montré que ces trois dernières modulations permettent d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie du convertisseur matriciel sans toutefois modifier les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone pentaphasée.

Mots clés : Machine asynchrone pentaphasée, convertisseur matriciel $[3 \times n]$, la MLI à trois intervalles, la MLI subharmonique, la MLI calculée, technique de Venturini et la technique de Roy, commande vectorielle, régulateur PI.

Abstract:

The work presented in this thesis is a contribution to the analysis and PWM control of matrix converter $[3 \times n]$ topology and its application to the control of multiphase induction machines drives. Thus, we have developed some modulation strategies adapting the converter which the matrix structure is $[3 \times n]$ and which supplies a multiphase induction machine. Topologies $[3 \times 3]$ and $[3 \times 5]$ were taken as examples. Several modulation strategies were developed, analyzed, and compared on the basis of: the form of voltage by simulation and real time implementation, the THD rate and the extension of the fundamental of the output voltage depending on the adjustment coefficient. These modulation techniques are: PWM three intervals, the PWM subharmonic modulation, PWM calculated modulation and the PWM Venturini and Roy algorithms. In the case of topology $[3 \times 5]$ and based on the performances obtained in three phases, strategies such as modulation at three intervals, the subharmonic modulation and the calculated PWM modulation were selected to control the five-phase induction machine. We have shown that in the last three modulations can broaden the linear region of the output voltage control of matrix converter without changing the performance of the combination of matrix converter to five-phase induction machine.

Key Words: Five-phase induction machine, matrix converter $[3 \times n]$, PWM three intervals, subharmonics PWM, calculated PWM, PWM Venturini and Roy algorithms, vector control. PI regulator.