

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Automatique
Laboratoire de Commande des Processus



Thèse de Doctorat en Génie Electrique

Option : Automatique

Présenté par :

BETTACHE Farouk

Magister en Génie électrique

Thème

Contribution à l'Optimisation et à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Étoile

Soutenu le publiquement le: 03/ 05 / 2017 devant le jury composé de :

Président :	MAHMOUDI Md Oulhadj	Prof	ENP
Directeur de thèse :	TADJINE Mohamed	Prof.	ENP
Co-Directeur de thèse :	NEZLI Lazhari	Prof	ENP
Examineurs:	BERKOUK El Madjid	Prof	ENP
	BENMANSOUR Khelifa	Prof	U. Médéa
	GROUNI Said	Prof	UMB, Boumerdes
	BOUDANA Djamel	MCA	U. Médéa

ENP 2017

Remerciements

الذي علمني و قدرني على إتمام هذا الأطروحة: Je tiens à remercier tout d'abord mon dieu.

Je tiens particulièrement à remercier mon directeur de thèse, **Pr TADJINE Mohamed**, 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 orienté mes recherches au cours de cette thèse, je lui exprime toute ma connaissance pour son apport scientifique indéniable, son approche rigoureuse et son expérience d'où j'ai pu bénéficier. Grace à sa grande disponibilité et sa persévérance, j'ai réussi à résoudre les problèmes rencontrés durant ces travaux.

Les travaux présentés ici n'auraient certainement pas été menés à bien sans la collaboration et l'amabilité de l'ensemble de mes collègues chercheurs du département de Génie Mécanique et Electrique de l'université **Dr. Yahia Fares de Médéa**. Je les remercie tous pour leurs encouragement et en particulier les **Pr TLEMÇANI Abdelhalim** et **Pr ABDELLAH EL-HADJ Abdellah** pour leurs précieux conseils.

Je remercie de tout mon cœur toute ma famille, mon père décédé (Que Dieu bénisse son âme), ma mère, mon frère, ma femme et mes chères enfants, qui m'ont soutenu, m'ont encouragé et m'ont motivé pour terminer ce travail.

Enfin, mes remerciements vont à mes amis, qui m'ont encouragé tout au long de cette expérience.

Mes remerciements vont également à tous les enseignants du département de génie électrique.

ملخص:

الهدف في هذه الأطروحة يتمحور حول التعديل الشعاعي الفضائي المباشر، نموذج الدارة الكهربائية عالي الطاقة يتكون من محولين ذوي المصفوفة ومن محرك لا متزامن ثنائي النجم. قمنا في هذا العمل بتعديل استراتيجيتين إلى كلا المحولين: استراتيجية متناظرة وأخرى غير متناظرة وهذا لتحسين عدد التبديلات لقواطع المحول ذات المصفوفة أثناء فترة أخذ العينات. التحكم في المحرك تحقق بواسطة التحكم الشعاعي للتدفق الدوار عن طريق المعدلات الكلاسيكية، ثم قمنا بتحسين زمن الاستجابة للسرعة باستبدال المصحح الخارجي الكلاسيكي لهذا الأخيرة بمعدل مستحدث يستعمل بما يسمى المنطق الضبابي. النتائج المتحصل عليها كانت جد حسنة.

كلمات مفتاحية: التعديل الشعاعي الفضائي استراتيجيات متناظرة، استراتيجيات غير متناظرة، محرك لا متزامن ثنائي النجم، التحكم الشعاعي، تقنية فانتوريني، تقنية روي، المعدلات الكلاسيكية، المعدلات ذو المنطق الضبابي.

Abstract:

The objective in this thesis is focused around direct space vector modulation (SVM), the power circuit model, consists of two matrix converters and asynchronous machine double star. Two switching strategies are given, simulated and analyzed with direct spatial vector modulation (SVM), namely symmetric strategy (SSVM) and asymmetric strategy, the aim is to optimize the number of switching of the matrix converter switches during a sampling period. The control of the machine is achieved by the vector control based on conventional PID controller, and then the machine response time was improved by changing the vector control of the outer loop of the speed by a fuzzy PID controller. The obtained results are very satisfied.

Key words: Space Vector Modulation, Symmetrical SVM, Asymmetrical SVM, Asynchronous Machine Double Star, Matrix Converter, Technique de Venturini, Technique de Roy, Vector control, PID controllers, Fuzzy PID controllers.

Résumé :

L'objectif poursuivi dans cette thèse est axé autour de la modulation vectorielle spatiale directe (SVM), le modèle du circuit de puissance est constitué de deux convertisseurs matriciels et une machine asynchrone à double étoile. Deux stratégies de commutation sont modélisées, simulées et analysées avec la modulation vectorielle spatiale directe (SVM), à savoir la stratégie symétrique (SSVM) et la stratégie asymétrique (ASVM), dont le but est d'optimiser le nombre de commutations des interrupteurs du convertisseur matriciel durant une période d'échantillonnage.

Le contrôle de la machine est réalisé par la commande vectorielle basée sur des régulateurs PID classiques, ensuite nous avons amélioré le temps de réponse de la machine par la substitution du régulateur classique de la boucle externe de la vitesse par un régulateur PID flou. Les résultats obtenus sont très satisfaisantes.

Mots clés : Modélisation Vectorielle Spatiale, Stratégie de Modulation SSVM, Stratégie de Modulation ASVM, Machine Asynchrone Double Etoile, Convertisseur Matriciel, Commande Vectorielle, PWM Venturini technique, PWM Roy technique, Régulateurs PID, Régulateurs PID Flou.

Table des matières

Introduction générale.....	11
Chapitre I.....	15
Modélisation du convertisseur matriciel	15
Introduction	16
I.1 Le Convertisseur matriciel	17
I.1.1 Généralités, possibilités	17
I.1.2 Lois et contraintes électriques de la structure	18
I.1.3 Limites	22
I.2. Les Convertisseurs matriciels indirects	23
I.2.1 Généralités	23
I.2.2 Lois électriques de la structure	23
I.3 Stratégies de modulation des convertisseurs matriciels	30
I.3.1 Techniques de modulation scalaires	30
I.3.2 Méthodes vectorielles	35
I.4 Conclusion.....	48
Chapitre II	50
Modélisation de la machine asynchrone double étoile	50
Introduction	51
II.1 Modélisation de la machine asynchrone polyphasée	52
II.2 Hypothèses simplificatrices :	52
II.3. Modélisation de la machine asynchrone polyphasée	53
II.3.1 Équations électriques	53
II.3.2 Puissance transitée dans la machine	53
II.3.3 Équations magnétiques	54
II.3.4 Équation mécanique	54
II.4. Modélisation de la MAS polyphasée dans la base propre	56
II.4.1 Changement de base	56
II.4.2 Propriétés des matrices de changement de base	57
II.4.3 Matrices inductances de la machine dans la base de Concordia	57
II.4.4 Équations électriques de la machine dans la base propre	60
II.4.5 Équations magnétiques de la machine dans la base propre	61
II.4.6 Équation mécanique de la machine dans la base propre	62
II.5 Modélisation de la machine asynchrone double étoile	64
II.5.1 Equations électriques de la MASDE	65

II.5.2	Modèle de machine MASDE dans le plan de Concordia généralisé	68
II.5.3	Modèle de la MASDE dans le plan park	72
II.6	Simulation et interprétation des résultats	75
II.7	Conclusion	78
Chapitre III	79
Stratégies de commutation de la modulation vectorielle directe	79
Introduction	80
III.2	Stratégies de commutation.....	81
III.2.1	Stratégie de commutation symétrique SVM (SSVM).....	81
III.2.2	Stratégie de commutation asymétrique SVM (ASVM)	82
III.3	Détermination des variables des rapports cycliques.....	83
III.4	Génération des signaux MLI	84
III.4.1	Stratégie SSVM.....	84
III.4.2	Stratégie ASVM	86
III.5	Résultats de simulation.....	86
III.5.1	Performances de L'association du Convertisseur Matriciel à une Charge RL	86
III.5.1.2	Analyse spectrale des stratégies SSVM et ASVM.....	92
Figure III.21:	Comparaison des THD des deux stratégies	93
III.5.2	Performances De L'association Convertisseurs Matriciels -MASDE	93
III.6	Conclusion	98
Chapitre IV	99
Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile par logique floue	99
Introduction	100
IV.1	Principe de la commande du flux orienté.....	100
IV.2.	Différents modèles mathématiques d'orientation du flux	100
IV.3	Expression générale de la commande	101
IV.3.1	Orientation du flux rotorique	102
IV.4	Stratégies de commande	103
IV.4.1.	Méthode indirecte	103
IV.4.2.	Méthode directe.....	103
IV.5	Découplage par compensation.....	103
IV.5.1	Calcul de flux φ_r	107
IV.5.2.	Calcul de θ_s, ω_s	107
IV.5.3	Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique oriente ...	108
IV.6	Calcul des régulateurs	108

IV.5 Simulation et interprétation	112
IV.5.1 Simulation du couple électromagnétique de référence	112
IV.5.2 Simulation de la vitesse de référence	115
IV.6 Commande de la vitesse de la MASDE par logique floue	118
III.7 Simulation et interprétation des résultats.....	120
III.8 Comparaison entre les résultats de la commande vectorielle utilisant des régulateurs classiques avec celles de la logique floue.....	123
IV.7. Conclusion.....	123
Conclusion générale	125
Annexe	128
Les interrupteurs Quatre Segments	130
Bibliographies	133

Liste Des Notations

MASDE	Machine asynchrone double étoile.
CM	Convertisseur matriciel
r, s, t	Indices correspondants aux trois phases r, s, t.
r	Grandeur rotor ou de repère rotor (R).
s	Grandeur stator ou de repère stator (S).
d-q	Axe direct (en quadrature).
f_T	Fréquence d'échantillonnage.
f_{in}	Fréquence du port d'entrée.
f_{out}	Fréquence du port de sortie.
φ_i	Déphasage entre la tension d'entrée et le courant d'entrée.
φ_o	Déphasage entre la tension de sortie et le courant de sortie.
f_{ij}	Fonctions de connexion reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».
i_r, i_t, i_t	Courants du port d'entrée
i_u, i_v, i_w	Courants du port de sortie
T_{ech}	Période d'échantillonnage.
U_r, U_s, U_t	Tensions de phase du port d'entrée.
U_u, U_v, U_w	Tensions de phase du port de sortie.
$V_{réf}$	Tension de référence.
V_o	Tension de sortie.
V_i	Tension d'entrée.
ω_o	Fréquence angulaire du port de sortie.
ω_i	Fréquence angulaire du port d'entrée.
θ_o	Phase initiale de la tension du port de sortie.
θ_i	Phase initiale de la tension du port d'entrée.
q	Ratio de tension Sortie sur entrée.
δ	Angle de déphasage entre les deux systèmes de tension d'alimentation.
γ	Angle de décalage physique entre les deux systèmes de bobines du stator
R_{s1}, R_{s2}, R_r	Résistances des enroulements statoriques 1 et 2 et rotorique par phases.
L_{s1}, L_{s2}, L_r	Inductances propres de fuites statorique 1 et 2 et rotorique de phase.
L_m	Inductance mutuelle cyclique entre stator 1 et 2 et le rotor.
$L_{s1,r}, L_{s2,r}$	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
$L_{s1,s2}$	Inductance mutuelle entre phases du stator 1 et 2.
$\varphi_r, \varphi_{s1}, \varphi_{s2}$	Flux statoriques, rotoriques.
φ_{rd}	Flux rotorique suivant l'axe d.
φ_{rq}	Flux rotorique suivant l'axe q.
T_r	Constante de temps rotorique.
p	Nombre de pair de pôles.
C_{em}	Couple électromagnétique.
J	Moment d'inertie.
K_f	Coefficient de frottement
C_r	Couple résistant.
ω_s, ω_r	Pulsations électriques statoriques et rotoriques.

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I-1	Transitions sûres entre les interrupteurs Aa et Ba pour un courant positif.	29
Tableau I-2	Transitions sûres entre les interrupteurs Aa et Ba pour un courant négatif.	29
Tableau I-3	Les 9 états du redresseur de la modulation indirecte.	37
Tableau I-4	Liste des 6 états de l'onduleur de la modulation indirecte	40
Tableau I-5	Les 9 états du redresseur de la modulation indirecte.	46
Tableau I-6	Sélection des états suivant le secteur de k_v et k_i .	47
Tableau III-1	Vecteurs nuls pour SSVM	82
Tableau III-2	Vecteurs nuls pour ASVM	82
Tableau III-3	localisation de secteur	83
Tableau IV-1	Base de règles pour la sortie k_p	119
Tableau IV-2	Base de règles pour la sortie k_i	119
Tableau IV-3	Comparaison entre les deux commandes vectorielle : PID et logique floue	123

LISTE DES FIGURES

Figure I.1	Synoptique d'un variateur de vitesse	16
Figure I.2	Convertisseur matriciel.	17
Figure I.3	Convertisseur matriciel idéalisé.	18
Figure I.4	Cellules de commutation du convertisseur matriciel.	20
Figure I.5	Enveloppes des tensions composées d'entrée limitant l'amplitude de sortie	22
Figure I.6	Convertisseur matriciel "indirect".	23
Figure I.7	Configurations inappropriées pour la transition du courant I_a de la phase A à la phase B	26
Figure I.8	Convertisseur matriciel biphasé-monophasé.	27
Figure I.9	Ordre des commutations pour faire passer I_a de la phase A à la phase B	29
Figure I.10	Tensions Simple Instantanées obtenue par l'Algorithme de Venturini.	32
Figure I.11	Illustration du rapport de transformation en tension limité à 0,867.	33
Figure I.12	Génération de la modulation par comparaison.	35
Figure I.13	Schéma équivalent du convertisseur matriciel pour "modulation indirecte"	36
Figure I.14	Secteur de vecteur de commutation du courant d'entrée.	37
Figure I.15	Projection du vecteur i_E .	38
Figure I.16	La Forme de la tension intermédiaire fictive.	39
Figure I.17	Représentation du polygone de commutation des tensions	41
Figure I.18	Projection de la tension de référence V_s .	43
Figure I.19	Répartition des séquences de commutation.	41
Figure I.20	Diagrammes vectoriels de la SVM.	45
Figure I.21	Décomposition des vecteurs de référence.	47
Figure I.22	Séquencement de la modulation vectorielle.	48
Figure II.1	Représentation schématique des enroulements de la MASDE.	52
Figure II.2	Représentation de la machine polyphasée dans la base naturelle.	55
Figure II.3	Repères de la machine	57
Figure II.4	Repères de la machine	59
Figure II.5	Représentation schématique des enroulements de la MASDE.	65
Figure II.6	Représentation du modèle de Concordia généralisé de la MASDE	69
Figure II.7	Représentation du modèle de Concordia triphasé de la MASDE	70
Figure II.8	Représentation de la MASDE et sa machine biphasée.	73
Figure II.9	Evolution des caractéristiques de la MASDE alimenté par deux sources sinusoïdales avec l'application d'un couple de charge nominale de $C_r=14$ entre l'intervalle de temps $t= [1.75 \ 3.5]$ s.	78
Figure III.1	Construction des vecteurs de références.	80
Figure III.2	Séquencement des vecteurs actifs et nuls	81
Figure III.3	Séquencement des vecteurs nuls ($k_v = 1$ et $k_i = 1$)	82
Figure III.4	Séquencement des vecteurs nuls ($k_v = 1$ et $k_i = 1$)	83
Figure III.5	Calcul de secteur et angle des grandeurs de références.	83
Figure III.6	Rapports cycliques.	84
Figure III.7	Génération du signal MLI pour SSVM	85
Figure III.8	Sélection des vecteurs actifs et nuls.	85
Figure III.9	Sélecteur des états de commande	85

Figure III.10	Génération des signaux MLI pour ASVM.	86
Figure III.11	Courant d'entrée i_r non filtré.	87
Figure III.12	Courant d'entrée i_r filtré.	88
Figure III.13	Déplacement entre la tension et le courant d'entrées.	88
Figure III.14	Tension de sortie composé V_{uv} non filtrée (a) et filtrée (b).	89
Figure III.15	Courant de sortie i_u .	90
Figure III.16	Tension de phase de sortie V_u , Tensions d'entrées V_s, V_t et V_r .	90
Figure III.17	Courants de sortie i_u, i_v et i_w .	91
Figure III.18	Signaux de contrôle PWM pour SSVM et ASVM.	91
Figure III.19	Caractéristiques des tensions V_{u1} et V_{u2} de sortie des convertisseurs matriciels commandés par la stratégie ASVM ($f_s = 50Hz$ et $f_s = 25Hz$).	92
Figure III.20	Les caractéristiques du taux d'harmoniques et rf en fonction du taux de modulation q.	92
Figure III.21	Comparaison des THD des deux stratégies.	93
Figure III.22	Caractéristiques des tensions V_{u1} et V_{u2} de sortie des convertisseurs matriciels commandés par la stratégie ASVM ($f_s = 50Hz$ et $f_s = 25Hz$).	95
Figure III.23	Performances de l'association convertisseurs matriciels-MASDS commandée par la stratégie ASVM pour ($f_s = 50Hz$ et $q = 0.86$)	96
Figure III.24	Performances de l'association convertisseurs matriciels-MASDS commandée par la stratégie ASVM pour ($f_s = 25Hz$ et $q = 0.86$)	97
Figure IV.1	Principe de la commande du flux orienté.	101
Figure IV.2	Orientation du flux rotorique	101
Figure IV.3	Description des couplages.	102
Figure IV.4	Modèle de la machine.	104
Figure IV.5	Découplage par addition des termes de compensation	105
Figure IV.6	Schéma de principe d'une commande vectorielle.	107
Figure IV.7	Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté alimentée en tension.	108
Figure IV.8	Schéma fonctionnel des régulateurs des courants i_{sd1} et i_{sd2} .	109
Figure IV.9	Schéma fonctionnel de régulation du flux φ_r .	110
Figure IV.10	Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse ω_r .	111
Figure IV.11	Schéma de la commande découplée (Boucle ouverte).	113
Figure IV.12	Couple de référence	114
Figure IV.13	Commande vectorielle à flux orienté indirecte	114
Figure IV.14	Schéma bloc de la commande vectorielle directe en boucle fermée.	116
Figure IV.15	Simulation de la commande vectorielle directe de MASDE	117
Figure IV.16	Principe d'adaptation du PI par la logique floue	118
Figure IV.17	Distribution des sous-ensembles flous relatifs à e et Δe	120
Figure IV.18	Fonction d'appartenance pour $k'p, k'i$,	120
Figure IV.19	Schéma bloc de la commande par la logique flou de la vitesse.	121
Figure IV.20	Forme d'adaptation des gains Kp et Ki	121
Figure IV.21	Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une application de charge et inversion de sens de rotation	122

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 [Deh-05] [Xav-03]. 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 [Deh-05] [Men-09]. 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 phase au-delà de trois conduira également à offrir une fiabilité accrue en permettant de fonctionner en défaut une ou plusieurs phases. Un des exemples les plus courants de machines polyphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE).

Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques, les deux étoiles, se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Le principal avantage de ce type de moteur est l'élimination du couple harmonique de rang six, que l'on retrouve habituellement dans les moteurs triphasés alimentés par onduleur [Mor-07].

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 les réseaux électrique. C'est dans ce contexte que le convertisseur à structure matricielle pourra remplacer le convertisseur conventionnel grâce aux nombreux avantages qui sont [Nef-92] [Sch-98] [Rod-05]:

- Il convertit directement la fréquence, générant ainsi des tensions triphasées variable en amplitude et en fréquence à partir des tensions triphasées d'entrée sans passage par un circuit intermédiaire continu. Chose qui permettrait d'augmenter la durée de vie du convertisseur (absence des condensateurs électrolytiques) et diminuerait son volume.
- 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).

Les inconvénients du convertisseur matriciel consistent d'abord en 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 à 0.886[Cas-02] [Gru-10].

Les entraînements électriques sont des systèmes non linéaires, multi-entrées, multi-sorties, avec des paramètres variables. La commande des différentes variables (couple, vitesse ou position) se fait à partir des signaux de retour du système (tension, courant, vitesse du rotor, etc.). On distingue les commandes scalaire et vectorielle. Dans le cas de la commande scalaire, l'amplitude de la variable de commande est réglée, tandis que dans le cas de la commande vectorielle, l'amplitude et la phase de la variable de commande sont réglées.

La commande de la machine asynchrone double étoile est semblable à la commande de la machine asynchrone triphasée, mais avec un nombre de grandeurs à régler plus grand. La commande vectorielle rend la commande d'une telle machine similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Les premiers régulateurs utilisés sont les PID. Ils présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Néanmoins, ils ont une robustesse médiocre vis-à-vis des variations paramétriques de la machine. Les régulateurs ou les commandes basées sur les techniques de l'intelligence artificielle ont l'aptitude de remplacer les régulateurs PID, car ils sont des régulateurs non linéaires utilisant le raisonnement et le fonctionnement du cerveau humain comme par exemple la logique floue.

Dans le cadre de ce travail de thèse, nous allons présenter les différentes structures des convertisseurs matriciels, les stratégies de modulations, les stratégies de commutations, la modélisation de la MASDE, la commande vectorielle de la vitesse par des régulateurs classiques et flous.

Dans le premier chapitre, nous allons présenter la modélisation du convertisseur matriciel ainsi que deux stratégies de modulation, à savoir, la stratégie scalaire et la stratégie vectorielle. Dans la première stratégie nous allons présenter quelques méthodes de modulation: Méthode de Venturini et roy, Méthode de Venturini améliorée et Algorithme d'Ishiguro (MLI). Pour la deuxième stratégie nous étudierons la méthode vectorielle indirecte et la méthode vectorielle directe.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la MASDE et de son alimentation [Ber-04], [Had-01]. Après une description de la machine, nous développerons en premier lieu un modèle triphasé de la MASDE, en second lieu le modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Nous commenterons enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation de ces derniers.

Dans le troisième chapitre, nous détaillerons les stratégies de commutation qui gèrent le séquençement des configurations, à savoir l'ordre dans lequel les vecteurs actifs et nul sont appliqués le long d'une période de commutation. Pour cela, on va simuler et analyser deux stratégies de commutation : Stratégie de Commutation Symétrique (SSVM) et Stratégie de Commutation Asymétrique (ASVM) [Lar-02]. L'étude par simulation est effectuée sous l'environnement Simulink du Matlab.

Le quatrième chapitre est dédié à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE. Un aperçu sur le principe de la commande vectorielle ainsi qu'un rappel sur ses différentes méthodes s'avère être utile. Par la suite, nous passerons tout d'abord à l'application de la méthode indirecte, puis à celle directe [Ami-12]. Toutefois, en exposant les résultats d'un ensemble de simulations et d'interprétations afin de caractériser les performances de chaque méthode. D'autre part, nous exposerons les bases historiques de la logique floue, ainsi que les principes de raisonnement, et les propriétés des ensembles flous. On termine avec la conception d'un contrôleur PI adaptatif utilisant la technique Gains Sheduling (FLC-PI adaptatif) pour le réglage de la vitesse de la MASDE. Alors, Un contrôleur à logique floue ayant comme entrée l'erreur de la vitesse et sa dérivée est utilisée pour ajuster en temps réel les paramètres du contrôleur PI.

Chapitre I

Modélisation du convertisseur matriciel

Introduction

Une des applications industrielles en plein essor est l'alimentation des moteurs électriques, par variateur de vitesse, des convertisseurs de l'électronique de puissance. Un variateur permet d'asservir le couple ou la vitesse des machines tournantes, tout en ayant un très bon rendement.

Comme le montre le synoptique de la Figure I.1, le convertisseur d'un variateur de vitesse relie une source électrique alternative (monophasée ou triphasée) à un moteur (le plus souvent alternatif) par un dispositif de filtrage situé de part et du convertisseur. Ces variateurs sont conçus autour d'une même architecture. Des grandeurs importantes (comme le couple, la vitesse de la machine tournante, les tensions ou les courants) sont traitées par un organe de commande permettant de piloter le convertisseur et ainsi réguler la ou les grandeurs souhaitées. Un dispositif de protection est connecté au convertisseur du variateur afin de réduire au maximum tout risque de destruction du système.

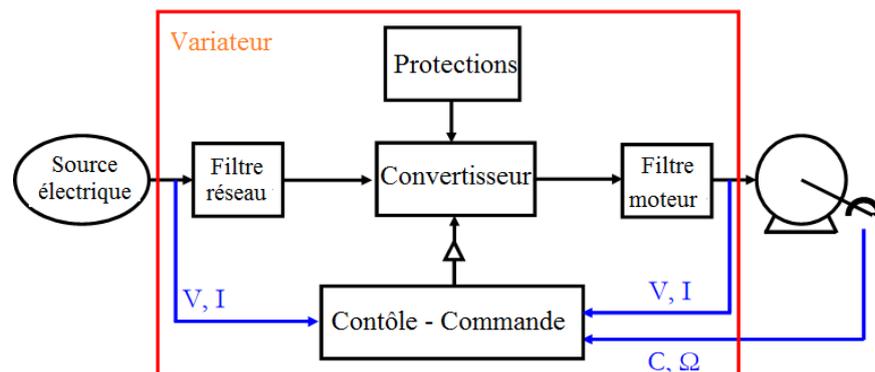


Figure I.1: Synoptique d'un variateur de vitesse

Il existe plusieurs topologies de convertisseurs. La première famille assure une conversion alternatif-alternatif (AC/DC/AC). C'est celle qui est actuellement la plus répandue dans l'industrie. La seconde famille assure une conversion directe alternatif-alternatif (AC/AC). Cette conversion directe peut être assurée, soit par des cyclo convertisseurs, soit par des convertisseurs matriciels. On écartera de cette étude les cyclo convertisseurs, qui sont utilisés pour des applications de très forte puissance (>10MW).

Cette thèse s'intéresse à la conversion directe AC/AC entre un réseau alternatif triphasé et une machine asynchrone à double étoile. Ce chapitre s'oriente vers la présentation des variateurs de vitesse à base de convertisseurs sans stockage, directe et indirecte. Enfin, les méthodes de modulation décrites dans la littérature scientifique seront exposées, présentant ainsi la difficulté de contrôle de ces convertisseurs.

I.1 Le Convertisseur matriciel

I.1.1 Généralités, possibilités

Le convertisseur matriciel, présenté à la Figure I.2, a été proposé en 1976 par Guygyi - Pelly [Guy-76]. C'est un convertisseur direct, totalement réversible. La dénomination "direct" découle du fait que ce convertisseur ne possède aucun étage de stockage intermédiaire dans la chaîne de conversion. Il convertit un réseau triphasé en un autre réseau triphasé de fréquence et d'amplitude variables. Il est apte à connecter chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par l'intermédiaire de neuf interrupteurs quatre segments à commutation forcée. Ces interrupteurs seront présentés dans la partie I.3.3.

Ce convertisseur permet à la fois une absorption sinusoïdale des courants réseaux mais également une consommation nulle de puissance réactive.

Ces convertisseurs étant commandés par MLI, le volume ainsi que le coût du dispositif de filtrage d'entrée nécessaire sont réduits.

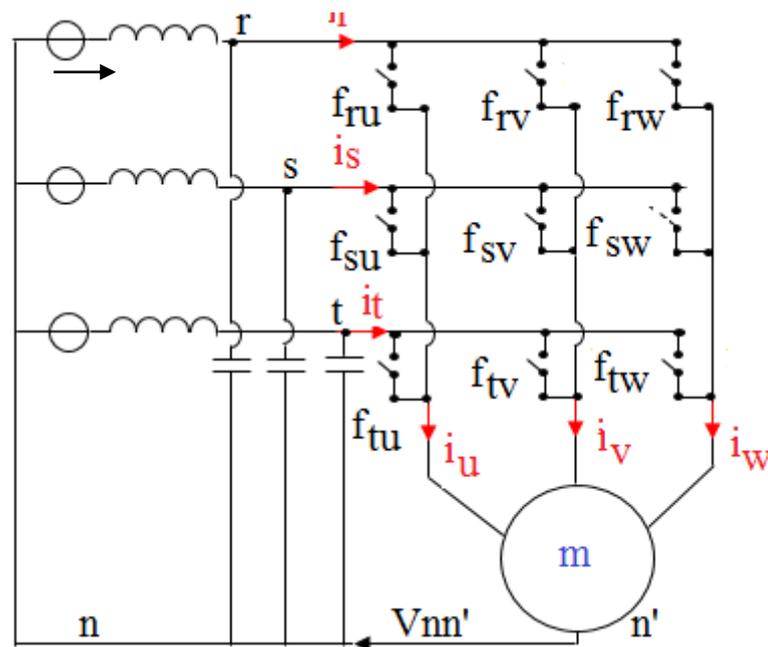


Figure I.2 : Convertisseur matriciel.

Ce type de convertisseur possède une haute densité de puissance, une grande compacité et potentiellement une haute fiabilité puisque aucun condensateur de stockage n'est a priori nécessaire.

Les potentiels d'entrée, nommés r , s et t , sont connectés à la sortie du filtre engendrant une source de nature capacitive sur l'entrée, assimilée à une source de tension. Ces trois

potentiels sont référencés par rapport au potentiel n, neutre du réseau d'entrée. Les potentiels de sortie nommés **u**, **v** et **w** sont connectés à un moteur. Le moteur étant de nature inductive, son comportement peut être assimilé à une source de courant, permettant ainsi le respect de l'alternance des sources. Ces potentiels de sortie sont quant à eux, référencés à un neutre moteur n' . Une tension de mode commun entre ces deux potentiels de référence apparaît, nommée $v_{n'n}$. Le convertisseur matriciel idéalisé est présenté à la Figure I.3

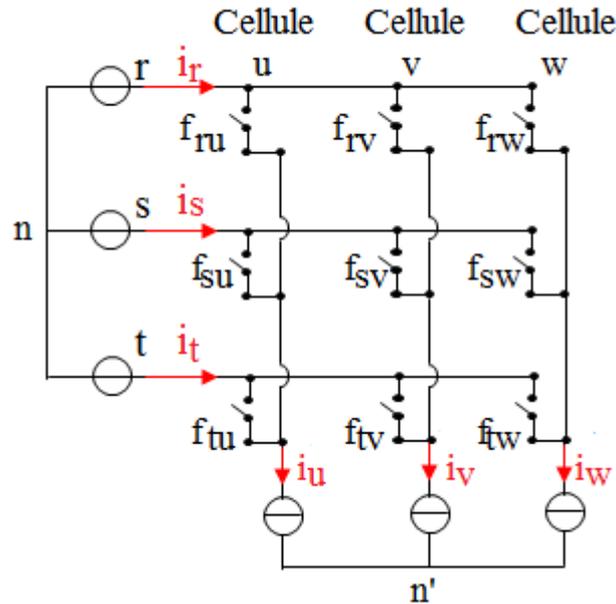


Figure I.3 : Convertisseur matriciel idéalisé.

Les grandeurs de références seront symbolisées par leur nom suivi d'une étoile (*) tandis que leurs mesures seront symbolisées uniquement par leur nom.

I.1.2 Lois et contraintes électriques de la structure

Le réseau d'entrée peut être défini par un vecteur d'amplitude V_E et de fréquence f_{in} (relation (I.1)). De même, la référence de courant de ligne à prélever sur le réseau d'entrée, d'amplitude I_E et en phase avec sa tension simple d'entrée, est définie par l'équation (I.2).

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

$$\begin{bmatrix} I_r^* \\ I_s^* \\ I_t^* \end{bmatrix} = I_E \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{in} t) \\ \cos(2\pi f_{in} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_{in} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

La puissance instantanée délivrée par le réseau d'entrée, nommée P_E est égale au produit scalaire des vecteurs tension et courant, définis par la relation (I.3).

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

La référence en tension du réseau de sortie peut être définie par un vecteur, d'amplitude et de fréquence respectivement égales à V_S et f_{out} , décrit par (I.4). De même les courants de sortie, d'amplitude égale à I_S et déphasés de φ_S par rapport aux tensions simples de sortie, sont définis par la relation (I.5).

$$\begin{bmatrix} v_{un'}^* \\ v_{vn'}^* \\ v_{wn'}^* \end{bmatrix} = V_S \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{out} t) \\ \cos(2\pi f_{out} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_{out} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

$$\begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} = I_S \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{out} t) \\ \cos(2\pi f_{out} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_{out} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

La puissance instantanée délivrée en sortie, nommée P_S est égale au produit scalaire des vecteurs tension et courant de sortie, défini par l'équation (I.6).

$$P_S = \begin{bmatrix} v_{un'} \\ v_{vn'} \\ v_{wn'} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}^T = v_{un'} \times i_u + v_{vn'} \times i_v + v_{wn'} \times i_w \quad (\text{I.6})$$

Le convertisseur matriciel ne possédant aucun élément de stockage, les puissances d'entrée et de sortie peuvent être considérées égales, aux pertes silicium près.

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

La formulation des grandeurs électriques du convertisseur s'appuie principalement sur une écriture matricielle de la topologie [*Fra-96*] (matrice de connexion nommée [F]) ainsi que sur l'utilisation des fonctions de connexion (f_{ij}), décrite par l'équation (I.8).

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

Ces fonctions de connexion (fonction logique) décrivent l'état des interrupteurs constituant ce convertisseur [Cam-96]. Une fonction de connexion égale à un ($f_{ij} = 1$) correspond à un interrupteur fermé alors que cette même fonction de connexion égale à zéro ($f_{ij} = 0$) correspond à un interrupteur ouvert.

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

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

Comme présenté à la Figure I.4, le convertisseur matriciel est composé de trois cellules de commutation, indicées par la phase de sortie qu'elles connectent (**u**, **v**, **w**).

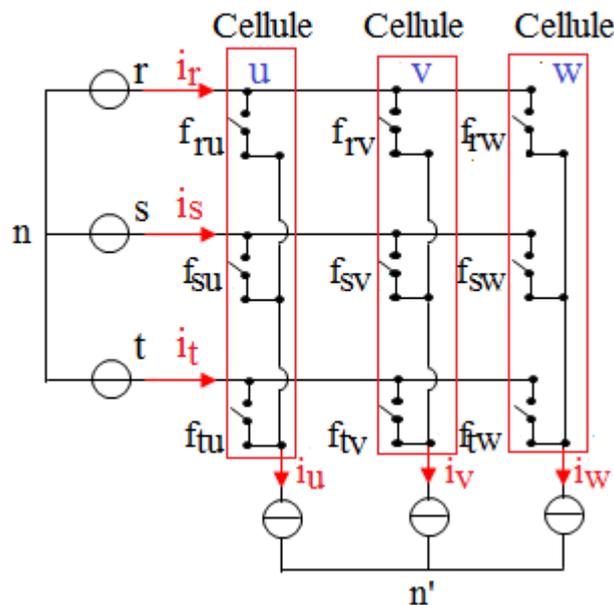


Figure I.4 : Cellules de commutation du convertisseur matriciel.

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

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

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

Dans un convertisseur, les commandes (MLI) des interrupteurs doivent être telles que, sur une période d'échantillonnage (T_{ech}), les valeurs moyennes des tensions de sortie soient égales à leurs tensions de référence. Si la fréquence de commutation f_{ech} , égale à $1/T_{ech}$, est nettement supérieure aux fréquences du réseau d'entrée et des références de sortie, on peut considérer comme constantes les tensions d'entrée sur une période d'échantillonnage T_{ech} .

Si t_{ij} représente le temps de fermeture de l'interrupteur correspondant, durant l'intervalle T_{ech} , les valeurs moyennes des tensions de sortie s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} v_{un'} \\ v_{un'} \\ v_{un'} \end{bmatrix}_{/T_{ech}} = \frac{1}{T_{ech}} \begin{bmatrix} t_{ru} & t_{rv} & t_{rw} \\ t_{su} & t_{sv} & t_{sw} \\ t_{tu} & t_{tv} & t_{tw} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{un'}^* \\ v_{vn'}^* \\ v_{wn'}^* \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

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

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

On considérera que le modulateur MLI remplit sa fonction. Par conséquent, les valeurs moyennes sur une période d'échantillonnage T_{ech} sont égales à leurs références. Par la suite, on utilisera uniquement la notation correspondant aux valeurs moyennes sur la période d'échantillonnage T_{ech} . Cette formulation moyenne conduit aux équations suivantes :

$$[M] = \begin{bmatrix} m_{ru} & m_{rv} & m_{rw} \\ m_{su} & m_{sv} & m_{sw} \\ m_{tu} & m_{tv} & m_{tw} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} = [M] \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} = [M]^T \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

$$\begin{cases} m_{ru} + m_{su} + m_{tu} = 1 \\ m_{rv} + m_{sv} + m_{tv} = 1 \\ m_{rw} + m_{sw} + m_{tw} = 1 \end{cases} \quad \text{Avec : } 0 \leq m_{ij} \leq 1 \quad (I.15)$$

Le convertisseur matriciel ne possédant aucun élément de stockage, ses puissances d'entrée et de sortie peuvent être considérées égales. Comme on fonctionne en régime sinusoïdal triphasé équilibré, les puissances moyennes sont constantes et égales (I.16).

$$P = P_E = P_S = \frac{3}{2} V_E \cdot I_E = \frac{3}{2} V_S \cdot I_S \cdot \cos(\varphi_S) \quad (\text{I.16})$$

I.1.3 Limites

Du fait de l'absence d'élément de stockage, le convertisseur matriciel possède une limite intrinsèque quant au niveau maximal de l'amplitude des tensions générées en sortie [Ale-89]. L'amplitude de la plus grande tension composée de sortie est, à chaque instant, inférieure ou égale à l'amplitude de la plus grande tension composée d'entrée. L'amplitude de la tension composée de sortie est donc limitée à la valeur minimale de la plus grande tension composée d'entrée. La Figure I.5 montre l'enveloppe basse et haute des tensions composées du réseau d'entrée (avec un réseau ayant une tension simple de 230V efficace et une de fréquence 50 Hz) illustrant ainsi la limite de l'amplitude maximale des tensions composées de sortie. Cette valeur est égale à la tension composée d'entrée maximale multipliée par un rapport de $\sqrt{3}/2$ (≈ 0.867).

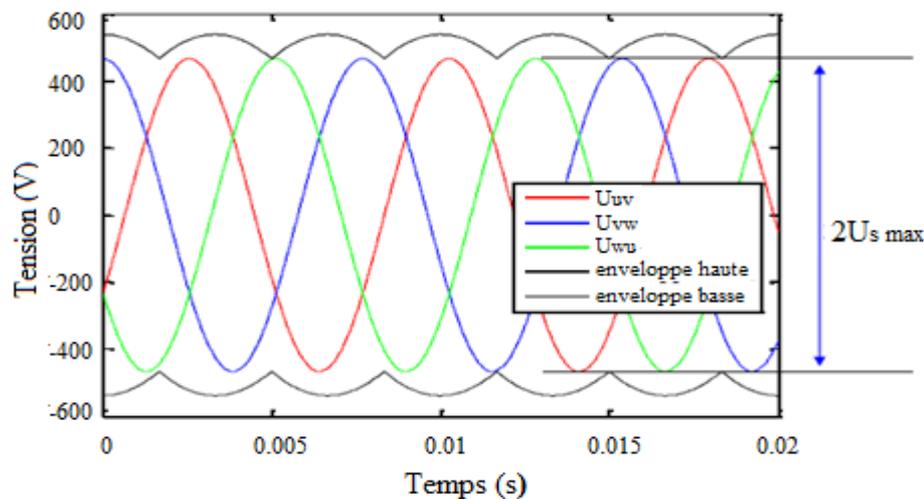


Figure I.5 : Enveloppes des tensions composées d'entrée limitant l'amplitude de sortie.

Cette contrainte peut être transposée pour l'amplitude des tensions simples. Un ratio de transformation en tension, nommé q , peut être défini comme étant le rapport entre l'amplitude de la tension de sortie et de l'amplitude de la tension d'entrée. Compte tenu de l'égalité des puissances entre l'entrée et la sortie, ce ratio s'applique aussi sur les courants (relation (I.17)).

$$q = \frac{V_S}{V_E} = \frac{I_E}{I_S \cos(\varphi_S)} \quad (\text{I.17})$$

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

I.2. Les Convertisseurs matriciels indirects

I.2.1 Généralités

Une structure équivalente "éclatée", passant par un étage intermédiaire sans éléments de stockage capacitif, peut être proposée comme alternative au convertisseur matriciel. Cette structure est composée d'une association de deux convertisseurs, d'où le nom de convertisseur matriciel indirect [Cha-10]. Un redresseur totalement commandé (à interrupteurs quatre segments) est directement connecté à un onduleur de tension (à interrupteurs trois segments) comme le montre la Figure I.6. Cette structure possède les mêmes caractéristiques d'entrée et de sortie que le convertisseur matriciel.

La tension intermédiaire, nommée u_{rec} (différence de potentiel entre p et o), doit rester positive afin de ne pas engendrer de court-circuit des condensateurs du filtre d'entrée via les diodes de l'onduleur (contrainte liée aux interrupteurs trois segments).

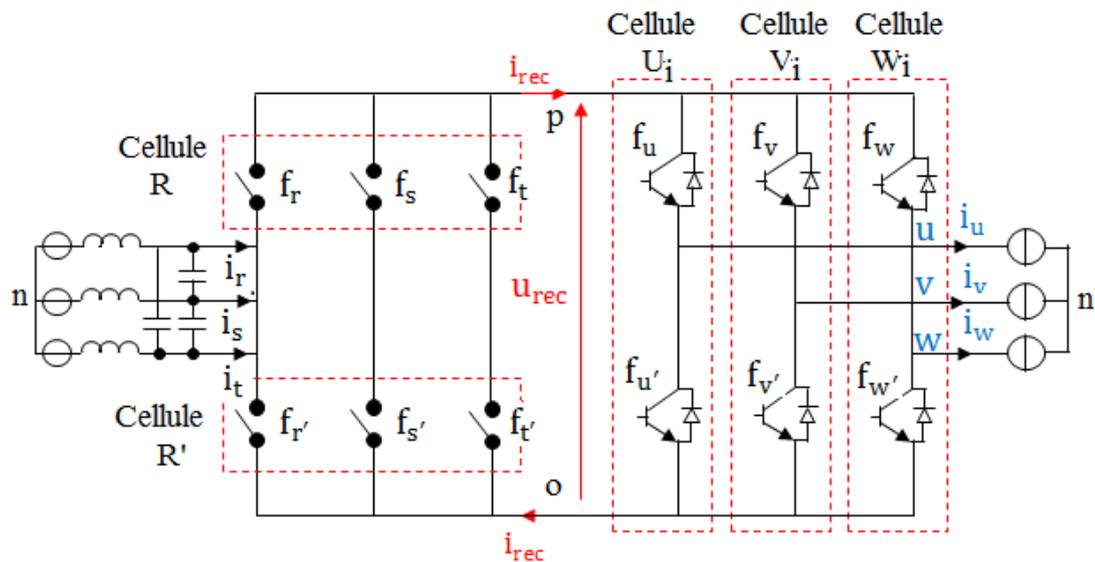


Figure 1.6 : Convertisseur matriciel "indirect".

I.2.2 Lois électriques de la structure

Le convertisseur matriciel indirect peut être dissocié en deux :

- Une première partie "redresseur".
- Une seconde partie "onduleur".

Le redresseur du convertisseur matriciel indirecte est composé de deux cellules de commutation, nommée R et R', décrites par la relation (I.18). Ces cellules de commutation doivent avoir un seul et unique interrupteur fermé à chaque instant. Cela se traduit par la relation (I.19).

$$[F_{red}] = \begin{bmatrix} f_r & f_s & f_t \\ f_{r'} & f_{s'} & f_{t'} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

$$\begin{cases} f_r + f_s + f_t = 1 \\ f_{r'} + f_{s'} + f_{t'} = 1 \end{cases} \quad (I.19)$$

Le fonctionnement du redresseur peut être décrit par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{pn} \\ v_{on} \end{bmatrix} = [F_{red}] \cdot \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} = [F_{red}]^T \cdot \begin{bmatrix} i_{rec} \\ -i_{rec} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

L'onduleur du convertisseur matriciel indirect est composé de trois cellules de commutation, nommées U_i , V_i et W_i , décrite par la relation (I.21) et répondant aux contraintes décrites par (I.22).

$$[F_{ond}] = \begin{bmatrix} f_u & f_v & f_w \\ f_{u'} & f_{v'} & f_{w'} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

$$\begin{cases} f_u + f_{u'} = 1 \\ f_v + f_{v'} = 1 \\ f_w + f_{w'} = 1 \end{cases} \quad (I.22)$$

Le fonctionnement de l'onduleur peut être décrit par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} = [F_{ond}]^T \cdot \begin{bmatrix} v_{pn} \\ v_{on} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_{rec} \\ -i_{rec} \end{bmatrix} = [F_{ond}] \cdot \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

Le produit des matrices de connexion du redresseur et de l'onduleur correspond à la matrice de connexion du convertisseur matriciel indirecte nommée $[F_{DE}]$.

$$[F_{DE}] = [F_{ond}]^T \cdot [F_{red}] = \begin{bmatrix} f_u & f_{u'} \\ f_v & f_{v'} \\ f_w & f_{w'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_r & f_s & f_t \\ f_{r'} & f_{s'} & f_{t'} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

Cette matrice est à rapprocher de celle du convertisseur matriciel puisque ces deux structures (convertisseur matriciel d'une part, convertisseur matriciel indirect de l'autre) assurent la même conversion. On peut donc établir une relation entre les fonctions de connexion du convertisseur matriciel et celles du convertisseur matriciel indirect:

$$[F] = [F_{DE}] \rightarrow \begin{bmatrix} f_{ru} & f_{rv} & f_{rw} \\ f_{su} & f_{sv} & f_{sw} \\ f_{tu} & f_{tv} & f_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_u & f_{u'} \\ f_v & f_{v'} \\ f_w & f_{w'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_r & f_s & f_t \\ f_{r'} & f_{s'} & f_{t'} \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

Une formulation en fonction de modulation des interrupteurs est également utilisable pour le convertisseur indirect. Elle engendre une équivalence des équations décrites précédemment en "fonction de connexion", transposées en "fonction de modulation". Pour chaque partie du convertisseur matriciel indirect, les matrices de conversion définies par leurs "fonctions de modulation" sont décrites par les équations (I.26) à (I.29).

$$[M_{red}] = \begin{bmatrix} m_r & m_s & m_t \\ m_{r'} & m_{s'} & m_{t'} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

$$\begin{cases} m_r + m_s + m_t = 1 \\ m_{r'} + m_{s'} + m_{t'} = 1 \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

$$[M_{ond}] = \begin{bmatrix} m_u & m_v & m_w \\ m_{u'} & m_{v'} & m_{w'} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

$$\begin{cases} m_u + m_{u'} = 1 \\ m_v + m_{v'} = 1 \\ m_w + m_{w'} = 1 \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

Les équations moyennes sur la période de modulation, peuvent être décrites comme ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} v_{pn} \\ v_{on} \end{bmatrix} = [M_{red}] \cdot \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} = [M_{red}]^T \cdot \begin{bmatrix} i_{rec} \\ -i_{rec} \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} = [M_{ond}]^T \cdot \begin{bmatrix} v_{pn} \\ v_{on} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} i_{rec} \\ -i_{rec} \end{bmatrix} = [M_{ond}] \cdot \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (\text{I.31})$$

Le produit des matrices de conversion du redresseur et de l'onduleur correspond à la matrice de conversion du convertisseur matriciel indirect nommée $[M_{DE}]$.

$$[M_{DE}] = [M_{ond}]^T \cdot [M_{red}] = \begin{bmatrix} m_u & m_{u'} \\ m_v & m_{v'} \\ m_w & m_{w'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_r & m_s & m_t \\ m_{r'} & m_{s'} & m_{t'} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

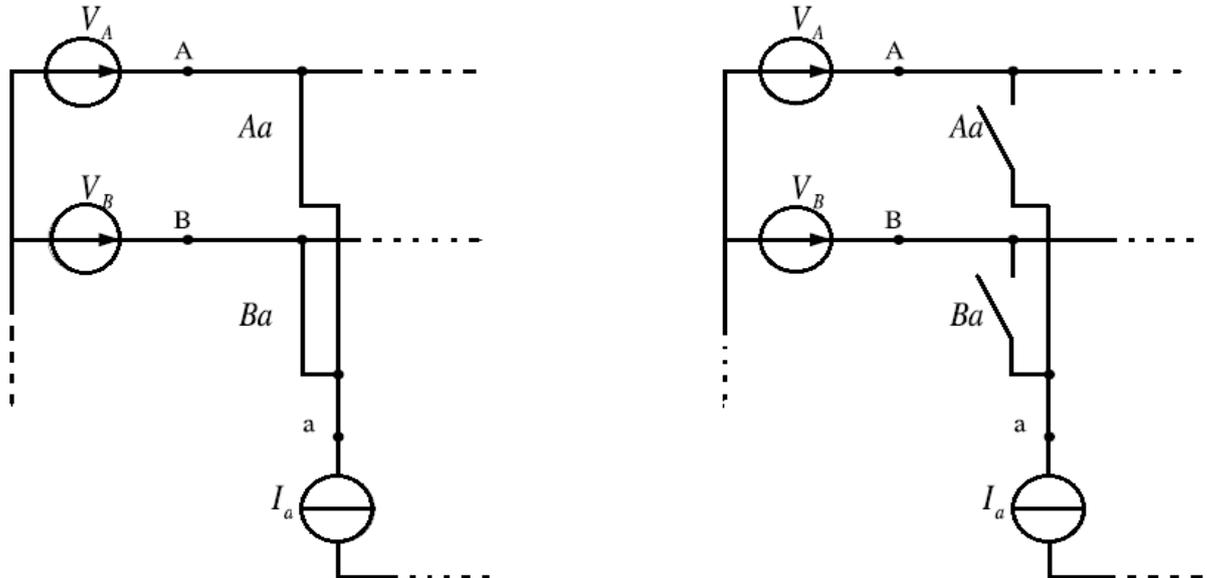
Comme précédemment, cette matrice est à rapprocher de celle du convertisseur matriciel. On a donc une relation entre les fonctions de conversion du convertisseur matriciel et du convertisseur matriciel "indirecte", telle que :

$$[M] = [M_{DE}]$$

$$\rightarrow \begin{bmatrix} m_{ru} & m_{rv} & m_{rw} \\ m_{su} & m_{sv} & m_{sw} \\ m_{tu} & m_{tv} & m_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_u & m_{u'} \\ m_v & m_{v'} \\ m_w & m_{w'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} m_r & m_s & m_t \\ m_{r'} & m_{s'} & m_{t'} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

Ces différentes relations permettent d'établir un lien entre la commande des interrupteurs d'un convertisseur matriciel et la commande d'un convertisseur matriciel indirect.

1.2.3.1 Problème de la Commutation : Pour un bras d'onduleur classique, le problème du passage d'une configuration à une autre est résolu par l'application de temps morts.



a) Court-circuit des sources de tensions

b) Source de courant ouverte

Figure I.7: Configurations inappropriées pour la transition du courant I_a de la phase **A** à la phase **B**

Pour éviter de court-circuiter la source de tension, lors du passage d'une configuration à une autre, les deux semi-conducteurs commandés sont ouverts. Pendant cette phase transitoire, la continuité du passage du courant est assurée par des diodes de roue libre. (Lors de cette phase, c'est le sens du courant qui détermine la tension du point milieu du bras de l'onduleur.)

La structure du convertisseur matriciel ne permet pas d'avoir de fonctionnement de roue libre. L'ouverture d'un interrupteur commandé doit donc être simultanée à la fermeture d'un autre (Figure I.8). Cette condition est irréalisable.

En effet, en pratique des pics de courant ou de tension se produisent lors des commutations. Ce problème a été résolu grâce au développement de la stratégie de commutation semi-douce (ou semi-soft) présentée ci-dessous.

1.2.3.2 Commutation Semi-Douce

Pour assurer une commutation (transition d'une configuration à une autre) sans danger pour les composants, plusieurs méthodes ont été présentées. Elles sont basées soit sur la connaissance du signe du courant dans chaque phase de la charge, soit sur le signe des tensions entre phases de la source de tensions. La plus répandue [Whe-04] est la stratégie de commutation du courant en quatre étapes (four-step current commutation strategy) qui utilise le signe des courants dans la charge.

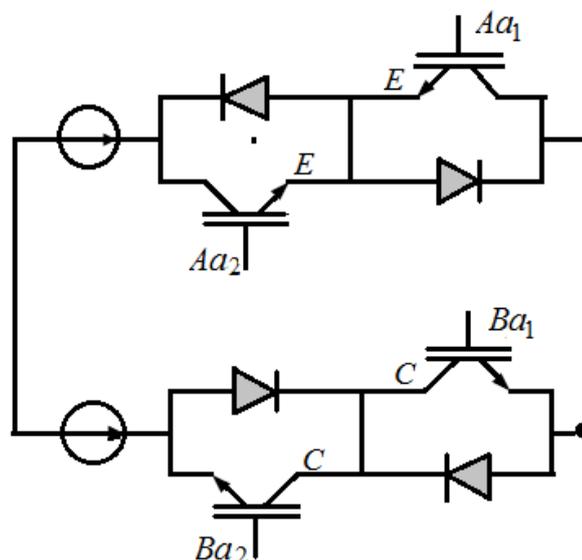


Figure I.8: Convertisseur matriciel biphasé-monophasé.

Pour expliquer cette technique de commutation dite semi-douce, prenons l'exemple du transfert du passage du courant de la phase a de l'interrupteur **Aa** à l'interrupteur **Ba** (Figure I.9).

À l'instant initial, **Aa1** et **Aa2** sont fermés. Le courant traverse l'interrupteur **Aa** via le semi-conducteur **Aa1** ou **Aa2** selon le sens du courant I_a . À cet instant, les semi-conducteurs **Ba1** et **Ba2** sont ouverts. La séquence de commutation s'effectue en quatre étapes :

Un semi-conducteur de l'interrupteur **Aa** est ouvert (**Aa1** si $I_a > 0$, **Aa2** sinon). Il s'agit d'une commutation à courant nul.

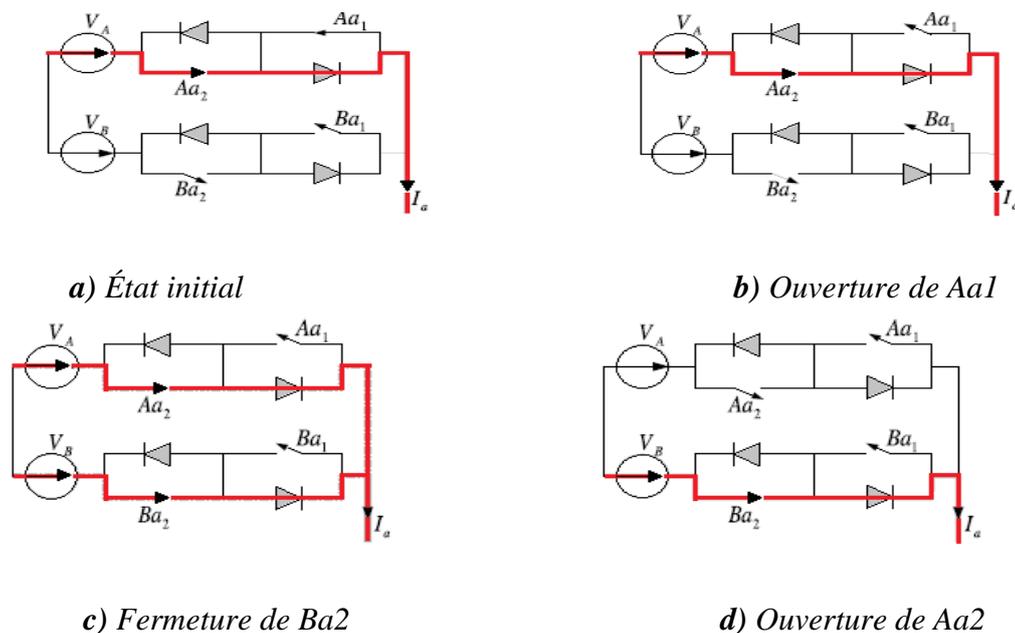
Un semi-conducteur de l'interrupteur **Ba** est fermé (**Ba2** si $I_a > 0$, **Ba1** sinon). Selon le niveau des tensions V_A et V_B , le courant I_a circule dans l'interrupteur **Aa** ou **Ba**. Il n'y a pas de court-circuit entre les phases A et B grâce aux diodes du circuit.

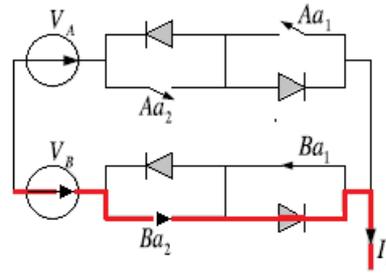
Un semi-conducteur de l'interrupteur **Aa** est ouvert (**Aa2** si $I_a > 0$, **Aa1** sinon). Le courant I_a circule alors obligatoirement dans la phase B.

Un semi-conducteur de l'interrupteur **Ba** est fermé (**Ba1** si $I_a > 0$, **Ba2** sinon). Cette commutation est effectuée à courant nul.

La Figure I.9 illustre cette séquence dans le cas où I_a est positif. L'état final de la commutation est alors atteint : le courant de la phase A qui traversait la phase A, traverse à présent la phase B sans qu'il n'ait jamais été interrompu. Les sources de tensions A et B n'ont jamais été court-circuités. Selon les valeurs respectives des tensions V_A et V_B , la tension V_A atteint la valeur souhaitée (V_B) après deux ou trois étapes. Il y a donc une incertitude sur la durée de commutation nommée Uncertainty Edge dans la littérature.

Cette succession d'ouverture et de fermeture de semi-conducteurs est possible si le signe du courant dans la phase a est connu.





e) Fermeture de Ba1, état final.

Figure I.9: Ordre des commutations pour faire passer I_a de la phase A à la phase B ($I_a > 0$)

Les tableaux suivants montrent les transitions d'états à réaliser pour assurer un passage sûr entre les interrupteurs **Aa** et **Ba**.

Tableau I-1 : Transitions sûres entre les interrupteurs Aa et Ba pour un courant positif.

Transitions ($I_a > 0$)				Remarque
Aa1	Aa2	Ba1	Ba2	
1	1	0	0	État initial
0	1	0	0	Ouverture d' Aa1
0	1	0	1	Fermeture de Ba2
0	0	0	1	Ouverture d' Aa2
0	0	1	1	Fermeture de Ba1 , état final

Tableau I-2: Transitions sûres entre les interrupteurs Aa et Ba pour un courant négatif.

Transitions ($I_a < 0$)				Remarque
Aa1	Aa2	Ba1	Ba2	
1	1	0	0	État initial
1	0	0	0	Ouverture d' Aa2
1	0	1	0	Fermeture de Ba1
0	0	1	0	Ouverture d' Aa1
0	0	1	1	Fermeture de Ba2 , état final

I.3 Stratégies de modulation des convertisseurs matriciels

Les stratégies de modulation d'un convertisseur matriciel consistent à trouver :

- 1- La matrice de conversion [M] qui correspond au modèle moyen et image des temps de connexion relatif à une période donnée pour chaque interrupteur. On détermine ainsi les neuf rapports cycliques m_{ij} des neuf interrupteurs de la matrice.
- 2- La matrice des fonctions de connexion [F], à partir de la matrice de conversion [M] de façon à pouvoir commander les interrupteurs, tout en respectant les contraintes liées aux cellules de commutation (relation I.10).

Deux types de mise en forme des stratégies de modulation peuvent être définis :

- les stratégies scalaires.
- les stratégies vectorielles.

Les stratégies scalaires, ainsi que la première stratégie de modulation vectorielle, permettent de commander uniquement le convertisseur matriciel. En revanche, la modulation indirecte, réalisée à partir de la seconde stratégie de commande vectorielle présentée, peut être appliquée aux convertisseurs matriciels et matriciels "indirects".

I.3.1 Techniques de modulation scalaires

I.3.1.1 Méthode de venturini

Cette méthode a été proposée par Venturini dans [Ven-80], puis elle a été utilisée et améliorée dans [Ale-89]. L'objectif de cette technique est la génération des durées de conduction des IBD (Interrupteurs Bidirectionnels) pour une fréquence et une amplitude des tensions de sortie sinusoïdales à partir des tensions d'entrée sinusoïdales fixes en fréquence et en amplitude. A cet effet, les valeurs instantanées des tensions d'entrée sont utilisées directement pour synthétiser celles de sortie.

Si t_{ij} est défini comme étant la durée de conduction de l'interrupteur T_{ij} , et T_c est la période de commutation, on peut exprimer le principe de la synthèse ci-dessus par :

$$\bar{v}_{jN} = \frac{t_{rj}v_r + t_{sj}v_s + t_{tj}v_t}{T_c} \quad (I.34)$$

Où \bar{v}_{jN} est la valeur moyenne calculée de la tension de sortie de la phase 'j' durant une période de commutation T_c .

Avec cette stratégie, une tension commutée à haute fréquence, dont le fondamental a la forme désirée, est générée.

Bien évidemment : $T_c = t_{rj} + t_{sj} + t_{tj}$ avec : $j=u, v, w$.

Ainsi, les rapports cycliques suivants peuvent être définis comme suit :

$$m_{rj}(t) = \frac{t_{rj}}{T_c}, m_{sj}(t) = \frac{t_{sj}}{T_c}, m_{tj}(t) = \frac{t_{tj}}{T_c} \quad (\text{I.35})$$

En étendant (I.34) pour chaque phase de sortie, et en exploitant (I.35), l'expression suivante peut être écrite :

$$\bar{v}_s(t) = M(t) \cdot v_e(t) \quad (\text{I.36})$$

Où $\bar{v}_s(t)$ est le vecteur des tensions de sortie, $v_e(t)$ le vecteur des tensions d'entrée instantanées et $M(t)$ la matrice de modulation définie comme suit :

$$M(t) = \begin{bmatrix} m_{ru}(t) & m_{rv}(t) & m_{rw}(t) \\ m_{su}(t) & m_{sv}(t) & m_{sw}(t) \\ m_{tu}(t) & m_{tv}(t) & m_{tw}(t) \end{bmatrix} \quad (\text{I.37})$$

En suivant la même procédure pour les courants d'entrée, on aboutit à :

$$\bar{i}_e(t) = M^T(t) \cdot i_s(t) \quad (\text{I.38})$$

Où $\bar{i}_e(t)$, $i_s(t)$ et $M^T(t)$ sont respectivement le vecteur des courants d'entrée, le vecteur des courants de sortie et la transposée de la matrice de modulation $M(t)$. Les équations (I.36) et (I.38) sont la base de la méthode de modulation de Venturini. Supposons que :

$$\begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} = V_E \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{in} t) \\ \cos(2\pi f_{in} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_{in} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.39})$$

Et

$$\begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} = I_S \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{out} t) \\ \cos(2\pi f_{out} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_{out} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.40})$$

Avec : $\omega_e = 2\pi f_{in}$ et $\omega_s = 2\pi f_{out}$ où f_{in} et f_{out} sont respectivement les fréquences d'entrée et de sortie, et V_E et I_S sont leur amplitudes. En plus, supposons que le vecteur des courants d'entrée désirés i_e est donné par :

$$\begin{bmatrix} I_r^* \\ I_s^* \\ I_t^* \end{bmatrix} = I_E \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{in} t) \\ \cos(2\pi f_{in} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_{in} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.41)$$

Celui de la tension de sortie désirée est donné par :

$$\begin{bmatrix} v_{un'}^* \\ v_{vn'}^* \\ v_{wn'}^* \end{bmatrix} = V_S \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{out} t) \\ \cos(2\pi f_{out} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_{out} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

Et que la puissance active doit satisfaire l'égalité suivante :

$$P_E = P_S = 3 \cdot V_e I_e \cos \varphi_e = 3 \cdot q \cdot V_s I_s \cos \varphi_s \quad (I.43)$$

Où P_E et P_S sont respectivement la puissance active à l'entrée et à la sortie du convertisseur, $\varphi_e = 1$ et φ_s le déphasage à l'entrée et à la sortie respectivement, et 'q' le ratio de transfert de tension du CM. La solution du système formé par (I.36) et (I.38) est donnée par [Ven-80], qui peut être écrite sous la forme réduite suivante :

$$m_{jk} = \frac{t_{ij}}{T_c} = \frac{1}{3} \left(1 + 2 \frac{v_{jn}(t) \cdot \bar{v}_{in}(t)}{V_E^2} \right) \quad \text{Pour } j=r, s, t \text{ et } i = u, v, w \quad (I.44)$$

La solution donnée dans (I.44) présente un inconvénient majeur qui est la limite du rapport de transformation 'q' qui est égal à 0.5 à cause du principe de la méthode (valeur moyenne) et de la forme des tensions d'entrée (Voir Figure I.10).

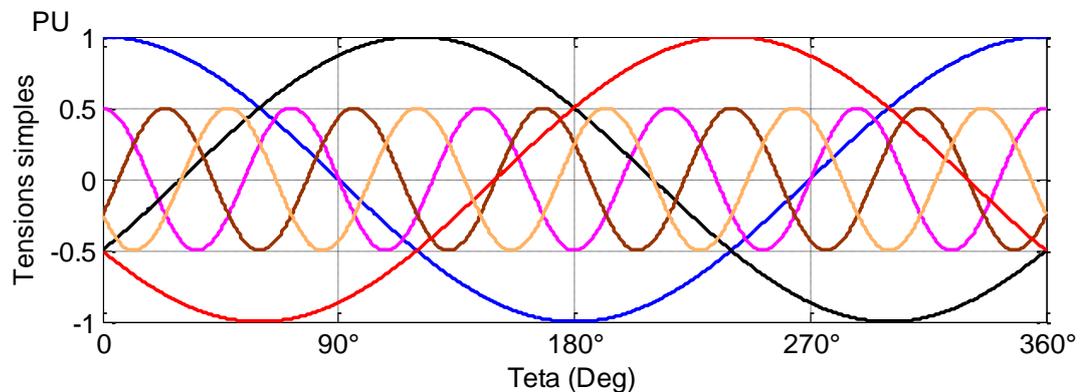


Figure I.10 : Tensions Simple Instantanées obtenue par l'Algorithme de Venturini

Pour améliorer ce rapport de tension à $q = \sqrt{3} / 2 = 0.866$, Venturini a proposé l'injection du troisième harmonique de l'entrée et celui de la sortie, aboutissant à l'expression suivante [Ale-89] :

$$m_{jk} = \frac{1}{3} \left\{ 1 + 2 \frac{v_{jn}(t) \cdot \bar{v}_{in}(t)}{V_E^2} + \frac{4q^*}{3\sqrt{3}} \sin(2\pi f_{in} t - \beta_i) \cdot \sin(6\pi f_{in} t) \right\} \quad (I.45)$$

Avec: $\beta_i = 0; \frac{2\pi}{3}; \frac{4\pi}{3}$, déphasage respectif de la phase donnée ($i = u, v, w$).

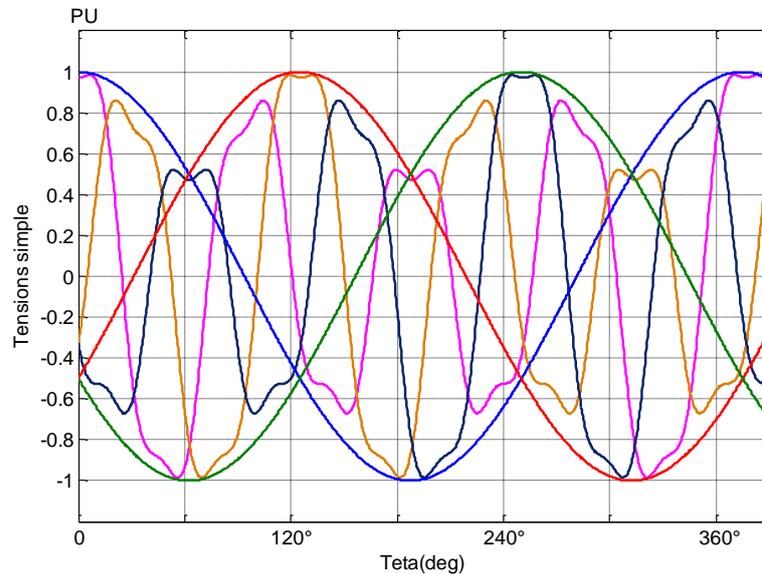


Figure I.11 : Illustration du rapport de transformation en tension limité à 0,867.

Cette méthode reste très limitée car les fréquences des réseaux d'entrée et de sortie doivent être parfaitement connues. La fréquence introduite dans le calcul doit être exactement la fréquence du réseau d'entrée.

1.3.1.2 Méthode de Roy

La méthode scalaire proposée par G. Roy et G.E. April en 1989 dans **[Roy-89]** consiste à utiliser les rapports instantanés des tensions de phase d'entrée pour générer les séquences actives et nulles des interrupteurs du convertisseur. La valeur instantanée de n'importe quelle tension de sortie est exprimée par :

$$v_{jN} = \frac{t_K v_K + t_L v_L + t_M v_M}{T_c} \quad (I.46)$$

$$\text{Avec : } T_c = t_{Kj} + t_{Lj} + t_{Mj} \quad (I.47)$$

Où : 'M' est affecté à la phase d'entrée ayant une polarité différente des deux autres phases d'entrée, 'L' est attribué à la plus petite des deux autres tensions d'entrée en valeur absolue et 'K' est affecté à la dernière tension d'entrée.

Les équations (I.46) et (I.47) sont similaires à celles proposées par Venturini, sauf que dans celles définies par G. Roy, les commutations dépendent uniquement de la comparaison

scalaire des tensions d'entrée et des valeurs instantanées des tensions de sortie désirées. Donc, les rapports cycliques sont donnés par :

$$\begin{aligned}
 m_{Lj} &= \frac{(v_j - v_M) \times v_L}{1.5V_E^2} \\
 m_{Kj} &= \frac{(v_j - v_M) \times v_K}{1.5V_E^2} \quad \text{Avec } j=r, s, t \\
 m_{Lj} &= 1 - m_{Kj} - m_{Lj}
 \end{aligned} \tag{I.48}$$

Là aussi, le rapport de transformation 'q' est limité à 0.5 pour avoir des valeurs positives de t_K , t_M et t_L . De la même manière que pour la méthode de Venturini, en ajoutant le troisième harmonique, ce rapport peut atteindre la valeur de $\sqrt{3} / 2$. D'où, l'expression des rapports cycliques donnés dans [Emp-98] est la suivante :

$$m_{ji} = \frac{1}{3} \left\{ 1 + 2 \frac{v_{jn}(t) \cdot \bar{v}_{in}(t)}{V_E^2} + 2 \cdot \sin(2\pi f_{in} t - \beta_i) \cdot \sin(6\pi f_{in} t) \right\} \tag{I.49}$$

Avec $\beta_i = 0; \frac{2\pi}{3}; \frac{4\pi}{3}$. Pour $i=u, v, w$ et $j=r, s, t$.

L'expression (I.49) permet de montrer que, à la différence de la méthode de Venturini où le rapport 'q' est utilisé dans les expressions des rapports cycliques, dans la méthode de Roy il est fixé à sa valeur maximale.

1.3.1.3 Méthode Scalaire Ishiguro (MLI)

A. Ishiguro a proposé une modulation par comparaison de deux rapports cycliques d'une cellule de commutation à une même porteuse (triangulaire de haute fréquence). Ces comparaisons sont indépendantes l'une de l'autre et engendrent deux signaux de contrôle (comp1 et comp2) qui sont ensuite introduits dans un dispositif de logique combinatoire permettant de définir les fonctions de connexion de la cellule du modulateur comme le montre la Figure I.12.

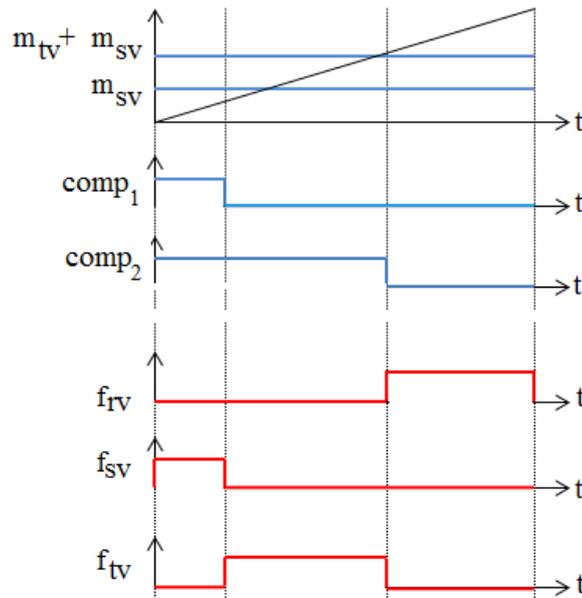


Figure I.12: Génération de la modulation par comparaison.

Ce modulateur peut être utilisé quel que soit la méthode de calcul de la matrice de conversion [M]. Il permet de convertir facilement la matrice de conversion [M] en une matrice de connexion [F].

I.3.2 Méthodes vectorielles

La modulation vectorielle est une technique de commande qui a été largement répandue dans les commandes réglables implicitement dans le contrôle direct du couple et plus généralement dans la commande des convertisseurs de puissance. L'objectif de cette stratégie de commande est de synthétiser les tensions de sortie à partir des tensions d'entrée et les courants d'entrée à partir des courants de sortie. Elle consiste à subdiviser en six secteurs l'espace du vecteur tension de sortie et celui du courant d'entrée. Cette méthode décrit un circuit équivalent fictif combinant deux étages, étage onduleur et étage redresseur, qui sont liés par une tension continue intermédiaire [Mat-01] [Ghe-08]. Dans le cas d'une structure directe du convertisseur matriciel, cette tension continue intermédiaire est fictive.

Il existe deux types de modulations vectorielles, l'une dite « directe » (Space Vector Modulation : SVM) [Hub-91] [Hub-95], où la synthèse des rapports cycliques de la séquence de commutation est faite sans la considération de la structure indirecte fictive, l'autre dite « indirecte » (IndirectSpace Vector Modulation : ISVM) [Hub-91] où la structure directe du convertisseur est transformée fictivement en une structure indirecte qui est exploitée pour la synthèse des rapports cycliques de la séquence de commutation. Cette dernière technique sera détaillée ci-dessous.

1.3.2.1 Méthode Indirecte

La modulation dite indirecte du vecteur spatial (indirect SVM) a été proposée par Borojevic [Hub-95] en 1989 où le convertisseur matriciel est décrit par un circuit équivalent combinant un redresseur de courant à un onduleur de tension connecté par liaison continue virtuelle comme présenté dans la Figure I.13. Les deux étages de puissance sont directement reliés par leurs côtés continus et sont bidirectionnels en puissance. Le principe de fonctionnement de la SVM indirecte est illustré par une approche graphique [Cha-04] [Nie-96].

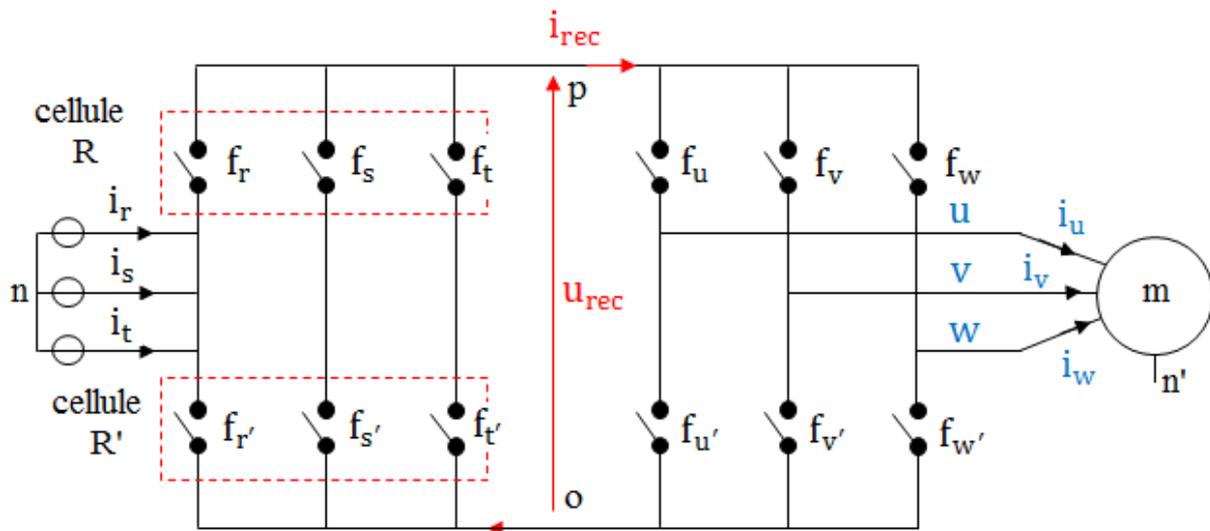


Figure I.13: Schéma équivalent du convertisseur matriciel pour "modulation indirecte".

L'idée de base de la technique de modulation indirecte est de dissocier le contrôle des courants d'entrée du contrôle des tensions de sortie. Cela est possible en dissociant le contrôle des deux convertisseurs en utilisant la relation (1.25) pour régénérer la matrice des rapports cycliques m_{ij} .

a) Commande de l'étage redresseur :

L'étage redresseur de la Figure I.13 du circuit équivalent est considéré comme un redresseur connecté à une source triphasé de tension.

Le fonctionnement du redresseur peut être décrit par les relations suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{pn} \\ v_{on} \end{bmatrix} = [F_{red}] \cdot \begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} = [F_{red}]^T \cdot \begin{bmatrix} i_{rec} \\ -i_{rec} \end{bmatrix} \quad (\text{I.50})$$

Les vecteurs courant moyens et tension d'entrée sont définis par la transformation (I.51).

$$\left. \begin{aligned} \underline{v}_E &= \frac{2}{3}(v_{rn} + a.v_{sn} + a^2v_{tn}) \\ \underline{i}_E &= \frac{2}{3}(i_r + a.i_s + a^2i_t) \end{aligned} \right\} \text{ Avec } e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (\text{I.51})$$

Le redresseur possède neuf états possibles, évitant les courts-circuits de la source de tension d'entrée et les circuits ouverts de la source de courant équivalente du bus DC (Tableau I-3). Ces états créent ainsi le diagramme vectoriel dans le plan complexe représenté Figure 1.14.

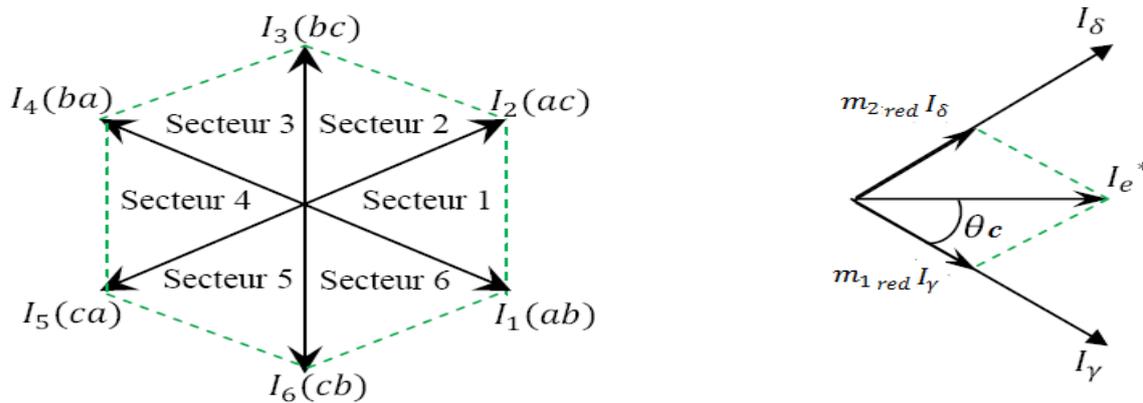


Figure I.14 : Secteur de vecteur de commutation du courant d'entrée.

Tableau I-3 : Les 9 états du redresseur de la modulation indirecte.

Vecteurs	Etats	i_r	i_s	i_t	$ i_E $	φ_E	u_{rec}	
Actifs	I_1	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	i_{rec}	$-i_{rec}$	0	$2/\sqrt{3} i_{sec}$	$-\pi/6$	u_{rs}
	I_2	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	i_{rec}	0	$-i_{rec}$	$2/\sqrt{3} i_{sec}$	$\pi/6$	$-u_{tr}$
	I_3	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	0	i_{rec}	$-i_{rec}$	$2/\sqrt{3} i_{sec}$	$\pi/2$	u_{st}
	I_4	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$-i_{rec}$	i_{rec}	0	$2/\sqrt{3} i_{sec}$	$5\pi/6$	$-u_{rs}$
	I_5	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$-i_{rec}$	0	i_{rec}	$2/\sqrt{3} i_{sec}$	$-5\pi/6$	u_{tr}
	I_6	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	0	$-i_{rec}$	i_{rec}	$2/\sqrt{3} i_{sec}$	$-\pi/2$	$-u_{rs}$
Nuls	I_0	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	0		0	

Calcul des rapports cycliques : La Figure I.15 montre la référence du vecteur courant entrée i_E dans un secteur de l'hexagone. Ce vecteur est synthétisé en deux vecteurs i' et i'' par projection sur les deux vecteurs adjacents I_γ et I_δ . Où L'angle de déphasage φ_i peut être atteint en contrôlant l'angle θ_c .

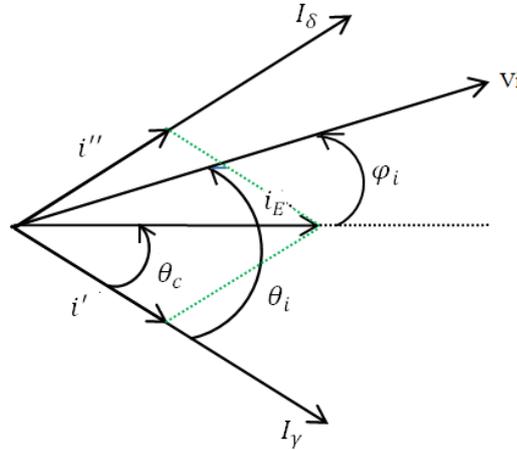


Figure I.15 : Projection du vecteur i_E .

Les relations suivantes peuvent être trouvées :

$$\begin{aligned} i' &= m_{1res} I_\gamma = m_{1red} \frac{2}{\sqrt{3}} i_{rec} = \sin(\theta_c) \frac{2}{\sqrt{3}} |i_E| \\ i'' &= m_{2res} I_\beta = m_{2red} \frac{2}{\sqrt{3}} i_{rec} = \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_c\right) \frac{2}{\sqrt{3}} |i_E| \end{aligned} \quad (\text{I.52})$$

Afin d'augmenter le taux de transfert de tension à la valeur maximale, la contrainte suivante doit être respectée à chaque période d'échantillonnage:

$$m_{1red} + m_{2red} = 1 \quad (\text{I.53})$$

L'introduction des relations (I.52) dans (I.53) conduit aux équations suivantes :

$$\begin{cases} m_{1red} = \frac{\sin(\theta_c)}{\cos(\frac{\pi}{6} - \theta_c)} \\ m_{2red} = \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \theta_c)}{\cos(\frac{\pi}{6} - \theta_c)} \end{cases} \quad \text{Avec } 0 \leq \theta_c \leq \frac{\pi}{3} \quad (\text{I.54})$$

Soient les tensions d'entrées triphasées suivantes :

$$\begin{bmatrix} v_{rn} \\ v_{sn} \\ v_{tn} \end{bmatrix} = V_E \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_{in} t) \\ \cos(2\pi f_{in} t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\pi f_{in} t - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.55})$$

Alors la valeur moyenne de la tension intermédiaire fictive V_{pn} sur une période peut être exprimée comme suit :

$$V_{pn} = m_{1red} \cdot \sqrt{3} \cdot V_E \cdot \cos(\theta_c + \varphi_i) + m_{2red} \cdot \sqrt{3} \cdot V_E \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3} - \theta_c - \varphi_i\right) \quad (I.56)$$

φ_i : est l'angle de déphasage d'entrée.

L'équation (I.56) est valable pour chaque secteur de courant d'entrée. En substituant (I.54) dans (I.56) on obtient la relation suivante :

$$V_{pn} = \frac{3}{2} V_E \cdot \frac{\cos(\varphi_i)}{\cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_c\right)} \quad (I.57)$$

Pour un angle de déphasage nul, La forme de la tension intermédiaire fictive V_{pn} sur une période est donnée par la Figure I.16.

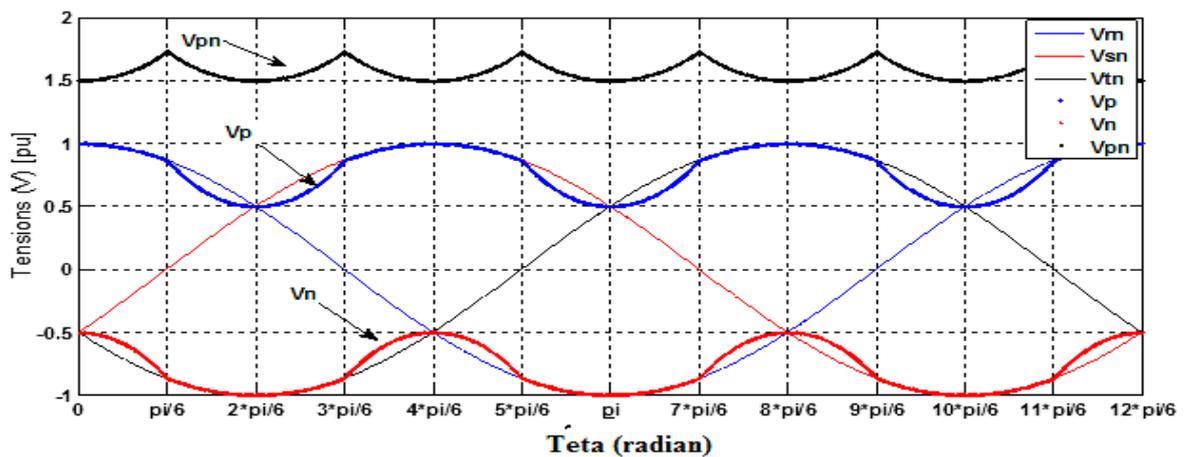


Figure I.16 : La Forme de la tension intermédiaire fictive.

b) Commande de l'étage de l'onduleur :

L'onduleur de tension est alimenté par V_{pn} et débite sur un moteur. Les tensions de sortie de l'onduleur sont obtenues à partir de segments de la tension continue fictive V_{pn} formés par les états des interrupteurs représentés par les éléments de la matrice transposée $[F_{ond}]^T$, et le courant fictif d'entrée i_{rec} à partir des courants de charge d'où l'emploi de la matrice $[F_{ond}]$:

$$\begin{bmatrix} v_{un} \\ v_{vn} \\ v_{wn} \end{bmatrix} = [F_{ond}]^T \cdot \begin{bmatrix} v_{pn} \\ v_{on} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} i_{rec} \\ -i_{rec} \end{bmatrix} = [F_{ond}] \cdot \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (I.58)$$

Les vecteurs tension de référence et courant de sortie sont définis par la transformation (I.56).

$$\left. \begin{aligned} \underline{v}_S &= \frac{2}{3}(v_{un'} + a \cdot v_{vn'} + a^2 v_{wn'}) \\ \underline{i}_S &= \frac{2}{3}(i_u + a \cdot i_v + a^2 i_w) \end{aligned} \right\} \text{ Avec : } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (\text{I.59})$$

L'onduleur possède huit états distincts, présentés dans le Tableau I-4, évitant le court-circuit du bus DC équivalent et les circuits ouverts des phases du moteur, créant ainsi le diagramme vectoriel dans le plan complexe représenté à la Figure I.17. Deux de ces états sont des états nuls, produisant ainsi une phase de roue libre sur le moteur.

Tableau I-4 : Liste des 6 états de l'onduleur de la modulation indirecte.

Vecteurs	États	$V_{un'}$	$V_{vn'}$	$V_{wn'}$	$ v_S $	φ_S	i_{rec}	
Actifs	V_1	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	$-1/3 \cdot u_{rec}$	$-1/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	0	i_u
	V_2	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$1/3 \cdot u_{rec}$	$1/3 \cdot u_{rec}$	$-2/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	$\pi/3$	$-i_w$
	V_3	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$-1/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	$-1/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	$2\pi/3$	i_v
	V_4	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$-2/3 \cdot u_{rec}$	$1/3 \cdot u_{rec}$	$1/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	π	$-i_u$
	V_5	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$-1/3 \cdot u_{rec}$	$-1/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	$-2\pi/3$	i_w
	V_6	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$1/3 \cdot u_{rec}$	$-2/3 \cdot u_{rec}$	$1/3 \cdot u_{rec}$	$2/3 \cdot u_{rec}$	$-\pi/3$	$-i_v$
Nuls	V_0	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$ ou $\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$			0		0	

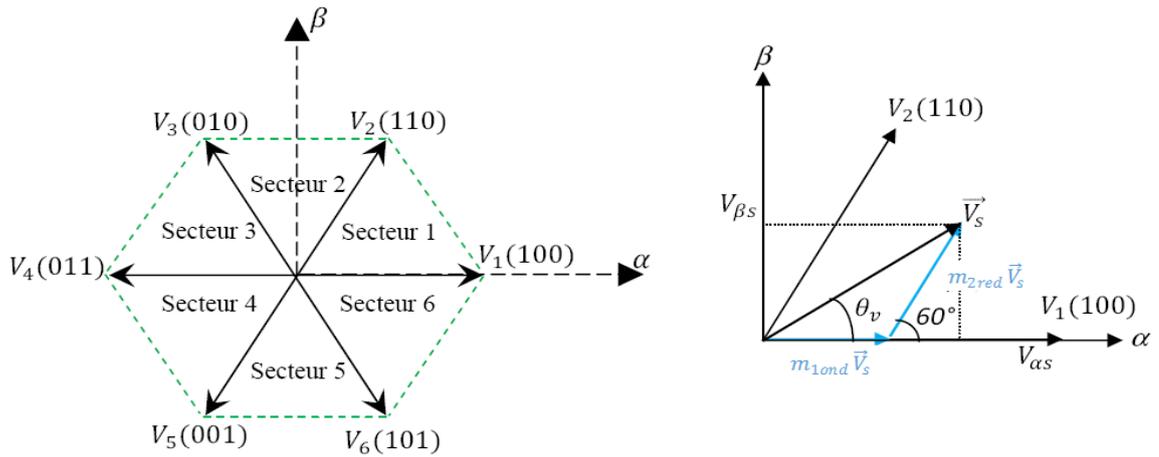


Figure I.17 : Représentation du polygone de commutation des tensions.

Calcul des rapports cycliques : La Figure I.18 montre la référence du vecteur tension de sortie V_s dans un secteur de l'hexagone. Ce vecteur est synthétisé par projection sur les deux vecteurs adjacents V'_o et V''_o .

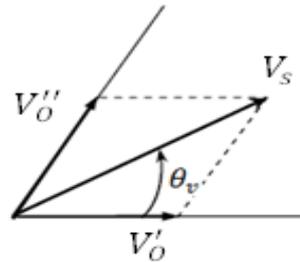


Figure I.18 : Projection de la tension de référence V_s .

$$\begin{aligned} V'_o &= m_{1ond} \cdot V_s = m_{1ond} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_{pn} = \frac{2}{\sqrt{3}} V_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) \\ V''_o &= m_{2ond} = m_{2ond} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot V_{pn} = \frac{2}{\sqrt{3}} V_s \cdot \sin(\theta_v) \end{aligned} \quad (\text{I.60})$$

Où V_s dénote la valeur crête de la tension de sortie de référence et θ_v angle de phase dans le secteur approprié de la tension de sortie.

On définit $q = \frac{V_s}{V_E}$ comme taux de modulation de tensions, et remplaçant (I.57) dans (I.60) on obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} m_{1ond} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot q \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_c\right)}{\cos(\varphi_i)} \\ m_{2ond} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot q \cdot \frac{\sin(\theta_v) \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta_c\right)}{\cos(\varphi_i)} \\ m_0 = 1 - m_{1ond} - m_{2ond} \end{cases} \quad (\text{I.61})$$

Où m_0 est le rapport cyclique du vecteur nul qui sera appliqué pendant le reste de la période.

Donc, la moyenne des trois vecteurs va donner une approximation du vecteur de référence durant la période de commutation T_c .

c) Commande du Convertisseur Matriciel :

Pour assurer la commande du convertisseur, les deux stratégies de modulation doivent être combinées dans une seule modulation pour générer les séquences de commutation. Le rapport cyclique de chaque séquence est déterminé par le produit des rapports cycliques de l'étage onduleur et de l'étage redresseur correspondant comme suit :

$$\begin{cases} m_{11} = m_{1red} \cdot m_{1ond} \\ m_{12} = m_{1red} \cdot m_{2ond} \\ m_{21} = m_{2red} \cdot m_{1ond} \\ m_{22} = m_{2red} \cdot m_{2ond} \end{cases} \quad (I.62)$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} m_{11} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot q \cdot \frac{\sin(\frac{\pi}{3}-\theta_c) \cdot \sin(\frac{\pi}{3}-\theta_v)}{\cos(\varphi_i)} \\ m_{12} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot q \cdot \frac{\sin(\frac{\pi}{3}-\theta_c) \cdot \sin(\theta_v)}{\cos(\varphi_i)} \\ m_{21} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot q \cdot \frac{\sin(\theta_c) \cdot \sin(\frac{\pi}{3}-\theta_v)}{\cos(\varphi_i)} \\ m_{22} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot q \cdot \frac{\sin(\theta_c) \cdot \sin(\theta_v)}{\cos(\varphi_i)} \end{cases} \quad (I.63)$$

D'où les rapports cycliques des vecteurs nul sont calculés par :

$$\begin{cases} m_{10} = m_{1rec} - m_{11} - m_{12} \\ m_{20} = m_{2rec} - m_{21} - m_{22} \end{cases} \quad (I.64)$$

Il faut souligner que, pour la faisabilité de cette stratégie de contrôle, la contrainte suivante doit être respectée:

$$m_{1ond} + m_{2ond} < 1 \quad (I.65)$$

Remplacement (I.61) dans (I.65) on obtient :

$$q = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\cos(\varphi_i)|}{\cos(\frac{\pi}{6}-\theta_c) \cos(\frac{\pi}{6}-\theta_v)} \quad (I.66)$$

On peut constater que, avec des tensions d'entrée triphasé équilibré, le taux de transfert de tension "q" est maximale lorsque les deux angles θ_c et θ_v sont égales à $\frac{\pi}{6}$.

D'où :
$$q_{max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot |\cos(\varphi_i)| \quad (I.67)$$

Cas particulier : $q_{max} \leq \frac{\sqrt{3}}{2}$ lorsque l'angle de déphasage d'entrée est égale à zéro.

d) Répartition des séquences de commutation :

Comme il est possible de voir sur le schéma de la Figure I.19, les vecteurs nuls de l'étage onduleur sont répartis entre le début et la fin de temps de la phase de l'application des vecteurs actifs de redresseur. Comme conséquence, les interrupteurs du redresseur commutent au zéro-courant conduisant la réduction de façon significative le problème des pertes de commutation au niveau d'entrée du convertisseur.

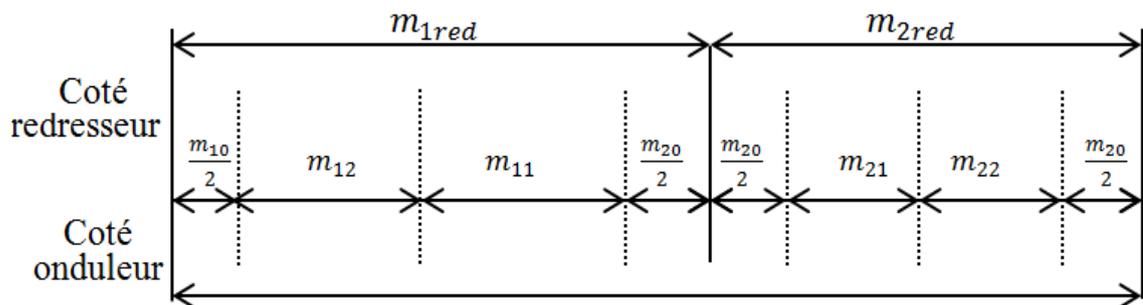


Figure I.19 : Répartition des séquences de commutation.

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

1.3.2.2 Méthode Directe (Méthode Du Vecteur Spatial : SVM)

Le concept de modulation vectorielle (SVM) connu et utilisé traditionnellement pour la commande des onduleurs, a été étendu aux convertisseurs matriciels par L. Huber et D. Borjévi en 1989 [Hub-89]. Cette approche permet de visualiser spatialement et temporellement les tensions à appliquer sur la charge mais aussi les courants à prélever au réseau d'entrée.

a) Représentations des grandeurs de référence dans le plan vectoriel :

En appliquant les équations (I.68), il est possible de construire le vecteur de référence des tensions de sortie \underline{v}_s , et le vecteur de référence des courants d'entrée \underline{i}_E dans le plan complexe.

$$\left. \begin{aligned} \underline{v}_s &= \frac{2}{3}(v_{un'} + a.v_{vn'} + a^2v_{wn'}) = V_s \cdot e^{j\alpha_s} \\ \underline{i}_E &= \frac{2}{3}(i_r + a.i_s + a^2i_t) = I_E \cdot e^{j\beta_s} \end{aligned} \right\} \text{ Avec : } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (\text{I.68})$$

Les vecteurs \vec{v}_s et \vec{i}_E ont une longueur (amplitude V_s et I_E), un angle (α_s et β_E) et fréquence (vitesse de rotation dans l'espace vectoriel) définis par leur consigne.

b) Représentation des états du convertisseur dans le plan vectoriel :

Le fonctionnement du convertisseur matriciel impose un seul interrupteur passant par phase de sortie. Cela conduit à vingt-sept états possibles pour les interrupteurs du convertisseur. En appliquant de nouveau les équations (I.67), il est possible de déterminer le vecteur tension de sortie et courant d'entrée pour chaque état du convertisseur matriciel. L'amplitude et la phase de ces vecteurs, pour toutes les configurations possibles, sont exposées dans le Tableau I-5. Les notations abrégées des états du convertisseur, correspondant à trois chiffres, sont données dans ce même tableau. Chaque chiffre correspond à la connexion d'une cellule avec le chiffre 1 pour une connexion sur **r**, 2 pour **s** et 3 pour **t**. Le premier chiffre correspond à la cellule **u**, le second à **v** et le troisième à **w**. Comme le montre le Tableau I-5, les vingt-sept états possibles du convertisseur peuvent être décomposés en trois groupes :

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

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

Groupe III : les six dernières combinaisons sont produites par la connexion de chacune des phases de sortie sur une phase d'entrée distincte (par exemple **r** sur **u**, **s** sur **v** et **t** sur **w**). Ces états engendrent la création de vecteurs tournants d'amplitude constante. La maîtrise de ces vecteurs est plus complexe que ceux des deux premiers groupes. Ils ne sont pas utilisés dans la modulation vectorielle. Les deux vecteurs de références ainsi que les deux premiers groupes de vecteurs sont représentés dans les deux plans complexes en Figure I.20. Le premier plan complexe donne une représentation du vecteur tension de sortie \vec{v}_s tandis que le second donne celui du courant d'entrée \vec{i}_E .

Ils permettent de définir 6 secteurs, nommé k_v pour la tension et k_i pour le courant.

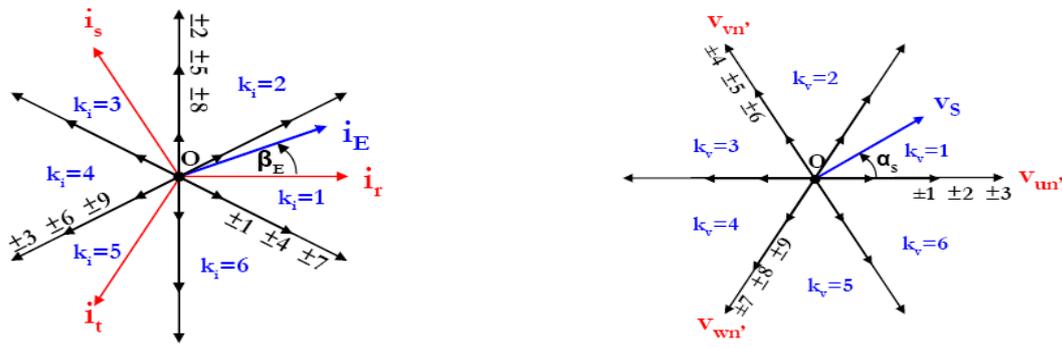


Figure I.20 : Diagrammes vectoriels de la SVM.

A chaque période d'échantillonnage, les vecteurs de référence sont synthétisés à l'aide des vecteurs adjacents. On distingue vingt-sept états possibles dont les amplitudes des tensions d'entrée et des courants de sorties sont variables dans le temps.

a) Choix des états utiles :

Quel que soit le secteur des vecteurs de référence, chacune des références peut être construite à l'aide de six vecteurs adjacents. Par exemple, quand \vec{v}_s est dans le secteur 1, les configurations 1, 2, 3, 7, 8 et 9 peuvent être utilisées pour le composer. Si, au même instant, \vec{i}_E se situe dans le secteur 1, il peut être synthétisé par les vecteurs 1, 4, 7, 3, 6, 9. Pour composer les deux vecteurs simultanément, seuls les vecteurs 1, 3, 7 et 9 sont communs et seront donc utilisés. Ces quatre vecteurs utilisent systématiquement les deux tensions composées les plus grandes d'entrée à cet instant donné, nommées U1 et U2. Quant au choix du signe des vecteurs à appliquer, il est défini par le produit des signes générés par le sens du vecteur dans les deux diagrammes. Par exemple pour le vecteur 3, le diagramme en tension indique un signe positif tandis que celui en courant un négatif, par conséquent, le vecteur utilisé sera le -3. Les quatre vecteurs actifs sélectionnés dans un secteur sont nommés A_k ou B_k en fonction de la direction des vecteurs tensions de sortie qu'ils génèrent. Les vecteurs A_1 et B_1 connectent la tension composée U1 sur les phases du moteur, et A_2 et B_2 connectent U2 au moteur. La sélection des quatre vecteurs à choisir ainsi que leur position dans la modulation, suivant le secteur de k_v et k_i , est définie au Tableau 1-8.

Tableau I-5 : Les 9 états du redresseur de la modulation indirecte. .

Configuration	Etats du C.M	$3/2V_s$	α_s	$\sqrt{3}/2I_E$	β_E	type d'état	
+1		122	u_{rs}	0	i_u	$-\pi/6$	Actif
-1		211	$-u_{rs}$	0	i_u	$-\pi/6$	Actif
+2		233	u_{st}	0	i_u	$\pi/2$	Actif
-2		322	$-u_{st}$	0	i_u	$\pi/2$	Actif
+3		311	u_{tr}	0	i_u	$7\pi/6$	Actif
-3		133	$-u_{tr}$	0	i_u	$7\pi/6$	Actif
+4		212	u_{rs}	$2\pi/3$	i_v	$-\pi/6$	Actif
-4		121	$-u_{rs}$	$2\pi/3$	i_v	$-\pi/6$	Actif
+5		323	u_{st}	$2\pi/3$	i_v	$\pi/2$	Actif
-5		232	$-u_{st}$	$2\pi/3$	i_v	$\pi/2$	Actif
+6		131	u_{tr}	$2\pi/3$	i_v	$7\pi/6$	Actif
-6		313	$-u_{tr}$	$2\pi/3$	i_v	$7\pi/6$	Actif
+7		221	u_{rs}	$4\pi/3$	i_w	$-\pi/6$	Actif
-7		112	$-u_{rs}$	$4\pi/3$	i_w	$-\pi/6$	Actif
+8		332	u_{st}	$4\pi/3$	i_w	$\pi/2$	Actif
-8		223	$-u_{st}$	$4\pi/3$	i_w	$\pi/2$	Actif
+9		113	u_{tr}	$4\pi/3$	i_w	$7\pi/6$	Actif
-9		331	$-u_{tr}$	$4\pi/3$	i_w	$7\pi/6$	Actif
O_r		111	0	-	0	-	Nul
O_s		222	0	-	0	-	Nul
O_t		333	0	-	0	-	Nul
R_{d1}		123	-	-	-	-	Tournant
R_{d2}		231	-	-	-	-	Tournant
R_{d3}		312	-	-	-	-	Tournant
R_{i1}		132	-	-	-	-	Tournant
R_{i2}		213	-	-	-	-	Tournant
R_{i3}		321	-	-	-	-	Tournant

Tableau I-6 : Sélection des états suivant le secteur de k_v et k_i .

$k_v \backslash k_i$	1	2	3	4	5	6
1	+9 -7 -3 +1	-6 +4 +9 -7	+3 -1 -6 +4	9 +7 +3 -1	+6 -4 -9 +7	-3 +1 +6 -4
2	-8 +9 +2 -3	+5 -6 -8 +9	-2 +3 +5 -6	+8 -9 -2 +3	-5 +6 +8 -9	+2 -3 -5 +6
3	+7 -8 -1 +2	-4 +5 +7 -8	+1 -2 -4 +5	-7 +8 +1 -2	+4 -5 -7 +8	-1 +2 +4 -5
4	-9 +7 +3 -1	+6 -4 -9 +7	-3 +1 +6 -4	+9 -7 -3 +1	-6 +4 +9 -7	+3 -1 -6 +4
5	+8 -9 -2 +3	-5 +6 +8 -9	+2 -3 -5 +6	-8 +9 +2 -3	+5 -6 -8 +9	-2 +3 +5 -6
6	-7 +8 +1 -2	+4 -5 -7 +8	-1 +2 +4 -5	+7 -8 -1 +2	-4 +5 +7 -8	+1 -2 -4 +5
	$A_1 A_2 B_1 B_2$					

Calcul des rapports cycliques des vecteurs à utiliser : A chaque instant, les vecteurs de référence (v_s et i_E) sont décomposés en leurs composantes, v'_s, v''_s et i'_E, i''_E , sur les directions des vecteurs adjacents, comme le montre la Figure I.21, tel que :

$$\begin{aligned}
 v'_s &= |A_1|.m_I + |A_2|.m_{II} \\
 v''_s &= |B_1|.m_{III} + |B_2|.m_{IV} \\
 i'_E &= |A_1|.m_I + |B_1|.m_{III} \\
 i''_E &= |A_2|.m_{II} + |A_2|.m_{IV}
 \end{aligned}
 \tag{I.69}$$



Figure I.21: Décomposition des vecteurs de référence.

Les m_i sont les rapports cycliques d'utilisation des vecteurs A_1, A_2, B_1 ou B_2 pour construire les vecteurs de référence v_s et i_E . Ces rapports cycliques m_i sont définis par (I.70) où q est toujours le rapport de transformation, $\tilde{\alpha}_o$ et $\tilde{\beta}_i$ sont respectivement les angles entre les vecteurs \vec{v}_s et \vec{i}_E avec le milieu du secteur dans lequel il se trouve (Figure I.24).

$$\begin{aligned}
 m_I &= \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o - \pi/3) \cdot \cos(\tilde{\beta}_i - \pi/3)}{\cos\varphi_o} \\
 m_{II} &= \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o - \pi/3) \cdot \cos(\tilde{\beta}_i + \pi/3)}{\cos\varphi_o} \\
 m_{III} &= \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o + \pi/3) \cdot \cos(\tilde{\beta}_i - \pi/3)}{\cos\varphi_o} \\
 m_{IV} &= \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o + \pi/3) \cdot \cos(\tilde{\beta}_i + \pi/3)}{\cos\varphi_o}
 \end{aligned}
 \text{ Avec : } \begin{cases} -\frac{\pi}{6} \leq \tilde{\alpha}_o \leq \frac{\pi}{6} & \text{tension} \\ -\frac{\pi}{6} \leq \tilde{\beta}_i \leq \frac{\pi}{6} & \text{courant} \end{cases}
 \tag{I.70}$$

Le rapport cyclique m_0 donnant le temps d'application de la roue libre, défini en (I.71), permet de compléter la période de modulation.

$$m_0 = 1 - (m_I + m_{II} + m_{III} + m_{IV}) \quad (\text{I.71})$$

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

b) Répartition des séquences de commutation :

La modulation vectorielle SVM du convertisseur matriciel utilise donc les quatre vecteurs actifs A_1, A_2, B_1 et B_2 , complétés par un à trois vecteurs nuls O_r, O_s et O_t , comme le montre la Figure I.22 [Cas-02] [Oli-06]. Son séquençage est unique et est choisi de façon à ne créer qu'une et une seule commutation à chaque changement de vecteur. Les trois vecteurs nuls (O_r, O_s et O_t) peuvent alors être insérés dans ce séquençage de façon à respecter la règle de commutation unique.

Selon le secteur k_v considéré, le positionnement temporel des états nuls O_r, O_s et O_t dans le séquençage doit être adapté. Aussi, on a défini O_r, O_s et O_t comme étant les 3 vecteurs nuls permettant de respecter cette règle de la façon suivante. L'état nul O_s est créé sur le potentiel d'entrée commun à U_1 et U_2 et peut donc être égal à O_r, O_s et O_t selon le secteur considéré. Il permet ainsi de limiter à une seule commutation la transition d'un état B_1 ou B_2 à cet état nul O_s . De même, l'état nul O_r est créé sur l'autre potentiel de U_1 et l'état nul O_t est créé sur l'autre potentiel de U_2 .

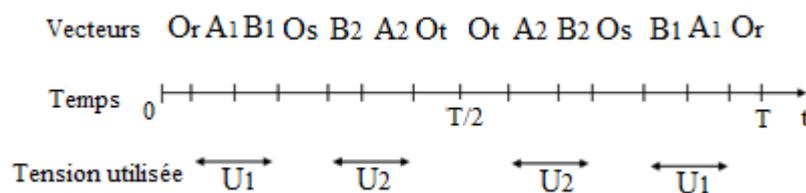


Figure I.22: Séquençage de la modulation vectorielle.

I.4 Conclusion

Le problème de commutation dans les interrupteurs bidirectionnels des convertisseurs matriciels a été abordé et détaillé. L'une des solutions permettant de pallier à ce problème a été décrite qui est celle à quatre étapes basée sur la mesure du courant (Commutation semi-douce). Par la suite, les méthodes de modulation des convertisseurs matriciels ont été décrites, principalement, les méthodes dites scalaires et celles vectorielles. En fin du chapitre, deux

méthodes de modulation vectorielles ont été abordées. Ces dernières sont basées sur la représentation vectorielle des rapports cycliques des cellules du convertisseur matriciel.

On a remarqué après cette étude que ce soit pour la conversion directe ou indirecte des méthodes vectorielles, que la zone linéaire de réglage de tension est étendu jusqu'à $q = 0.86$, résultat optimale par rapport aux méthodes scalaires qui sont limités à $q=0.5$ pour la stratégie à trois intervalles et à $q = 0.6$ pour la stratégie de modulation par injection de l'harmonique trois.

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone double étoile

Introduction

Depuis un certain nombre d'années, Les machines polyphasées sont de plus en plus utilisées en forte puissance telle que la propulsion navale et la traction ferroviaire [*Mer-05*] [*Scu-06*]. Ces machines possèdent les avantages, par rapport aux machines triphasées classiques, de segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur machine de fortes puissances avec des composants de calibres plus réduit, de diminuer les ondulations du couple électromagnétique et d'améliorer la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes). En outre, à cause de leurs propriétés naturelles à éliminer certaines ondes de la f.m.m, ces machines imposent moins de contraintes lors de leur conception [*Had-01*]. Parmi les machines polyphasées on trouve les machines multi-étoiles dont leur stator est constitué de plusieurs enroulements en étoiles connectés entre eux ou pas.

Un des exemples les plus courants de machines polyphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE). Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques, les deux étoiles, se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée. Cependant, l'alimentation de la MASDE par onduleurs de tension provoque l'apparition de courants harmoniques de circulation d'amplitude importante au stator, impliquant des pertes statoriques supplémentaires et un surdimensionnement des semi-conducteurs. Cela constitue une contradiction avec le concept de segmentation de puissance, lui faisant perdre beaucoup de son intérêt [*Bou-03*].

L'objectif de ce chapitre est la modélisation de la machine asynchrone double étoile dans la base naturelle, puis dans les bases Concordia et Park généralisées, tout en utilisant le formalisme vectoriel.

II.1 Modélisation de la machine asynchrone polyphasée

Cette partie décrit la mise en équations des machines polyphasées. Ces machines possèdent un enroulement statorique constitué de N phases identiques et régulièrement réparties (Figure II.1).

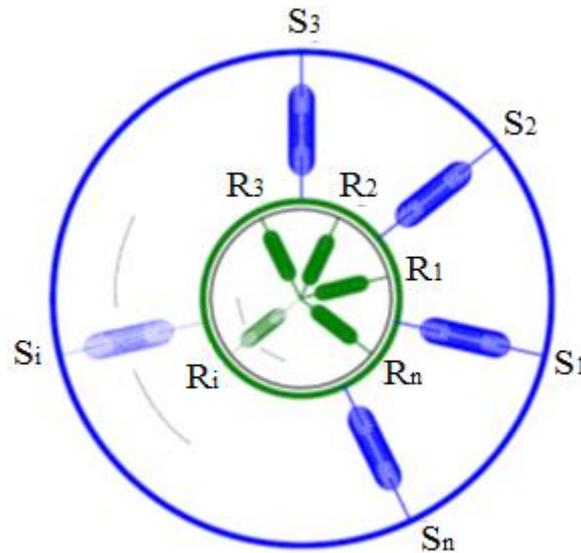


Figure. II.1 : Représentation schématique d'une machine à n phase

II.2 Hypothèses simplificatrices :

Pour pouvoir élaborer le modèle électrique équivalent de la machine, il est nécessaire de considérer certaines hypothèses :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable;
- La saturation du circuit magnétique et les courants de Foucault sont négligeables;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température;
- L'effet de peau est négligeable;
- La F.M.M créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale;

II.3. Modélisation de la machine asynchrone polyphasée

II.3.1 Équations électriques

L'application de la loi de Faraday à chaque enroulement de la machine, en considérant la chute de tension ohmique nous donne l'équation vectorielle en tension. Par ailleurs, comme les enroulements rotoriques sont en court-circuit, le vecteur tension rotorique appliqué est nul:

$$\begin{cases} \vec{V}_s = [R_s] \cdot \vec{I}_s + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_s \\ \vec{V}_r = \vec{0} = [R_r] \cdot \vec{I}_r + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_r \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

$\vec{I}_s, \vec{I}_r, \vec{\varphi}_s$ et $\vec{\varphi}_r$: sont respectivement, le vecteur courant statorique, le vecteur courant rotorique, le vecteur flux statorique et le vecteur flux rotorique; ils sont écrits de la même manière que \vec{V}_s, \vec{V}_r .

$[R_s]$ et $[R_r]$: sont respectivement, la matrice résistance statorique et la matrice résistance rotorique, elles ont des éléments diagonaux égaux, car les phases de la machines sont identiques.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_s & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & R_s \end{bmatrix}, \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_r & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & R_r \end{bmatrix}$$

Le produit scalaire du vecteur tension avec chacun des vecteurs de la base canonique nous donne l'équation en tension d'une phase :

$$\begin{cases} v_{sk} = \vec{V}_s \cdot \vec{x}_k = R_s i_{sk} + \frac{d}{dt} \varphi_{sk} \\ v_{rk} = \vec{V}_r \cdot \vec{x}_k = R_r i_{rk} + \frac{d}{dt} \varphi_{rk} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Où :

$v_{sk}, v_{rk}, \varphi_{sk}$ et φ_{rk} sont les composants scalaires de la phase k des vecteurs tensions et flux.

II.3.2 Puissance transmise dans la machine

La puissance instantanée transmise dans la machine est obtenue par simple produit scalaire entre le vecteur tension et le vecteur courant :

$$P = \vec{V}_s \cdot \vec{I}_s = \sum_{k=0}^{n-1} v_k \cdot i_k \quad (\text{II.3})$$

et en remplaçant le vecteur tension par son expression (II.1), on obtient l'équation suivante :

$$P = [R_s] \cdot (\vec{I}_s)^2 + \left(\frac{d}{dt} \vec{\varphi}_s \right) \cdot \vec{I}_s \quad (\text{II.4})$$

Dans laquelle on reconnaît :

$$\text{Les pertes par effet Joule : } [R_s] (\vec{I}_s)^2 \quad (\text{II.5})$$

$$\text{La puissance magnétique : } \left(\frac{d}{dt} \vec{\varphi}_s \right) \cdot \vec{I}_s \quad (\text{II.6})$$

II.3.3 Équations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment conduisent à des relations linéaires (endomorphismes) entre les vecteurs flux et les vecteurs courants :

$$\begin{cases} \vec{\varphi}_s = [L_{ss}] \cdot \vec{I}_s + [M_{sr}] \cdot \vec{I}_r \\ \vec{\varphi}_r = [L_{rr}] \cdot \vec{I}_r + [M_{rs}] \cdot \vec{I}_s \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Les expressions de tension (II.1) deviennent :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = [R_s] \cdot \vec{I}_s + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot \vec{I}_s + [M_{sr}] \cdot \vec{I}_r) \\ \vec{V}_r = [R_r] \cdot \vec{I}_r + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot \vec{I}_r + [M_{rs}] \cdot \vec{I}_s) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

$[L_{ss}] \cdot \vec{I}_s$: désigne la part de flux exclusivement dû aux courants statoriques;

$[M_{sr}] \cdot \vec{I}_r$: désigne la part de flux statorique dû au rotor;

$[L_{rr}] \cdot \vec{I}_r$: désigne la part de flux exclusivement dû aux courants rotoriques;

$[M_{rs}] \cdot \vec{I}_s$: désigne la part de flux rotorique dû au stator;

Tel que :

$$[L_{ss}] = \begin{pmatrix} m_{s1,s1} & m_{s1,s2} & \dots & m_{s1,sn} \\ m_{s2,s1} & m_{s2,s2} & \dots & m_{s2,sn} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{sn,s1} & m_{sn,s2} & \dots & m_{sn,sn} \end{pmatrix}, \quad [L_{rr}] = \begin{pmatrix} m_{r1,r1} & m_{r1,r2} & \dots & m_{r1, rn} \\ m_{r2,r1} & m_{r2,r2} & \dots & m_{r2, rn} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{rn,r1} & m_{rn,r2} & \dots & m_{rn, rn} \end{pmatrix}$$

$$[M_{sr}] = \begin{pmatrix} m_{s1,r1} & m_{s1,r2} & \dots & m_{s1, rn} \\ m_{s2,r1} & m_{s2,r2} & \dots & m_{s2, rn} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{sn,r1} & m_{sn,r2} & \dots & m_{sn, rn} \end{pmatrix}, \quad [M_{rs}] = \begin{pmatrix} m_{r1,s1} & m_{r1,s2} & \dots & m_{r1, sn} \\ m_{r2,s1} & m_{r2,s2} & \dots & m_{r2, sn} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ m_{rn,s1} & m_{rn,s2} & \dots & m_{rn, sn} \end{pmatrix}$$

II.3.4 Équation mécanique

Afin de concevoir le modèle complet, il faut ajouter nécessairement l'équation mécanique caractérisant le mode lent de la machine. Le Couple électromagnétique fourni par la machine est obtenu par dérivation de la Co-énergie comme suit:

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \vec{I}_s \\ \vec{I}_r \end{pmatrix}^t \left(\frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \right) \begin{pmatrix} \vec{I}_s \\ \vec{I}_r \end{pmatrix} \quad (\text{II.9})$$

L'entrefer de la machine étant de largeur constante, seules les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent de θ . L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \vec{I}_s^t \frac{\partial [M_{sr}]}{\partial \theta} \vec{I}_r \quad (\text{II.10})$$

Pour compléter le modèle, nous devons ajouter les équations mécaniques suivantes :

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega \quad (\text{II.11})$$

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + k_f \cdot \Omega = C_{em} - C_r \cdot \text{sgn}(\Omega) \quad (\text{II.12})$$

Où:

J : désigne le moment d'inertie de la machine;

k_f : désigne le coefficient de frottement;

C_r : désigne le couple de charge;

Les relations (II.7), (II.8), (II.10) et (II.12) constituent un modèle électromécanique complet d'une machine polyphasée asynchrone, conformément aux hypothèses simplificatrices d'étude. La figure suivante donne une représentation d'une machine polyphasée dans la base naturelle. Sur laquelle, les différentes phases sont couplées magnétiquement [*Sem-00*], [*Tol-00*].

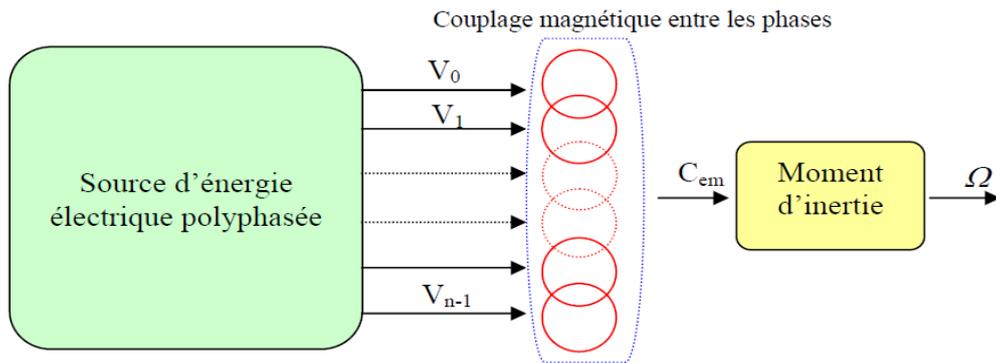


Figure II.2 : Représentation de la machine polyphasée dans la base naturelle.

La modélisation dans la base naturelle ne permet jamais l'élaboration aisée du modèle. Il est maintenant systématiquement de modéliser la machine polyphasée dans une base telle qu'il y ait découplage magnétique. Dans les littératures [*Rob-05*], [*Mao-15*], une approche pour déterminer une matrice de changement de base pour un système polyphasé a été exposée.

II.4. Modélisation de la MAS polyphasée dans la base propre

Comme soulignée dans les littératures [Rob-05], [Ben-03], [Sem-00], les matrices inductances sont circulantes. Cet argument permet de prouver qu'elles sont diagonalisables dans l'espace hermitien et que l'ordre de multiplicité de chaque valeur propre complexe est 1. La matrice de passage de la base naturelle vers la base propre est connue sous le nom de Transformée de Fortescue [Rob-05], [Ben-03].

Ensuite, l'hypothèse de symétrie des matrices inductances est mise en avant pour présenter une transformation diagonalisant à coefficients réels. Dans ce cas, la matrice de passage de la base naturelle vers la base propre est connue sous le nom de Transformée de Concordia généralisée. Enfin, dans cette partie, les équations en flux et en courants sont écrites dans des bases propres, ce qui fait apparaître des systèmes d'équations en flux et en courants découplés. L'objectif de ce paragraphe est de donner des équations vectorielles en flux et en tension dans la base propre orthonormée [Rob-05].

II.4.1 Changement de base

Dans l'espace euclidien qui correspond aux grandeurs réelles de la machine, on distingue deux matrices de passage de la base naturelle vers la base de découplage selon la parité de nombre de phases [Mao-15].

Cas de n impaire :

$$T = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{pmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos i \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos(n-1) \frac{2\pi}{n} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin i \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin(n-1) \frac{2\pi}{n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{n-1}{2}\right) \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos i \left(\frac{n-1}{2}\right) \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos(n-1) \left(\frac{n-1}{2}\right) \frac{2\pi}{n} \\ 0 & \sin\left(\frac{n-1}{2}\right) \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin i \left(\frac{n-1}{2}\right) \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin(n-1) \left(\frac{n-1}{2}\right) \frac{2\pi}{n} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

Cas de n paire :

$$T = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{pmatrix} 1 & \cos \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos i \frac{2\pi}{n} & \dots & \cos(n-1) \frac{2\pi}{n} \\ 0 & \sin \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin i \frac{2\pi}{n} & \dots & \sin(n-1) \frac{2\pi}{n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{n-1}{2}\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \cos i\left(\frac{n-1}{2}\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \cos(n-1)\left(\frac{n-1}{2}\frac{2\pi}{n}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{n-1}{2}\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \sin i\left(\frac{n-1}{2}\frac{2\pi}{n}\right) & \dots & \sin(n-1)\left(\frac{n-1}{2}\frac{2\pi}{n}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & (-1)^i \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}$$

II.4.2 Propriétés des matrices de changement de base

Les matrices de transformation citées ci-dessus sont équivalentes à la matrice de Concordia, mais généralisées à un système polyphasé. Par conséquent, elles ont les mêmes propriétés que la matrice de Concordia, à savoir :

- La matrice transposée est la matrice inverse, c'est-à-dire elles conservent la puissance instantanée;
- La matrice inductance diagonale $[L_{diag}] = T[L]T^t$

II.4.3 Matrices inductances de la machine dans la base de Concordia

La machine est initialement munie de deux repères

- Un repère fixe lié au stator ;
- Un repère tournant lié au rotor;
- Le décalage instantané entre les deux repères correspond à la position instantanée du rotor.

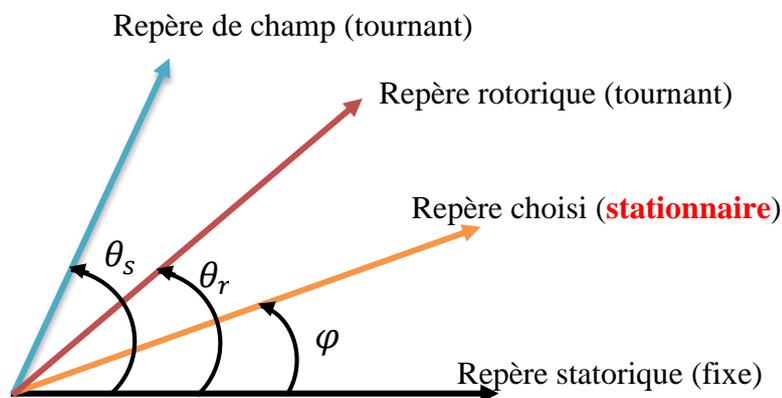


Figure II.3 : Repères de la machine

Afin d'exprimer toutes les grandeurs de la machine dans un même repère, les matrices inductances seront représentées dans un repère fixe décalé de φ par rapport au repère statorique (Figure II.3), sur lequel, on obtient les matrices suivantes :

$$[L_{ss}]_{diag} = \begin{pmatrix} \lambda_{s0} & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_{s1} & & 0 & 0 \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \lambda_{s(\frac{n-1}{2})} & 0 \\ 0 & 0 & & 0 & \lambda_{s(\frac{n-1}{2})} \end{pmatrix}$$

Si on suppose une répartition sinusoïdale des forces magnétomotrices :

$$\begin{cases} \lambda_{s0} = \lambda_{s2} = \lambda_{s3} = \cdots = \lambda_{s(n-2)} \\ \lambda_{s1} = \lambda_{s(n-1)} = l_{fs} + \frac{n}{2}L_{ps} \end{cases}$$

On trouve la même chose pour la matrice $[L_{rr}]_{diag}$, il suffit de changer l'indice s par r .

$$[M_{sr}]_{diag} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & \frac{n}{2}m_{sr}\cos(\theta) & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & & \ddots & & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & \frac{n}{2}m_{sr}\cos(\theta) \end{pmatrix}$$

On trouve la même matrice pour $[M_{rs}]_{diag}$

Il est à noter que la transformation appliquée (Concordia) ne simplifie pas toutes les équations de la machine, la matrice inductance mutuelle stator/rotor reste encore variable en fonction de la position θ , ce qui ramène à la complexité du modèle [Rob-05], [Mer-05], [Lev-03].

À présent, On va réaliser un autre changement de base, qui conduit à une relation matricielle indépendante de l'angle. Pour cela, les matrices inductances diagonalisées seront représentées dans un repère rotatif décalé de φ par rapport au stator (Figure II.4). Ce repère rotatif peut être obtenu en combinant la matrice de Concordia généralisée avec une matrice de rotation $[R]$ suivante [Lev-04] :

$$[R] = \begin{pmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) & [0] \\ -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) & [0] \\ [0] & [0] & Id^{(n-2) \times (n-2)} \end{pmatrix}$$

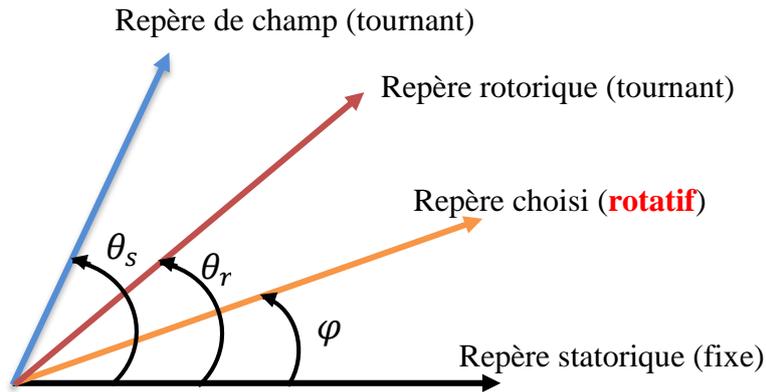


Figure II.4 : Repères de la machine

Donc la nouvelle matrice de passage $[P]$ de la base naturelle vers la base propre (repère rotatif décalé d'angle φ par rapport au stator) est la suivante :

$$[P] = [R]. [T]$$

$[T]$: est la matrice de Concordia généralisée;

$[R]$: est appelée la matrice de Park généralisée;

Selon la parité de nombre de phases, on distingue deux matrices $[P]$:

Cas de n impair :

$$P = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{pmatrix} \cos(\varphi) & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{n}) & \cos(\varphi - \frac{4\pi}{n}) & \dots & \cos(\varphi - \frac{2(n-1)\pi}{n}) \\ -\sin(\varphi) & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{n}) & -\sin(\varphi - \frac{4\pi}{n}) & \dots & -\sin(\varphi - \frac{2(n-1)\pi}{n}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(\frac{(n-1)\pi}{n}) & \cos(\frac{2(n-1)\pi}{n}) & \dots & \cos(\frac{(n-1)^2\pi}{n}) \\ 0 & \sin(\frac{(n-1)\pi}{n}) & \sin(\frac{2(n-1)\pi}{n}) & \dots & \sin(\frac{(n-1)^2\pi}{n}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{pmatrix}$$

Cas de n pair

$$P = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{pmatrix} \cos(\varphi) & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{n}) & \cos(\varphi - \frac{4\pi}{n}) & \dots & \cos(\varphi - \frac{2(n-1)\pi}{n}) \\ -\sin(\varphi) & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{n}) & -\sin(\varphi - \frac{4\pi}{n}) & \dots & -\sin(\varphi - \frac{2(n-1)\pi}{n}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(\frac{(n-2)2\pi}{n}) & \cos(\frac{(n-2)2.2\pi}{n}) & \dots & \cos(\frac{(n-2)(n-1)2\pi}{n}) \\ 0 & \sin(\frac{(n-2)2\pi}{n}) & \sin(\frac{(n-2)2.2\pi}{n}) & \dots & \sin(\frac{(n-2)(n-1)2\pi}{n}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & 2 & 2 & \dots & 2 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & & \frac{\sqrt{2}}{2} & \dots & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 2 & & 2 & \dots & 2 \end{pmatrix}$$

Il est à noter qu'à partir de la troisième ligne de la matrice P , il n'existe aucune variation en fonction de φ , par conséquent, les composantes des grandeurs électriques (tension et courant) pour les rangs supérieur à trois sont nulles (système équilibré). Ce qui nous permet d'écrire la matrice de Park sous la forme suivante :

$$P = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{pmatrix} \cos(\varphi) & \cos(\varphi - \frac{2\pi}{n}) & \cos(\varphi - \frac{4\pi}{n}) & \dots & \cos(\varphi - \frac{2(n-1)\pi}{n}) \\ -\sin(\varphi) & -\sin(\varphi - \frac{2\pi}{n}) & -\sin(\varphi - \frac{4\pi}{n}) & \dots & -\sin(\varphi - \frac{2(n-1)\pi}{n}) \end{pmatrix}$$

Cette matrice permet de transformer un système polyphasé à un système diphasé appelé système (d, q) en conservant la puissance transmise et les forces magnétomotrices. Pour simplifier encore les équations du modèle de la machine, ces transformations vont prendre un référentiel rotatif lié aux champs tournants ($\varphi = \theta_s$)

II.4.4 Équations électriques de la machine dans la base propre

On applique la transformation précédente (Park) sur le système suivant :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = [R_s] \vec{I}_s + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_s \\ \vec{V}_r = \vec{0} = [R_r] \vec{I}_r + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_r \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

On obtient :

$$\begin{cases} [P]^{-1} \vec{V}_{s(d,q)} = [R_s] [P]^{-1} \vec{I}_{s(d,q)} + \frac{d}{dt} ([P]^{-1} \vec{\varphi}_{s(d,q)}) \\ [P]^{-1} \vec{V}_{r(d,q)} = \vec{0} = [R_r] [P]^{-1} \vec{I}_{r(d,q)} + \frac{d}{dt} ([P]^{-1} \vec{\varphi}_{r(d,q)}) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

On multipliant le système d'équations par $[P]$, on trouve :

$$\begin{cases} \vec{V}_{s(d,q)} = [R_s] \vec{I}_{s(d,q)} + \frac{d}{dt} ([P]^{-1} \vec{\varphi}_{s(d,q)}) \\ \vec{V}_{r(d,q)} = [R_r] \vec{I}_{r(d,q)} + \frac{d}{dt} ([P]^{-1} \vec{\varphi}_{r(d,q)}) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Ce qui implique :

$$\begin{cases} \vec{V}_{s(d,q)} = [R_s] \vec{I}_{s(d,q)} + [P] \left(\frac{d}{dt} [P]^{-1} \right) \vec{\varphi}_{s(d,q)} \\ \vec{V}_{r(d,q)} = [R_r] \vec{I}_{r(d,q)} + [P] \left(\frac{d}{dt} [P]^{-1} \right) \vec{\varphi}_{r(d,q)} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

D'autre part, on a :

$$[P] \left(\frac{d}{dt} [P]^{-1} \right) = \frac{d\theta}{dt} \begin{pmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Donc les équations électriques II.16 deviennent :

$$\begin{cases} \vec{V}_{s(d,q)} = [R_s] \vec{I}_{s(d,q)} + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_{s(d,q)} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \omega_s \vec{\varphi}_{s(d,q)} \\ \vec{V}_{r(d,q)} = [R_r] \vec{I}_{r(d,q)} + \frac{d}{dt} \vec{\varphi}_{r(d,q)} + \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} (\omega_s - \omega_r) \vec{\varphi}_{r(d,q)} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

D'où les équations électriques sous forme matricielle :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega_r) \\ (\omega_s - \omega_r) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

II.4.5 Équations magnétiques de la machine dans la base propre

On applique la transformation de Park généralisée au système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \vec{\varphi}_s = [L_{ss}] \vec{I}_s + [M_{sr}] \vec{I}_r \\ \vec{\varphi}_r = [L_{rr}] \vec{I}_r + [M_{rs}] \vec{I}_s \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

On obtient :

$$\begin{cases} [P]^{-1} \vec{\varphi}_{s(d,q)} = [L_{ss}] [P]^{-1} \vec{I}_{s(d,q)} + [M_{sr}] [P]^{-1} \vec{I}_{r(d,q)} \\ [P]^{-1} \vec{\varphi}_{r(d,q)} = [L_{rr}] [P]^{-1} \vec{I}_{r(d,q)} + [M_{rs}] [P]^{-1} \vec{I}_{s(d,q)} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

On multipliant le système d'équations par $[P]$, on trouve :

$$\begin{cases} \vec{\varphi}_{s(d,q)} = [P][L_{ss}][P]^{-1}\vec{I}_{s(d,q)} + [P][M_{sr}][P]^{-1}\vec{I}_{r(d,q)} \\ \vec{\varphi}_{r(d,q)} = [P][L_{rr}][P]^{-1}\vec{I}_{r(d,q)} + [P][M_{rs}][P]^{-1}\vec{I}_{s(d,q)} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Ce qui implique :

$$\begin{cases} \vec{\varphi}_{s(d,q)} = [L_{ss}]diag\vec{I}_{s(d,q)} + [M_{sr}]diag\vec{I}_{r(d,q)} \\ \vec{\varphi}_{r(d,q)} = [L_{rr}]diag\vec{I}_{r(d,q)} + [M_{rs}]diag\vec{I}_{s(d,q)} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Finalement, les équations magnétiques sous forme matricielle sont les suivantes :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Avec :

$$\begin{cases} L_s = l_{fs} + \frac{n}{2}L_p \\ L_r = l_{fr} + \frac{n}{2}L_p \\ L_m = \frac{n}{2}L_p \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

II.4.6 Équation mécanique de la machine dans la base propre

À présent, il nous reste que les équations mécaniques pour concevoir le modèle complet de la machine. Le couple électromagnétique fourni par la machine peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance instantanée est calculée par un simple produit scalaire entre le courant et la tension :

$$P = V_{sd} \cdot I_{sd} + V_{sq} \cdot I_{sq} + V_{rd} \cdot I_{rd} + V_{rq} \cdot I_{rq} \quad (\text{II.26})$$

et en remplaçant les tensions par leurs expressions, on obtient l'équation suivante :

$$P = R_s(I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r(I_{rd}^2 + I_{rq}^2) + I_{sd} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + I_{sq} \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + I_{rd} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + I_{rq} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\varphi_{sd} \cdot I_{sq} - \varphi_{sq} \cdot I_{sd})\omega_s + (\varphi_{rd} \cdot I_{rq} - \varphi_{rq} \cdot I_{rd})(\omega_s - \omega_r) \quad (\text{II.27})$$

Dans laquelle on reconnaît :

Les pertes par effet Joule :

$$R_s(I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r(I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (\text{II.28})$$

La puissance électromagnétique :

$$I_{sd} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + I_{sq} \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + I_{rd} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + I_{rq} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \quad (\text{II.29})$$

La puissance mécanique :

$$(\varphi_{sd} \cdot I_{sq} - \varphi_{sq} \cdot I_{sd})\omega_s + (\varphi_{rd} \cdot I_{rq} - \varphi_{rq} \cdot I_{rd})(\omega_s - \omega_r) \quad (\text{II.30})$$

Le couple électromagnétique fourni par la machine est obtenu par dérivation de la co-énergie comme suit:

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{p}{2} \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{pmatrix}^t \cdot \left(\frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{pmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{sd} \\ I_{sq} \end{pmatrix} \\ &= pL_m(I_{rd} \cdot I_{sq} - I_{rq} \cdot I_{sd}) \\ &= \frac{pL_m}{L_r} (\varphi_{rd} \cdot I_{sq} - \varphi_{rq} \cdot I_{sd}) \end{aligned} \quad (\text{II.31})$$

On finalise le modèle par les équations suivantes :

$$\frac{d\theta}{dt} = p \cdot \Omega \quad (\text{II.32})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} + k_f \cdot \Omega = C_{em} - C_r \cdot \text{sgn}(\Omega) \quad (\text{II.33})$$

Les relations (II.19), (II.24), (II.31), (II.32) et (II.33) constituent un modèle électromécanique complet d'une machine asynchrone polyphasée, représenté dans la base propre de Park [*Mah-99*], [*Gat-00*].

$$\left\{ \begin{array}{l} \sigma L_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r\right) & \omega_s \sigma L_s \\ -\omega_s \sigma L_s & -\left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r L_r} & \omega_r \frac{L_m}{L_r} \\ -\omega_r \frac{L_m}{L_r} & \frac{L_m}{T_r L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1/T_r & (\omega_s - \omega_r) \\ -(\omega_s - \omega_r) & -1/T_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \\ C_{em} = \frac{p L_m}{L_r} (\varphi_{rd} \cdot I_{sq} - \varphi_{rq} \cdot I_{sd}) \\ \frac{d\Omega}{dt} + k_f \cdot \Omega = C_{em} - C_r \end{array} \right.$$

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

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

II.5 Modélisation de la machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone à double étoile étudiée dans cette partie est une machine qui comporte deux systèmes d'enroulements triphasés couplés en étoile fixes au stator et déphasés entre eux d'un angle γ ($\gamma = 30^\circ$) et un rotor mobile similaire à celui d'une machine asynchrone classique [Had-00], [Had-01].

Les deux systèmes de phases du stator sont alimentés par deux sources de tension à fréquence et amplitude égales mais déphasées entre elles d'un angle δ ($\delta = \gamma = 30^\circ$).

La machine étudiée (Figure II.5) est représentée par deux systèmes enroulements statoriques : $(A_{sa1}, B_{s1}, C_{s1})$ et $(A_{sa2}, B_{s2}, C_{s2})$ qui sont déphasés de $\delta = 30^\circ$ entre eux, et trois phases rotoriques : (A_r, B_r, C_r) .

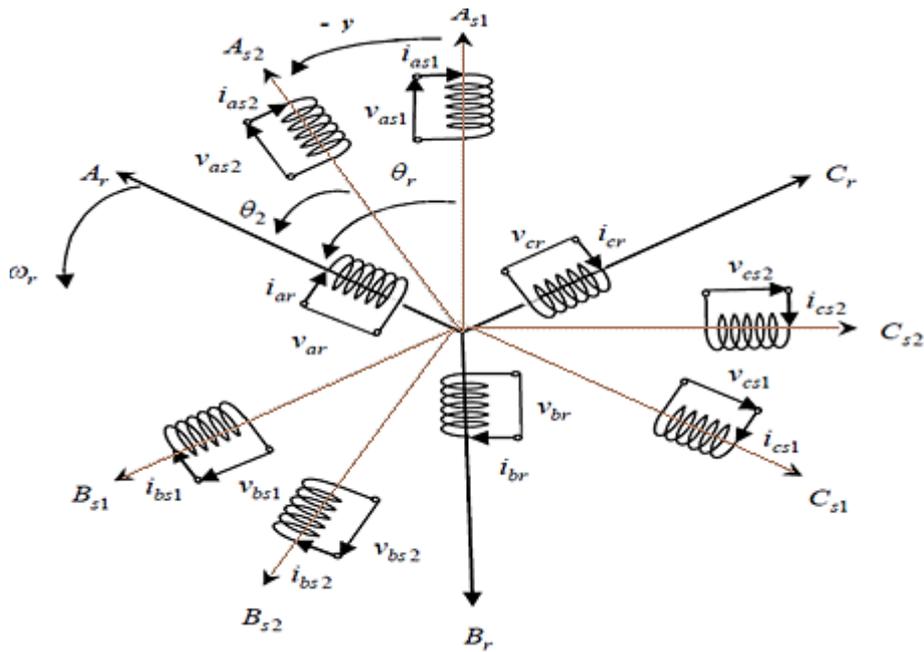


Figure II.5 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE.

Afin de réduire la complexité du modèle non linéaire, nous adoptons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable ;
- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale ;
- Machine de construction symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire).
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable.

II.5.1 Equations électriques de la MASDE

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, le modèle électromagnétique complet de la machine asynchrone double étoile dans le système réel :

$$[v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \tag{II.34}$$

$$[v_r] = [0] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \tag{II.35}$$

Avec :

$[v_s] = [v_{sa1} \ v_{sb1} \ v_{sc1} \ v_{sa2} \ v_{sb2} \ v_{sc2}]^t$: Les tensions appliquées aux deux enroulements triphasés statoriques.

$[v_r] = [v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc}]^t$: Les tensions nulles du rotor.

$[i_s] = [i_{sa1} \ i_{sb1} \ i_{sc1} \ i_{sa2} \ i_{sb2} \ i_{sc2}]^t$: Les courants traversant les enroulements statoriques.

$[i_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^t$: Les courants rotoriques traversant les phases du rotor.

Pour ce qui est des flux à travers les enroulements statoriques et rotoriques nous avons respectivement :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \quad (\text{II.36})$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \quad (\text{II.37})$$

$[R_s]$: Est une matrice diagonale de (6x6) éléments dont les paramètres sont les résistances R_{sqi} de chaque phase q et d'étoile i .

$$[R_s] = \begin{bmatrix} [R_{s1}] & [0]_{3 \times 3} \\ [0]_{3 \times 3} & [R_{s2}] \end{bmatrix}$$

Où :

$$[R_{s1}] = \text{diag}[r_{as1} \ r_{bs1} \ r_{cs1}]$$

$$[R_{s2}] = \text{diag}[r_{as2} \ r_{bs2} \ r_{cs2}]$$

$[L_{ss}]$: Est une matrice diagonale de (6x6) éléments composés les paramètres qui les inductances propres de chaque phase L_{sqi} , les inductances mutuelles M_{sq} entre les phases statoriques de même étoile et les inductances mutuelles M_{sqi} entre les phases statoriques de différentes étoiles.

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} [L_{1,1}] & [L_{1,2}] \\ [L_{2,1}] & [L_{2,2}] \end{bmatrix}$$

Où :

$$[L_{1,1}] = \begin{bmatrix} (L_1 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_1 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_1 + L_{ms}) \end{bmatrix},$$

$$[L_{2,2}] = \begin{bmatrix} (L_2 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_2 + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_2 + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{1,2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos \gamma & L_{ms} \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\gamma + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos \gamma & L_{ms} \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos \gamma \end{bmatrix}, \quad [L_{2,1}] = [L_{1,2}]^t$$

$[L_r]$ et $[R_r]$ sont les matrices des résistances et inductances rotoriques données par :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{3\pi}{2}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix}$$

$[M_{sr}]$, $[M_{rs}]$: Sont les inductances mutuelle stator-rotor et rotor-stator, elles sont définies par :

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} [L_{1,r}] \\ [L_{2,r}] \end{bmatrix}, \quad [M_{rs}] = \begin{bmatrix} [L_{r,1}] \\ [L_{r,2}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{1,r}]^t \\ [L_{2,r}]^t \end{bmatrix}$$

Où :

$$[L_{1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \gamma) & \cos\left((\theta_r - \gamma) + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left((\theta_r - \gamma) + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left((\theta_r - \gamma) - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r - \gamma) & \cos\left((\theta_r - \gamma) + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left((\theta_r - \gamma) - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left((\theta_r - \gamma) - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r - \gamma) \end{bmatrix}$$

L_{sr} : est la valeur maximale des mutuelles stator-rotor

θ_r : est la position électrique du rotor.

Avec :

$$L_{ms} = L_{mr} = L_{sr} = \frac{2}{3} L_m$$

Le couple électromagnétique délivré par la machine, obtenu à partir de la dérivée de la co-énergie magnétique par rapport à la position de vitesse mécanique θ_r :

$$C_{em} = \frac{p}{2} [i_s]^t \frac{d}{dt} [M_{sr}] [i_r] \quad (\text{II.38})$$

Après développement, on aboutit à la forme suivante :

$$\begin{aligned} C_{em} = & -\frac{p}{2} i_{ra} m_{sr} \left\{ i_{sa1} \sin(\omega_r t) + i_{sa2} \sin(\omega_r t - \alpha) + i_{sb1} \sin\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \\ & \left. i_{sb2} \sin\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) + i_{sc1} \sin\left(\omega_r t - \frac{4\pi}{3}\right) + i_{sc2} \sin\left(\omega_r t - \frac{4\pi}{3} - \alpha\right) \right\} - \\ & \frac{p}{2} i_{rb} m_{sr} \left\{ i_{sa1} \sin\left(\omega_r t - \frac{4\pi}{3}\right) + i_{sa2} \sin\left(\omega_r t - \frac{4\pi}{3} - \alpha\right) + i_{sb1} \sin(\omega_r t) + i_{sb2} \sin(\omega_r t - \right. \\ & \left. \alpha) + i_{sc1} \sin\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{sc2} \sin\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \right\} - \frac{p}{2} i_{rc} m_{sr} \left\{ i_{sa1} \sin\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}\right) + \right. \\ & \left. i_{sa2} \sin\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) + i_{sb1} \sin\left(\omega_r t - \frac{4\pi}{3}\right) + i_{sb2} \sin\left(\omega_r t - \frac{4\pi}{3} - \alpha\right) + i_{sc1} \sin(\omega_r t) + \right. \\ & \left. i_{sc2} \sin(\omega_r t - \alpha) \right\} \end{aligned} \quad (\text{II.39})$$

Les équations électriques seront accompagnées par des équations mécaniques :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + K_f \cdot \omega_r = (C_{em} - C_r) \quad (\text{II.40})$$

II.5.2 Modèle de machine MASDE dans le plan de Concordia généralisé

Pour réduire le nombre des équations régissant le moteur ainsi que la disparition de l'interdépendance entre les équations statoriques et rotoriques localisée au niveau de la matrice des inductances mutuelle, deux modèles ont été développés dans ce contexte. On cite :

Le premier modèle se base sur la matrice de Concordia généralisée avec laquelle les grandeurs réelles statoriques de la machine double étoile de repère $(A_{sa1}, B_{s1}, C_{s1})$ et $(A_{sa2}, B_{s2}, C_{s2})$ sont exprimées dans trois référentiels découplés (α, β) , (x, y) et (o_1, o_2) (voir la Figure (II.6)).

Les enroulements fictifs présentés dans ces référentiels sont équivalents du point de vue électrique et magnétique aux enroulements réels. Ce modèle est largement utilisé dans la littérature [Lev-04], [Che-14], [Boj-02], car il permet d'avoir l'accès au courant de circulation entre les deux enroulements triphasés statoriques ce qui facilite l'élaboration d'une commande contribuant à l'annulation de ce courant.

Comme les deux neutres des de deux étoiles sont isolés (les grandeurs homopolaire dans le référentiel o_1, o_2 sont nulles).

La matrice de Concordia généralisé qu'on réécrit ici :

$$[C_6] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

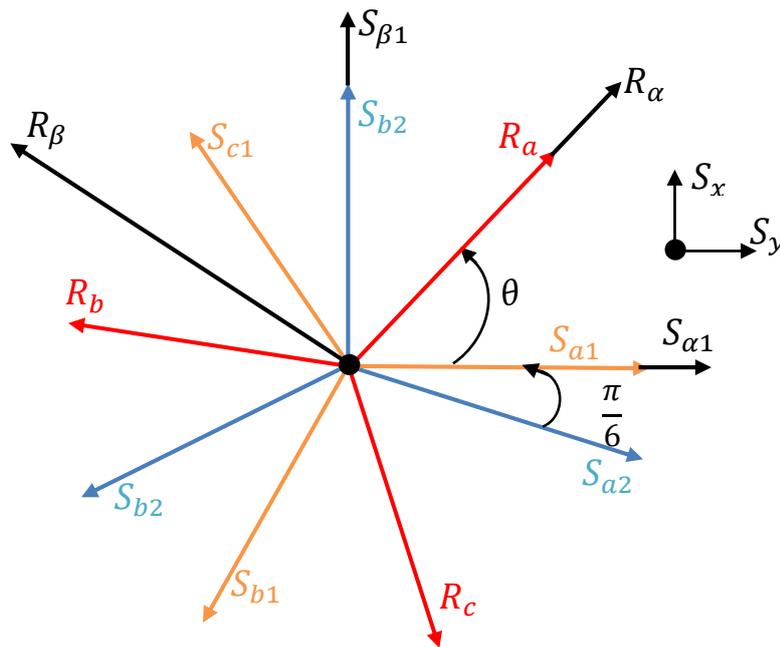


Figure II.6 : Représentation du modèle de Concordia généralisé de la MASDE

Tel que :

$$[x_{\alpha\beta xy}] = [x_{\alpha} \ x_{\beta} \ x_x \ x_y]^t = [C_6][x_{s\alpha1} \ x_{s\alpha2} \ x_{s\beta1} \ x_{s\beta2} \ x_{sc1} \ x_{sc2}]^t \quad (\text{II.41})$$

x_i : Tensions, courants ou flux des phases.

Le deuxième modèle est basé sur l'application de deux matrices de Concordia traditionnelle $[C_1]$ et $[C_2]$ pour chaque enroulement triphasé du stator ce qui signifie un modèle deux fois triphasé. Les deux systèmes triphasés décalés d'un angle électrique $\frac{\pi}{6}$ et d'axes $(A_{s\alpha1}, B_{s1}, C_{s1})$ et $(A_{s\alpha2}, B_{s2}, C_{s2})$; sont transformés à deux référentiels équivalents biphasés d'axes (α_1, β_1) et (α_2, β_2) créant la même force magnétomotrice. Comme les deux étoiles triphasées sont décalés d'un angle γ et afin de caler les deux référentiels équivalents biphasés

d'axes (α_1, β_1) et (α_2, β_2) , les deux matrices de Concordia $[C_1]$ et $[C_2]$ seront aussi décalés en $\frac{\pi}{6}$. Nous montrons sur la Figure (II.7) la présentation du modèle de Concordia triphasé de machine asynchrone double étoile.

Les deux matrices de Concordia appliquées pour la machine double étoile avec deux neutres isolés sont définies par :

Pour l'étoile 1 :

$$[x_{\alpha_1\beta_1}] = [x_{\alpha_1} \ x_{\beta_1}]^t = [C_1][x_{sa1} \ x_{sb1} \ x_{sc1}]^t \quad (II.42)$$

Avec :

$$[C_1] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (II.43)$$

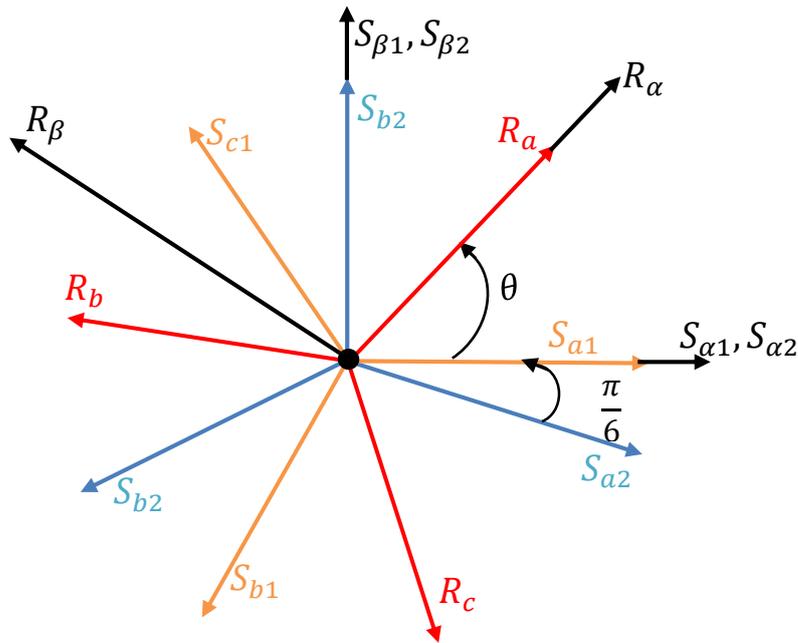


Figure II.7 : Représentation du modèle de Concordia triphasé de la MASDE

Pour l'étoile 2 :

$$[x_{\alpha_2\beta_2}] = [x_{\alpha_2} \ x_{\beta_2}]^t = [C_2][x_{sa2} \ x_{sb2} \ x_{sc2}]^t \quad (II.44)$$

Avec :

$$[C_2] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix} \quad (II.45)$$

Le passage entre les deux modèles peut être fait en utilisant la matrice suivante :

$$[T] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.46})$$

Tel que :

$$[x_{\alpha\beta xy}] = [x_{\alpha} \ x_{\beta} \ x_x \ x_y]^t = [T][x_{s\alpha 1} \ x_{s\alpha 2} \ x_{s\beta 1} \ x_{s\beta 2}]^t \quad (\text{II.47})$$

Cette matrice étant notmée et orthogonale, ce qui nous permet d'avoir $[T] \cdot [T]^{-1} = [I]$ (avec $[I]$ la matrice d'identité) donc son inverse est égale à sa transposée.

En appliquant la matrice de transformation de Concordia généralisé $[C_6]$ aux équations des tensions et des flux, le système statorique naturel sera transformé en deux systèmes équivalent découplés (α, β) et (x, y) .

Pour les variables rotoriques, la transformation usuelle de Concordia, notée $[C_r]$, est utilisée :

$$[C_r] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.48})$$

Les vecteurs assemblés des grandeurs du système triphasé rotorique transformés sont :

$$[x_{r\alpha} \ x_{r\beta} \ x_{ro}]^t = [C_r][x_{ra} \ x_{rb} \ x_{rc}]^t \quad (\text{II.49})$$

En utilisant ces deux matrices dans les systèmes d'équations de tensions statoriques et rotoriques, nous obtenons finalement :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 \\ 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

$$\begin{bmatrix} v_{sx} \\ v_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 \\ 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} l_{ls} & 0 \\ 0 & l_{ls} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

$$\begin{bmatrix} v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.52})$$

Ajoutons à notre système d'équations l'expression du couple électromagnétique qui sera :

$$C_{em} = p \cdot L_{sr} \cdot \{ (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \cos(\theta) - (i_{s\alpha} i_{r\alpha} - i_{s\beta} i_{r\beta}) \sin(\theta) \} \quad (\text{II.53})$$

A partir des équations électriques et mécaniques, on constate que seules les grandeurs statoriques du référentiel (α, β) ont un couplage magnétique avec le rotor. Pour cela, seules les composantes des courants selon les axes α et β du stator et du rotor participent à la production du couple. Contrairement au référentiel (x, y) non-générateur du couple qui est relié au courant de circulation ou déséquilibre entre les deux étoiles statoriques créant ainsi des pertes joules supplémentaires. Cela peut être déduit à partir du système d'équations ci-dessous provenant de la multiplication de la matrice inverse de passage $[T]^{-1}$ et des vecteurs des courants statoriques $[i_{s\alpha\beta xy}]$:

$$\begin{cases} i_{s\alpha 1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{s\alpha} + i_{sx}) \\ i_{s\alpha 2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{s\alpha} - i_{sy}) \\ i_{s\beta 1} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{s\beta} + i_{sx}) \\ i_{s\beta 2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_{s\beta} - i_{sy}) \end{cases} \quad (\text{II.54})$$

II.5.3 Modèle de la MASDE dans le plan park

Le modèle de la machine dans le référentiel de Park est obtenu en appliquant les matrices de rotation suivantes :

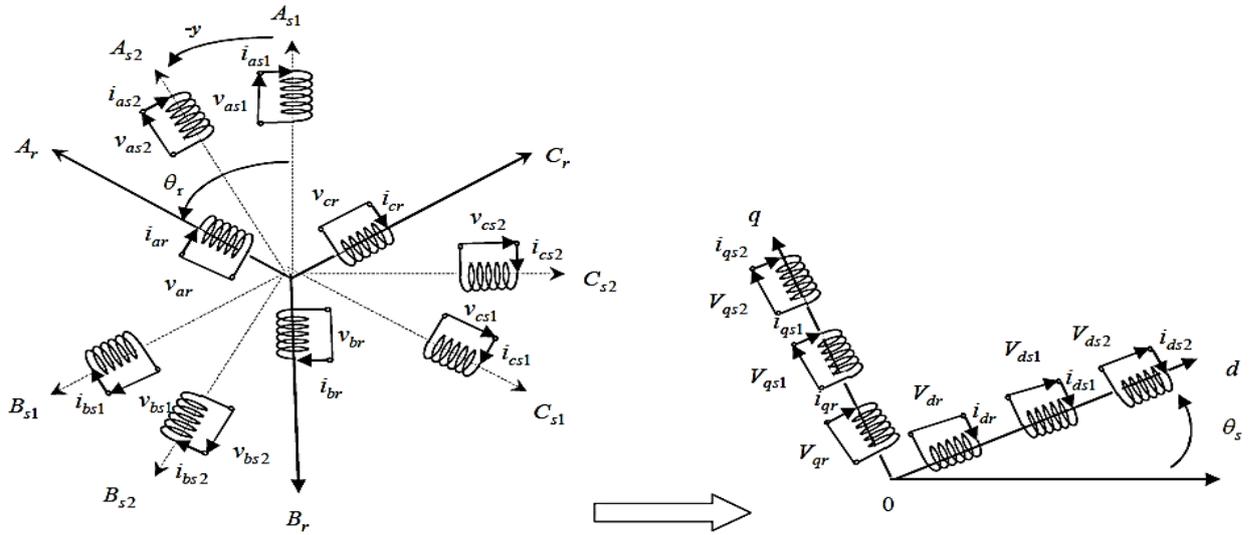
- Pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.55})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

- Pour l'étoile 2 et le rotor, on remplace dans (II.55) et (II.56) θ par $(\theta - \gamma)$ et puis par $(\theta_{gl} = \theta - \theta_r)$ respectivement.

La machine biphasée sera représentée dans l'espace électrique par la Figure II.8.



a) Modèle de la machine double étoile

b) Modèle biphasé équivalent

Figure II.8 : Représentation de la MASDE et sa machine biphasée.

Les équations électriques de la machine s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 v_{d1} &= r_1 i_{d1} + \frac{d}{dt} \varphi_{d1} - \omega_s \varphi_{q1} \\
 v_{q1} &= r_1 i_{q1} + \frac{d}{dt} \varphi_{q1} + \omega_s \varphi_{d1} \\
 v_{d2} &= r_2 i_{d2} + \frac{d}{dt} \varphi_{d2} - \omega_s \varphi_{q2} \\
 v_{q2} &= r_2 i_{q2} + \frac{d}{dt} \varphi_{q2} + \omega_s \varphi_{d2} \\
 v_{dr} &= r_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_{gl} \varphi_{qr} \\
 v_{qr} &= r_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \omega_{gl} \varphi_{dr}
 \end{aligned}
 \tag{II.57}$$

$$\begin{aligned}
 \varphi_{d1} &= L_1 i_{d1} + L_m (i_{d1} + i_{d2} + i_{dr}) \\
 \varphi_{q1} &= L_1 i_{q1} + L_m (i_{q1} + i_{q2} + i_{qr}) \\
 \varphi_{d2} &= L_2 i_{d2} + L_m (i_{d1} + i_{d2} + i_{dr}) \\
 \varphi_{q2} &= L_2 i_{q2} + L_m (i_{q1} + i_{q2} + i_{qr}) \\
 \varphi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m (i_{d1} + i_{d2} + i_{dr}) \\
 \varphi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m (i_{q1} + i_{q2} + i_{qr})
 \end{aligned}
 \tag{II.58}$$

Avec : $\omega_s = \frac{d\theta}{dt}$, $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ et $\omega_{gl} = \frac{d\theta}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}$

La puissance absorbée par la MASDE dans le système d'axes (\mathbf{d}, \mathbf{q}) , tout en négligeant les composantes homopolaires est exprimée par :

$$P_a = v_{d1} i_{d1} + v_{q1} i_{q1} + v_{d2} i_{d2} + v_{q2} i_{q2}
 \tag{II.59}$$

En remplaçant les tensions $(v_{d1}, v_{q1}, v_{d2}, v_{q2})$ par leurs expressions dans (2.18), on trouve :

$$P_a = [r_1 i_{d1}^2 + r_1 i_{q1}^2 + r_2 i_{d2}^2 + r_2 i_{q2}^2] + \left\{ \frac{d\varphi_{d1}}{dt} i_{d1} + \frac{d\varphi_{q1}}{dt} i_{q1} + \frac{d\varphi_{d2}}{dt} i_{d2} + \frac{d\varphi_{q2}}{dt} i_{q2} \right\} + \omega_s (\varphi_{d1} i_{d1} - \varphi_{q1} i_{q1} + \varphi_{d2} i_{d2} - \varphi_{q2} i_{q2}) \quad (\text{II.60})$$

L'expression (II.60) se compose de trois termes :

- Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule ;
- Le second représente la variation de l'énergie électromagnétique (réserve d'énergie) ;
- Le dernier terme est la puissance électromagnétique (P_{em}).

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = P \frac{P_{em}}{\omega} \quad (\text{II.61})$$

Alors, l'expression du couple électromagnétique est égale

$$C_{em} = P(\varphi_{d1} i_{d1} - \varphi_{q1} i_{q1} + \varphi_{d2} i_{d2} - \varphi_{q2} i_{q2}) \quad (\text{II.62})$$

En remplaçant les flux ($\varphi_{d1}, \varphi_{q1}, \varphi_{d2}, \varphi_{q2}$) données par (II.58) dans (II.62), on obtient :

$$C_{em} = PL_m [(i_{q1} + i_{q2}) i_{dr} - (i_{d1} + i_{d2}) i_{qr}] \quad (\text{II.63})$$

A partir des équations des flux rotoriques ($\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$) exprimées par (II.58), on tire

$$i_{qr} = \frac{L_m}{L_m + L_r} [\varphi_{qr} - L_m (i_{q1} + i_{q2})] \quad (\text{II.64})$$

$$i_{dr} = \frac{L_m}{L_m + L_r} [\varphi_{dr} - L_m (i_{d1} + i_{d2})] \quad (\text{II.65})$$

En introduisant (II.64) et (II.65) dans l'équation (II.63), on aura la relation du couple électromagnétique exprimé en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques dans le repère de Park (d, q) suivante :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{q1} + i_{q2}) \varphi_{dr} - (i_{d1} + i_{d2}) \varphi_{qr}] \quad (\text{II.66})$$

Enfin, pour compléter la relation (II.66), on doit ajouter l'équation (II.40).

Les équations (II.40) et (II.66) constituent un modèle électromécanique complet de la MASDE, conformément aux hypothèses simplificatrices d'étude.

II.6 Simulation et interprétation des résultats

Pour la simulation, il suffit d'implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement Matlab/Simulink. La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit :

- Pour la première étoile :

$$\begin{aligned} v_{as1} &= V_m \sin(\omega_s t) \\ v_{bs1} &= V_m \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cs1} &= V_m \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.67})$$

Avec : $V_m = \sqrt{2}V_{eff}$;

- Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (II.67), $(\omega_s t)$ par $(\omega_s t - \gamma)$ et l'indice 1 par 2 ;
- Pour le rotor, les tensions (v_{ar}, v_{br}, v_{cr}) sont nuls (rotors à cage d'écureuil).

La Figure II.9 représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée directement par deux sources sinusoïdales et équilibrées, suivi de l'application d'une charge $C_r = 14\text{N.m}$ entre l'intervalle de temps $t = [1.75 \ 3.52]$ s.

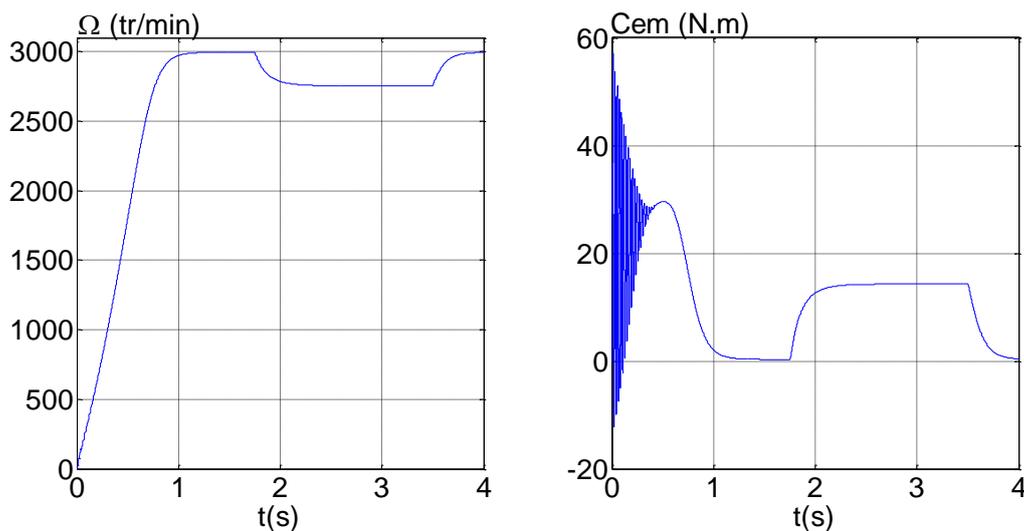
Cette dernière montre que :

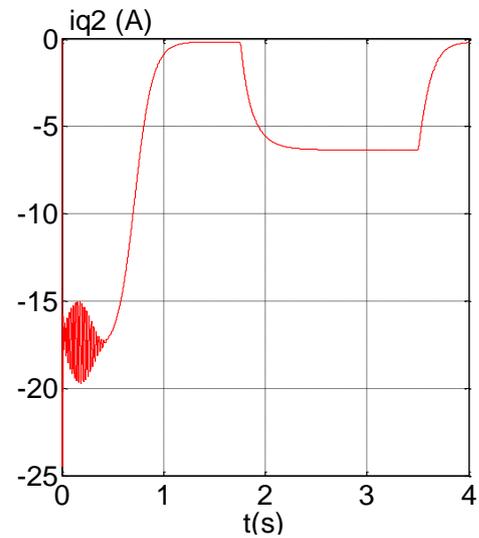
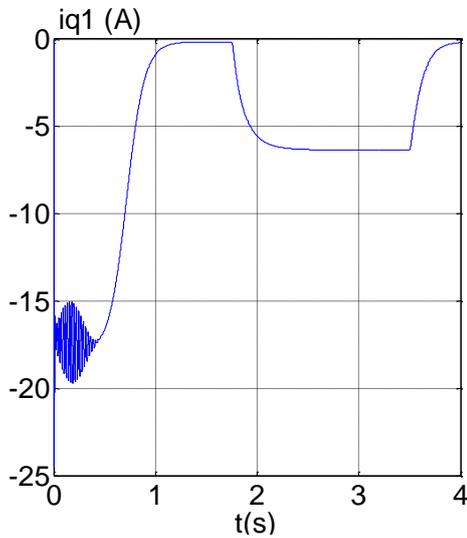
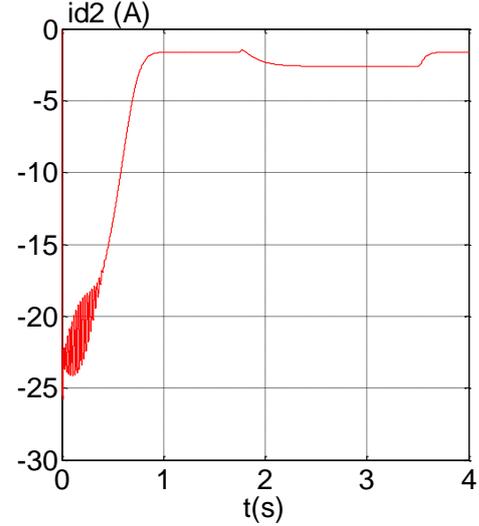
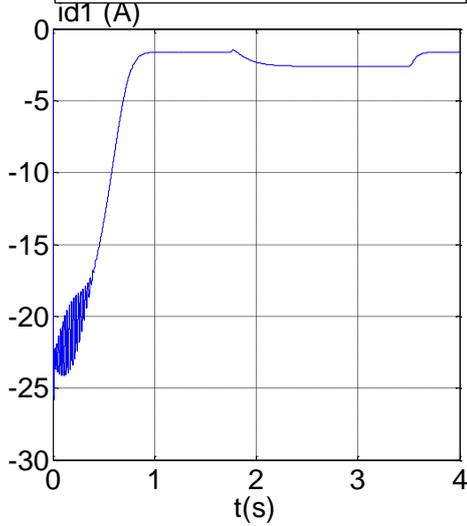
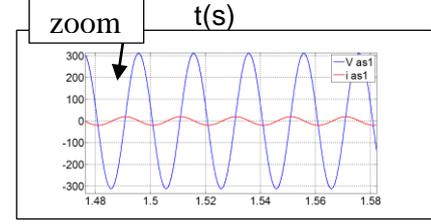
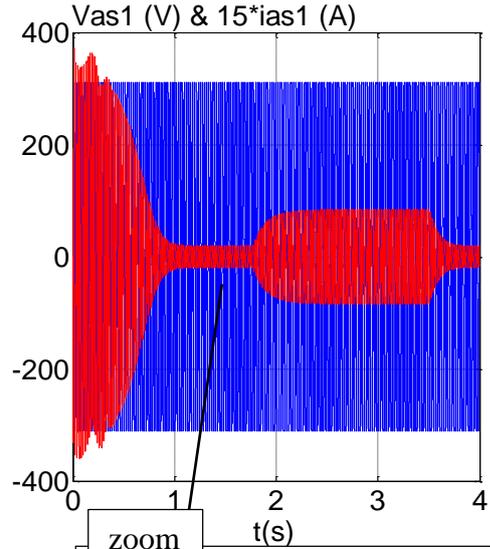
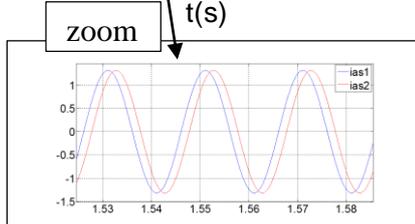
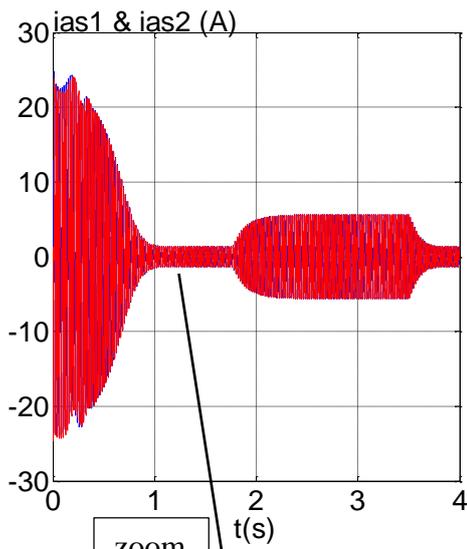
Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 2997.5 (tr/mn) (très proche de celle du synchronisme) à $t \approx 0.8\text{s}$ (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 57.14 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.5s où il rejoint 39.5N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.314N.m, qui est due aux frottements. Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 fois le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Les courants statoriques suivant les axes direct et en quadrature, évoluent d'une façon à peu près analogue à l'évolution de la vitesse ; néanmoins, on remarque de faibles oscillations au niveau de ces derniers durant approximativement 0.4s. L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique ; enfin du régime transitoire, les flux selon les deux axes (d, q) se stabilisent respectivement à -1.175Wb et à -0.0136Wb .

En appliquant la charge $C_r = 14\text{N.m}$ (machine en fonctionnement moteur) à partir de l'instant $t = 1,75\text{s}$, on constate que la vitesse et les courants selon (d, q) diminuent et se stabilisent respectivement à $N = 2754.43 \text{ tr/mn}$, $i_{d1} = i_{d2} = -2.6\text{A}$ et $i_{q1} = i_{q2} = -6.34\text{A}$; par contre, des augmentations sont observées par le couple électromagnétique, les courants statoriques (étoiles 1 et 2) et par les flux rotoriques selon (d, q) , qui se stabilisent respectivement à $C_{em} = 14.306\text{N.m}$ (légèrement supérieur au couple de charge), $i_{as1} = i_{as2} = 5.54\text{A}$, $\varphi_{dr} = -1.06\text{Wb}$ et $\varphi_{qr} = 0.1866\text{Wb}$.

Cependant, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide, la tension d'alimentation ($V_{as1}(\text{V})$) et le courant statorique ($I_{as1}(\text{A})$) sont presque en phase et de même signe ; toutefois, le déphasage en arrière du courant par rapport à la tension est dû à l'effet inductif de la machine, les deux grandeurs sont de même signe veut dire que le sens de transition de la puissance est positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive (nécessaire pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation) de la source (réseau électrique).

On constate aussi que l'angle de déphasage électrique ($\alpha = 30^\circ$), qui est dû à la conception et à la disposition des enroulements de la machine (déphasage électrique entre les deux étoiles), impose tout simplement le même déphasage entre les deux sources d'alimentations, et ce même angle n'est observé que par les grandeurs réelles (tensions et courants suivant les axes réels), par contre il n'a aucune influence sur les mêmes grandeurs selon les deux axes direct et en quadrature, car ces dernières restent identiques (sachant que les deux étoiles sont identiques).





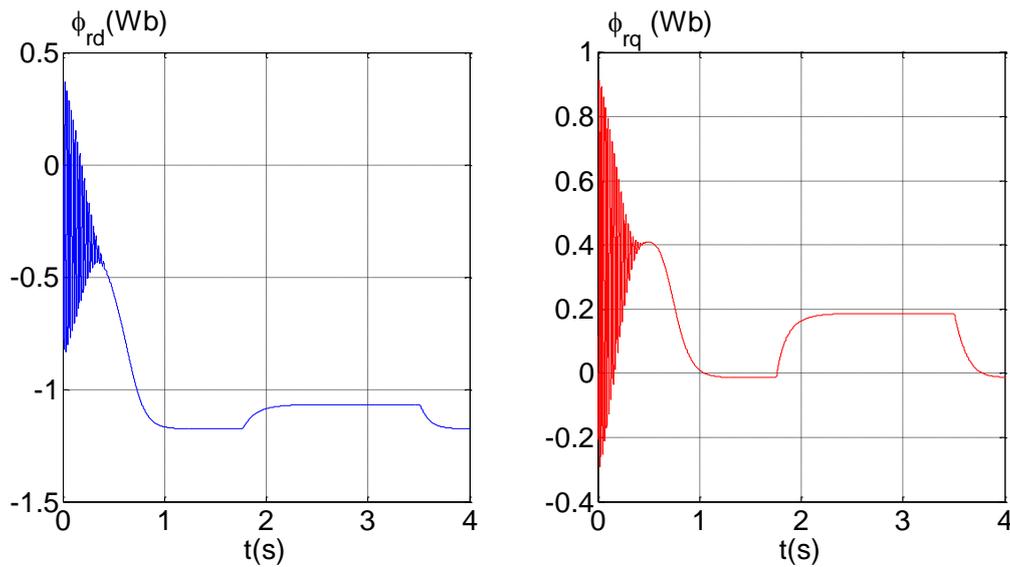


Figure II.9 : Evolution des caractéristiques de la MASDE alimenté par deux sources sinusoïdales avec l'application d'un couple de charge nominale de $Cr=14$ entre l'intervalle de temps $t= [1.75 \ 3.5]$ s.

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi deux modèles mathématiques et généraux pour toutes les machines asynchrones polyphasées, l'un est représenté dans la base naturelle, et l'autre dans la base propre de Park; en prenant en considération certaines hypothèses simplificatrices ; et nous avons conclu que la modélisation de la machine dans la base naturelle est très compliquée. Pour cela, nous avons exploité les propriétés des matrices inductances de la machine, qui nous ont ramené à modéliser la machine dans la base de découplage, faisant les matrices inductances diagonales. Toutefois, le modèle obtenu reste non linéaire et fortement couplé

Chapitre III

Stratégies de commutation de la modulation vectorielle directe

Introduction

Dans ce chapitre, nous allons présenter deux types de stratégies de commutation, autrement dit l'ordre des vecteurs nuls et actifs le long d'une période d'échantillonnage, concernant la méthode de la modulation vectorielle directe du convertisseur matriciel (Voir chapitre1).

Rappelons qu'à chaque période d'échantillonnage, les vecteurs de référence de tension et de courant sont synthétisés (Voir Figure III.1) à l'aide des vecteurs adjacents dits vecteurs actifs, puis des vecteurs non actifs dits vecteurs nuls sont ajoutés à cette construction afin de compléter la période d'échantillonnage [Vad-08] [Vad-09] [Sur-12].

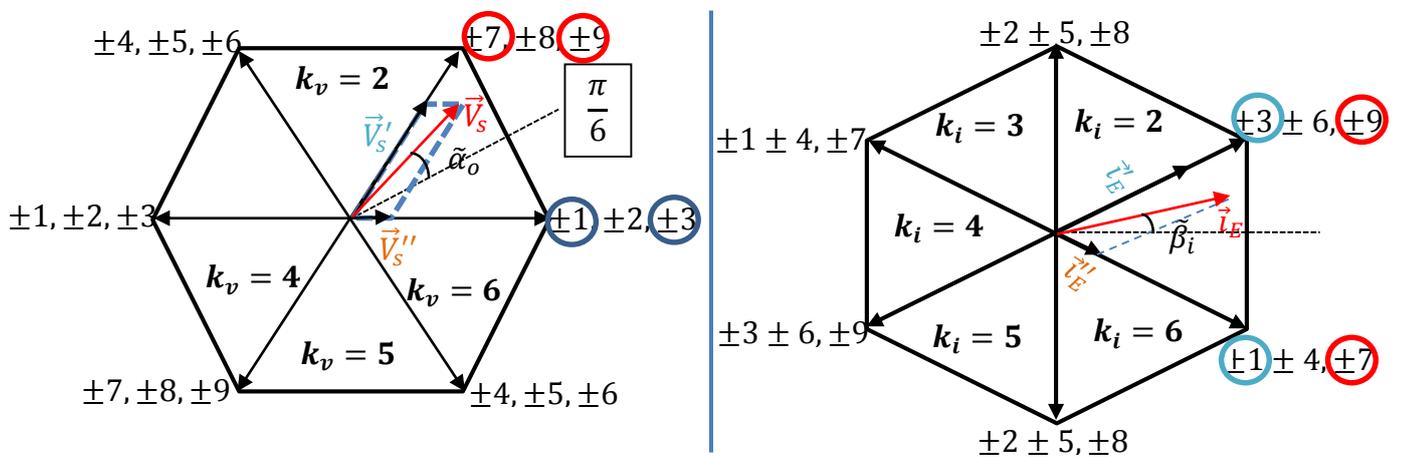


Figure III.1 : Construction des vecteurs de références.

Un vecteur actif ou nul représente un état de convertisseur matriciel, vingt-sept états possibles (Voir Tableau I-5) dont les amplitudes des tensions d'entrée et des courants de sorties sont variables dans le temps sont distingués [Hoa-09] [Lar-02].

Les quatre vecteurs actifs (A1, A2, B1, B2) sont sélectionnés suivant les secteurs où sont localisés les vecteurs de références dans leurs hexagones. Le Tableau I-6 donne tous les cas possibles de ces localisations.

Rappelons aussi que, les rapports cycliques pour ce type de modulation (modulation directe) sont données par la relation suivante [Vad-08] [Vad-09] [Rod-05] [Ale-89] :

$$\begin{aligned}
m_I &= \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o - \pi/3) \cdot \cos(\tilde{\beta}_i - \pi/3)}{\cos \varphi_o} \\
m_{II} &= \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o - \pi/3) \cdot \cos(\tilde{\beta}_i + \pi/3)}{\cos \varphi_o} \\
m_{III} &= \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o + \pi/3) \cdot \cos(\tilde{\beta}_i - \pi/3)}{\cos \varphi_o} \\
m_{IV} &= \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos(\tilde{\alpha}_o + \pi/3) \cdot \cos(\tilde{\beta}_i + \pi/3)}{\cos \varphi_o} \\
m_0 &= 1 - (m_I + m_{II} + m_{III} + m_{IV})
\end{aligned} \tag{III.1}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} -\frac{\pi}{6} \leq \tilde{\alpha}_o \leq \frac{\pi}{6} & \text{tension} \\ -\frac{\pi}{6} \leq \tilde{\beta}_i \leq \frac{\pi}{6} & \text{courant} \end{cases}$$

III.2 Stratégies de commutation

Les stratégies de commutation gèrent le séquençement des configurations, à savoir l'ordre dans lequel les vecteurs actifs et nuls sont appliqués le long d'une période de commutation [Ven-80] [Ale-89] [Rod-05] [Bet-15].

Deux stratégies de commutation sont simulées et analysées dans ce manuscrit à savoir la stratégie de commutation symétrique SVM (SSVM) et la stratégie de commutation asymétrique SVM (ASVM).

III.2.1 Stratégie de commutation symétrique SVM (SSVM)

Cette stratégie consiste à utiliser les quatre vecteurs actifs A_1, A_2, B_1 et B_2 , complétés par trois vecteurs nuls O_1, O_2 et O_3 , comme le montre la Figure III.2 [Cas-02].

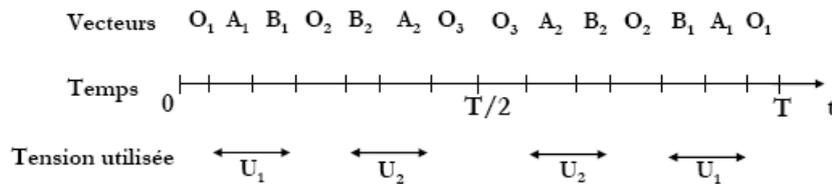


Figure III.2 : Séquençement des vecteurs actifs et nuls

Son séquençement est unique et est choisi de façon à ne créer qu'une et une seule commutation à chaque changement de vecteur. Les trois vecteurs nuls (O_1, O_2 et O_3) peuvent alors être insérés dans ce séquençement de façon à respecter la règle de commutation unique [Vad-08] [Vad-09] [Ven-80] [Ale-89].

Selon les secteurs k_v et k_i considérés, le positionnement temporel des vecteurs nuls O_1, O_2 et O_3 dans le séquençement doit être adapté suivant le tableau ci-dessous :

Tableau III-1 : Vecteurs nuls pour SSVM

$\vec{l}_i \text{ réf}$	$\vec{v}_o \text{ réf}$ $k_v = 1, 2, 3, 4, 5 \text{ ou } 6$
$k_i = 1 \text{ ou } 4$	$O_3 ** O_1 ** O_2$
$k_i = 2 \text{ ou } 5$	$O_2 ** O_3 ** O_1$
$k_i = 3 \text{ ou } 6$	$O_1 ** O_2 ** O_3$

Par exemple, supposons le cas où le vecteur de référence pour les tensions de sortie et le vecteur de référence pour les courants d'entrées se trouvent respectivement dans leur premier secteur de leurs hexagones, alors le séquençement des configurations (voir Tableau I-6 et le Tableau III-1) est comme suit : [Vad-08] [Vad-09] [Rod-05][Lar-02]:

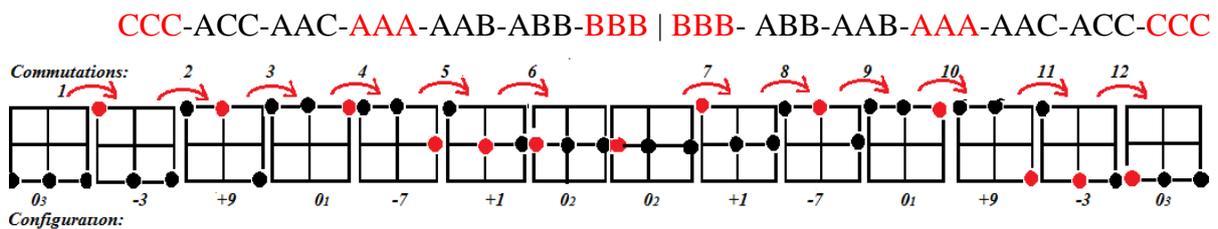


Figure III.3 : Séquençement des vecteurs nuls ($k_v = 1$ et $k_i = 1$)

III.2.2 Stratégie de commutation asymétrique SVM (ASVM)

La stratégie ASVM utilise seulement l'une des trois configurations nulles au milieu de la séquence. Le Tableau III-2 donne tous les cas possibles selon k_v et k_i , cela permet de minimiser le nombre de commutations des interrupteurs entre deux états successives.

Tableau III-2 : Vecteurs nuls pour ASVM

$\vec{l}_i \text{ réf}$	$\vec{v}_o \text{ réf}$ $k_v = 1, 2, 3, 4, 5 \text{ ou } 6$
$k_i = 1 \text{ ou } 4$	O_1
$k_i = 2 \text{ ou } 5$	O_3
$k_i = 3 \text{ ou } 6$	O_2

On utilisant cette technique, le nombre de commutation des interrupteurs sera donc réduit à huit au lieu de douze de la stratégie SSVM pour chaque période de commutation. De cette manière les pertes de commutation des interrupteurs sont minimisées comme il est montré dans l'exemple suivant (voir Tableau III-2 et le Tableau I-6) :

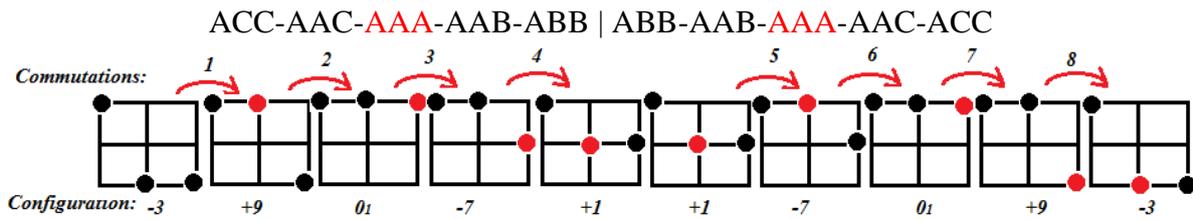


Figure III.4 : Séquencement des vecteurs nuls ($k_v = 1$ et $k_i = 1$)

III.3 Détermination des variables des rapports cycliques

Les variables à déterminer pour calculer les rapports cycliques sont :

k_v et k_i : Secteurs tensions et courants de références.

$\tilde{\alpha}_o$: L'angle du vecteur de référence pour les tensions de sortie compris dans un secteur.

$\tilde{\beta}_i$: L'angle du vecteur de référence pour les courants d'entrées compris dans un secteur (voir Figure III-1).

φ_i : L'angle de déplacement de référence donné par l'utilisateur.

La Figure III.5 montre le modèle de base qui permet d'obtenir les secteurs et les angles des vecteurs de références. En premier lieu, on applique la transformation de Clarke aux grandeurs triphasées (V_s ou i_E) pour reporter les courants et les tensions sur le plan complexe. Ensuite, on utilise l'argument de ce vecteur tension α_o (ou courant β_i) pour localiser le secteur suivant le tableau III-3:

Tableau III-3: localisation de secteur

Angle	$0 \leq \alpha_o < \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \alpha_o < \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \alpha_o < \pi$	$\pi \leq \alpha_o < -\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{2\pi}{3} \leq \alpha_o < -\frac{\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{3} \leq \alpha_o < 0$
secteur	1	2	3	4	5	6

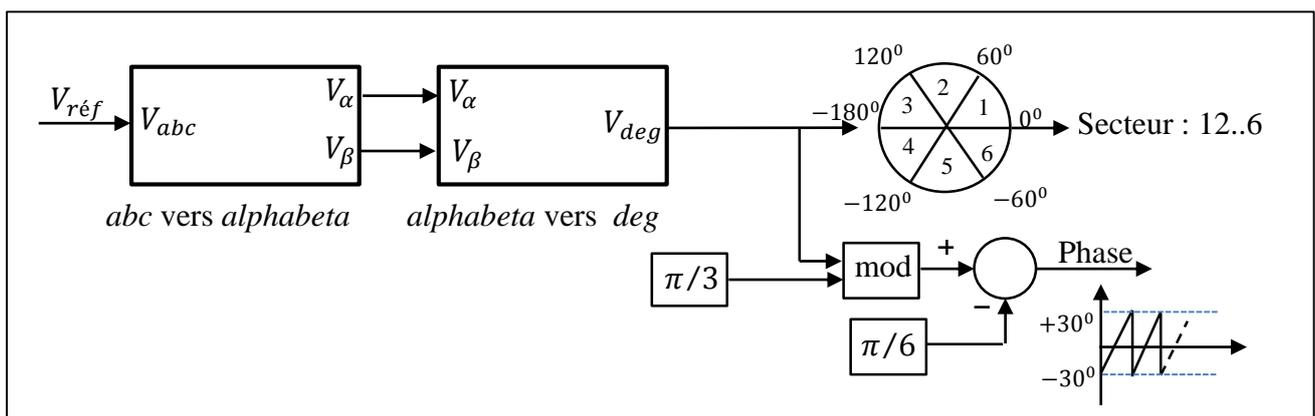


Figure III.5 : Calcul de secteur et angle des grandeurs de références.

Pour :

$$\begin{cases} \varphi_i = 0 \\ \text{Fréquence de } V_{réf} = 50\text{Hz} \\ \text{Période d'échantillonnage} = 0.1 \cdot 10^{-3}\text{s} \\ \text{Taux de modulation} = 0.7 \end{cases}$$

Les rapports cycliques auront les formes suivantes (Figure III.6) :

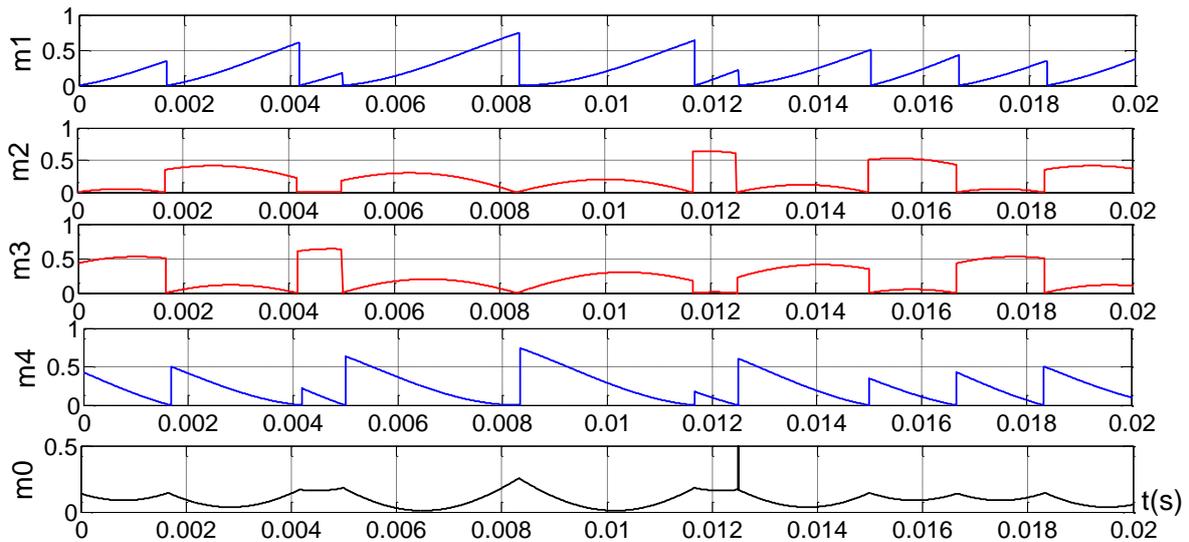
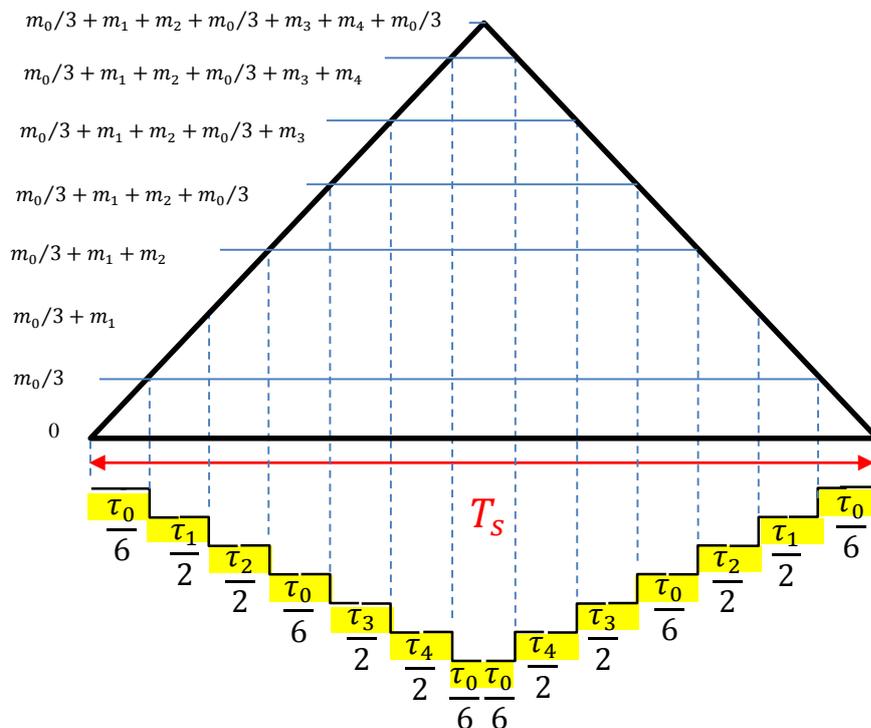


Figure III.6 : Rapports cycliques.

III.4 Génération des signaux MLI

III.4.1 Stratégie SSVM

Pour générer le signal MLI (PWM), on compare les rapports cycliques trouvés précédemment avec un signal triangulaire d'une période égale à T_{ech} suivant un arrangement qui permet d'avoir une symétrie du signal PWM, comme il est montré dans la Figure III.7



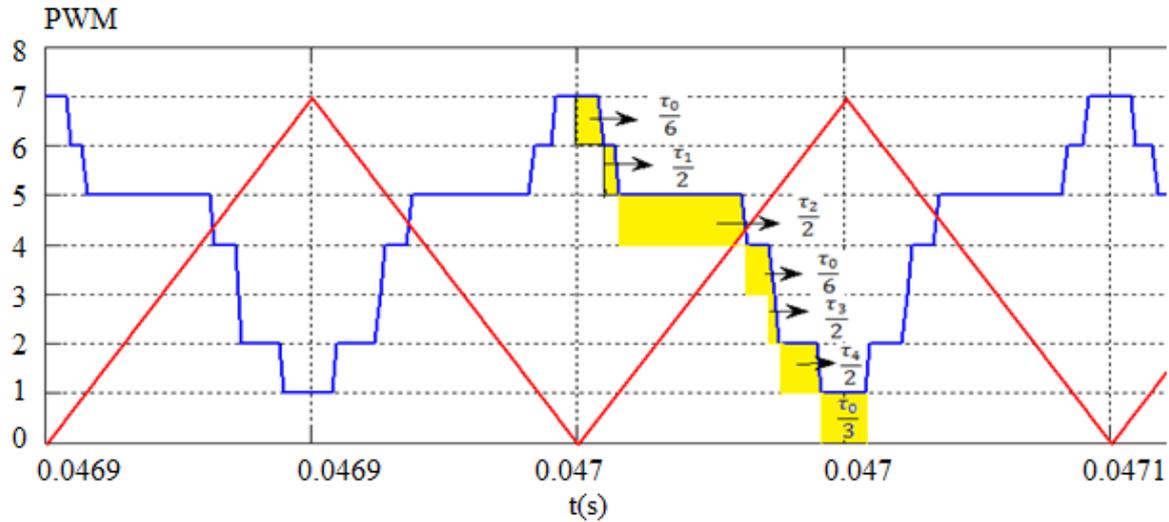


Figure III.7: Génération du signal MLI pour SSVM

La somme des signaux obtenus est utilisée pour sélectionner une configuration correspondant au résultat de la somme. Si par exemple la somme est égale à 7 alors le vecteur nul est sélectionné pendant un temps égale à $T_0/6$ comme il est montré dans la Figure III.8

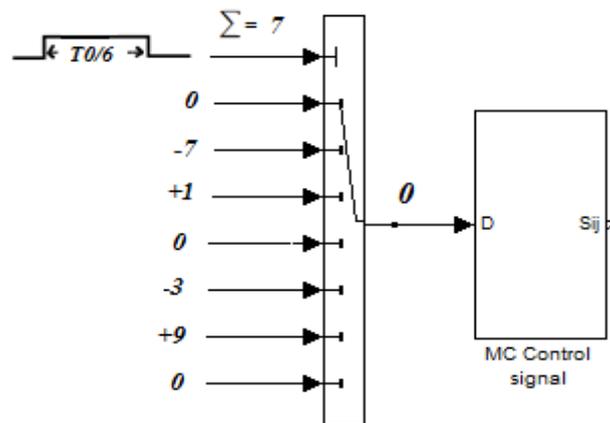


Figure III.8: Sélection des vecteurs actifs et nuls.

Après avoir sélectionné le vecteur approprié et sa durée, un autre sélecteur est inséré afin de délivrer les neuf états de commande (S_{ij}) correspondant à ce vecteur vers le convertisseur matriciel (Voir Figure III.9).

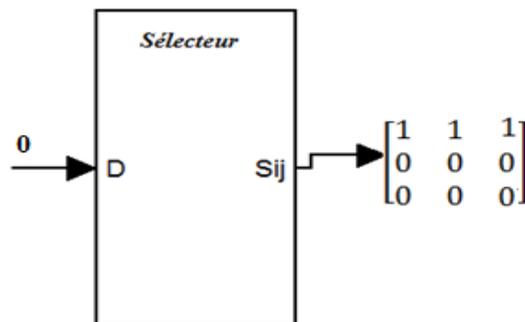


Figure III.9 : Sélecteur des états de commande.

III.4.2 Stratégie ASVM

On fait de la même manière que la SSVM, seulement on change l'arrangement des rapports cycliques pour avoir une asymétrie du signal PWM comme il est montré dans la Figure III.10

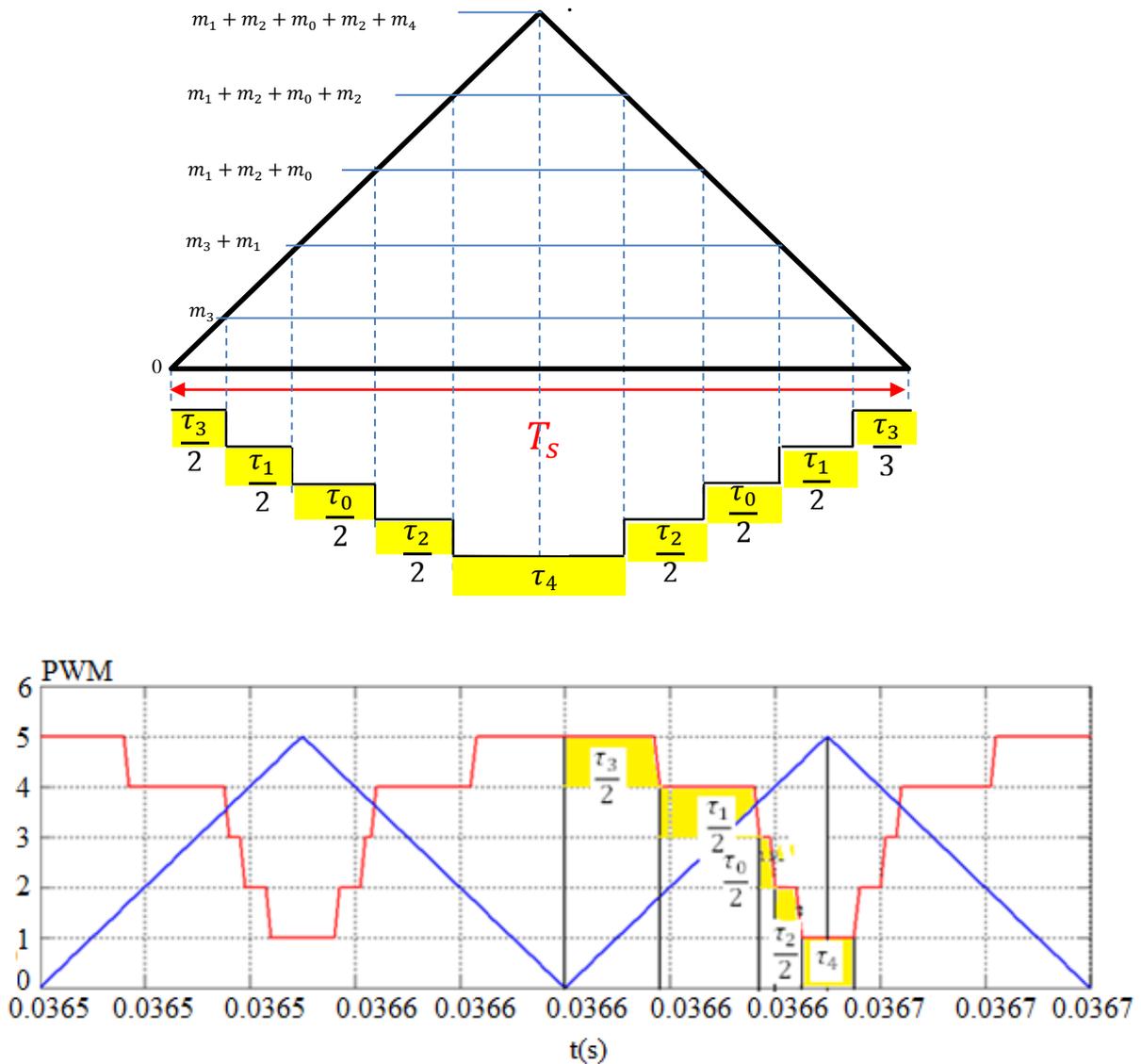


Figure III.10 : Génération des signaux MLI pour ASVM.

III.5 Résultats de simulation

III.5.1 Performances de L'association du Convertisseur Matriciel à une Charge RL

Les paramètres requis pour le modèle de simulation sont les suivants:

- Fréquence de commutation : 10 KHz.
- Pas de simulation : 10^{-6} s.
- Résistance de charge R_c : 10Ω .
- Inductance de charge L_c : 30mH.

- Fréquence d'entrée : 50Hz.
- Fréquence de sortie : 40Hz
- Taux de modulation $q = \frac{V_s}{V_e} : 0.7$.
- Angle de déplacement $\varphi_0 = 0$.

Avant de montrer les résultats de simulations, les formes des signaux des tensions de sorties et des courants d'entrées que nous avons obtenus par les deux stratégies de commutation sont quasiment semblables (voir le paragraphe III.5.1.2.c). On suffira donc de montrer dans les figures ci-dessous ceux obtenus par la stratégie de commutation SSVM

La Figure III.11 représente le courant d'entrée sans filtrage. Dans cet état ce courant est fortement déformé à cause des composants à haute fréquence générés par la commutation des interrupteurs du convertisseur.

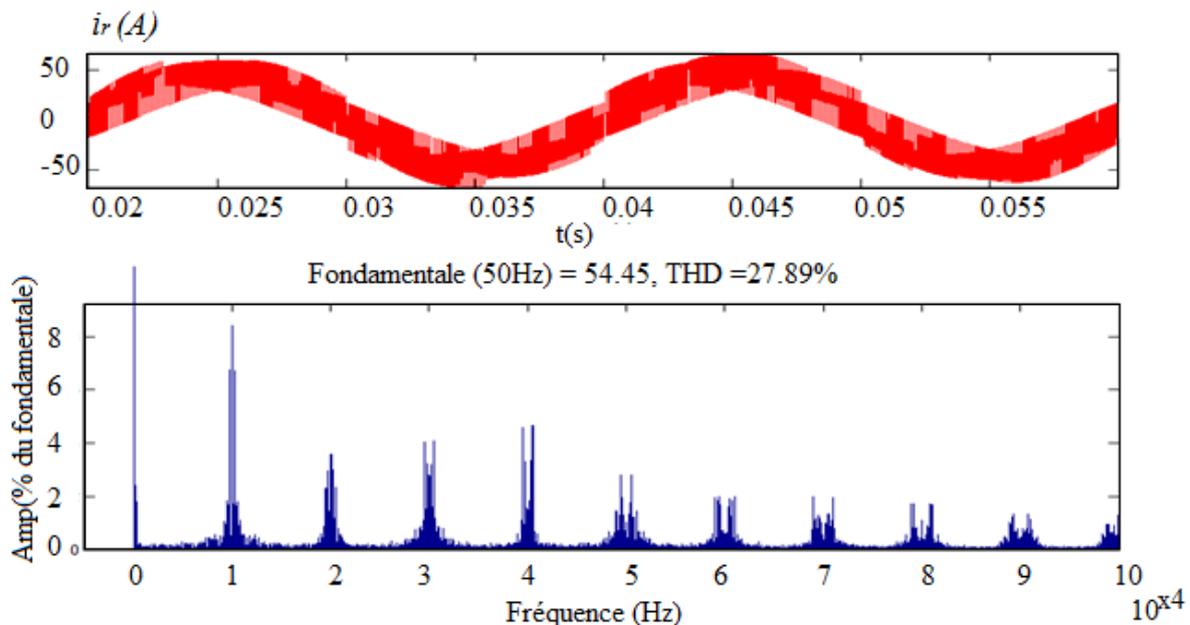


Figure III.11 : Courant d'entrée i_r non filtré.

Ces composants à haute fréquence peuvent provoquer des dysfonctionnements des équipements sensibles et doivent être atténués par un filtre d'entrée.

Par l'application d'un filtre en entrée, les composantes à hautes fréquences seront atténuées et la distorsion harmonique totale (THD) du courant d'entrée est réduite à environ 2.25%, comme le montre la Figure III.12.

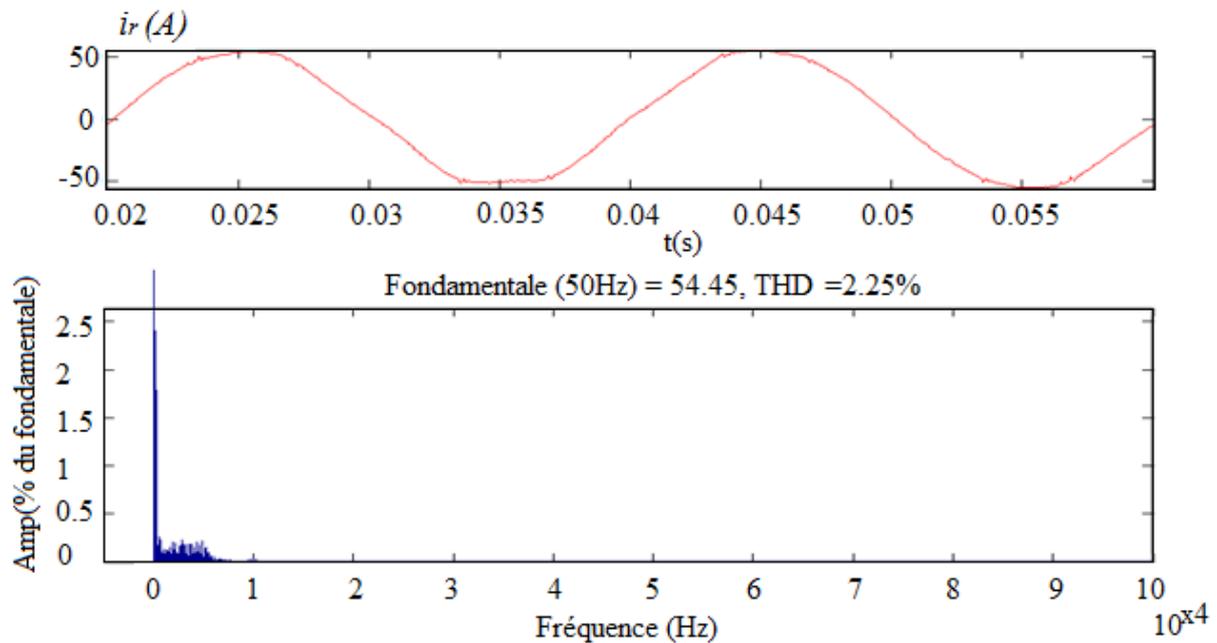


Figure III.12: Courant d'entrée i_r filtré.

Cependant, le filtre produit un petit déplacement entre la tension et le courant d'entrée comme indiqué à la Figure III.13.

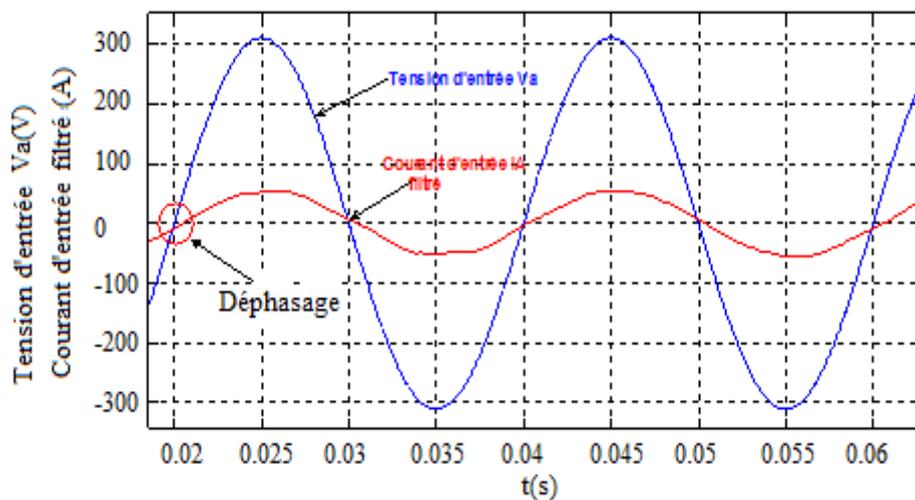


Figure III.13: Déplacement entre la tension et le courant d'entrées.

La tension et le courant de sortie sont présentés sur la Figure III.14 et la Figure III.15, respectivement. On peut voir que la fréquence de sortie actuelle du convertisseur matriciel est indépendante du réseau AC.

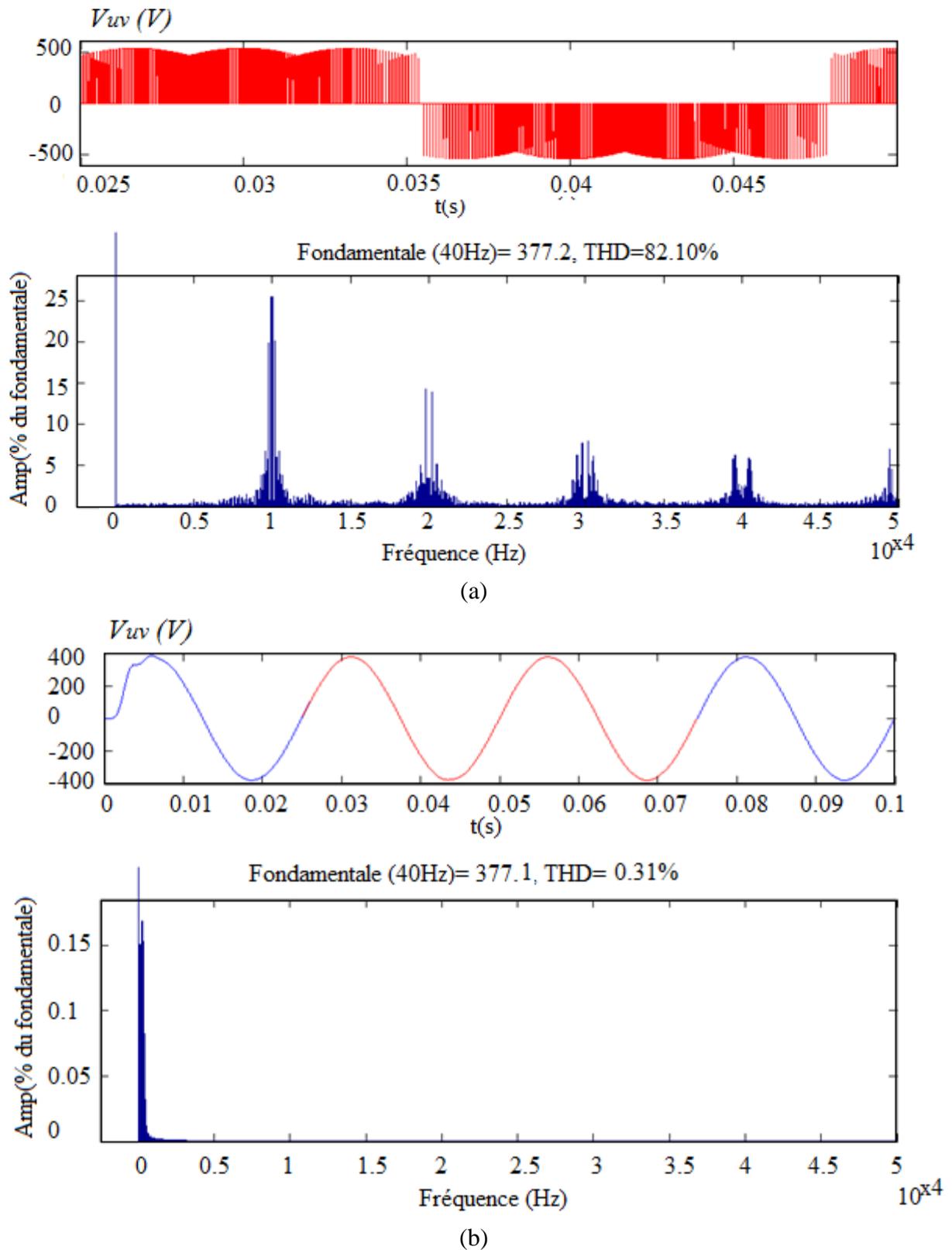


Figure III.14: Tension de sortie composé V_{uv} non filtrée (a) et filtrée (b).

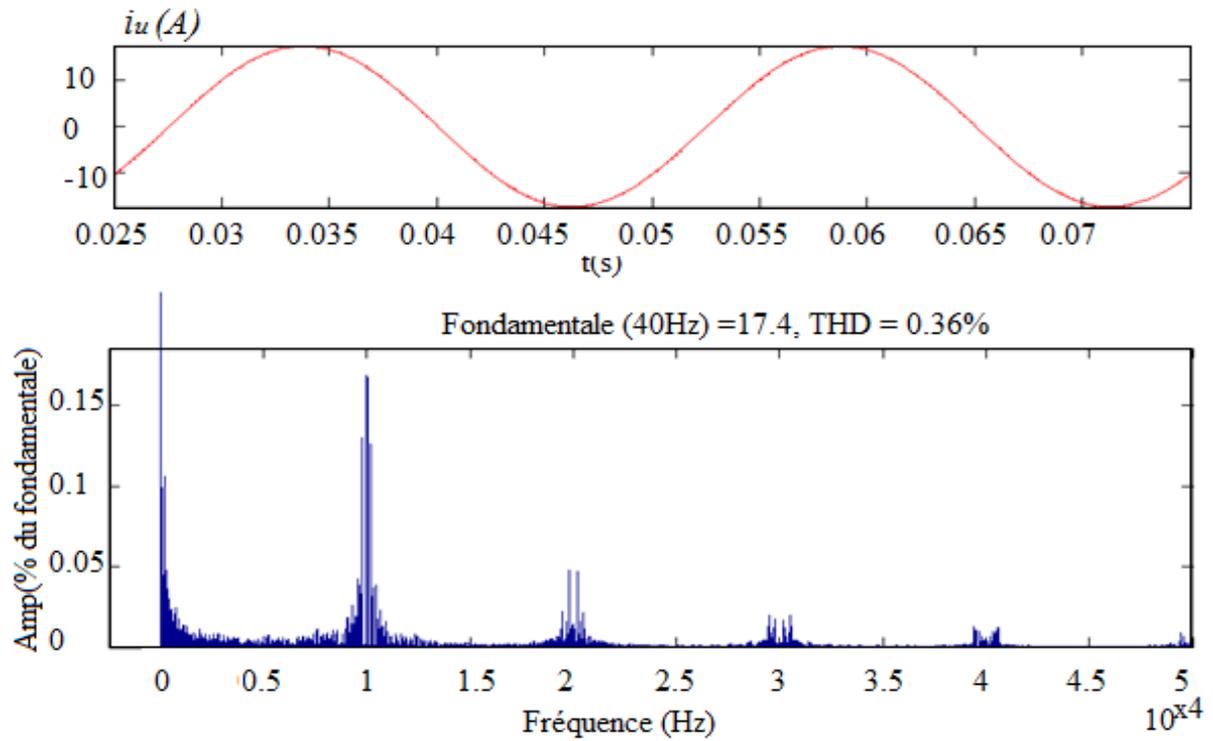


Figure III.15: Courant de sortie i_u .

La Figure III.16 montre comment les tensions de phase de sortie sont obtenues à partir les tensions de phase d'entrée.

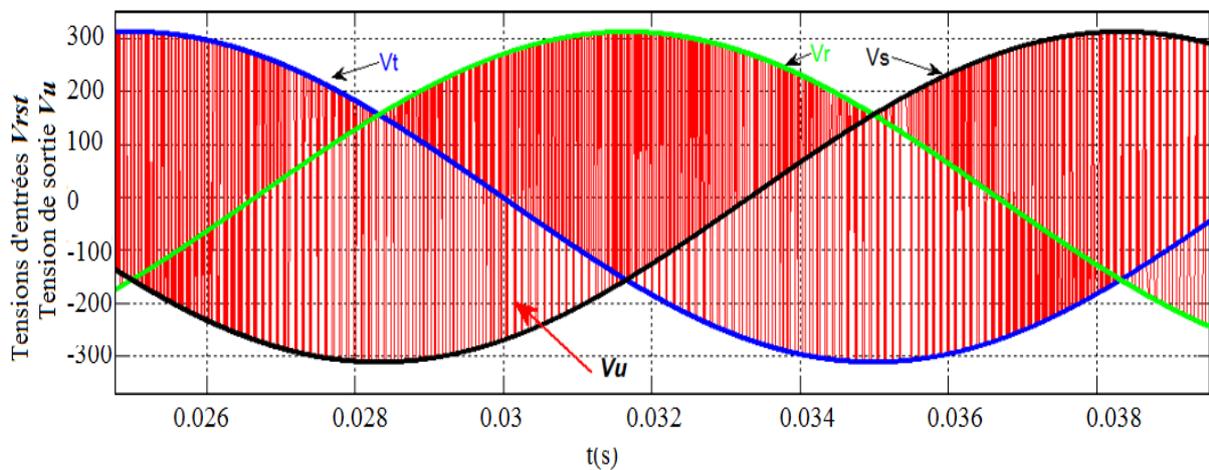


Figure III.16: Tension de phase de sortie V_u , Tensions d'entrées V_s, V_t et V_r .

Les courants de sorties sont parfaitement sinusoïdaux comme le montre la Figure III.17 :

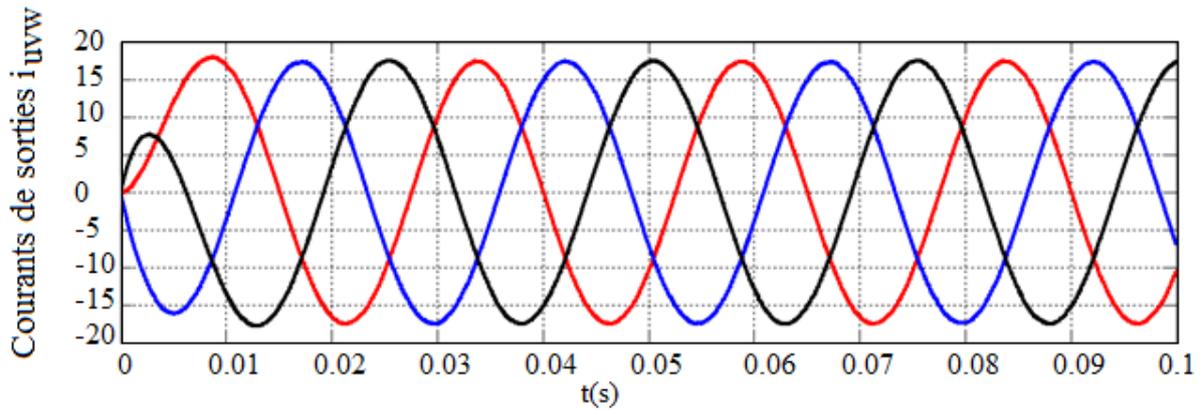


Figure III.17: Courants de sortie i_u , i_v et i_w .

Les allures des signaux PWM des deux stratégies ASVM et SSVM sont montrés dans la Figure III.18.

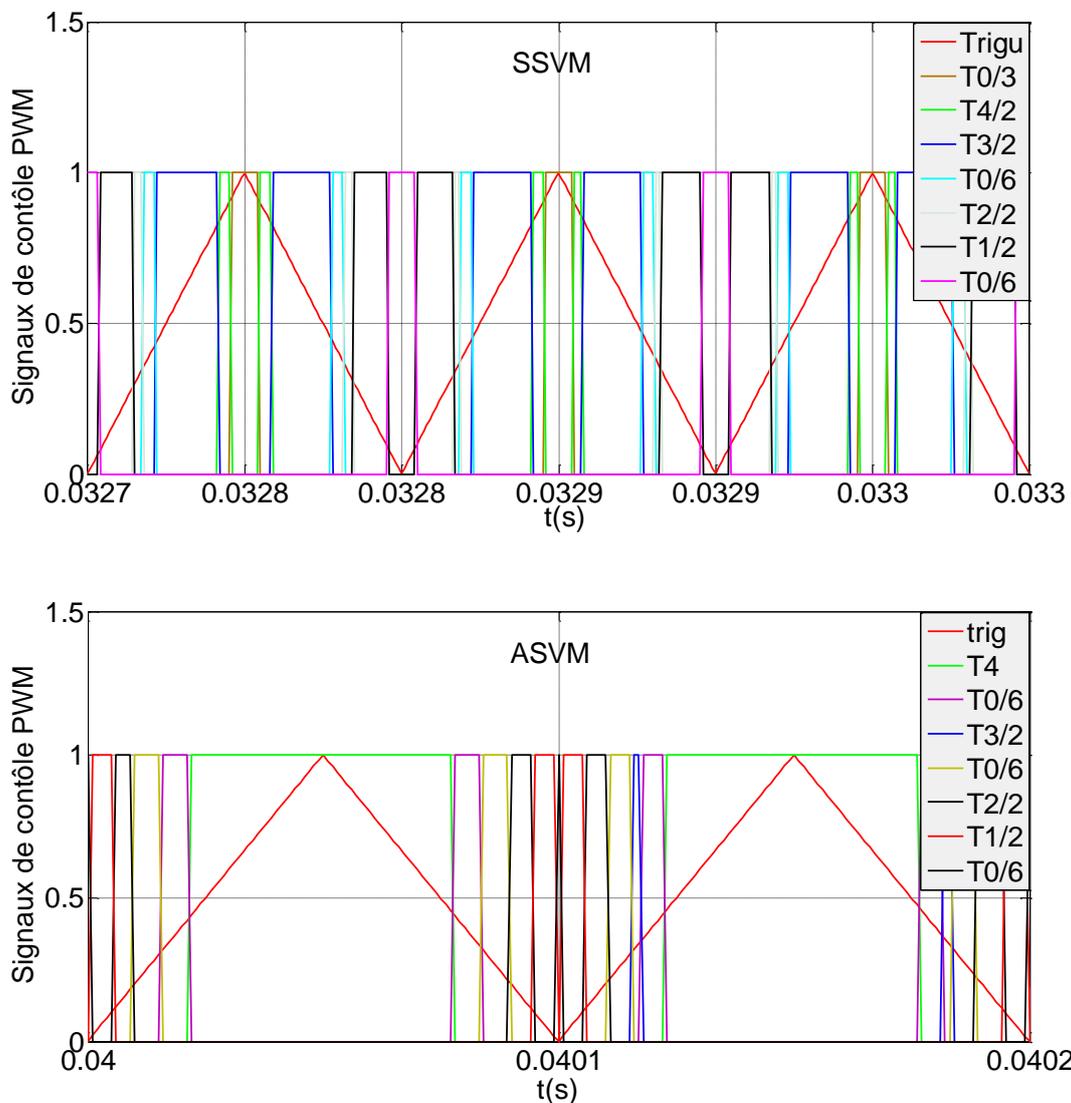


Figure III.18: Signaux de contrôle PWM pour les stratégies : SSVM et ASVM.

III.5.1.2 Analyse spectrale des stratégies SSVM et ASVM

La tension de sortie composée V_{uv} est prise comme échantillon pour l'analyse spectrale.

a) Stratégie de commutation SSVM :

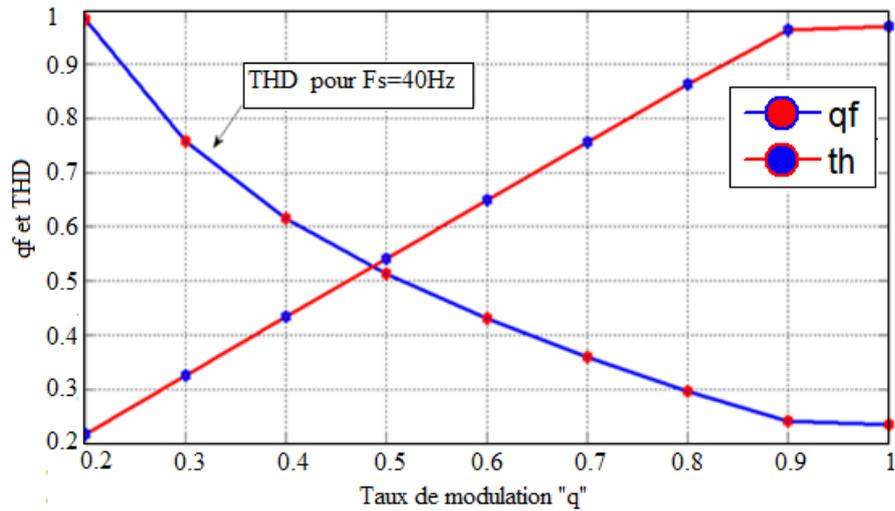


Figure III.19: Les caractéristiques du taux d'harmoniques et **qf** en fonction du taux de modulation **q**

D'après ces résultats on remarque que :

- La caractéristique de réglage de l'amplitude du fondamentale est linéaire de $q=0$ jusqu'au $q=0,866$.
- Le taux d'harmonique décroît lorsque q augmente

b) Stratégie de commutation ASVM :

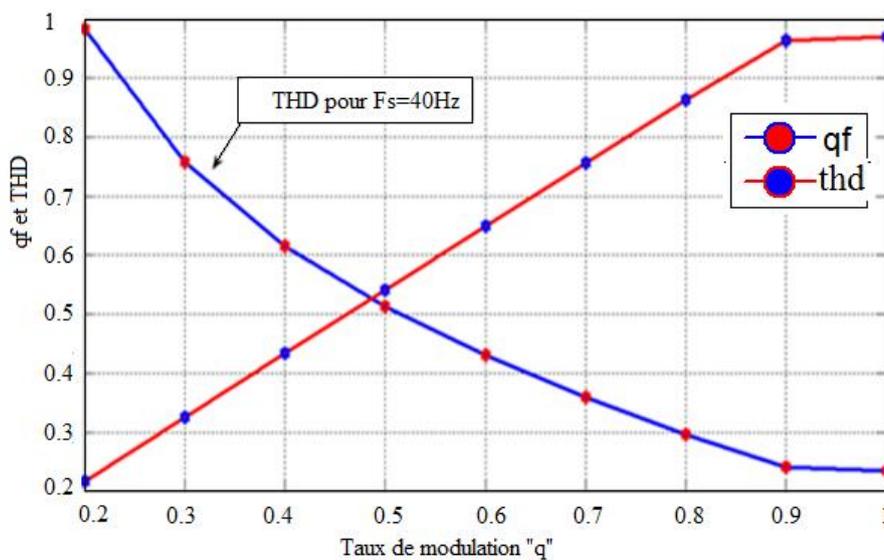


Figure III.20: Les caractéristiques du taux d'harmoniques et **rf** en fonction du taux de modulation **q**.

Même remarques sont soulevés dont :

- La caractéristique de réglage de l'amplitude du fondamentale est linéaire de $q=0$ jusqu'au $q=0,866$.
- Le taux d'harmonique décroît lorsque q augmente.

c) Comparaison des THD des deux stratégies :

La figure ci-dessous montre que les deux courbes des variations de THD en fonction de taux de modulation superposent l'un sur l'autre dans la zone linéaire des deux stratégies.

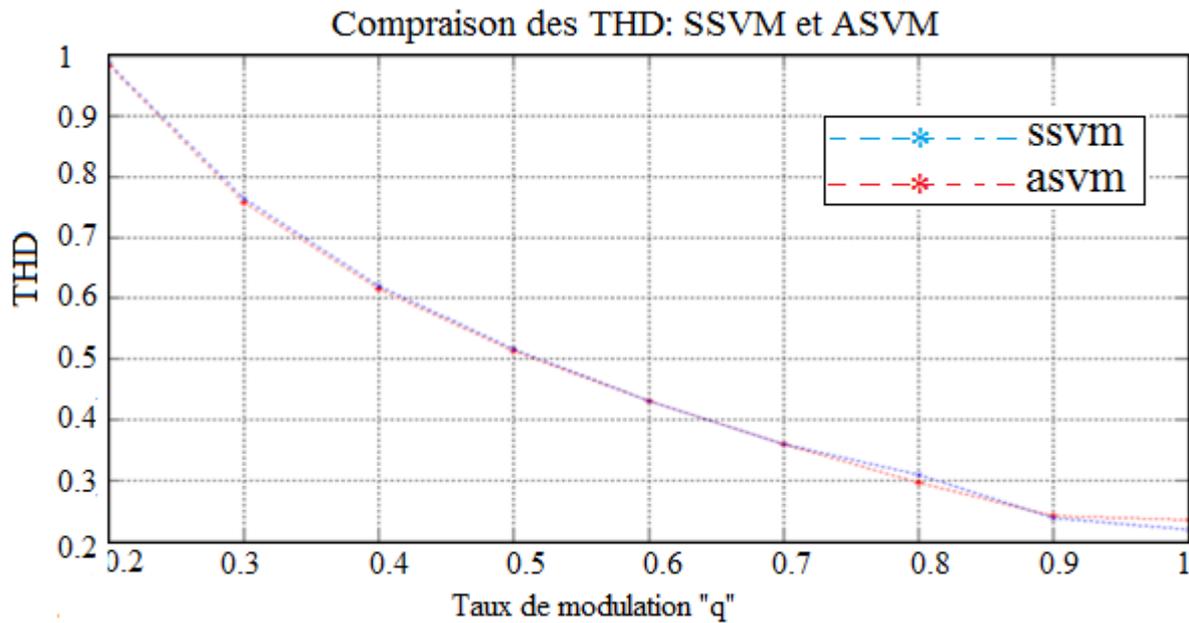
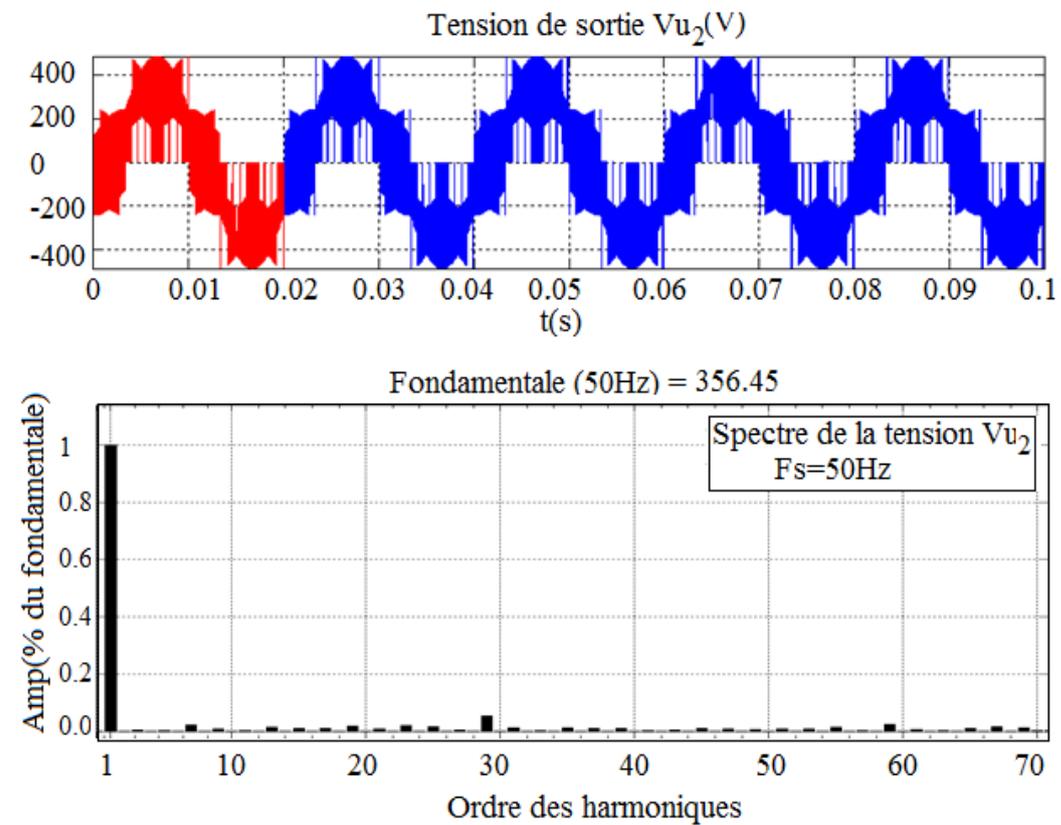
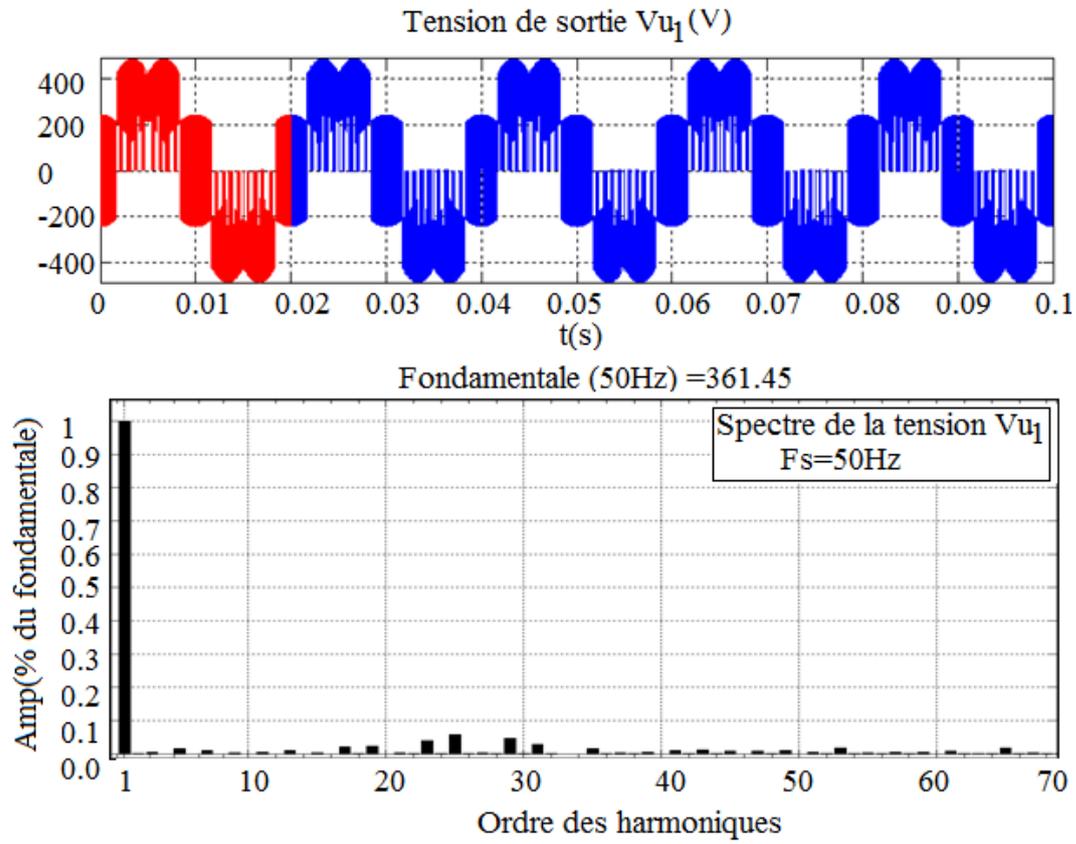


Figure III.21: Comparaison des THD des deux stratégies

III.5.2 Performances De L'association Convertisseurs Matriciels -MASDE

➤ **Performances de la stratégie de modulation ASVM :**

Pour cette stratégie de commande, on simule les tensions V_{uk} des phases u_k ($k = 1,2$) (Tensions par rapport au neutre de la machine asynchrone à double étoile) délivrée par le convertisseur matriciel « k » ainsi leur spectres d'harmoniques pour les fréquences $f_s = 50\text{Hz}$ et $f_s = 25\text{Hz}$. Tel que, on fixe le taux de modulation q à la valeur 0,86 (Voir : Figure III.22)



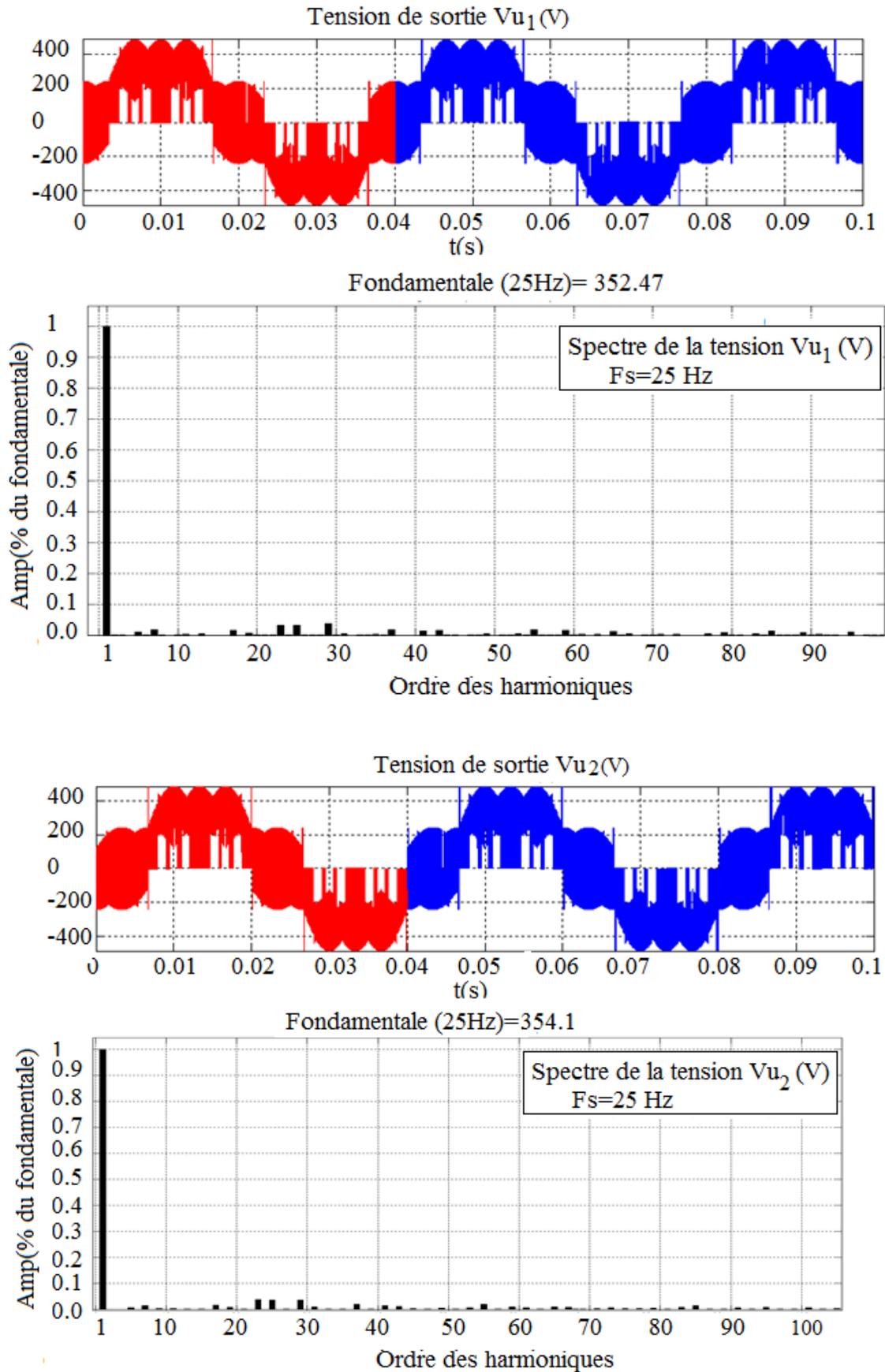


Figure III.22: Caractéristiques des tensions V_{u1} et V_{u2} de sortie des convertisseurs matriciels commandés par la stratégie ASVM ($f_s = 50\text{Hz}$ et $f_s = 25\text{Hz}$).

➤ **Performances de l'association convertisseurs matriciels machine asynchrone à double étoile :**

Nous fixons ($q = 0.86, U_{imk} = 290\sqrt{2}(V)$), nous simulons pour différentes valeurs de la fréquence de sortie des convertisseurs matriciels ($f_s = 25 \text{ Hz}$, $f_s = 50 \text{ Hz}$) les grandeurs suivantes :

Le couple électromagnétique $C_{em}(N.m)$

Le courant statorique $i_{u1}(A)$ et $i_{u2}(A)$ des phases u1 et u2 de la MASDE.

Le courant $I_{r1}(A)$ de la phase r1 du réseau.

La vitesse angulaire $\omega_r(\text{rad/s})$ de la MASDE.

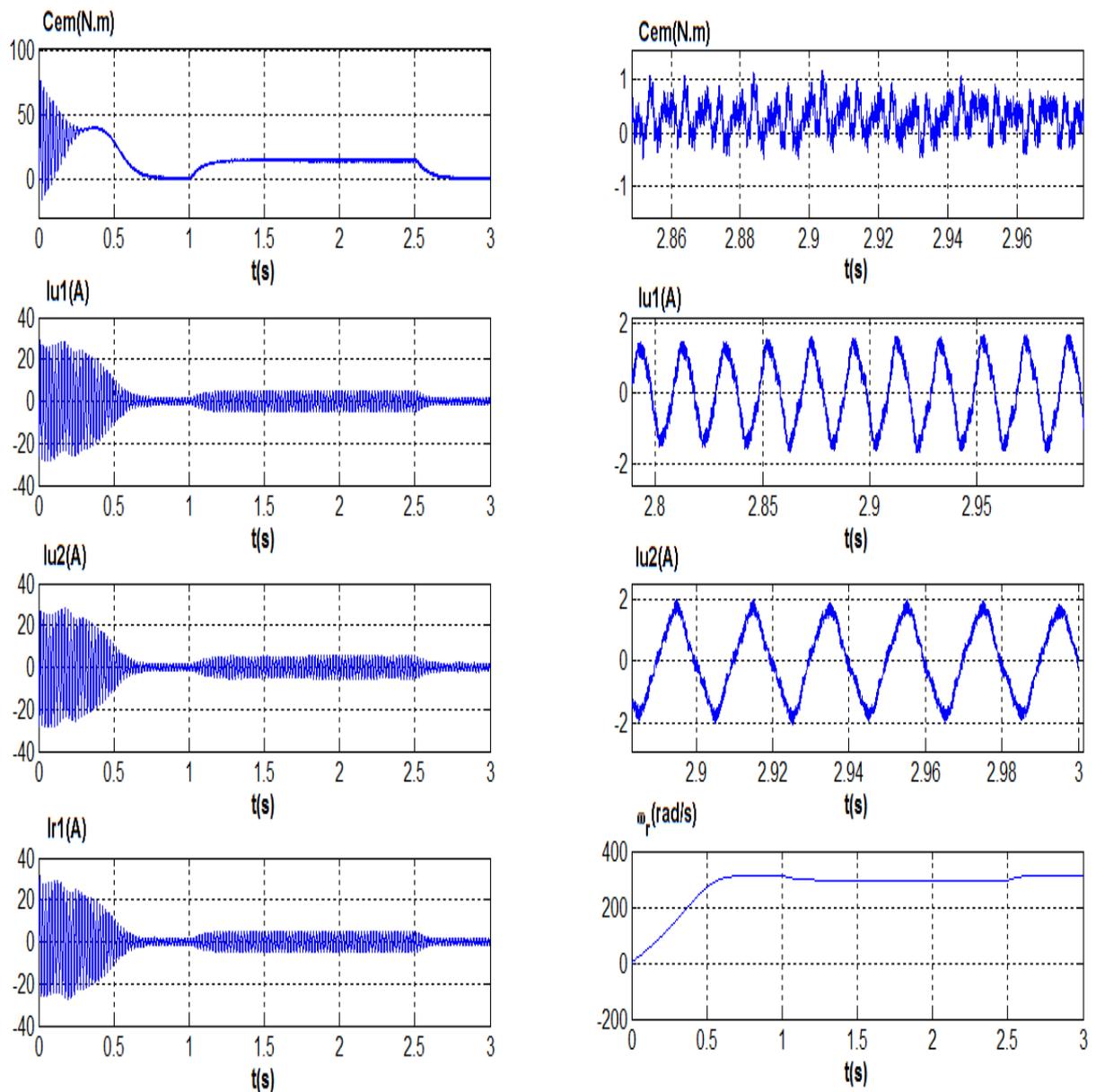


Figure III.23 : Performances de l'association convertisseurs matriciels-MASDS commandée par la stratégie ASVM pour ($f_s = 50\text{Hz}$ et $q = 0.86$)

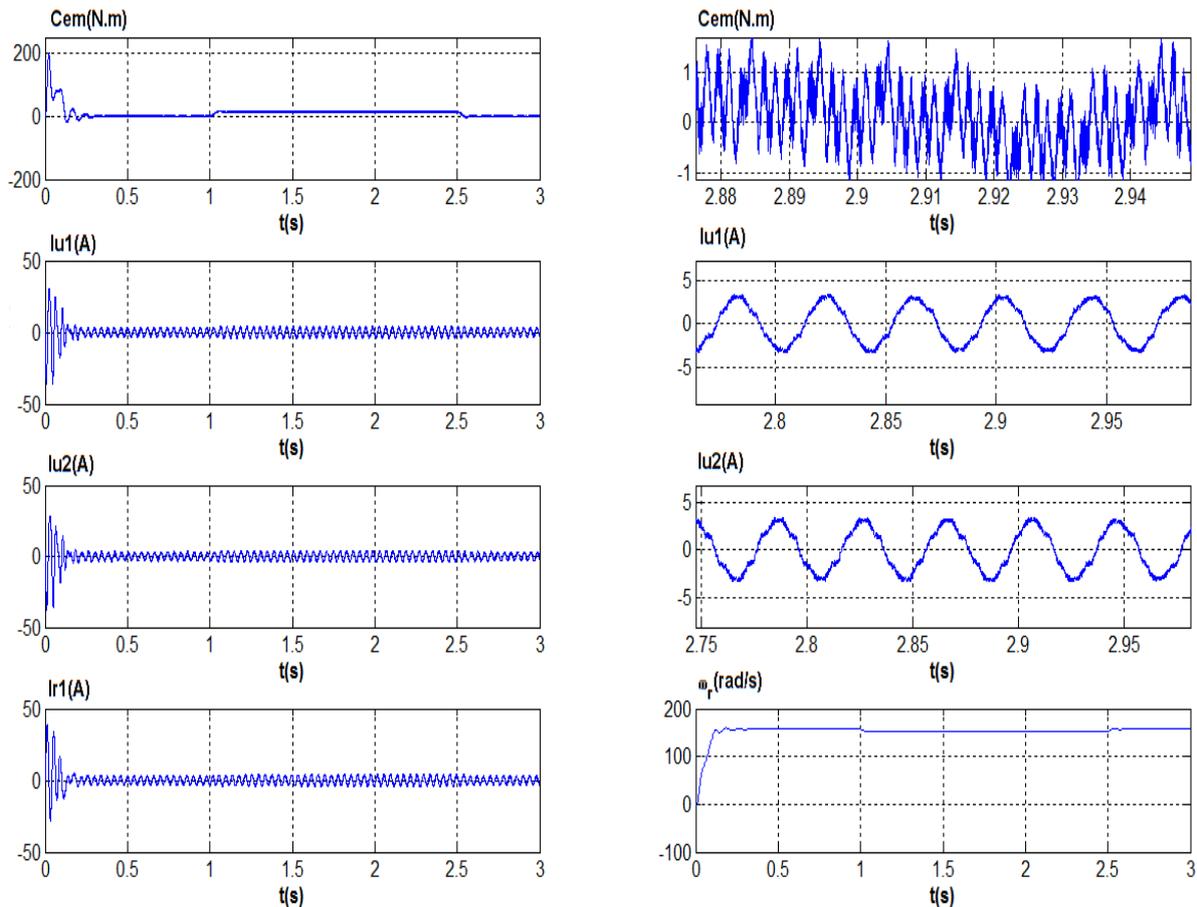


Figure III.24: Performances de l'association convertisseurs matriciels-MASDS commandée par la stratégie ASVM pour ($f_s= 25\text{Hz}$ et $q= 0.86$).

➤ **Interprétation des résultats : nous constatons que :**

Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples à f_s .

- La première famille centrée est la plus importante du point de vue amplitude.
- Le taux de modulation q permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $q=0$ à $q=0.86$ (Figure III.19).
- Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation q augmente.
- En régime permanent, la fréquence du couple électromagnétique est égale à la fréquence des tensions V_{u1} et V_{u2} délivrées par les convertisseurs matriciels.
- Lorsqu'on augmente (ou on diminue) la fréquence f_s des tensions, la durée du régime transitoire de la machine étudiée augmente (diminue), et les courants absorbés au démarrage diminuent (augmentent).
- Les courants absorbés par la machine asynchrone double étoile sont presque sinusoïdaux.

III.6 Conclusion

A travers, ce chapitre, on a présenté d'une part, la conversion de fréquence par l'adoption de la conversion directe de fréquence sans passer par une tension intermédiaire fictive (modulation vectorielle directe).

D'autre part on a présenté deux stratégies de commutation à savoir la stratégie de modulation SSVM (Symetric Space Vector Modulation) et la stratégie de modulation ASVM (Asymetric Space Vector Modulation).

On a aperçu que l'application de ces deux stratégies sur une charge RL donnent des mêmes résultats, sauf que la stratégie ASVM permet la réduction du nombre de commutation des interrupteurs de douze à huit sur une période d'échantillonnage par comparaison à la stratégie SSVM, chose qui est plus pratique coté implémentation.

A partir de ces résultats, on a adopté la stratégie ASVM pour commander les deux convertisseurs matriciels qui alimentent et contrôlent notre machine asynchrone double étoile.

Chapitre IV

Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile par logique floue

Introduction

La difficulté pour commander une machine asynchrone à double étoile réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables internes de la machine comme le flux, le couple, la vitesse ou la position. Les méthodes classiques qui consistent à contrôler le couple par le glissement ou par le rapport tension /fréquence ne peuvent répondre au cahier des charges de plus en plus exigeant comme la rapidité de réglage, la précision et la robustesse de la commande. Pour contourner ces difficultés, une nouvelle commande appelée «Commande par orientation du flux » a été mise au point ces dernières années, permettant ainsi d'assurer le découplage entre les commandes du flux et du couple de la machine asynchrone. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où le nom de « Commande par orientation du flux ».

Ce chapitre sera consacré à l'étude du principe de la commande vectorielle à flux orienté d'une machine asynchrone à double étoile alimentée en tension et l'ajustement des paramètres du régulateur P.I de la vitesse par la logique floue. Ainsi, des simulations de l'application de la commande vectorielle à flux orienté en boucle ouverte et fermée seront présentées.

IV.1 Principe de la commande du flux orienté

Le principe de la commande vectorielle ou commande par flux orienté est d'arriver à commander la machine asynchrone à double étoile comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation, et celle liée au couple, le courant d'induit. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple (Figure IV.1).

IV.2. Différents modèles mathématiques d'orientation du flux

Dans le modèle de la machine asynchrone représenté par les équations biphasées, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désiré du flux (rotorique, statorique ou magnétisant) [Had-01] [Ber-04].

- Orientation du flux rotorique : $\varphi_{rd} = \varphi_r, \varphi_{rq} = 0$
- Orientation du flux statorique : $\varphi_{sd1} + \varphi_{sd2} = \varphi_s, \varphi_{sq1} + \varphi_{sq2} = 0$
- Orientation du flux magnétisant : $\varphi_{md1} + \varphi_{md2} = \varphi_m, \varphi_{mq1} + \varphi_{mq2} = 0$

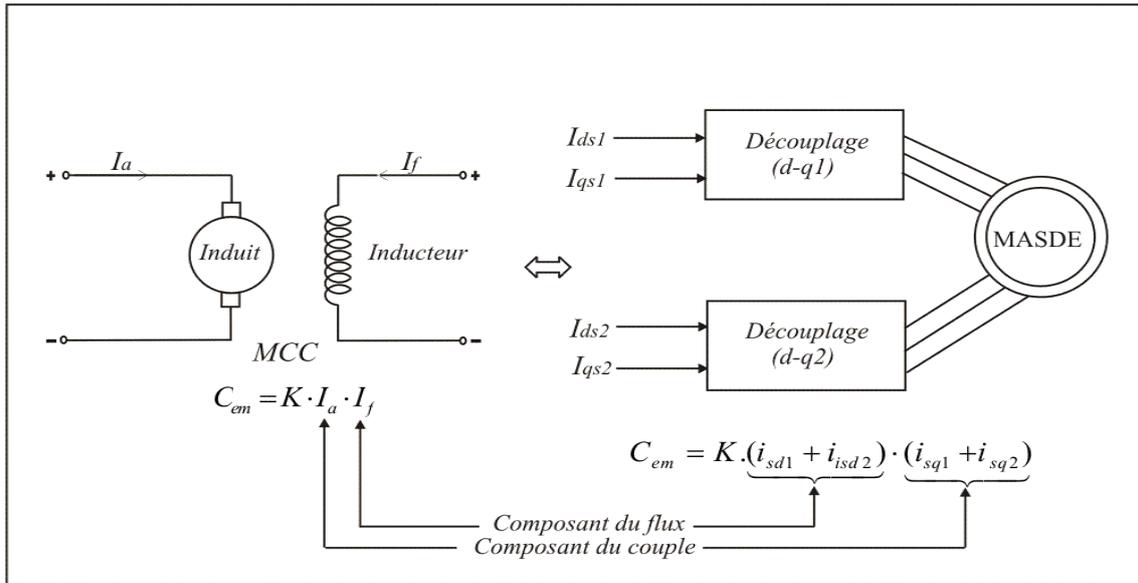


Figure IV.1 : Principe de la commande du flux orienté.

IV.3 Expression générale de la commande

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant (T) d'axes (d, q) tels que l'axe d soit coïncide avec la direction désirer du flux φ_r (Figure IV.2) [Tar-98] [Edw-98]. L'intérêt de la technique à flux orienté est d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple sont commandés indépendamment par les composantes des courants statoriques (i_{sd1}, i_{sd2}) et (i_{sq1}, i_{sq2}) respectivement [Edw-98].

Ces composantes peuvent être contrôlées indépendamment par l'action sur les tensions (V_{sd1}, V_{sd2}) et (V_{sq1}, V_{sq2}) d'où, on considère que les grandeurs (V_{sd1}, V_{sd2}) et (V_{sq1}, V_{sq2}) sont des variables de commande et les grandeurs toriques (i_{sd1}, i_{sd2}) et (i_{sq1}, i_{sq2}), le flux à orienter et la vitesse mécanique Ω_r comme variables d'état.

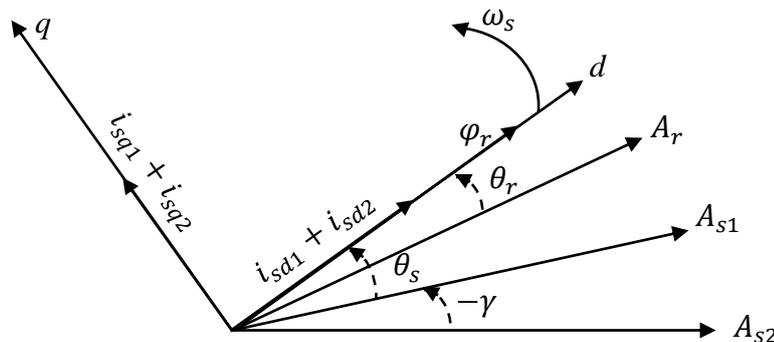


Figure IV.2 : Orientation du flux rotorique

IV.3.1 Orientation du flux rotorique

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axes (d, q) qu'on oriente de manière à ce que l'axe d soit en phase avec le flux, c'est-à-dire : [Edw-98] [Jul-96] [Bag-09] [Gha-94] [Cha-96].

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (IV.1)$$

En imposant $\varphi_{rq} = 0$, les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent :

$$\begin{cases} V_{sd1} = r_{s1} \cdot i_{sd1} + L_s \cdot \frac{di_{sd1}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m+L_r}\right) \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \cdot [d \cdot i_{sq2} + (L_s + d) \cdot i_{sq1}] \\ V_{sq1} = r_{s1} \cdot i_{sq1} + L_s \cdot \frac{di_{sq1}}{dt} + \omega_s \cdot [(L_s + d) \cdot i_{sd1} + d \cdot i_{sd2} + \left(\frac{L_m}{L_m+L_r}\right) \cdot \varphi_r] \\ V_{sd2} = r_{s2} \cdot i_{sd2} + L_s \cdot \frac{di_{sd2}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m+L_r}\right) \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} - \omega_s \cdot [d \cdot i_{sq1} + (L_s + d) \cdot i_{sq2}] \\ V_{sq2} = r_{s2} \cdot i_{sq2} + L_s \cdot \frac{di_{sq2}}{dt} + \omega_s \cdot [(L_s + d) \cdot i_{sd2} + d \cdot i_{sd1} + \left(\frac{L_m}{L_m+L_r}\right) \cdot \varphi_r] \\ \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{L_m}{T_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) - T_r \cdot \varphi_r \\ \omega_s = \omega_r + \frac{L_m}{T_r} \cdot \frac{(i_{sq1} + i_{sq2})}{\varphi_r} \end{cases} \quad (IV.2)$$

Avec $T_r = \frac{L_m+L_r}{r_r}$

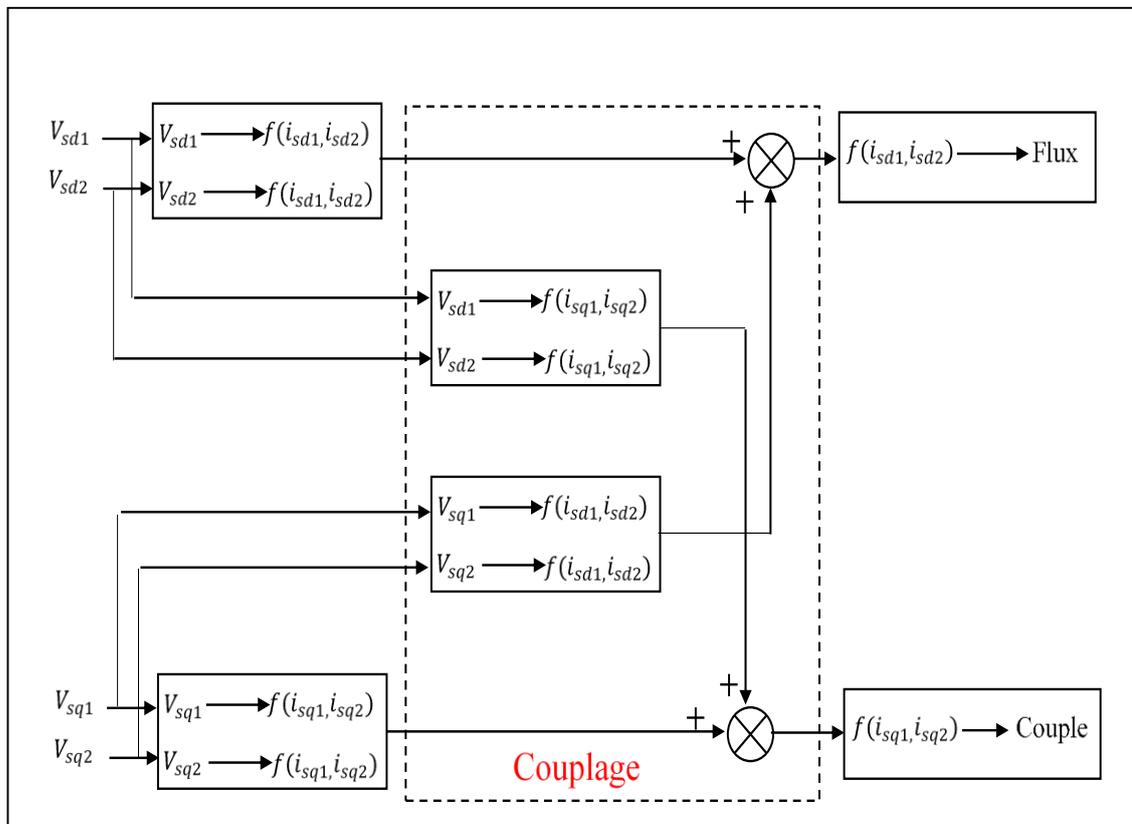


Figure IV.3 : Description des couplages.

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone à double étoile alimentée en tension mais les tensions (V_{sd1}, V_{sd2}) et (V_{sq1}, V_{sq2}) influent à la fois sur les courants (i_{sd1}, i_{sd2}) et (i_{sq1}, i_{sq2}) donc sur le flux et le couple (Figure IV.3). Il est donc nécessaire de réaliser un découplage lors de l'implantation de la commande.

IV.4 Stratégies de commande

Pour la réalisation de la commande vectorielle, il existe deux méthodes : la méthode directe et la méthode indirecte. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux.

IV.4.1. Méthode indirecte

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position [mer-13] [Bou-99]. Elle élimine le besoin d'un capteur ou 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.

IV.4.2. Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, et celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué, il faut donc procéder à une série de mesures au sein du processus.

Afin d'accéder au flux rotorique φ_r , deux procédés sont utilisés:

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteurs, leurs inconvénients principaux résident dans le fait que ces capteurs du flux sont très fragiles et sensibles aux variations de température.
- L'estimation de flux à l'aide de modèles mathématiques. Le principe de cette méthode consiste à estimer la position du flux en se basant sur les équations qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone avec la commande vectorielle.

IV.5 Découplage par compensation

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent :

- Découplage utilisant un régulateur,
- découplage par retour d'état,
- découplage par compensation.

Nous présenterons ce dernier type de découplage [Sin-05] [Zho-95].

Les équations de la machine asynchrone à double étoile commandée par orientation du flux après passage par une transformation de Laplace deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_{sd1} = (r_{s1} + L_s \cdot S) i_{sd1} + \left(\frac{L_m \cdot S}{L_m + L_r} \right) \varphi_r - \omega_s [(L_s + d) i_{sq1} + d i_{sq2}] \\
 V_{sq1} = (r_{s1} + L_s \cdot S) i_{sq1} + \omega_s [(L_s + d) i_{sd1} + d i_{sd2}] + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r \\
 V_{sd2} = (r_{s2} + L_s \cdot S) i_{sd2} + \left(\frac{L_m \cdot S}{L_m + L_r} \right) \varphi_r - \omega_s [(L_s + d) i_{sq2} + d i_{sq1}] \\
 V_{sq2} = (r_{s2} + L_s \cdot S) i_{sq2} + \omega_s [(L_s + d) i_{sd2} + d i_{sd1}] + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \varphi_r \\
 S \cdot \varphi_r = \frac{L_m}{T_r} (i_{sd1} + i_{sd2}) - \frac{1}{T_r} \varphi_r \\
 \omega_s = \omega_r + \frac{L_m}{T_r} \cdot \frac{(i_{sq1} + i_{sq2})}{\varphi_r} \\
 J \cdot S \omega_r = C_{em} - C_r - k_f \cdot \omega_r \\
 C_{em} = \frac{L_m}{L_m + L_r} (\varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2})) \\
 \text{Avec: } T_r = \frac{L_m + L_r}{r_r}
 \end{array} \right. \quad (IV.3)$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma bloc suivant :

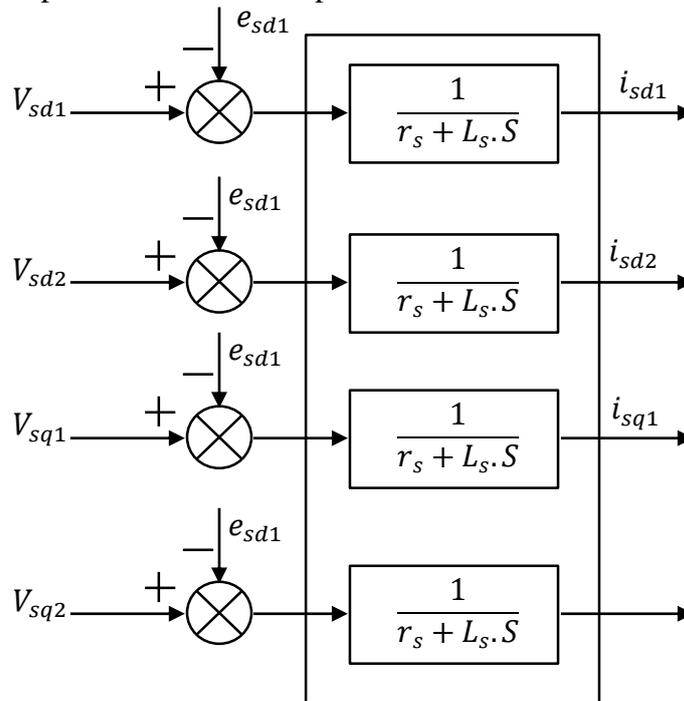


Figure IV.4 : Modèle de la machine.

Les termes e_{sd1} , e_{sd2} , e_{sq1} et e_{sq2} correspondent aux termes de couplage entre les axes d et q telles que :

$$\begin{cases} e_{sd1} = -\omega_s [(L_s + d) \cdot i_{sq1} + d \cdot i_{sq2}] \\ e_{sq1} = \omega_s [(L_s + d) \cdot i_{sd1} + d \cdot i_{sd2} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \cdot \varphi_r] \\ e_{sd2} = -\omega_s [(L_s + d) \cdot i_{sq2} + d \cdot i_{sq1}] \\ e_{sq2} = \omega_s [(L_s + d) \cdot i_{sd2} + d \cdot i_{sd1} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \cdot \varphi_r] \end{cases} \quad (IV.4)$$

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signe opposés à la sortie des régulateurs des courants de manière à séparer les boucles de régulations d'axe d et q comme le montre la Figure IV.5 [Bag-09] [Bou-98].

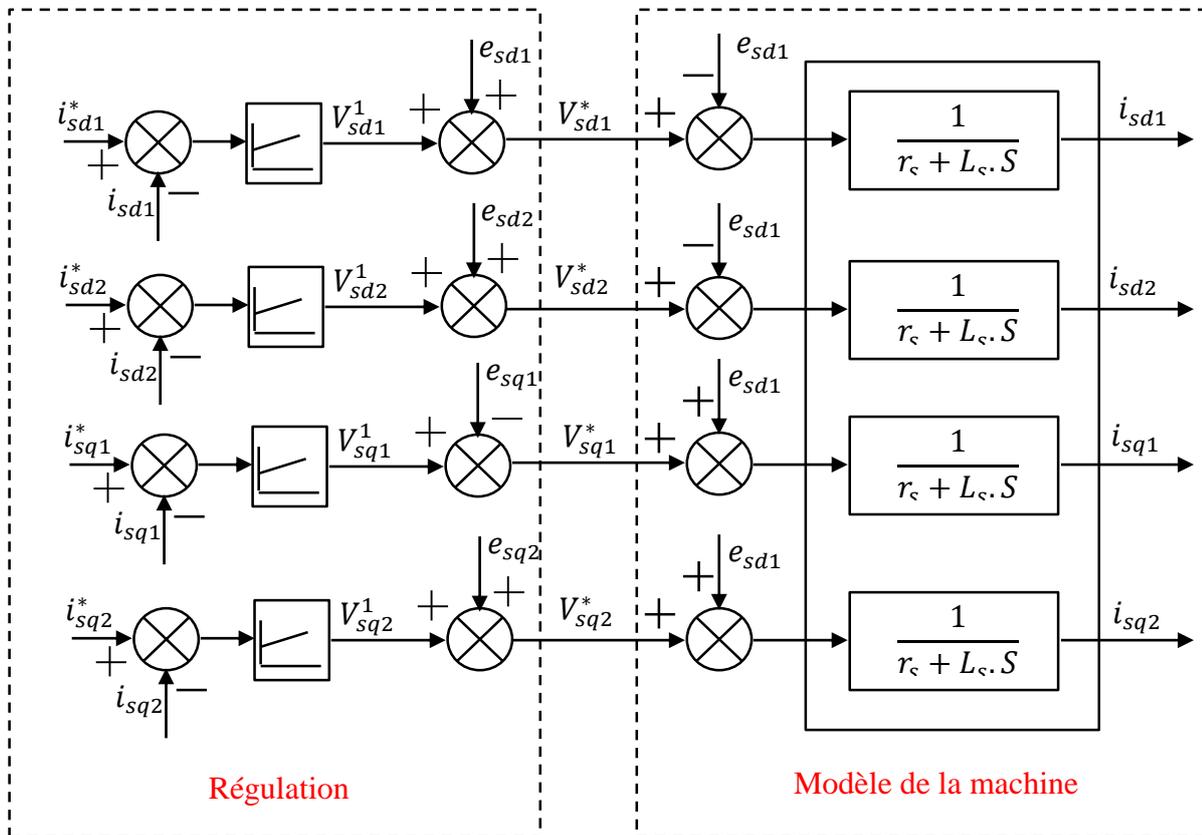


Figure IV.5 : Découplage par addition des termes de compensation

Où les tensions $v_{sd1}^1, v_{sq1}^1, v_{sd2}^1$ et v_{sq2}^1 sont définis par :

$$\begin{cases} v_{sd1}^1 = r_s i_{sd1} + L_s \frac{di_{sd1}}{dt} \\ v_{sq1}^1 = r_s i_{sq1} + L_s \frac{di_{sq1}}{dt} \\ v_{sd2}^1 = r_s i_{sd2} + L_s \frac{di_{sd2}}{dt} \\ v_{sq2}^1 = r_s i_{sq2} + L_s \frac{di_{sq2}}{dt} \end{cases} \quad (IV.5)$$

Les tensions $v_{sd1}^*, v_{sd2}^*, v_{sq1}^*$ et v_{sq2}^* sont alors reconstituées à partir des tensions $v_{sd1}^1, v_{sd2}^1, v_{sq1}^1$ et v_{sq2}^1 :

$$\begin{cases} v_{sd1}^* = v_{sd1}^1 + e_{sd1} \\ v_{sq1}^* = v_{sq1}^1 - e_{sq1} \\ v_{sd2}^* = v_{sd2}^1 + e_{sd2} \\ v_{sq2}^* = v_{sq2}^1 - e_{sq2} \end{cases} \quad (IV.6)$$

Les deux enroulements statoriques sont identiques, donc les puissances fournies par les deux systèmes d'enroulements sont égales d'où :

$$\begin{cases} i_{sd1}^* = i_{sd2}^* = \frac{i_{sd}^*}{2} \\ i_{sq1}^* = i_{sq2}^* = \frac{i_{sq}^*}{2} \end{cases} \quad (IV.7)$$

Donc :

$$\begin{cases} i_{sd1}^* = i_{sd2}^* = \frac{i_{sd}^*}{2} = \frac{1+T_r S}{2L_m} \varphi_r^* \\ i_{sq1}^* = i_{sq2}^* = \frac{i_{sq}^*}{2} = \frac{L_m+L_r}{2L_m \varphi_r^*} C_{em}^* \end{cases} \quad (IV.8)$$

Avec : $S = \frac{d}{dt}$ et $T_r = \frac{L_m+L_r}{r_r}$

Donc à partir du modèle de la machine asynchrone à double étoile élaboré au chapitre 1 et des équations de découplage données au paragraphe (IV.3), nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté sur l'axe d (Figure IV.6)

La commande vectorielle est dite à boucle ouverte s'il n'y a pas de régulation de flux [Car-95]. Le flux est imposé dans ce cas par (i_{sd1}, i_{sd2}) , de plus la pulsation statorique peut uniquement être estimée par la relation [Bag-09]:

$$\theta_s = \int (\omega_r + \frac{(i_{sq1}^* + i_{sq2}^*)}{T_r(i_{sd1}^* + i_{sd2}^*)}) \quad (IV.9)$$

Dans la version boucle fermée, cette pulsation est estimée à partir de la valeur du flux rotorique ou du courant magnétisant.

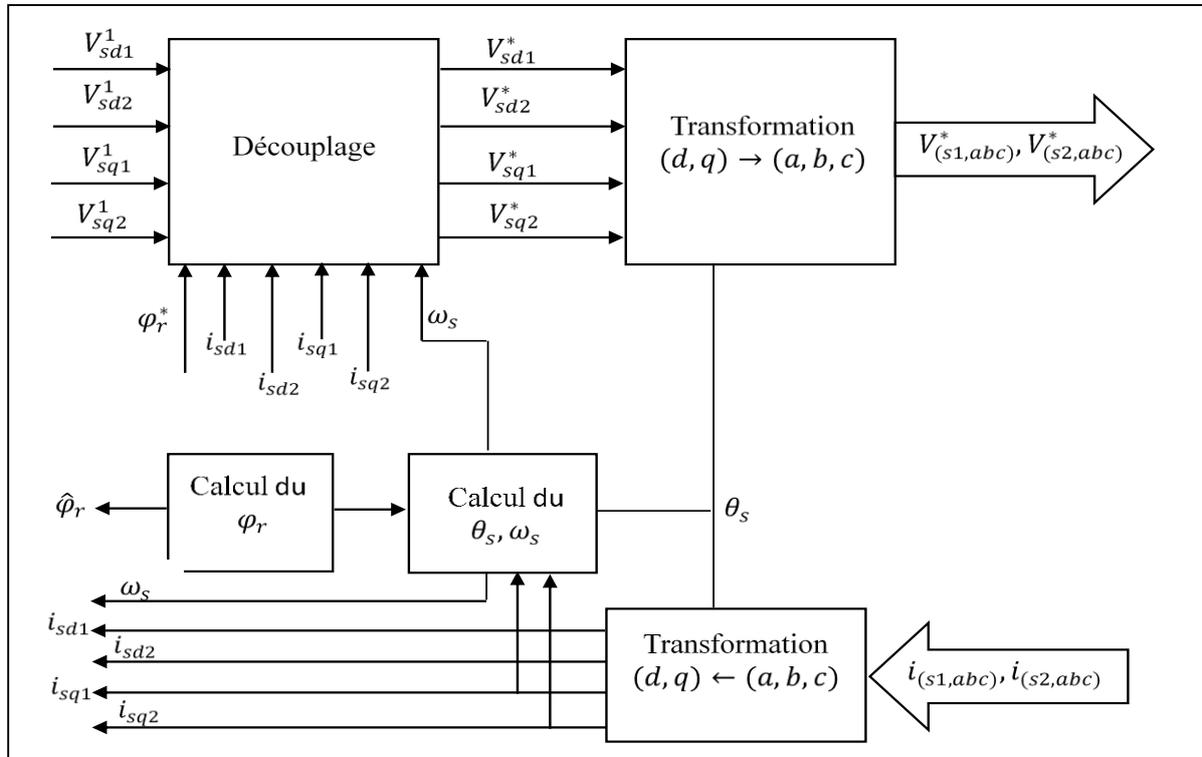


Figure IV.6 : Schéma de principe d'une commande vectorielle.

IV.5.1 Calcul de flux φ_r

Le flux φ_r peut être estimé à partir des courants (i_{sd1}, i_{sd2}) grandeurs statoriques accessibles à partir de la mesure des courants réels statoriques sous réserve de la réalisation de la transformation de Park [Cha-96] [Cha-05]. Le système d'équation (IV.3) permet d'estimer le flux φ_{rest} comme suit :

$$\varphi_{rest} = \frac{L_m}{(1+T_r S)} \cdot (i_{sd1} + i_{sd2}) \quad (IV.10)$$

IV.5.2. Calcul de θ_s, ω_s

La pulsation statorique est estimée à partir de la mesure de (capteur de vitesse) ω_r , et des courants (i_{sq1}, i_{sq2}) grandeurs statoriques accessibles à partir de la mesure des courants réels statoriques [Cha-96] [Cha-05]. D'après (IV.3) on aura donc :

$$\omega_s = \omega_r + \frac{L_m}{T_r} \cdot \frac{(i_{sq1} + i_{sq2})}{\varphi_{rest}} \quad (IV.11)$$

IV.6.1 Réglage en cascade du flux rotorique

- Réglage de la boucle interne des courant i_{sd1} et i_{sd2}

D'après le système (IV.5), On a :

$$\begin{cases} v_{sd1}^1 = (r_s + L_s S) \cdot i_{sd1} \\ v_{sd2}^1 = (r_s + L_s S) \cdot i_{sd2} \end{cases}$$

Donc :

$$\begin{cases} i_{sd1}(S) = \frac{v_{sd1}^1}{r_s + L_s S} \\ i_{sd2}(S) = \frac{v_{sd2}^1}{r_s + L_s S} \end{cases} \quad (IV.13)$$

Les boucles de régulation des courants i_{sd1} et i_{sd2} sont représenté par la Figure (IV.8)

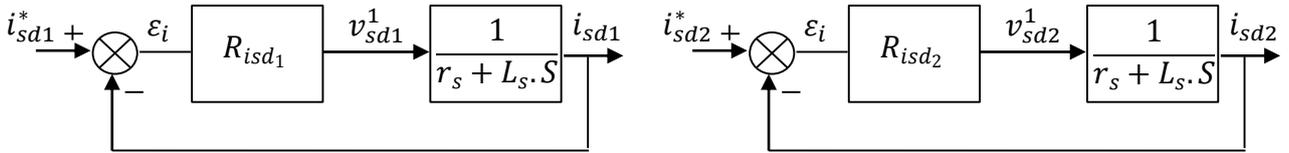


Figure IV.8 : Schéma fonctionnel des régulateurs des courants i_{sd1} et i_{sd2}

L'expression mathématique du régulateur PI du correcteur R_{isd1} et R_{isd2} sont donné par les relations suivantes :

$$R_{isd1} = k_{pd1} + \frac{k_{id1}}{S}$$

$$R_{isd2} = k_{pd2} + \frac{k_{id2}}{S}$$

On a donc :

$$\begin{cases} v_{sd1}^1 = \left(k_{pd1} + \frac{k_{id1}}{S}\right) \cdot (i_{sd1}^* - i_{sd1}) \\ v_{sd2}^1 = \left(k_{pd2} + \frac{k_{id2}}{S}\right) \cdot (i_{sd2}^* - i_{sd2}) \end{cases}$$

Les fonctions de transfert en boucle fermée sont :

$$\begin{cases} \frac{i_{sd1}}{i_{sd1}^*} = \frac{\frac{k_{pd1}S + k_{id1}}{L_s}}{S^2 + \frac{(r_s + k_{pd1})}{L_s}S + \frac{k_{id1}}{L_s}} \\ \frac{i_{sd2}}{i_{sd2}^*} = \frac{\frac{k_{pd2}S + k_{id2}}{L_s}}{S^2 + \frac{(r_s + k_{pd2})}{L_s}S + \frac{k_{id2}}{L_s}} \end{cases}$$

Les polynômes caractéristiques pour les boucles de régulation sont :

$$\begin{cases} P1(S) = S^2 + \frac{(r_s+k_{pd1})}{L_s} S + \frac{k_{id1}}{L_s} = 0 \\ P1(S) = S^2 + \frac{(r_s+k_{pd2})}{L_s} S + \frac{k_{id2}}{L_s} = 0 \end{cases}$$

En imposant pour chaque polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués : $S_{1,2} = \rho_c(-1 \mp j)$, on aura :

$$p(S) = S^2 + 2 \cdot \rho_c \cdot S + 2 \cdot \rho_c^2 = 0$$

Par identification terme à terme des équations, on aura :

$$\begin{cases} k_{pd1} = 2\rho_c L_s - r_s \\ k_{id1} = 2\rho_c^2 L_s \end{cases} \tag{IV.14}$$

$$\begin{cases} k_{pd2} = 2\rho_c L_s - r_s \\ k_{id2} = 2\rho_c^2 L_s \end{cases}$$

IV.6.2 Réglage de la Boucle Externe du Flux

Afin d’assurer un bon contrôle du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consigne de vitesse, ainsi que lors des applications de la charge perturbatrice.

D’après le système (IV.8), on a :
$$\varphi_r = \frac{L_m}{(1 + T_r S)} \cdot i_{sd} \tag{IV.15}$$

Le schéma-bloc de la régulation du flux est le suivant:

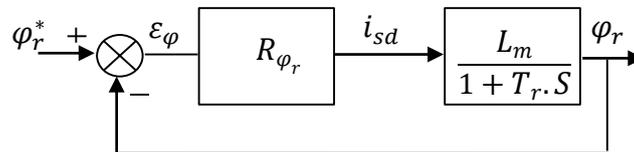


Figure IV.9 : Schéma fonctionnel de régulation du flux φ_r .

La fonction de transfert ouverte est:

$$\frac{\varphi_r(S)}{\varepsilon_\varphi(S)} = R_\varphi \frac{L_m}{1+T_r S} = \left(k_{p\varphi} + \frac{k_{i\varphi}}{S} \right) \cdot \frac{L_m}{1+T_r S}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\varphi_r(S)}{\varphi_r^*(S)} = \frac{(k_{p\varphi}S + k_{i\varphi})\frac{L_m}{T_r}}{S^2 + \frac{1}{T_r}(1 + L_m k_{p\varphi})S + \frac{L_m \cdot k_{i\varphi}}{T_r}}$$

L'équation caractéristique en boucle fermée est donnée par:

$$P(S) = S^2 + \frac{1}{T_r}(1 + L_m k_{p\varphi})S + \frac{L_m \cdot k_{i\varphi}}{T_r}$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués :

$$S_{1,2} = \rho_\varphi(1 \mp j), \text{ on aura : } P(S) = S^2 + 2\rho_\varphi S + 2\rho_\varphi^2 = 0$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{cases} k_{i\varphi} = 2 \cdot \frac{T_r}{L_m} \rho_\varphi^2 \\ k_{p\varphi} = \frac{1}{L_m} (2 \cdot T_r \cdot \rho_\varphi - 1) \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

IV.6.3 Réglage en Cascade de la Vitesse

- **Réglage des boucles internes des courants i_{sq1} et i_{sq2}**

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner les régulateurs des courants i_{sq1} et i_{sq2} que pour le dimensionnement des régulateurs des courants i_{sd1} et i_{sd2} . Si on impose la même dynamique en boucle fermée, les coefficients k_{iq1} et k_{pqi1} seront identiques à ceux des régulateurs des courants i_{sd1} et i_{sd2} .

- **Réglage de la boucle externe de la vitesse**

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence afin de maintenir la vitesse correspondante. Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit plus rapide par rapport à celle de la vitesse. D'après l'équation mécanique de la machine asynchrone à double étoile, on a :

$$\omega_r = \frac{C_{ref}}{J \cdot S + k_f} = \frac{C_{em} - C_r}{J \cdot S + k_f} \quad (\text{IV.17})$$

La chaîne de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel donné par la Figure IV.10.

L'expression mathématique du régulateur PI du correcteur C_{ω_r} est donnée par la relation suivante : $C_{\omega_r} = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s}$

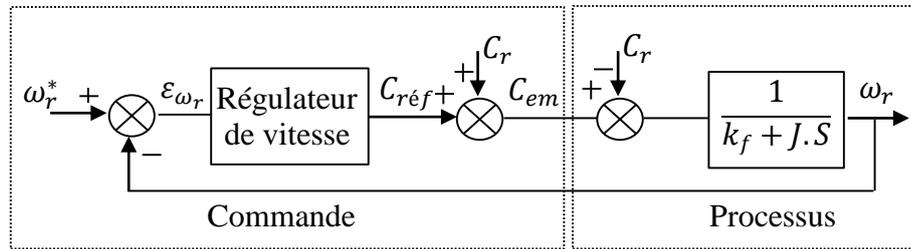


Figure IV.10 : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse ω_r

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma précédent, est donnée

par :

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{(k_{p\omega}S + k_{i\omega})\frac{1}{J}}{P(S)}$$

L'équation du polynôme caractéristique en boucle fermée $P(s)$ est :

$$P(S) = S^2 + \frac{k_f + k_{p\omega}}{J} \cdot S + \frac{k_{i\omega}}{J}$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués :

$S_{1,2} = \rho_v(1 \mp j)$, on aura :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_v S + 2\rho_v^2 = 0$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{cases} k_{i\omega} = 2J\rho_v^2 \\ k_{p\omega} = 2J\rho_v - k_f \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

IV.5 Simulation et interprétation

Les simulations présentées sont réalisées sur une machine asynchrone à double étoile alimentée par deux convertisseurs matriciels identiques commandés par la stratégie de commutation SVM indirecte. La machine commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique, est mise en évidence par simulation numérique sous environnement MATLAB/SIMULINK.

IV.5.1 Simulation du couple électromagnétique de référence

Afin de tester l'efficacité du découplage, nous avons effectué des simulations en boucle ouverte (sans la régulation du flux) de la commande vectorielle à flux orienté en tension de la

machine asynchrone à double étoile et dont les paramètres sont définis à l'annexe. Si on fait imposer l'égalité des deux courants directs et imposer aussi l'égalité des deux courants en quadrature :

$$\begin{cases} i_{sd1}^* = i_{sd2}^* = \frac{i_{sd}^*}{2} \\ i_{sq1}^* = i_{sq2}^* = \frac{i_{sq}^*}{2} \end{cases} \quad (IV.19)$$

C'est-à-dire imposer que la puissance fournie par les deux systèmes d'enroulement statorique soit égales on aura donc :

$$\begin{cases} i_{sd1}^* = i_{sd2}^* = \frac{i_{sd}^*}{2} = \frac{(1+T_r S)}{2.L_m} \cdot \varphi_r^* \\ i_{sq1}^* = i_{sq2}^* = \frac{i_{sq}^*}{2} = \frac{(L_m+L_r)}{2.L_m \cdot \varphi_r^*} \cdot C_{em}^* \\ \omega_s = \omega_r + \frac{L_m (i_{sq1}^* + i_{sq2}^*)}{T_r \varphi_r^*} \end{cases} \quad (IV.20)$$

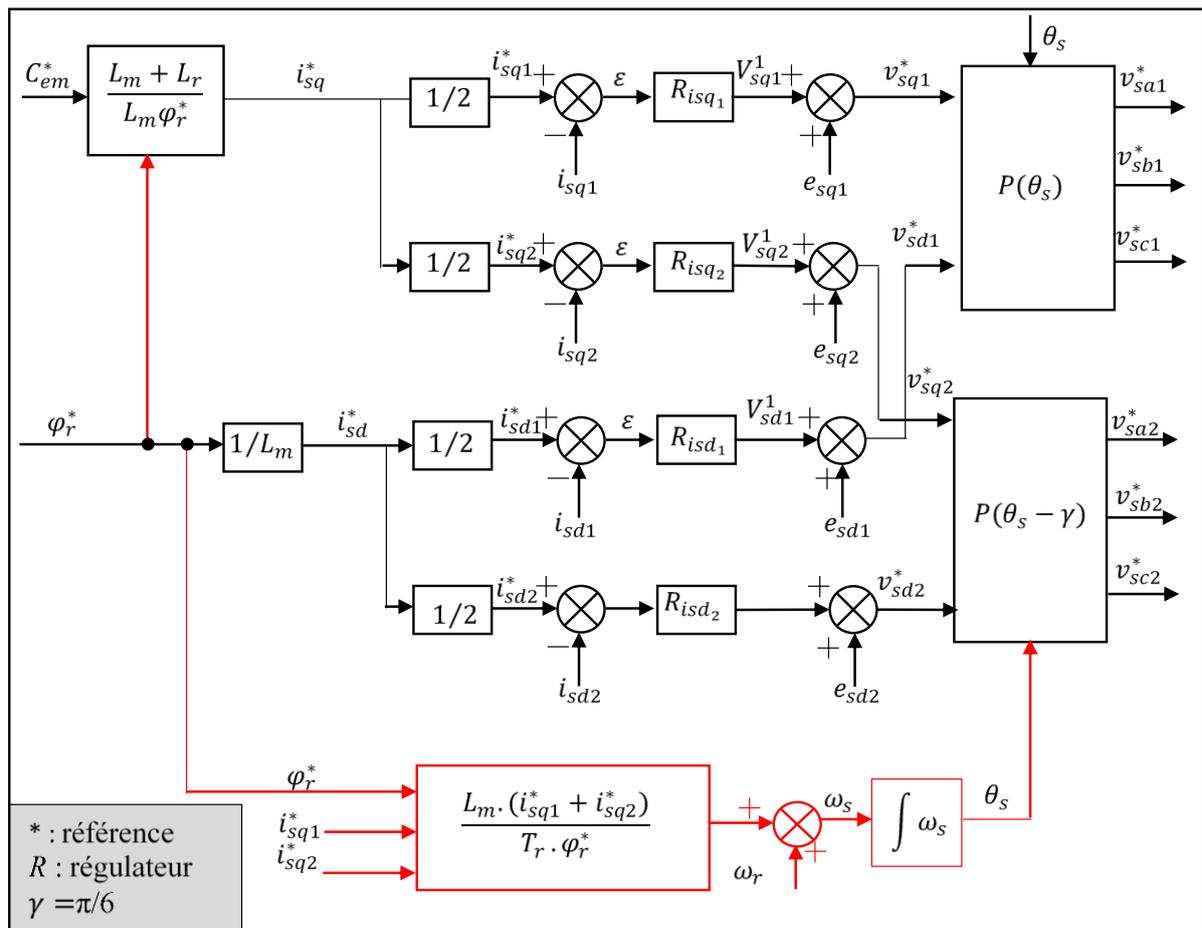


Figure IV.11 : Schéma de la commande découplée (Boucle ouverte).

L'estimation numérique de cette de commande a été faite en imposant un flux de référence ($\varphi_r^* = 1 \text{ Wb}$) et le couple de référence (C_{em}^*) indiqué sur la Figure (IV.12) :

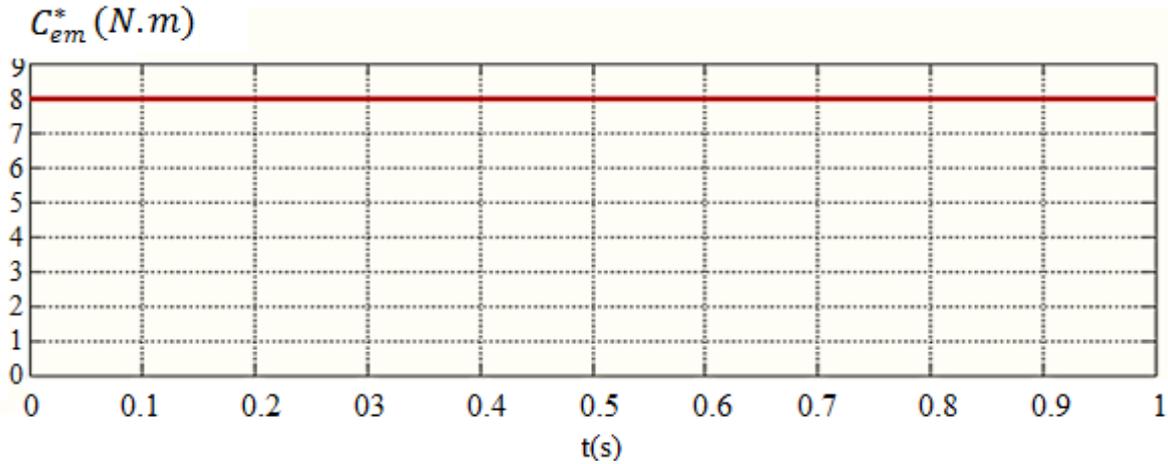


Figure IV.12 : Couple de référence

- **Interprétation :**

À partir de la Figure (IV.13), on constate que le couple électromagnétique C_{em} suit la référence C_{em}^* pour la technique de commande en tension.

Les composantes en quadrature et en directe du flux rotorique (φ_{rd} , φ_{rq}) sont égales aux valeurs imposées 1Wb et 0Wb respectivement en régime permanent.

Nous constatons que le module de la composante directe du flux (φ_{dr}) est parfaitement identique au module de flux rotorique (φ_r) (1Wb).

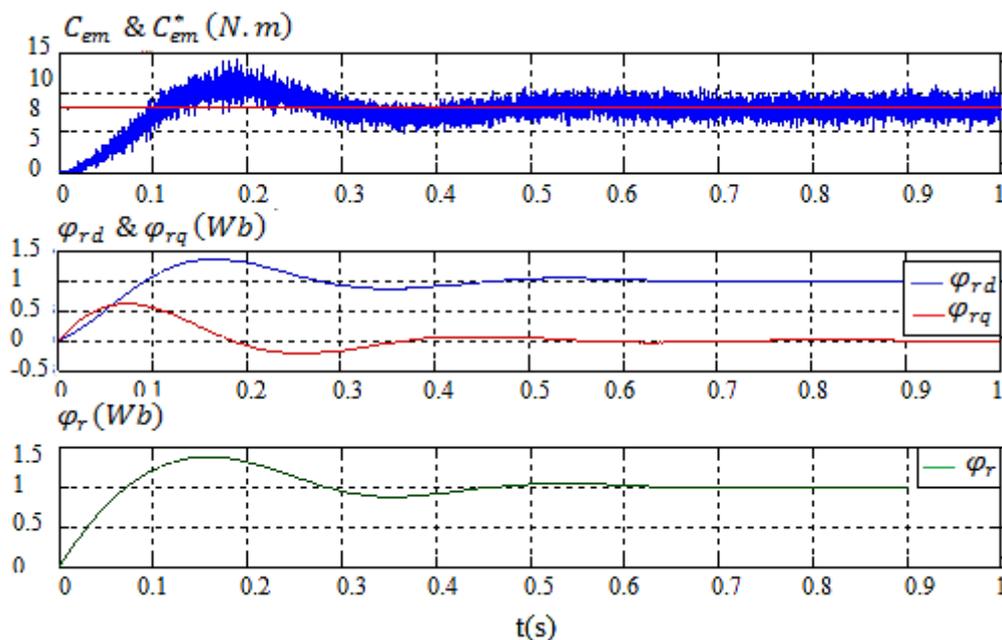


Figure IV.13 : Commande vectorielle à flux orienté indirecte

IV.5.2 Simulation de la vitesse de référence

La commande que nous proposons cette fois-ci est la commande vectorielle de type directe : le flux est asservi à une consigne de flux [*Bag-09*] contrairement à la commande indirecte qui ne comporte pas de régulateur de flux. D'autre part, on ajoute un régulateur PI pour le réglage de la vitesse de la machine en boucle fermée. Le schéma global de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique est donné par la Figure IV.14.

- **Bloc de défluxage :**

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

$$\varphi_r^* = \begin{cases} \varphi_n & \text{si } |\Omega_r| \leq |\Omega_n| \\ \varphi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega_r|} & \text{si } |\Omega_r| > |\Omega_n| \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

- **Le filtre :**

L'analyse théorique du système globale (Régulateur – modèle de la machine) 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 :

$$\frac{\Omega_{r_filtre}^*}{\Omega_r} = \frac{1}{1+T_f s} \quad (\text{IV.22})$$

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

$$T_f = \frac{k_p}{k_i} \quad (\text{IV.23})$$

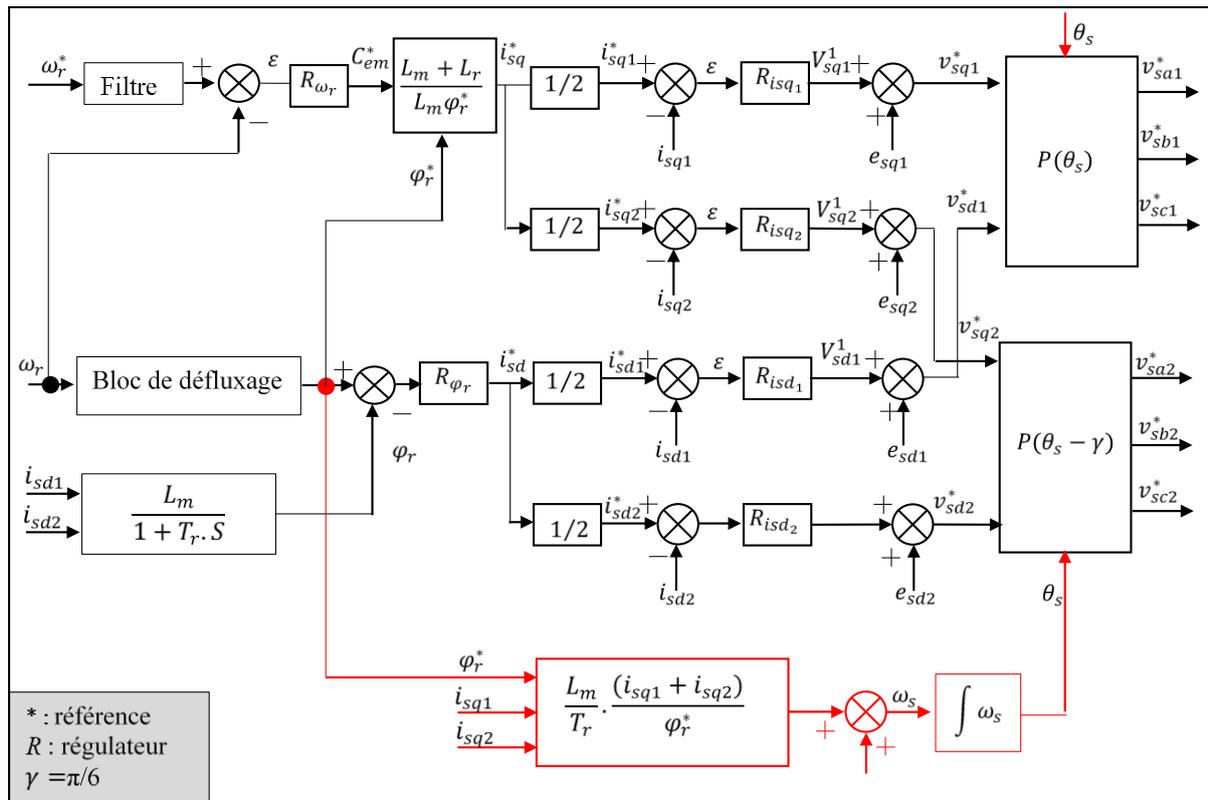


Figure IV.14 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe en boucle fermée.

Les figures suivantes montrent les performances de réglage lors d'un démarrage à vide pour une consigne de référence $\omega_r = 200(\text{rad/s})$, suivi de l'application de la charges $C_r = 14\text{N.m}$ entre l'intervalle de temps $t = [2, 3.1]$ s, puis à l'inversion de la consigne de vitesse à $t = 4$ s. Les réponses obtenues sont:

- L'évolution de vitesse de rotation.
- L'évolution du couple développé par la machine asynchrone à double étoile.
- l'évolution des courants statoriques direct et en quadrature.
- L'évolution des flux rotoriques direct et en quadrature.

Les pôles choisis pour chaque boucle de régulation sont donnés par le tableau suivant :

Boucle de régulation	Pôles
Courants	$-1200 \pm j1200$
Flux	$-15 \pm j15$
vitesse	$-3.6 \pm j3.6$

- **Interprétation :**

L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence dans les deux sens qui est atteinte rapidement avec un petit dépassement de 2% et une petite perturbation lorsque on applique un couple résistant a $t = 2s$ et son élimination a $t = 3.1s$. Le temps de réponse est environ 0.8s. L'effet de la perturbation est rapidement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur du couple de charge 14 N.m.

Les deux flux rotoriques d'axe d et q suivent les valeurs imposées en régime totalement établi et indépendamment de la charge appliquée, on dit que le découplage est parfait.

Le courant de la première étoile i_{as1} a une valeur crête de 12A en régime transitoire ; en présence de la charge, le courant atteint une valeur crête de 6.4A, la valeur crête à vide est de 1.8A, il présente des harmoniques. Ces résultats montrent que le réglage avec les régulateurs PI donne des réponses satisfaisantes par rapport à la grandeur de perturbation.

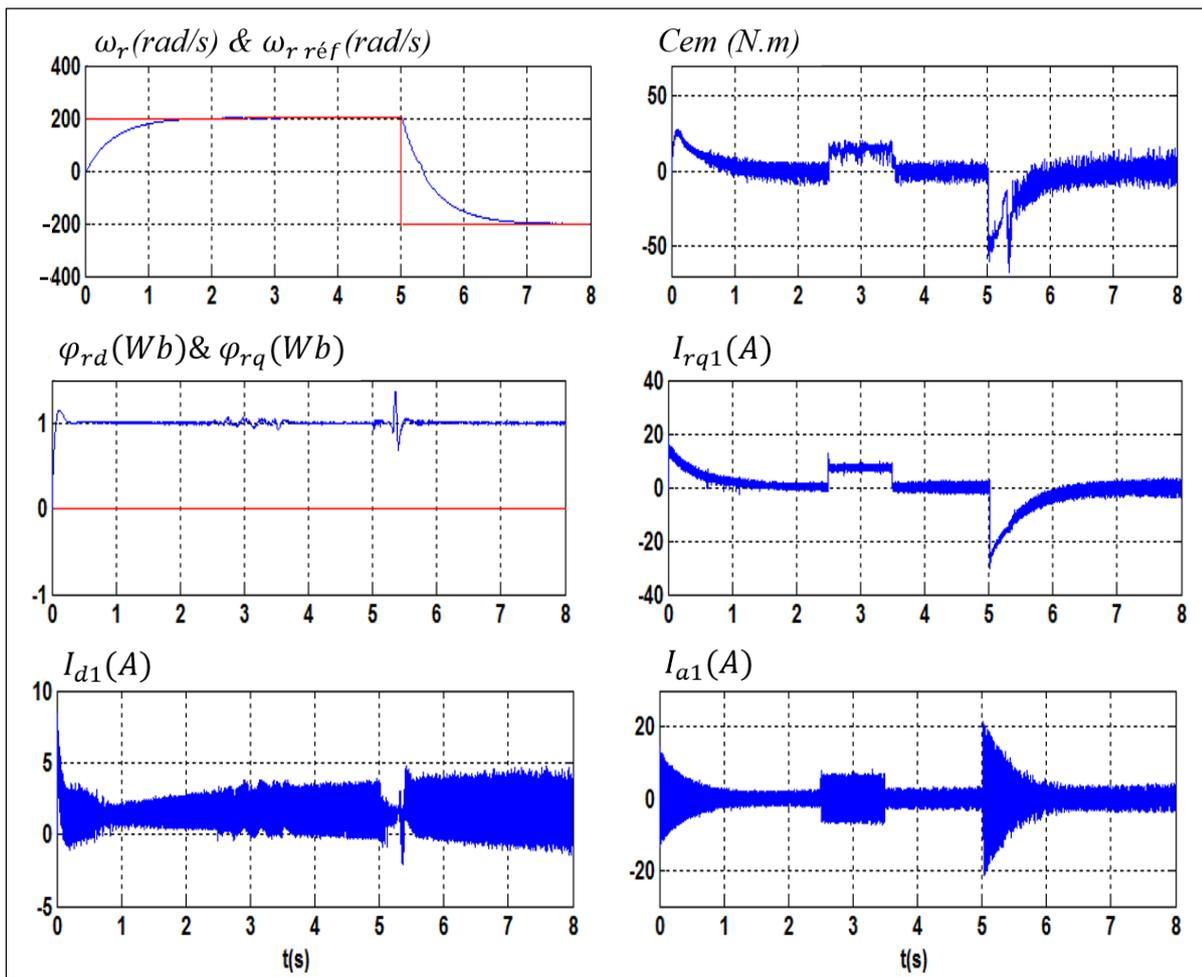


Figure IV.15: Simulation de la commande vectorielle directe de MASDE

IV.6 Commande de la vitesse de la MASDE par logique floue

Le schéma de principe de cette technique est illustré dans la Figure (IV.16). Le contrôleur floue règle les paramètres du PI et lui génère de nouveaux paramètres. afin qu'il s'adapte à toutes les conditions de fonctionnements, en se basent sur l'erreur et sa dérivée [Mos-93] [Haz-06] [Mel-12].

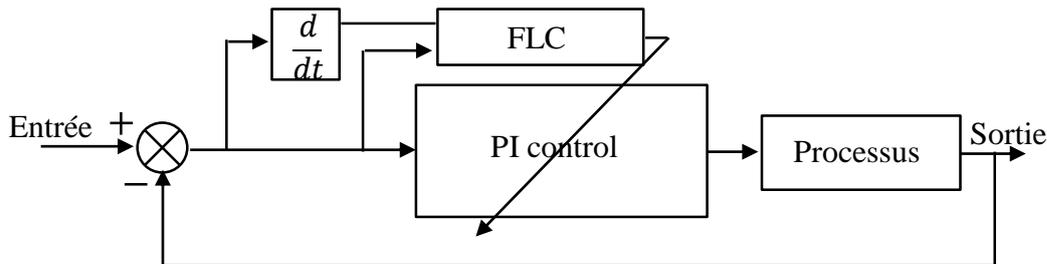


Figure IV.16 : Principe d'adaptation du PI par la logique floue

Les entrées du superviseur sont l'erreur de sortie et sa variation. Les adaptations faites sur les gains du PI visent à corriger au fur et à mesure l'évolution du système en agissant sur la loi de régulation. L'erreur instantanée sert à agir sur le réglage du régulateur à l'instant d'échantillonnage suivant. Lors du fonctionnement en ligne du régulateur, une matrice floue permet d'adapter les gains de façon à optimiser les caractéristiques de la réponse temporelle. Une base de règles sert à établir une unique table de décision en fonction de la valeur d'erreur e et sa dérivée de . Les changements sur les deux paramètres du PI sont calculés en multipliant un élément de la table par les paramètres du régulateur qui sont déterminés par une méthode analytique. Les paramètres du contrôleur PI utilisés sont pris normalisés dans l'intervalle $[0, 1]$, en utilisant les transformations linéaire suivantes :

$$\begin{aligned} k'_p &= (K_p - K_{pmin}) / (K_{pmax} - K_{pmin}) \\ k'_i &= (K_i - K_{imin}) / (K_{imax} - K_{imin}) \end{aligned} \quad (IV.24)$$

Le nombre des ensembles flous a été fixé à 6, c'est pour respecter la contrainte du temps de traitement

- | | |
|-----------------------|-----------------------|
| - NB : grand négatif. | - PS : petit positif. |
| - NM: moyen négatif. | - PM : moyen positif. |
| - ZE : zéro. | - PB : grand positif |

Les sous-ensembles flous des variables de sortie sont définis comme suit :

- B : Grand.
- S : Petit.

Pour pouvoir déterminer le contenu de la base de règles, il est nécessaire de s'appuyer sur des considérations concernant les liens entre l'évolution des paramètres du PI et les performances désirées [Ben-07][Che-07]:

- ✓ Le gain intégral K_i est augmenté, pour améliorer le temps de montée pendant le régime transitoire ; K_i est diminué dès que la consigne dépasse la zone tolérée afin de minimiser le dépassement.
- ✓ Le gain proportionnel K_p est augmenté, pour réduire le temps de montée, mais cette action augmente les oscillations. Les bases de règles pour calculer les paramètres de k'_p et k'_i sont représentées aux tableaux IV-1 et IV-2 respectivement.

Tableau IV-1 : Base de règles pour la sortie k_p

e \ de	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	B	S	S	S	S	S	B
NM	B	B	S	S	S	B	B
NS	B	B	B	S	B	B	B
ZE	B	B	B	B	B	B	B
PS	B	B	B	S	B	B	B
PM	B	B	S	S	S	B	B
PB	B	B	S	S	S	S	S

Tableau IV-2 : Base de règles pour la sortie k_i

e \ de	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	B	B	B	B	B	B	B
NM	B	B	B	B	B	B	B
NS	B	S	B	B	B	B	B
ZE	B	S	S	S	S	S	B
PS	B	S	B	B	B	S	B
PM	B	B	B	B	B	B	B
PB	B	B	B	B	B	B	B

Les fonctions d'appartenance de l'erreur (e) et de sa variation (Δe) sont choisies identiques de formes triangulaires et sont définies sur l'intervalle $[-1, 1]$ comme le montre la Figure IV.17, Les fonctions d'appartenance pour k'_p , k'_i sont choisies de formes singleton sur l'intervalle $[0,1]$ (Figure IV.18).

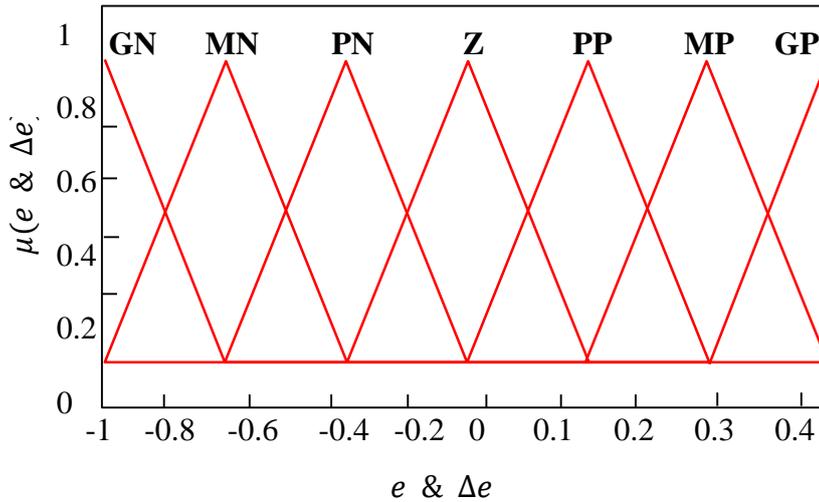


Figure IV.17 : Distribution des sous-ensembles flous relatifs à e et Δe

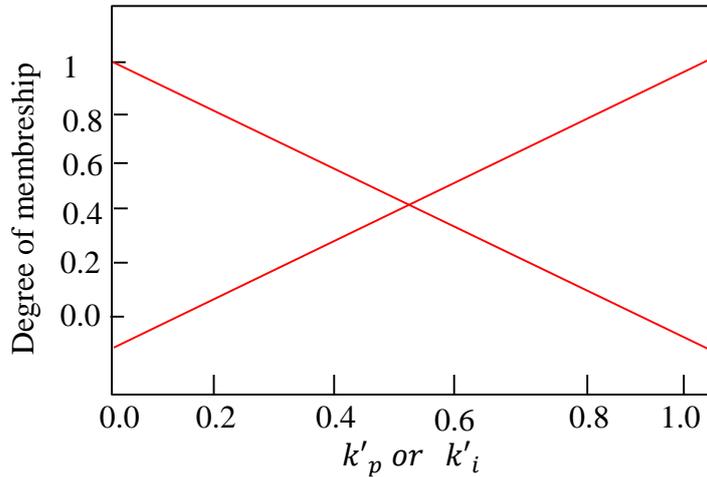


Figure IV.18 : Fonction d'appartenance pour k'_p, k'_i ,

Une fois les valeurs k'_p et k'_i obtenues les nouveaux paramètres du régulateur PI sont calculés par les équations :

$$\begin{aligned} K_i &= (k_{imax} - k_{imin}) \cdot k'_i + k_{imin} \\ K_p &= (k_{pmax} - k_{pmin}) \cdot k'_p + k_{pmin} \end{aligned} \tag{IV.25}$$

III.7 Simulation et interprétation des résultats

Dans cette partie, nous allons détailler les résultats en simulation, le modèle utilisé est celui de la machine à induction double stator commandée par l'orientation de flux rotorique représentée par la Figure (IV.19), où le régulateur PI est remplacé par un autre PI à paramètres adaptables.

Pour illustrer les performances de réglage par logique floue, nous avons simulé un démarrage à vide avec une inversion de sens de la rotation à $t = 5$ s de la consigne ± 200 rad/s. La charge est appliquée à l'instant $t = 2.5$ s et son élimination à $t = 3.5$ s.

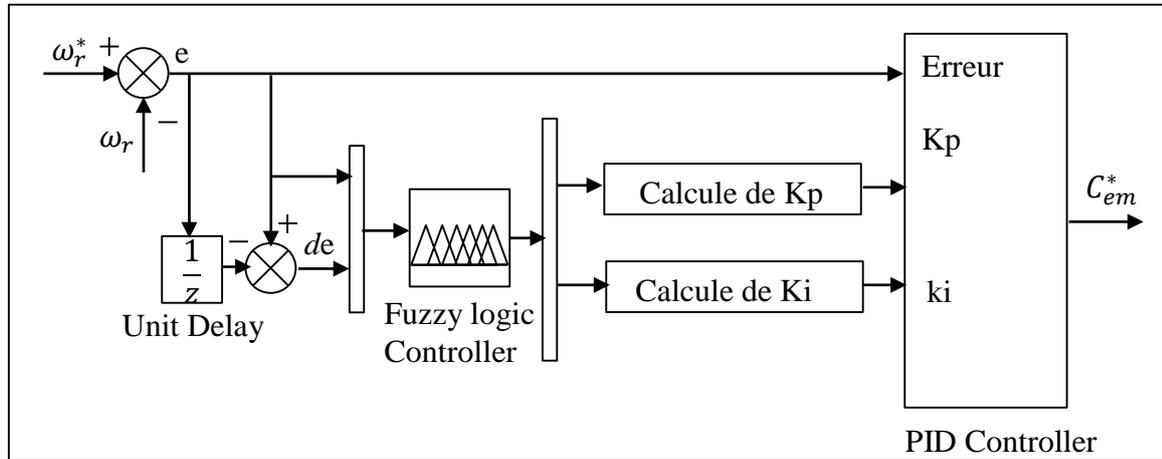


Figure IV.19 : Schéma bloc de la commande par la logique floue de la vitesse.

La Figure (IV.20) montre la forme de la variation des coefficients d'adaptation. Le superviseur repère bien les zones où l'adaptation des gains est nécessaire.

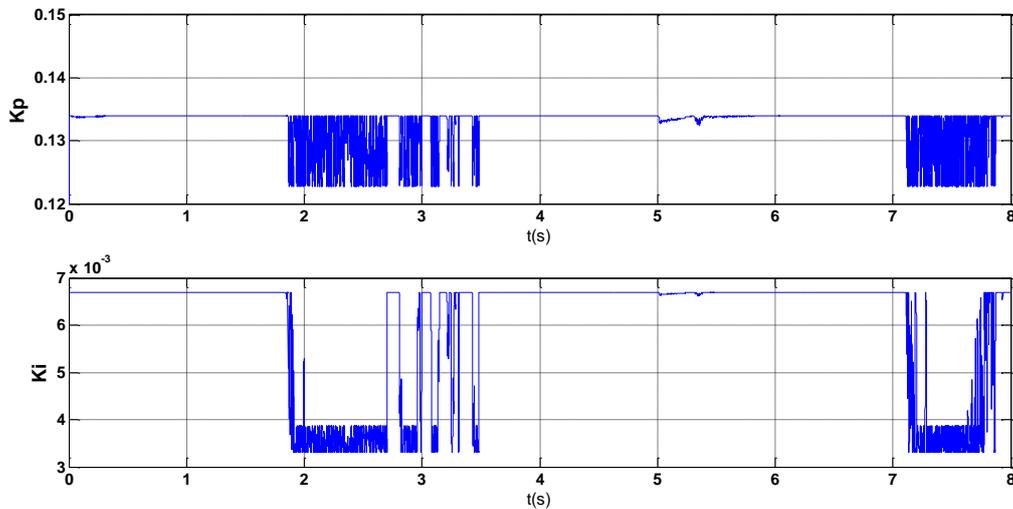


Figure IV.20 : Formes d'adaptation des gains kp et ki

Les figures ci-dessous représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone, à savoir les composantes directes et en quadratures du courant et du flux rotorique, le couple électromagnétique et la vitesse.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse rejoint sa valeur de référence, sans dépassement, à $t = 1.8$ s. La régulation de vitesse est parfaite et présente une très bonne performance vis-à-vis la variation de la charge et surtout lors de l'inversion du sens de rotation

comme la montre la Figure (IV.21) ce qui confirme la robustesse de la commande appliquée, le temps de la mise en vitesse diminue par rapport à la PI classique.

De même pour le couple électromagnétique, les ondulations de celui-ci ont remarquablement diminuées. On remarque que ce dernière atteint 28 N.m au démarrage et dépasse -60N.m lors de l'inversion de sens de rotation.

Les flux rotoriques selon (d, q) présentent un léger dépassement au-delà de leurs consignes, ensuite ils se stabilisent à $t = 0.3s$ et poursuivent leurs parcours selon leurs références. Les figures montrent bien que la variation du courant inverse n'influe pas sur le courant direct. Donc, ces deux grandeurs sont parfaitement découplées et cela grâce à la bonne orientation de flux rotorique.

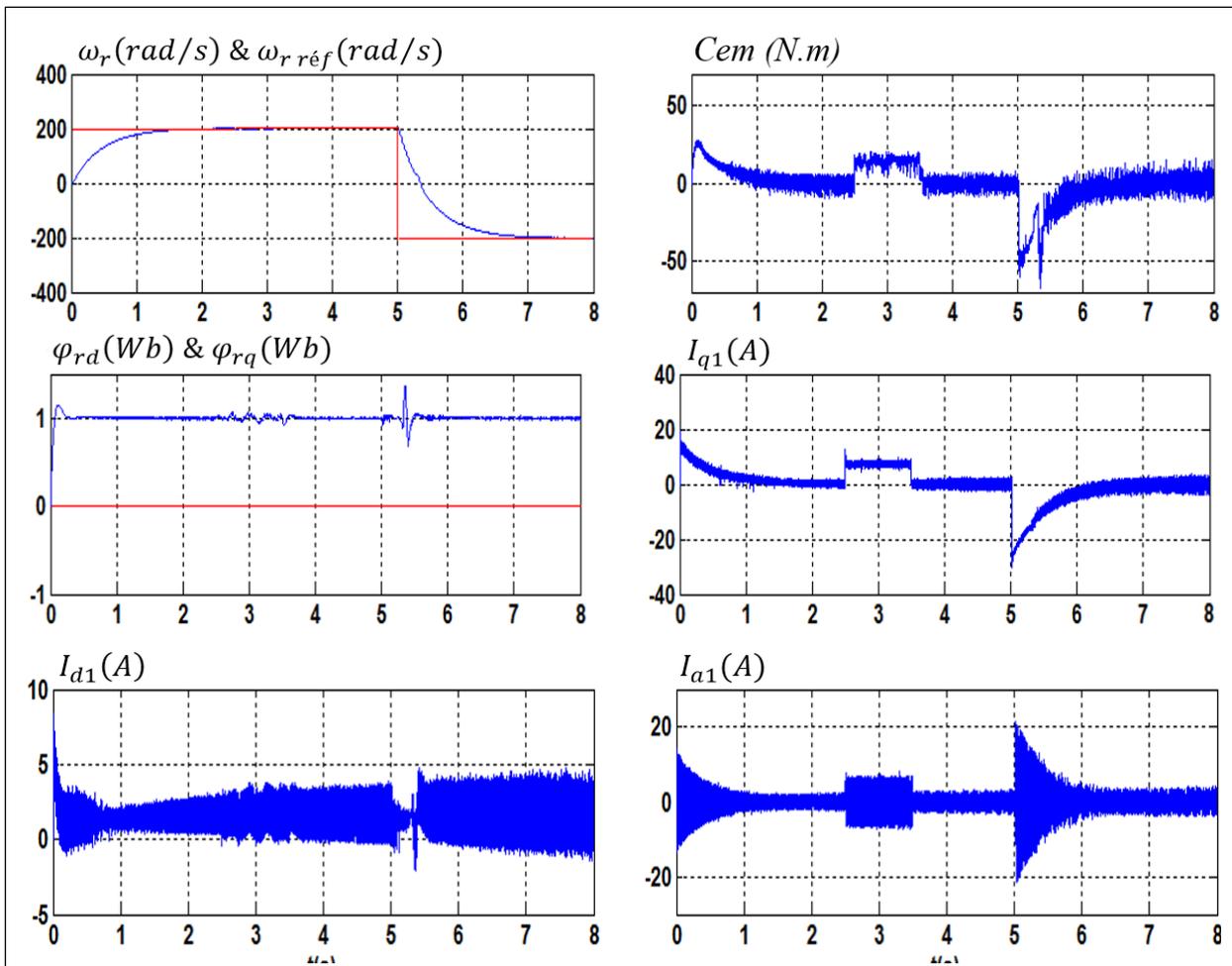


Figure IV.21 : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivi d'une application de charge et inversion de sens de rotation.

III.8 Comparaison entre les résultats de la commande vectorielle utilisant des régulateurs classiques avec celles de la logique floue.

Tableau IV-3 : Comparaison entre les deux commandes vectorielle : PID et logique floue

Critères	Régulateurs classiques	Logique floue
Suivi de la référence vitesse	oui	oui
Temps de réponse pour la vitesse (échelon)	Bien (1.75s)	Bien (1.7s)
Suivi de la référence flux en régime permanent	Oui	oui
Suivi de la référence flux en régime transitoire	Bien sauf le cas de démarrage et l'inversion du sens de rotation	Très bien sauf le cas de démarrage
Flux q	Très proche de zéro	Nul
Suivi du couple de charge en régime permanent	Très Bien (pas de dépassement)	Bien (ondulations)
Forme du couple en régime permanent	Bien	Moyen
Ondulation du couple	Bien	Moyen
Courant de sortie	Sinusoidale pure	Sinusoidale
Pic de courant de sortie lors de l'inversion du sens de rotation	12 A	11 A

IV.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle directe de la machine asynchrone à double étoile (commande de vitesse). Nous constatons que cette commande nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux.

On remarque que les grandeurs électriques suivent bien leurs références.

Nous constatons que le réglage avec les régulateurs PI donne des résultats satisfaisants par rapport à la grandeur de perturbation, mais ils présentent des dépassements par rapport à la grandeur de consigne, dû au changement brusque de cette dernière.

Nous constatons aussi que dans le régime transitoire de la machine asynchrone à double étoile (le démarrage ou l'inversion de vitesse de rotation), il y a apparition des pics de courant très gênants pour le bon fonctionnement de la machine. Donc il faut ajouter un régulateur d'état équipé d'un limiteur de courant.

D'autre part, les résultats de simulation, montre clairement l'efficacité PI adapté par rapport au régulateur classique avec un temps de montée plus au moins rapide, un excellent rejet de perturbation et face aux variations de consigne ; cela explique que la procédure du choix des gains du régulateur PI avec une adaptation à l'aide de la logique floue donne de bonnes performances. Il en résulte ainsi que la supervision suit normalement la dynamique du système.

On peut donc affirmer, qu'un contrôleur floue peut avoir un comportement, en régulation et en poursuite, similaire à celui d'un contrôleur de type PI.

Conclusion générale

Le travail présenté dans le cadre de cette thèse est une contribution à l'optimisation et la commande du convertisseur matriciel et son application à la conduite de la machine asynchrone double étoile. 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.

Les objectifs étudiés sont :

- Les différentes structures des convertisseurs matricielles.
- Les stratégies de modulations pour l'optimisation du taux de modulation.
- Les méthodes vectorielles.
- Les stratégies de commutations.
- La commande vectorielle avec orientation du flux rotorique.
- Réglage de la vitesse par un contrôleur flou.

Avant d'aborder le convertisseur matriciel, nous avons présenté au premier chapitre des généralités sur les convertisseurs matriciels (lois, contraintes et limites électriques), les convertisseurs matriciels à topologie indirecte et on a fini par la constitution des interrupteurs et la commutation semi-douce qui traite le problème de la commutation. Par la suite, nous avons développé deux stratégies de modulation : la stratégie scalaire et la stratégie vectorielle.

Pour la première stratégie on a présenté quelques méthodes de modulation à savoir les:

- Méthodes de Venturini et Roy dont le facteur de transfert en tension ne dépasse pas la valeur de 0,5.
- Méthode de Venturini amélioré et algorithme d'Ishiguro (MLI) dont le facteur de transfert atteint une valeur de 0,86.

Pour la seconde stratégie nous avons détaillé deux méthodes :

- La méthode vectorielle indirecte où le convertisseur matriciel est décrit par un circuit équivalent combinant un redresseur de courant à un onduleur de tension connecté par liaison continue virtuelle.
- La méthode vectorielle directe où la synthèse des rapports cycliques de la séquence de commutation est faite sans la considération de la structure indirecte fictive.

Afin de mieux maîtriser la machine, le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation de la MASDE, et de son alimentation. Pour cela, on a commencé par la simulation de la machine directement alimentée par deux sources triphasées et équilibrées.

Parmi les structures et les méthodes de modulations citées au premier chapitre, nous avons choisi la structure matricielle et la méthode vectorielle directes dans le troisième chapitre afin d'étudier deux types de stratégies de commutation qui gèrent le séquençement des configurations, à savoir l'ordre dans lequel les vecteurs actifs et nuls sont appliqués le long d'une période de commutation. Pour cela, nous avons simulées et analysées : la stratégie de commutation symétrique SVM (SSVM) et la stratégie de commutation asymétrique SVM (ASVM). Nous avons remarqué que les deux stratégies donnent des mêmes résultats, sauf que le nombre de commutations des interrupteurs peut être réduit pour l'ASVM à huit au lieu de douze par rapport à la SSVM sur une période de commutation. A partir de cette avantage, nous avons adopté la stratégie ASVM pour commander les deux convertisseurs matriciels qui alimentent et contrôlent notre machine asynchrone double étoile

Nous avons dédié le quatrième chapitre à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Dans ce cadre, nous avons développé deux méthodes, la première est la méthode de commande indirecte et la seconde est celle de commande directe. On a constaté que la régulation de la vitesse par la méthode directe est bien meilleure que par la méthode indirecte. Néanmoins, la fragilité et les problèmes de fiabilité des capteurs de flux, limitent la mise en œuvre de la méthode directe. D'autre part, malgré les simplifications introduites dans les techniques de commande vectorielle, ces dernières offrent des performances acceptables.

Ainsi, les algorithmes de réglage classiques, tel que les PI peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances du système ne sont pas trop strictes. Une amélioration remarquable a été soulevée des résultats de simulation lorsqu'on a remplacé le régulateur PI classique de la vitesse par un correcteur à logique floue.

Annexe

Paramètres de la MASDE

PUISSANCE NOMINALE	$P_n = 4.5 \text{ Kw}$
NOMBRE DE PAIRES DE POLES	$p = 1$
FREQUENCE NOMINALE	50 Hz
TENSION NOMINALE	220/380 V
VITESSE NOMINALE	3000 tr/mn
COURANT NOMINAL	$I_n = 6.5 \text{ A.}$
RÉSISTANCE DU PREMIER ENROULEMENT STATORIQUE	$r_{s1} = 3.72 \Omega$
RÉSISTANCE DU DEUXIÈME ENROULEMENT STATORIQUE	$r_{s2} = 3.72 \Omega$
RÉSISTANCE ROTORIQUE	$r_r = 2.12 \Omega$
INDUCTANCE PROPRE CYCLIQUE D'UNE PHASE DE L'ÉTOILE 1	$L_{s1} = 0.022 \text{ H}$
INDUCTANCE PROPRE CYCLIQUE D'UNE PHASE DE L'ÉTOILE 2	$L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
INDUCTANCE ROTORIQUE	$L_r = 0.006 \text{ H}$
INDUCTANCE MUTUELLE	$L_m = 0.36727 \text{ H}$
MOMENT D'INERTIE	$J = 0.0625 \text{ k.g. m}$
COEFFICIENT DE FROTTEMENT	$f = 0.001 \text{ kg.m}^2 / \text{s}$

Les interrupteurs Quatre Segments

Le convertisseur matriciel nécessite l'utilisation de neuf interrupteurs quatre segments, dont la caractéristique statique est représentée à la Figure A.1. Ces interrupteurs sont commandables aussi bien à l'amorçage qu'au blocage et nécessitent d'avoir la capacité de bloquer une tension ainsi que de conduire un courant quel que soit son signe [Mor-07] [Gru-10] [Kol-07] [Kol-11].

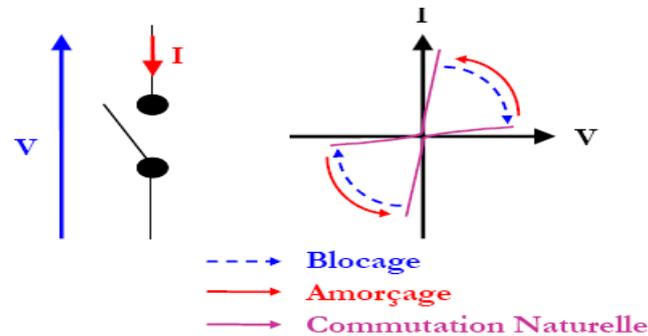
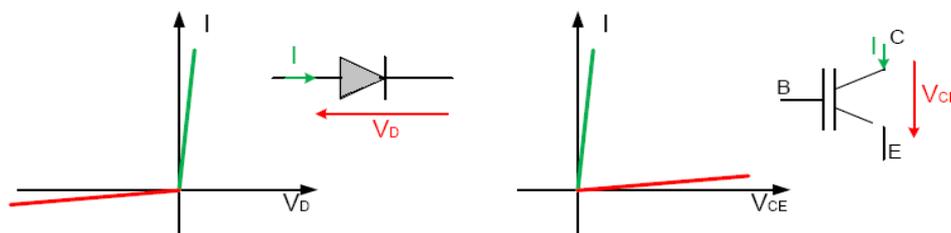


Figure A.1 : Caractéristique statique/dynamique idéale.

Du fait de leur mise en œuvre très complexe, seules de petites productions d'interrupteurs quatre segments monolithiques sont envisageables de nos jours. La capacité de blocage en tension inverse est une faiblesse des transistors, ces composants étant capables de bloquer une tension inverse très faible (20V environ pour un transistor de calibre en tension égal à 1200V).

Ces interrupteurs quatre segments sont donc créés par l'association de plusieurs éléments discrets, unidirectionnels en tension et en courant. Cette section décrit les assemblages possibles pour reproduire le comportement des interrupteurs quatre quadrant à partir d'éléments de base classiquement utilisés en électronique de puissance, c'est-à-dire le transistor et la diode.

La Figure A.2 montre les caractéristiques statiques de ces semi-conducteurs.



a) caractéristique d'une diode statique b) caractéristique statique d'un transistor.

Figure A.2: Caractéristiques statiques d'interrupteurs unidirectionnels

Suivant la manière d'assembler ces deux éléments, il est possible de construire un interrupteur à trois quadrants tel qu'illustré à la Figure A.3 :

- Interrupteur réversible en tension s'ils sont mis en série ou
- Interrupteur réversible en courant s'ils sont mis en parallèle.

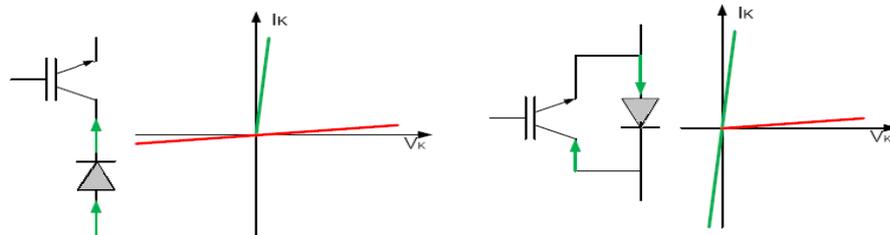


Figure A.3: Assemblage d'interrupteurs trois quadrants

Finalement, en combinant deux interrupteurs trois quadrants, on construit un interrupteur quatre quadrants, dont les variantes d'assemblage sont présentées à la Figure A.4.

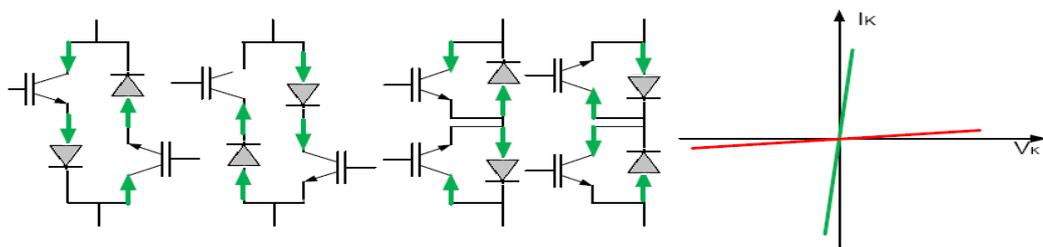


Figure A.4: Assemblages pour la réalisation d'interrupteurs bidirectionnels.

En pratique, les principaux montages utilisés pour la réalisation d'un convertisseur matriciel sont présentés à la Figure A.5.

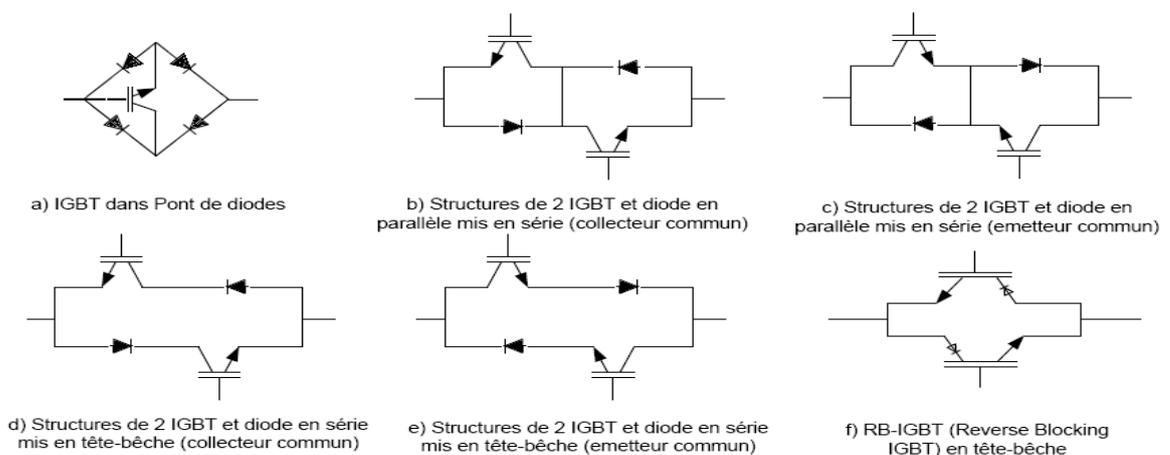


Figure A.5: Interrupteurs 4 quadrants utilisables dans un convertisseur matriciel.

Les IGBT (transistor bipolaire à grille isolée) représentent un bon choix pour la réalisation d'interrupteurs quatre quadrants, car c'est un élément opérable à des fréquences de plus de 10kHz, pour des puissances relativement importantes (10kW et plus). La connexion de semi-conducteurs la plus utilisée pour le convertisseur matriciel est celle à collecteur commun [*Dug-88*]. Les interrupteurs bidirectionnels ont fait l'objet de plusieurs études pour en analyser les performances et identifier les défauts de commutation [*Grb-10*].

Bibliographies

- [Ami-12] H. Amimeur, "Contribution Au Contrôle De La Machine Asynchrone Double Etoile", thèse de doctorat, Université de hadj lakhdarbatna, 2012.
- [Abd-97] R. Abdessemed, M. Kadjoudj, "Modélisation des Machines Electriques", Presses de l'université de Batna, Algérie, 1997.
- [Abd-07] L. Abdelhamid, R. Abdessemed, H. Amimeur, E. Merabet, "Etude des Performances des Génératrices Utilisées dans les Systèmes Eoliens" International Conference on Renewable Energy ICRE'07, University of Bejaia, pp. 1–6 (CDROM), 25–27, November 2007.
- [Ale-89] A. Alesina, M. Venturini, "Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine Switch Direct AC-AC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.4, no.1, pp. 101-112, Janvier 1989.
- [Bet-15] **F. Bettache**, M. Tadjine, L. Nezli, A. Tlemçani, "Direct Control of Matrix Converts Using Asymmetric Strategy (ASVM) to Feed the Double Star Induction Machine", Nonlinear Dynamics and Systems Theory. An International Journal of Research and Surveys. Volume 15, Number 4, 2015.
- [Bag-09] 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, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 2009.
- [Ben-07] M. Bendjebbar, "Contribution à L'étude d'Algorithmes de l'Intelligence Matricielle pour le Développement de Stratégies de Commande des Machines Asynchrones", Thèse de Doctorat d'Etat, Université des sciences et de la technologie Mohamed Boudiaf d'Oran USTO, Décembre 2007.
- [Ber-04] D. Berbier, E. M. Berkouk, A. Talha, M. O. Mahmoudi, "Study and Control of Two Two-Level PWM Rectifiers-Clamping Bridge-Two Three-Level NPC VSI Cascade. Application to Double Stator Induction Machine", 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Aachen, Germany, pp. 3894–3899, 2004.
- [Bou-03] A. Bouscayrol, "Formalisme de Représentation et de Commande Appliqués aux Systèmes Électromécaniques Multimachines-Multiconvertisseurs", Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille. Déc. 2003.
- [Ben-03] M.F. Benkhoris, M. Merabtene, F. Meybody-TABAR, B. Davat, E. Semail, "Approches de Modélisation de la Machine Asynchrone Double Étoile Alimentée par des Onduleurs de Tension en Vue de la Commande", RIGE, vol.6, 2003.
- [Boj-02] R. Bojoi, M. Lazzari, F. Profumo et A. Tenconi, "Digital Field Oriented Control For Dual Three-Phase Induction Motor Drives", in industry Application Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference record of the, Vol.2, p: 818-825, oct.2002.

- [Bou-99] M. Boussak, " Commande Numérique Vectorielle des Machines Asynchrones Triphasés", Ecole Supérieure d'ingénieurs de Marseille France, Août, 1999.
- [Che-14] H.S.Che, E.Levi, M.Jones, W.P.Hew et N.Rahim, "Current Control Methods For An Asymmetrical Six-Phase Induction Motor Drive", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.29, p:407-417, jan.2014.
- [Cha-10] H.J. Cha, "Analysis and Design of Matrix Converter for Adjustable Speed Drives and Distributes Power Source", Thèse de Doctorat de l'Université A&M Texas Etats-Unis, août 2010.
- [Che-07] M. Chebre, M.Zerikat, Y.Bendaha, "Adaptation des Paramètres d'un Contrôleur PI par un FLC Appliqué à un moteur Asynchrone", 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2004, 03-04 November 2007.
- [Cha-05] J. Chiasson, "Modeling and Control of Electric machines High-Performance ", IEEE Press Series on Power Engineering, Mohamed E. El-Hawary, Series Editor, 2005.
- [Cas-02] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L.Zarri, "Matrix Converter Modulation Stratégies: A New General Approach Based on Space-Vector Representation of the Switch State", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.49, no.2, pp.370-381, Avril 2002.
- [Cam-96] J.P. Cambronne, "Synthèse des Commandes des Systèmes Electrotechnique a Convertisseurs Statiques Entièrement Commandés", Mémoire d'habilitation à diriger des recherches, Université des Sciences et Technologies de Lille, Novembre 1996.
- [Cha-96] Y.A. Chapuis, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par l'orientation de son Flux Statorique ", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1996.
- [Car 95] J. P.Caron, J. P.Hautier, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Ed Technip, 1995.
- [Deh-05] E.R.Deault, "Modélisation Dynamique, Commande et Conception des machines Pentaphasées Alimentées par des Onduleurs MLI", Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2005.
- [Dug-88] L.Duguay, "Commande Programmable pour un Convertisseur Direct", École Polytechnique de Montréal: Montréal. p. 244, 1988.
- [Emp-98] L. Empringham, P.W. Wheeler and J.C. Clare, "Matrix Converter Bi-directional Switch Commutation Using Intelligent Gate Drives», IEEE 7th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, pp. 626-631, 1998.

- [Edw-98] Y. Edward, Y.Ho, C.Paresh , Sen, " Decoupling Control of Induction Motors » IEEE Trunsactions on Industrial Electronics, vol.35, no.2, pp. 253-262, May 1998.
- [Fra-96] B. François, "Formalisme de Modélisation et de Synthèse des Commandes applique aux Convertisseurs Statiques à Structure Matricielle", Thèse de Doctorat de l'Université des sciences et Technologies de Lille (L2EP), 1996.
- [Gru-10] F. Gruson, "Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels pour la variation de vitesse", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, 12-2010.
- [Gru-10] F. Gruson, "Modulation Naturelle Généralisée des Convertisseurs Matriciels pour la Variation de Vitesse", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, 12-2010.
- [Grb-10] P.J.Grbovic, "Turn-On Performance of Reverse Blocking IGBT (RB IGBT) and Optimization Using Advanced Gate Driver", IEEE Transactions on Power Electronics, pp. 970-980, 2010.
- [Ghe-08] K. Ghedamsi, "Contribution à la Modélisation et la Commande du Convertisseur Direct de Fréquence, Application à la Conduite de la Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat, Ecole National Polytechnique, Alger, Décembre 2008.
- [Guy-00] G. Guy, C.Guy, "Actionneurs Electroniques, Principes Modèles", Edition Eyrolles, 2000.
- [Gat-00] S. Gataric. "A Polyphase Cartesian Approach to Control of Polyphase AC Machines", IEEE-IAS. Oct. 2000.
- [Gha-94] L.Ghang-Ming, "A Robust Speed Controller for Induction Motor Drives " IEEE Trunsactions on Industrial Electronics, vol. 41, no 3, pp.308-315, June 1994.
- [Guy-76] L.Gjugyi, B.Pelly, "Static Power Frequency Changers", New York Wiley, 1976.
- [Hoa-09] H.L. Hoang M. Nguyen T.W. Chun New, "Direct-SVM Method for Matrix Converter with Main Input Power Factor Compensation", IEEE Industrial Electronics, pp.1281–1286, January 2009.
- [Haz-06] A. Hazzab, A. Laoufi, I. K. Bousserhane, M. Rahli, "Real Time Implementation of Fuzzy Gain Scheduling of PI Controller for Induction Machine Control", International Journal of Applied Engineering Research , vol.1, no.1, pp. 51-60, 2006
- [Had-01] D. Hadiouche, "Contribution à L'étude de la Machine Asynchrone Double Etoile Modélisation, Alimentation et Structure ", Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré de Nancy I, France, Décembre 2001.

- [Had-00] D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, "Study and Simulation of Space Vector PWM Control of Double-Star Induction Motors", IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp. 42-47, Octobre 2000.
- [Hub-95] L. Huber, D. Borojevic, "Space Vector Modulated Three-Phase To Three-Phase Matrix Converter with Input Power Factor Correction", IEEE Trans. on Industry Applications, vol.31, no. 6, pp. 1234-1246, December 1995.
- [Hub-91] L. Huber, D. Borojevic, "Space Vector Modulation with Unity Input Power Factor for Forced Commutated Cycloconverters", in Conference Records of IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 1032-1041, Part I, 1991.
- [Jul-96] E. Julen, " Réglage du Courant et du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par Onduleur Matriciel ", Travail de Diplôme, EPFL, Laboratoire d'électronique Industrielle, Lausanne, 1996.
- [Kol-11] J. W. Kolar, T. Friedli, J. Rodriguez, and P. W. Wheeler, "Review of Three-Phase PWM AC–AC Converter Topologies", IEEE Trans. Ind. Electron., pp.4988-5006, 2011.
- [Kol-07] J. W. Kolar, F. Schafmeister, S. D. Round, and H. Ertl, "Novel Three-Phase AC–AC Sparse Matrix Converters", IEEE Trans. Power Electron, pp.1649-1661, 2007.
- [Lev-04] E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic, H.A. Toliyat. "A Novel Concept of a Multiphase, Multimotor Vector Controlled Drive System Supplied From a Single Voltage Source Inverter", IEEE Transactions on Power Electronics. Mar. 2004.
- [Lev-04] E. Levi, R.Bojoi, F.Profumo, H.Toliyat et S.Willamson, "Multiphase Induction Motor Drives – A Technology Status Review", IET Electric Power Applications, vol.1, p:489-516, juil.2004.
- [Lev-03] E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic " Even-Phase Multi-Motor Vector Controlled drive with Single Inverter Supply and Series Connection of Stator Windings ", IEE Proc.-Electr. Power Appl. Sep. 2003.
- [Lar-02] K. B. Larsen, A. H. Jorgensen, L. Helle and F. Blaabjerg, "Analysis of Symmetrical Pulse Width Modulation Strategies for Matrix Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 2, pp.899–904, July 2002.
- [Mao-15] Y.Maouche, "Contribution à l'Etude de la Machine Asynchrone Double étoile. Application à la sureté de Fonctionnement ", Thèse de Doctorat en Electrotechnique. Université de Constantine, 2015
- [Mer-13] E. Merabet, "Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle", , Université de hadj lakhdar batna 2013.

- [Mel-12] B. Meliani, A. Meroufel, H. Khoudmi, "Fuzzy Gain Scheduling of PI Controller for Dual Star Induction Machine Fed by a Matrix Converter", *CJECE Carpathian Journal of Electronic and Computer Engineering*, vol.5, no.1, pp.77-82, 2012.
- [Men-09] L.Meng Yeong, "Three-Level Neutral-Point-Clamped Matrix Converter Topology", Université de Nottingham, degree de Docteur en Philosophie, March 2009.
- [Mor-07] F.Morel, "Commandes Directes Appliquées a une Machine Synchrone a Aimants Permanents Alimentée par un Onduleur Triphasé a Deux Niveaux ou par un Convertisseur Matriciel Triphasé ", Thèse de doctorat, L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 6 décembre 2007.
- [Mor-07] F. Morel "Commandes Directes Appliquées à une Machine Synchrone à Aimants Permanents Alimentée par un Onduleur Triphasé à Deux Niveaux ou par un Convertisseur Matriciel Triphasé ", Thèse de Doctorat, L'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 6 décembre 2007.
- [Mer-05] M.Merabtene, "Modélisation dynamique et commande d'une machine synchrone double étoile, alimentée par des onduleurs MLI fonctionnement en mode normal et dégrade ", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Juillet 2005.
- [Mat-01] M. Matteini, "Control Techniques for Matrix Converter Adjustable Speed Drives", Thèse PhD, University of Bologna, Italy, 2001.
- [Mah-99] M. O. Mahmoudi, "Sur la Commande de la MAS Alimentée en Tension. Etude de l'Étage d'Alimentation de la MAS : Commande par Mode de Glissementavec Orientation du Champ ", Thèse de Doctorat d'état en Génie Électrique, ENP, 1999.
- [Mos-93] T. Mosayoshi, I. Satoru, "Fuzzy Gain Scheduling of PID Controller ", *IEEE Trans on systems, Man and Cybernetics*, vol .23 n°5, 1993.
- [Nam-05] G.K, K.Nam, S.K.Lim, " A Simple Indirect Field-Oriented Control Scheme for Multiphase Induction Machine", *Transactions on Industrial Electronics*, vol.52, no. 4, August 2005.
- [Nie-96] P.Neilsen, F.Blaabjerg, J.K.Pedersen, "Space Vector Modulation Matrix Converter with Minimized Number of Switchings and a Feedforward Compensation of Input Voltage Unibalance", dans *Proceeding PEDES*, vol.2, pp.833-839, Janvier 1996.
- [Nef-92] C.L.Neft, C.D.Schauder, " Theory and Design of a 30-Hp Matrix Converter", *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol.28, no. 3, pp. 546-551, 1992.

- [Oli-06] M.E.Oliveira Filho, E.R.Filho, K.E.B. Quindere, J.R.Garzoli, "A Simple Current Control for Matrix Converter", dans Proceeding IAS, vol.4, pp.2090-2094, Octobre 2006.
- [Oud-04] Z. Oudjebour, E. M. Berkouk, N. Sami, S. Belgasmi, S. Arezki, I. Messaif, "Indirect Space Vector Control of a Double Star Induction Machine Fed By Two Five-Levels NPC VSI", International Conference on Electric Machine, ICEM'04, Poland, 2004.
- [Rod-05] J.R.Rodriguez, J.W.Dixon, J.R.Espinoza, J.Pontt, P.Lezanna, "PWM Regenerative rectifiers: State of the Art", IEEE Transaction on Industry Applications, vol.52, no. 1, pp. 5-22, 2005.
- [Rod-05] J.Rodriguez, E.Silva, F.Blaabjerg, P.Wheeler, J.Clare, J.Pontt, "Matrix Converter Controlled with the Direct Transfer Function Approach: Analysis, Modelling and Simulation", International Journal of Electronics, vol. 92, pp.63-85, 2005.
- [Rob-05] E. Robert-Dehault. " Modélisation Dynamique, Commande et Conception de Machines Pentaphasées Alimentées par des Onduleurs MLI ", Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Nantes. Juin. 2005.
- [Roy-89] G.Roy and G.E. April, "Cycloconverter Operation Under a New Scalar Control Algorithm", Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record, 20th Annual IEEE, vol.1, pp. 368 - 375, June 1989.
- [Sur-12] G.N. Surya, S.Dutt, "A Simplified Switch Modulation Strategy for Matrix Converter", International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT), Vol 1, pp. 160–165, March 2012.
- [Scu-06] F. Scuiller. " Développement d'Outils de Conception de Machines Polyphasées à Aimants Utilisant l'Approche Multimachine ", Thèse de Doctorat en Génie Électrique, École Nationale Supérieure D'Arts et Métiers de Lille (ENSAM). Déc. 2006.
- [Sin-05] G. K. Singh, K. Nam, S. K. Lim, "A Simple Indirect Field-Oriented Control Scheme for Multiphase Induction Machine ", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no.4, pp. 1177-1184, 2005.
- [Sem-00] É.Semail. "Outils et Méthodologie d'Étude des Systèmes Électriques Polyphasés-Généralisation de la Méthode des Vecteurs d'Espace ", Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille I. Juin. 2000.
- [Sch-98] A.Schuster, "Commande, Réglage et Optimisation d'un Convertisseur Matriciel pour Entraînement par Moteur Asynchrone", Thèse de Doctorat, EPFL, Lausanne, 1998.

- [Tol-00] H. Toliyat, H. Xu. "A Novel Direct Torque Control (DTC) Method for Five-Phase Induction Machines", *Electric Machines & Power Electronics (EMPE) Laboratory*. 2000 IEEE.
- [Tar-98] M. Tarbouchi, "Commande par Linéarisation Exacte d'une Machine Asynchrone en Régime Défluxé", *Thèse de Doctorat, Faculté des sciences et de génie, Université Laval*, 1998.
- [Vad-09] J. Vadillo, J. M. Echeverria, A. Galarza and L. Fontan, "Modelling and Simulation of Space Vector Modulation Techniques for Matrix Converters: Analysis of different Switching Strategies", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp.299–1304, February 2009.
- [Vad-08] J.Vadillo, J.M. Echeverría, L. Fontán, M. Martínez-Iturralde and I. Elósegui "Modeling and Simulation of a Direct Space Vector Modulated Matrix Converter using different Switching Strategies", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp.944–949, July 2008.
- [Vid-04] P. Vidal, "Commande Non-Linéaire d'une Machine Asynchrone a Double Alimentation", *Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2004*.
- [Ven-80] M. G. B. Venturini and A. Alesina, "The Generalized Transformer: A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor", *IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, PESC'80*, pp. 242-252, 1980.
- [Xav-03] K.Xavier, "Modélisation Vectorielle Multi Machines pour la Commande des ensembles Convertisseurs Machines Polyphasées", *Thèse de Doctorat, Université de Lille*, 2003.
- [Whe-04] P.W.Wheeler, J.C.Clare,L.Empringham, M.Bland, K.G.Kerris, "Matrix Converters", *IEEE Industry Application Magazine*, 10(1), pp.59-65, 2004.
- [Zho-96] Y. Zhao, T.A. Lipo, " Modeling and Control of a Multi-Phase Induction Machine with Structural Unbalance. Part I: Machine Modeling and Multi-Dimensional Current Regulation ", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, no. 3, pp. 570-577, September 1996.
- [Zho-95] Y. Zhao, T.A. Lipo, "Space Vector PWM Control of Dual Three-Phase Induction Machine Using Vector Space Decomposition ", *IEEE Transactions On Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1100-1109, September-October 1995.