

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université d'EL-Oued
Faculté des Sciences et de la Technologie



Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et de la Technologie
Filière : Génie Électrique
Spécialité: Commande Électrique

Thème

ETUDE ET SIMULATION D'UN MOTEUR
ASYNCHRONE ALIMENTÉ
PAR UN ONDULEUR DE TENSION A MLI
VECTORIELLE

Dirigé par :

Dr: ZELLOUMA Laid

Réalisé par :

GOAR Mohammed Abdalfattah

GUEDDA Athmane

Promotion 2013

REMERCIEMENTS

Nous remercions, en premier lieu, **Allah** le tout puissant de nous avoir donnés la volonté et la patience pour mener à bien ce modeste travail.

Nous aimerions exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur Dr. ZELLOUMA Laid pour son appui, son orientation et ses conseils qui nous ont été très précieux.

Nous adressons nos chaleureux remerciements à l'ensemble des enseignants du département électrotechnique qui ont contribué à notre formation et particulièrement

Mr. BEKAKRA Yousef et Mr. LAMOUCI Zakaria

Enfin, tous nos remerciements vont à nos familles et nos amis de l'université d' EI-Oued qui ont été nombreux à nous aider et à nous encourager.

Athmane & Mohammed Abdalfattah





Dédicace

Nul plaisir ne peut égaler celui de partager son bonheur avec les gens que l'on aime.

Arrivé au terme de mes études, j'ai le grand honneur de dédier ce modeste travail :

A ma chère mère à qui je dois ce que je suis, elle qui a été toujours là pour moi et qui n'a jamais cessé de prier pour mon bonheur.

A mon cher père, pour tous les conseils qui m'a donnés, le soutien qui m'a montré et les sacrifices qu'il a consentis pour qu'il me voie réussir.

A mes chères sœurs et chers frères.

A toute ma grande famille.

A tous mes amis.

A tous mes camarades des groupes 2^{EME} Master CE.

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



BOTANICAL BEAUTY

Athmane & Mohammed Abdalfattah

**ANNEXE MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME MASTER LMD EN ELECTROTECHNIQUE**

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Dirigé par:

Dr: ZELLOUMA Laid

Etudié par:

GOAR Mohammed Abdalfattah

GUEDDA Athmane

Thème:

**ETUDE ET SIMULATION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE
PAR UN ONDULEUR DE TENSION A MLI VECTORIELLE**

Résumé:

Ce travail est fourni la modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil qui alimenté par onduleur de tension à MLI vectorielle.

Nous avons commencé en première lieu par la modélisation d'une machine asynchrone à cage d'écureuil en utilisant la transformation de Park. Ensuite, nous avons donné les différents types de commande d'un onduleur triphasé.

Après, nous avons fait une étude détaillée sur la commande par MLI vectorielle.

Enfin, nous avons fait une comparaison entre la MLI vectorielle et la MLI sinusoïdale après leurs couplage avec MAS qui sont donné les différents résultats.

Mots clés : Machine asynchrone, MLI vectorielle, MLI sinusoïdale

SOMMAIRE

REMERCIEMENTS	I
DÉDICACES	II
RÉSUMÉ	III
SOMMAIRE	IV
LISTE DES FIGURES	VI
NOTATIONS ET SYMBOLES	VIII
INTRODUCTION GÉNÉRAL	01

CHAPITRE I

GENERALITES ET MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1. INTRODUCTION	04
I.2.GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE	04
I.2.1.Définition de la machine asynchrone	04
I.2.2.Les organes mécaniques	04
I.2.3.Principe de fonctionnement	04
I.3.MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE	05
I.3.1. Hypothèse simplificatrices	05
I.3.2.Mise en équations	06
I.3.2.1.Equations électriques	06
I.3.2.2.Equation magnétiques	07
I.3.2.3.Equations mécaniques	09
I.4.TRANSFORMATION DE PARK	09
I.4.1.Equations électriques	11
I.4.2.Equations magnétique	11
I.4.3. Expression du couple électromagnétique et de la puissance	12
I.5 DIFFERENTS REPERES	13
I.5.1.Choix du référentiel	13
I.5.1.1.Référentiel lié au stator (α, β)	14
I.5.1.2. Référentiel lié au rotor (α, β)	14
I.5.1.3. Référentiel lié au champ tournant (α, β)	14
I.6. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK DE LA MAS	15
I.6.1.Equations électriques	15

I.6.2.Equations magnétiques	15
I.6.3.Equations mécaniques	16
I.7. MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETATS	16
I.8. SIMULATION DU MOTEUR ASYNCHRONE	17
I.8.1. Schéma de simulation du moteur asynchrone	17
I.9. RESULTATS DE SIMULATION DE LA MACHINE Á INDUCTION	18
1.9.1. Représentation de l'alimentation triphasée	18
1.9.2. Interprétation des résultats de simulation	19
1.9.2.1. Démarrage à Vide et application d'une charge à $t = 1s$	19
I.10. CONCLUSION	21

CHAPITRE II

DIFFERENTES TECHNIQUES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE

II.1. INTRODUCTION	23
II.2.TYPES DE COMMANDE	23
II.3. COMMANDE PLEINE ONDE	23
II-3-1.Mode I	25
II-3-2.Mode II	25
II-3-3.Mode III	26
II.4. MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS SINUS-TRIANGLE	28
II.4.1. LA MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION	28
II.4.1.1. Principe de la modulation de largeur d'impulsion	28
II.4.1.2. Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion	29
II.5. COMMANDE PAR HYSTERESIS	30
II.6. MODULATION PAR M.L.I VECTORIELLE	31
II-7.MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE	32
II.8.CONCLUSION	34

CHAPITRE III

THEORIQUE DE MODELISATION VECTORIELLE(MLIV)

III.1. INTRODUCTION	36
III.2. PRINCIPE DE LA MODULATION VECTORIELLE	36
III.3. STRATEGIE DE LA MLI VECTORIELLE (SVPWM)	37
III.3.1. La modulation de vecteur dans l'espace (SVM)	39
III.3.2. Calcul des durées de conduction des interrupteurs	41
III.4 .VECTEURS D'ESPACE D'UN ONDULEUR DE TENSION	43

III.5. ACQUISITION DE LA CONSIGNE	46
III.5.1. Détermination du secteur	47
III.5.2.Décomposition du vecteur tension de référence V_s	47
III.5-3.Elaboration des séquences de commande des interrupteurs	50
III.6. AVANTAGES DE LA MLI VECTORIELLE	52
III.7. CONCLUSION	53

CHAPITRE IV

PROGRAMMATION ET SIMULATION

IV-1. INTRODUCTION:	55
IV-2. ONDULEUR COMMANDE PAR MLI SINUSOÏDAL	56
IV-2-1.Résultats de simulation	56
a-Schéma représentative de la M.L.I Sinusoidal	57
b- Les signaux des impulsions K_a , K_b , K_c de l'onduleur	57
c- Les tensions simples V_A , V_B et V_C à la sortie de l'onduleur	58
d- Les tensions composées U_{AB} , U_{BC} et U_{CA} à la sortie de l'onduleur	58
IV.3. MAS ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR DE TENSION A MLI SINUSOIDAL	59
IV.4. INTERPRETATION DES COURBES	59
IV.5. M.L.I.VECTORIELLE	60
IV.5.1.Résultats de Programmation	62
a-Tension V_{α} , V_{β}	62
b-L'angle du vecteur de référence	62
c- Détection des secteurs	63
d- La variation de largeur d'impulsion des trois interrupteurs supérieurs	63
e- Les impulsions K_a , K_b et K_c des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur	64
f- Les tensions simples V_A , V_B , V_C à la sortie de l'onduleur	64
g- Les tensions composées U_{AB} , U_{BC} et U_{CA} à la sortie de l'onduleur	65
IV-6.MAS ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR DE TENSION A MLI VECTORIELLE	65
IV.7. INTERPRETATION DES COURBES	66
IV-4.CONCLUSION	67
CONCLUSION GENERAL	68
ANNEXE	
BIBLIOGRAPHIE	

CHAPITER I

GENERALITES ET MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Figure (I.1) Définition des repères statoriques et toriques	06
Figure (I.2) Passage du repère triphasée au repère biphasée	09
Figure (I.3) Les enroulements équivalents dans le repère (d, q).	10
Figure (I.4) Modèle de simulation de la machine à induction	18
Figure (I.5) Alimentation triphasée équilibrée	18
Figure (I.6) Résultats de simulation de la machine à induction	20

CHAPITER II

DIFFERENTES TECHNIQUES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE

Figure (II.1) Onduleur triphasé	24
Figure (II.2) Les signaux de commande en pleine onde (180°)	24
Figure (II.3) schéma équivalent à $wt = [0-60]$	25
Figure (II.4) schéma équivalent à $wt = [60-120]$	25
Figure (II.5) schéma équivalent à $wt = [120-180]$	26
Figure (II.6) les tensions simples V_{an} , V_{bn} , V_{cn}	27
Figure (II.7) Principe de la MLI sinusoïdale	28
Figure (II.8) Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale	30
Figure (II.9) Schéma de principe de la commande par hystérésis	31
Figure (II.10) Tensions générées dans le plan (V_α , V_β)	32

CHAPITER III

THEORIQUE DE MODELISATION VECTORIELLE(MLIV)

Figure (III-1) Onduleur de tension triphasé.	37
Figure (III-2) Topologie d'un inverseur de source de tension de trois-bras.	38
Figure (III-3) Huit topologies de changement d'état d'un inverseur de source de tension	38
Figure (III-4-a) La topologie V1(100) de l'inverseur de source de tension	39
Figure (III-4-b) Représentation de la topologie V1(100) dans le plan (α, β)	39

Figure (III-5) Vecteurs de tension non-nuls dans le plan (α, β)	40
Figure (III-6-a) Topologie de tension de sortie nulle	40
Figure (III-6-b) Représentation de vecteurs $V_7(111)$ et $V_8(000)$ dans le plan (α, β)	41
Figure (III-7) Tensions de sortie dans le plan temporel	41
Figure (III-8) Projection du vecteur de tension de référence	42
Figure (III-9) Schéma bloc de la MLI Vectorielle	43
Figure (III-10) Schéma Représentatif d'un onduleur de tension	44
Figure (III-11) Tensions générées dans le plan (V_α, V_β) et définition des secteurs	46
Figure (III-12) Principe de construction du vecteur tension de référence	48
Figure (III-13) Valeur maximale de la tension fournie	49

CHAPTER IV

PROGRAMMATION ET SIMULATION

Figure (IV-1): Schéma bloc onduleur MLI sinusoïdal	56
Figure(IV.2): Schéma représentative de la M.L.I Sinusoïdal	57
Figure(IV.3): Les signaux des impulsions K_a, K_b, K_c de l'onduleur	57
Figure(IV.4): tensions simples V_A, V_B et V_C à la sortie de l'onduleur	58
figure(IV.5): MAS alimentée par un onduleur à MLI Sinusoidal	59
Figure(IV.6): Les tensions composées U_{AB}, U_{BC} et U_{CA} à la sortie de l'onduleur	58
Figure (IV-7): Schéma bloc onduleur M.L.I. Vectorielle	61
Figure(IV.8): Tension V_α, V_β	62
Figure(IV.9): L'angle du vecteur de référence	62
Figure(IV.10): Détection des secteurs	63
Figure(IV.11): La variation de largeur d'impulsion des trois interrupteurs supérieurs	63
Figure(IV.12): Les impulsions K_a, K_b et K_c des trois interrupteurs	64
Figure(IV.13): Les tensions simples V_A, V_B, V_C à la sortie de l'onduleur	64
Figure(IV.14): Les tensions composées U_{AB}, U_{BC} et U_{CA} à la sortie de l'onduleur	65
Figure (IV.15): Formes d'ondes pour une MAS alimentée par un onduleur à MLI Vectorielle	66

NOTATION ET SYMBOLES

g	: glissement
ω_s	: Pulsation rotorique
ω_r	: Pulsation statorique
ω	: Pulsation mécanique du rotor.
MAS	: Machine Asynchrone.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	: Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: Les courants qui traversent les trois phases statoriques.
$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$	: Les flux totaux à travers ces enroulements
r_s	: Résistance d'une phase statorique
r_r	: Résistance d'une phase rotorique
$[L_{ss}]$	: Matrice des inductances statoriques
$[L_{rr}]$	: Matrice des inductances rotoriques
$[M_{rs}]$	: Matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.
$[M_{sr}]$	: Matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.
L_s	: Inductance propre d'une phase statorique.
L_r	: Inductance propre d'une phase rotorique.
M_s	: Inductance mutuelle entre les phases statoriques.
M_r	: Inductance mutuelle entre les phases rotoriques.
X	: peut être la tension, le courant ou le flux.
$[P(\theta_{\text{coor}})]$	: est la matrice de transformation directe de Park.
$[P(\theta_{\text{coor}})]^{-1}$	: est la matrice de transformation inverse de Park.
θ_{coor}	: La position angulaire du système d'axes (d q) choisi par rapport au système d'axes réel (abc)
ω_{coor}	: Vitesse de coordonnée de rotation du repère(d q) par rapport un repère fixe (abc)
(d, q)	axes du repère tournant
M	: Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor
w_e	: Energie emmagasinée dans le circuit magnétique
$\theta_{\text{géo}}$	: Ecart angulaire de la partie (rotor par rapport au stator)
P	: Nombre de paires de pôle
σ	:Le coefficient de fuite totale
T_s	: Constante de temps statorique.

T_r	: Constante de temps rotorique.
$[X]$	: Vecteur d'état.
$[A]$	: Matrice d'évolution d'état du système.
$[B]$	: Matrice de commande du système.
$[U]$	: Vecteur de commande
V_s	: valeur efficace de tension.
C_r	: Couple résistant.
C_e	: Couple électromagnétique.
Ω	: Vitesse angulaire de rotation.
f	: Coefficient de frottement.
J	: Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
MLI	: modulation de largeur d'impulsion.
MLIV	: modulation de largeur d'impulsion vectorielle.
K_i	l'interrupteur
m	:L'indice de modulation
f_p	:La fréquence du modulation
f_r	:est la fréquence de référence
r	:Le coefficient de réglage en tension
A_r	: Amplitude de la référence.
A_p	: Amplitude de la porteuse.
T_m	: temps d'impulsion.
THD	: distorsion total des harmonique

INTRODUCTION GENERALE

Les applications industrielles des entraînements à vitesse variable exigent des performances de plus importantes, ainsi qu'une fiabilité maximale et un coût minimum. L'utilisation des convertisseurs statique, dans les entraînements à vitesse variable est due au développement des semi-conducteurs de puissance commandés à l'allumage et au blocage tel que les **MOSFETs**, **IGBTs**, **GTOs**.

L'association des onduleurs avec les machines à courant alternatif est rapidement devenue un standard dans l'industrie des systèmes d'entraînements à vitesse variable. Par ailleurs, le développement de la technique de modulation de largeur d'impulsion comme stratégie de commande des onduleurs de tension a contribué au fonctionnement optimal des machines à courant alternatif.

Les onduleurs sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable, surtout dans la commande des moteurs à courant alternatif, spécialement les moteurs à cage.

La tension de sortie peut être constante ou variable à une fréquence constante ou variable. Une tension de sortie variable est obtenue en variant la tension d'entrée et en maintenant le gain de l'onduleur constant.

La tension souhaitée (idéale) à la sortie de l'onduleur devrait être sinusoïdale, mais la forme de cette onde en pratique n'est pas sinusoïdale, et est très riche en harmoniques.

Ces harmoniques peuvent être minimisés ou réduits à l'aide des techniques d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs (modulation de largeur d'impulsion -MLI (PWM en anglais) ou plus récemment MLI Vectorielle).

La source de tension continue peut être une sortie d'un convertisseur statique (A/C), une batterie, une cellule solaire ou n'importe quelle source de tension continue. À la sortie d'un onduleur alimenté par une source de tension continue, on obtient une tension alternative formée de créneaux rectangulaires. Le filtrage de cette tension rectangulaire permet son approximation à une tension sinusoïdale.

Si la tension à filtrée est à la fréquence industrielle, le filtrage sera lourd, coûteux et les résultats obtenus seront médiocres, d'où la nécessité d'une technique permettant le découpage d'une alternance en plusieurs créneaux. La modulation de largeur d'impulsion

(MLI).est introduite pour résoudre ce problème Cette méthode présente plusieurs inconvénients tel que la distorsion élevée des harmoniques, une tension composée à la sortie limitée (87% de la tension continue de l'onduleur), le temps de réponse du moteur est long, l'utilisation de trois tensions de références et difficile à implanter dans un DSP ou un Microcontrôleur dans ce travail notre système est composé d'un moteur à cage alimenté par une tension commandée en MLI vectorielle.

Cette méthode de commande permet d'éliminer la majorité des inconvénients cités ci-dessus.

Un algorithme de commande de l'onduleur basé sur la modulation du vecteur spatial avec la séquence (SVM symétrique séquence) est développé, Cet algorithme est testé sur un moteur à cage pour vérifier son fonctionnement.

Les résultats obtenus sont très encourageants, le nombre de commutation est réduit d'où les pertes dues à l'ouverture et à la fermeture des semi-conducteurs sont minimisées, le taux d'harmonique est réduit à un niveau (THD), ce qui montre l'efficacité de cet algorithme donc , la méthode de commande MLI vectorielle .

Chapitre I

GENERALITES ET MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1. INTRODUCTION

La machine asynchrone est très appréciée dans les milieux industriels par sa robustesse, son couple massique important et son faible coût de revient. Elle apparaît maintenant comme élément de base des actionneurs électriques performants. Les progrès de l'information et aux de génie des logiciels permettent de réaliser les modélisations formates et d'envisager l'optimisation des machines électriques. La représentation du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone permet l'observation et l'analyse des différents évolutions de ses grandeurs électromécanique d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande, et de prévoir le contrôle nécessaire [1].

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone, en utilisant la transformation de PARK, cette représentation permet de décrire les comportements statique et dynamique de la machine asynchrone de façon très simple.

I.2.GENERALITES SUR LA MACHINE ASYNCHRONE

I.2.1.Définition de la machine asynchrone

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique.

I.2.2.Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé.

I.2.3.Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [2].

On appelle glissement la grandeur g .s'exprime en % :

$$g = \frac{w_r}{w_s} = \frac{(w_s - w)}{w_s} = \frac{(\Omega_s - \Omega)}{\Omega_s}$$

w_r : Pulsation rotorique

w_s : Pulsation statorique

w : Pulsation mécanique du rotor.

Dans une machine asynchrone, la condition de fréquence, $w_s = w_r + w$ est constamment satisfaite. Quand la pulsation mécanique ω est égale à la pulsation du champ tournant w_s , le phénomène d'induction électromagnétique disparaît.

I.3. MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

I.3.1. Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [3] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes des ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

I.3.2.Mise en équations

La structure principale de la machine asynchrone dans le repère (abc) est présentée par la figure (I.1). Les trois axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle $2\pi/3$, ainsi les axes rotoriques. Un angle θ repère le déphasage entre les axes rotoriques par rapport aux axes statoriques.

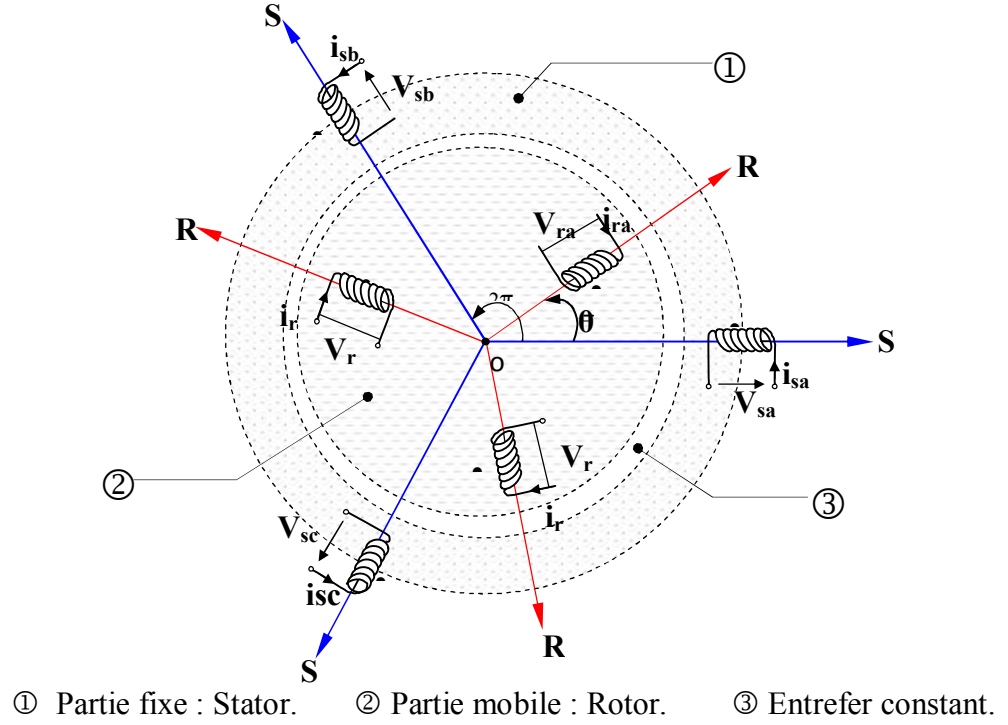


Figure. (I.1) : Définition des repères statoriques et toriques

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit:

I.3.2.1.Equations électriques :

Les équations de tension des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sont:

$$\begin{cases} V_{sa} = r_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \phi_{sa} \\ V_{sb} = r_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \phi_{sb} \\ V_{sc} = r_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \phi_{sc} \end{cases} \quad (I-01)$$

$$\begin{cases} V_{ra} = r_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \phi_{ra} \\ V_{rb} = r_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \phi_{rb} \\ V_{rc} = r_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \phi_{rc} \end{cases} \quad (I-02)$$

En désignant par:

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Les courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements

r_s : Résistance d'une phase statorique

r_r : Résistance d'une phase rotorique

Les équations (I-01)et (I-02)peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante: pour les stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & r_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & r_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I-03)$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{sabc}] = [r_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sabc}] \quad (I-04)$$

Pour le rotor:

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & r_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & r_{rc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I-05)$$

Ou sous forme condensée comme suit :

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rabc}] \quad (I-06)$$

I.3.2.2. Equation magnétiques :

Pour le stator:

$$[\phi_{sabc}] = [i_{sabc}][L_{ss}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (I-07)$$

Pour le rotor:

$$[\phi_{rabc}] = [i_{rabc}][L_{rr}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (I-08)$$

Tel que:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

On désignée par:

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances rotoriques

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles entre le stator et le roto

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I-09)$$

Avec :

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

Avec:

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre les phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre les phases rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

θ_r : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phase statoriques et rotoriques.

M_0 : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique lorsque les deux axes se coïncident.

I.3.2.3. Equations mécaniques :

L'équation de mouvement est donnée par:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \Omega_m \quad (\text{I-12})$$

$$C_e = P \begin{bmatrix} i_{sa} & i_{sb} & i_{sc} \end{bmatrix} \left([M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{I-13})$$

Les équations précédentes font apparaître des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position. Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position. [4]

I.4 .TRANSFORMATION DE PARK

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan "abc". Vu la complexité de ces équations non linéaires et multi-variables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande. Pour cette raison, on fait appel à la transformation de PARK qui consiste à imaginer de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent fixe (d,q). A condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée [5].

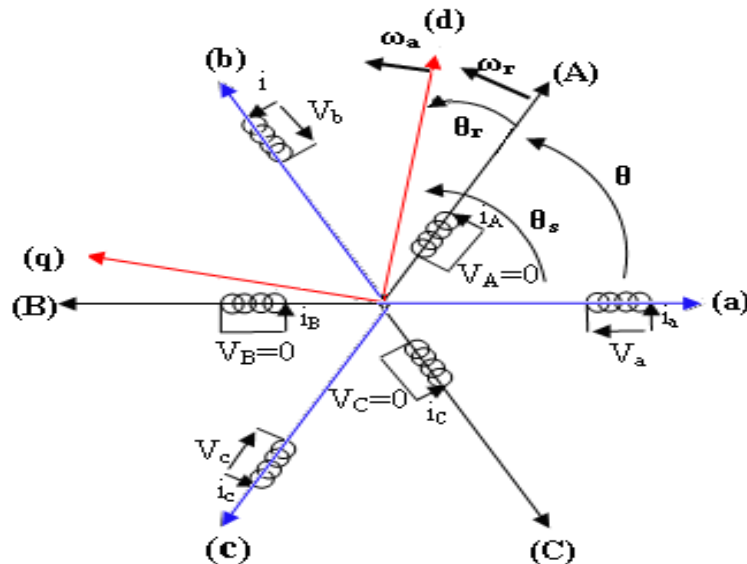


Figure. (I.2) : Passage du repère triphasée au repère biphase

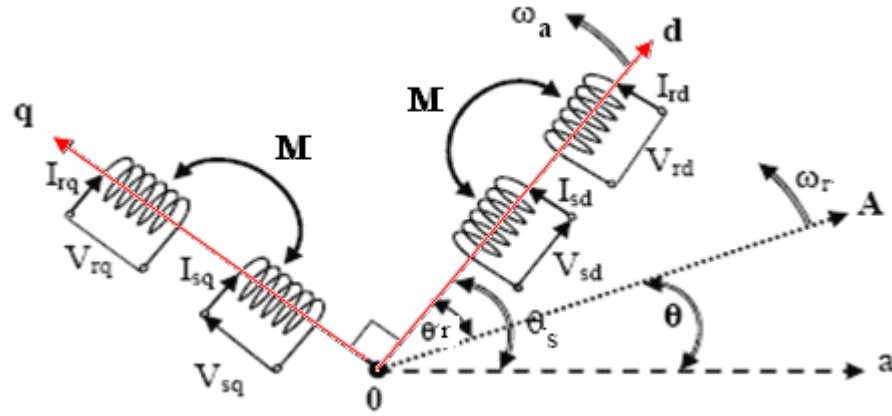


Figure. (I.3) : Les enroulements équivalents dans le repère (d, q).

Pour transformer un système triphasé [abc] en un système biphasé [dq] avec une composante homopolaire comme indique dans l'équation suivante:

$$[X_{dq0}] = [P(\theta_{\text{coor}})][X_{abc}] \quad (\text{I-14})$$

Le passage inverse est donner par:

$$[X_{abc}] = [P(\theta_{\text{coor}})][X_{dq0}] \quad (\text{I-15})$$

Tel que:

X : peut être la tension, le courant ou le flux.

$[P(\theta_{\text{coor}})]$: est la matrice de transformation directe de Park.

$[P(\theta_{\text{coor}})]^{-1}$: est la matrice de transformation inverse de Park.

Avec :

$$[P(\theta_{\text{coor}})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{coor}}) & \cos\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{\text{coor}} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{\text{coor}}) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{\text{coor}} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-16})$$

La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système (abc) est équilibré et symétrique.

θ_{coor} : La position angulaire du système d'axes (d q) choisi par rapport au système d'axes réel (abc)

$\omega_{\text{coor}} = \frac{d}{dt} \theta_{\text{coor}}$: Vitesse de coordonnée de rotation du repère (d q) par rapport un repère fixe (abc).

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécaniques deviennent:

I.4.1. Equations électriques

On applique la transformation de Park sur les deux équations (I-04) et (I-06) en admettant que le rotor étant en court-circuit, il en résulte:

$$\begin{cases} V_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_{\text{coor}} \phi_{sq} \\ V_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_{\text{coor}} \phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = r_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = r_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I-17})$$

Le système (d ,q) tourne à la vitesse $(\omega_{\text{coor}} - \omega_r)$ par rapport au rotor

I.4.2. Equations magnétiques, [6].

L'application de la transformation de Park sur les équations (I-07) et (I-08) donne:

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I-18})$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$L_s = I_s - M_s$: Inductance cyclique propre statorique

$L_r = I_r - M_r$: Inductance cyclique propre rotorique.

$M = 3/2 M_{sr}$: Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

I.4.3. Expression du couple électromagnétique et de la puissance

L'expression du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{\partial w_e}{\partial \theta_{\text{géo}}} = P \frac{\partial w_e}{\partial \theta_{\text{éle}}} \quad (\text{I-19})$$

$$\theta_{\text{géo}} = \frac{\theta_{\text{éle}}}{P} \quad (\text{I-20})$$

Avec:

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique

$\theta_{\text{géo}}$: Ecart angulaire de la partie (rotor par rapport au stator)

P : Nombre de paires de pôle

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante:

$$P(t) = V_{sa}i_{sa} + V_{sb}i_{sb} + V_{sc}i_{sc} \quad (\text{I-21})$$

$$P(t) = V_{sd}i_{sd} + V_{sq}i_{sq} + V_{so}i_{so} \quad (\text{I-22})$$

Le système étant équilibrée, il vient:

$$P(t) = [V_{sd}i_{sd} + V_{sq}i_{sq}] \quad (\text{I-23})$$

En remplaçant V_{sd} et V_{sq} par leurs expressions il vient que:

$$P(t) = [r_s i_{sd}^2 + r_s i_{sq}^2] + \left[i_{sd} \frac{d}{dt} \phi_{sd} + i_{sq} \frac{d}{dt} \phi_{sq} \right] + \omega_c [\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}]$$

Cette dernière expression est composée de trois parties:

$$[r_s i_{sd}^2 + r_s i_{sq}^2] \quad (\text{Représente les chutes ohmiques}).$$

$$\left[i_{sd} \frac{d}{dt} \phi_{sd} + i_{sq} \frac{d}{dt} \phi_{sq} \right] \quad (\text{Représente la variation de l'énergie magnétique}).$$

$$\omega_c [\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}] \quad (\text{Représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique)}).$$

Sachant que :

$$P_e = C_e w_e \quad (\text{I-24})$$

Alors:

$$C_e = [\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}] \quad (\text{I-25})$$

Ou bien encore

$$C_e = \frac{PM}{l_r} [\phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd}] \quad (\text{I-26})$$

I.5. DIFFERENTS REPERES

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de machine selon deux axes à l'aide de transformation de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (système biphasés) orthogonal

- Référentiel lié au stator : $\omega_{\text{coor}} = \frac{d(\theta_s)}{dt} = 0$;
- Référentiel fixé par rapport au rotor : $\omega_{\text{coor}} = \frac{d(\theta)}{dt} = w$;
- Référentiel fixé par rapport au champs tournant : $\omega_{\text{coor}} = \frac{d(\theta_s)}{dt} = w_s$;

(I-27)

I.5.1.Choix du référentiel

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (d,q) qui se fait en fonction du régime de fonctionnement (régime transitoire ou permanent) d'une part et d'autre part la technique de commande.

I.5.1.1. Référentiel lié au stator (α, β)

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (α, β) lié au stator prennent la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_r i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{s\beta} \\ 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{r\alpha} + \omega_r \phi_{r\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{s\beta} - \omega_r \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I-29)$$

Ce référentiel possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

I.5.1.2 Référentiel lié au rotor (α, β) :

Il se traduit par les conditions

$$\omega_{\text{coor}} = \frac{d(\theta)}{dt} = \omega$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{s\alpha} - \omega_r \phi_{s\beta} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{s\beta} + \omega_r \phi_{s\alpha} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{r\alpha} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (I-30)$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones

I.5.1.3 Référentiel lié au champ tournant (α, β) :

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (α, β) lié au champ tournant prennent la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{s\alpha} - \omega_s \phi_{s\beta} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{s\beta} + \omega_s \phi_{s\alpha} \\ 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \phi_{r\alpha} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{r\beta} \\ 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \phi_{r\beta} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I-31)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus facile de faire la régulation de ces grandeurs. [7].

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé pour la commande des machines asynchrone.

I.6. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK DE LA MAS

I.6.1. Equations électriques

En application la transformation de PARK sur les équations électriques et en admettant que le rotor étant en court-circuit il en résulte :

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = r_s i_{\alpha s} + \frac{d}{dt} \phi_{\alpha s} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{\beta s} \\ V_{\beta s} = r_s i_{\beta s} + \frac{d}{dt} \phi_{\beta s} + \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{\alpha s} \\ V_{\alpha r} = r_r i_{\alpha r} + \frac{d}{dt} \phi_{\alpha r} - \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{\beta r} = 0 \\ V_{\beta r} = r_r i_{\beta r} + \frac{d}{dt} \phi_{\beta r} + \left[\frac{d\theta}{dt} \right] \phi_{\alpha r} = 0 \end{cases} \quad (I-32)$$

I.6.2. Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation (I.07) et (I.08) donne:

$$\begin{cases} \phi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + M i_{\alpha r} \\ \phi_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + M i_{\beta r} \\ \phi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + M i_{\alpha s} \\ \phi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + M i_{\beta s} \end{cases} \quad (I-33)$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$L_s = I_s - M_s$: Inductance cyclique statorique;

$L_r = I_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique;

M : Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.

En remplaçant les équations des flux (I-33) dans le système (I.32) on trouve :

I.6.3. Equations mécaniques

L'équation du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{\omega}{\Omega} w_s [\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}] = P(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (I-34)$$

I.7. MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETATS

Le modèle de la machine asynchrone est donné sous forme matricielle par:

$$[X] = [A][X] + [B][U] \quad (I-35)$$

Tel que :

$[X] = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta}]^T$: Vecteur d'état.

$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: Matrice de commande du système.

$[U] = [V_{s\alpha} V_{s\beta}]^T$: Vecteur de commande

$$\dot{X} = \frac{d}{dt} X$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & 0 & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} & \frac{M}{\sigma l_s l_r} w_r \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & -\frac{M}{\sigma l_s l_r} w_r & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} \\ \frac{M}{T_t} & 0 & -\frac{1}{T_t} & -w_r \\ 0 & \frac{M}{T_t} & w_r & -\frac{1}{T_t} \end{bmatrix} \quad (I-36)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-37)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{l_s l_r} \quad : \text{Le coefficient de fuite totale}$$

$$T_s = \frac{l_s}{r_s} \quad : \text{Constante de temps statorique.}$$

$$T_r = \frac{l_r}{r_r} \quad : \text{Constante de temps rotorique.}$$

I.8. SIMULATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe.

L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel à partir duquel les tensions simples d'alimentation nous permettent d'étudier l'évolutions des grandeurs électrique, électromagnétique et mécanique en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

I.8.1. Schéma de simulation du moteur asynchrone

Pour étudier les phénomènes transitoires dans la machine asynchrone on a choisi le référentiel lié au Champ tournant

Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suite:

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2}V_s \sin(w_s t) \\ V_{sb} = \sqrt{2}V_s \sin\left(w_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc} = \sqrt{2}V_s \sin\left(w_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I-38)$$

Avec :

V_s : valeur efficace de tension.

w_s : pulsation d'alimentation.

Les paramètres de la machine asynchrone utilisés dans ce travail sont donnés en annexe.

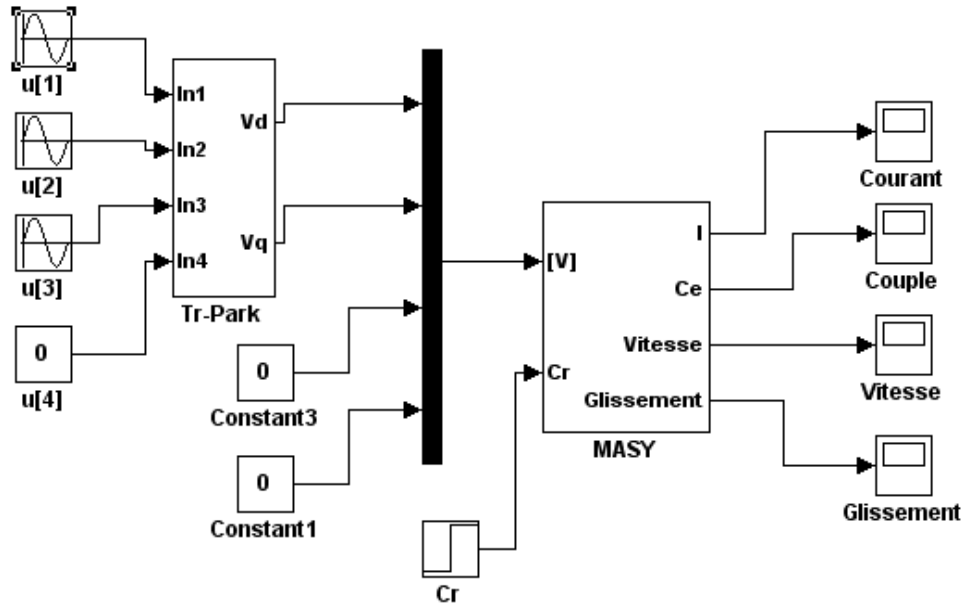


Figure. (I.4) : Modèle de simulation de la machine à induction

1.9. RESULTATS DE SIMULATION DE LA MACHINE À INDUCTION

Après exécution de la simulation on aboutit aux résultats :

1.9.1. Représentation de l'alimentation triphasée

- La Figure (I.5) symbolise l'alimentation triphasée équilibrée avec un déphasage de $\frac{2\pi}{3}$.

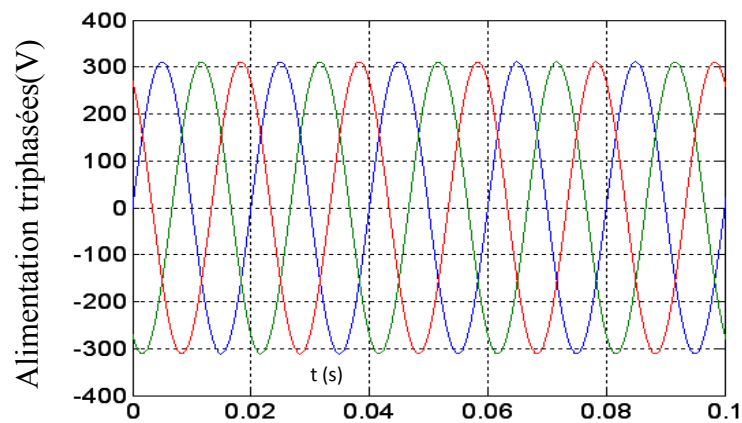


Figure.(I.5):Alimentation triphasée équilibrée

1.9.2. Interprétation des résultats de simulation

1.9.2.1. Démarrage à Vide et application d'une charge à $t = 1s$

Les courbes de la Fig.(I.5) représentent les résultats de simulation pour un démarrage à vide pour ($C_r=0$)

L'allure de la caractéristique de vitesse présente des oscillations dans le démarrage (régime transitoire), avec un croisement presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (1500 tr/min).

Le couple électromagnétique pendant le régime transitoire est fortement pulsatoire, après il se stabilise à une valeur nulle.

Les courants de phase statorique et rotorique présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.

Le glissement décroissance dans le démarrage (régime transitoire), après il se stabilise.

On a introduit un couple de charge ($C_r= 10N.m$) à $t = 1s$, On constate :

Une décroissance de la vitesse.

Le couple électromagnétique rejoint la valeur qui compense le couple résistant appliqué, il présente ainsi une bonne par suite à la valeur de référence.

Les courants de phase statorique et rotorique présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

Le glissement croissement en moment d'application de charge, après il se stabilise.

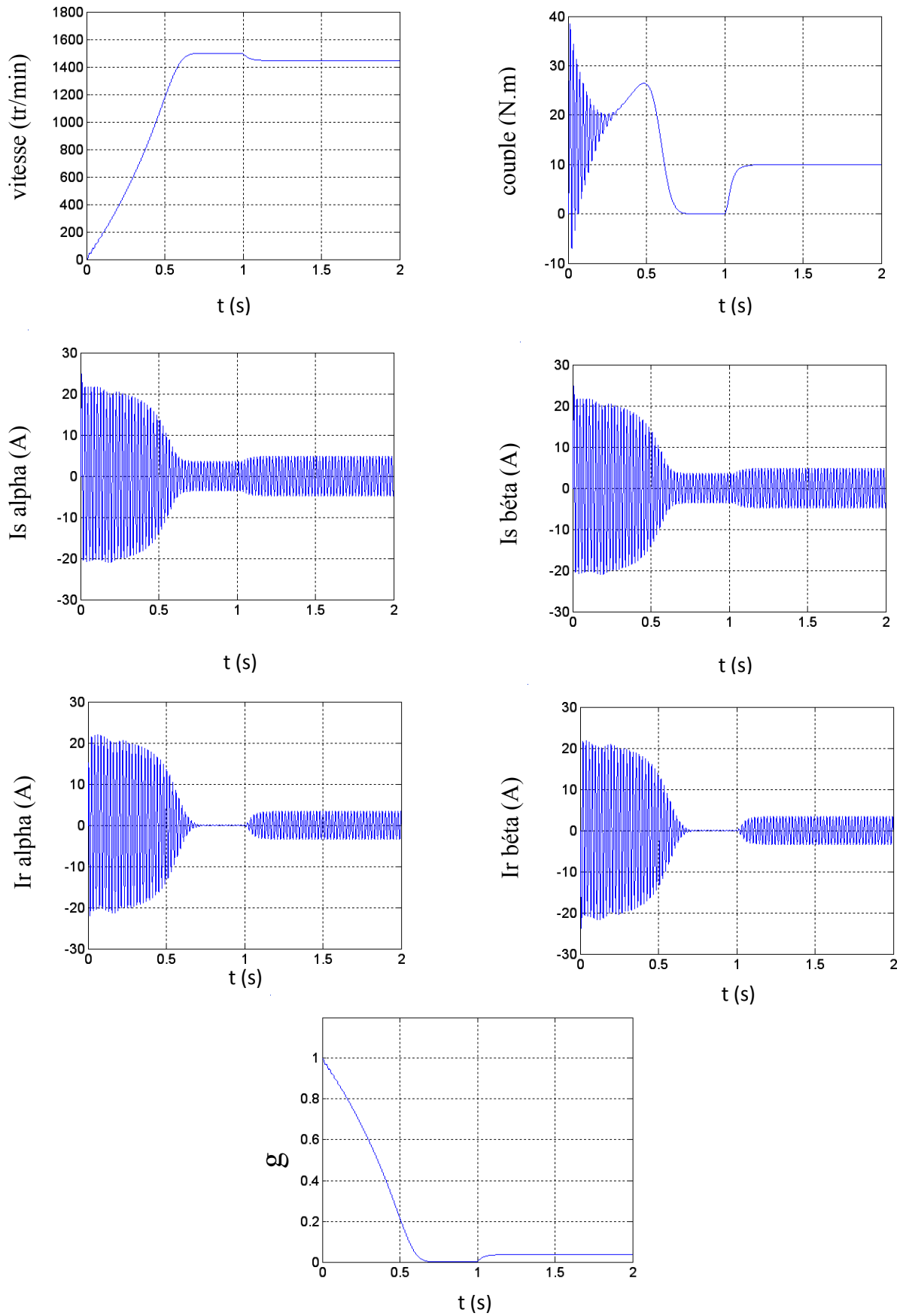


Figure.(I.6):Résultats de simulation de la machine à induction

I.10. CONCLUSION

Dans ce première chapitre on s'est intéressé à l'établissement du modèle de la machine à induction associée à une source d'alimentation purement sinusoïdal .ce chapitre permis essentiellement de retrouver les résultats classiques de la machine asynchrone, de valider ainsi le modèle établi et de vérifier que les simulation s'effectues par le logiciel MATLAB sont valables.

Le modèle de la machine à induction simulée a été établi en passant du système réel triphasé vers un système biphasé de [PARK]. Les résultats obtenues suite à cette première simulation montre bien la validité du modèle de [PARK]. D'une machine asynchrone. Cette dernière répand bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard.

Chapitre II

DIFFERENTES TECHNIQUES DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE

II.1. INTRODUCTION

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de la fréquence d'alimentation de ces machines. Le convertisseur le plus utilisé de nos jours pour réaliser cet objectif est l'onduleur à deux niveaux [8].

II.2. TYPES DE COMMANDE

On distingue les stratégies de commande suivante [9] :

- a- Commande pleine onde (dite 180°).
- b- Commande décalée.
- c- Commande par hystérésis -
- d- Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

La tension générée par les stratégies (a, b) à une forme rectangulaire, sa décomposition en série de Fourier à montrer que cette forme d'onde est riche en harmonique.

Pour une commande 180°, la décomposition en série de Fourier de la tension composée est donnée par :

$$V_{ab} = \sum_{n=1,2,\dots}^{\alpha} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin \left(n \left(wt + \frac{\pi}{6} \right) \right)$$

Les tensions V_{bc} , V_{ca} sont décalées par rapport à V_{ab} respectivement de 120° et 240°.

II.3. COMMANDE PLEINE ONDE

Il nécessaire de décrire la commande a pleine onde et a onde décalée, cela peut nous facilité la compréhension des autres méthodes de commande.

Dans ce type de commande chaque transistor conduit pendant (180°), trois transistors restent en conduction à n'importe quel instant comme montre la figure (II.1)

Quand K_a est fermé la phase A est connectée au pole positif.

Quand K_c' est fermé, la phase C est connectée au pole négatif de la source.

Il existe six modes de fonctionnement dans chaque cycle, et chaque mode dure 60° les transistors sont numérotés de la manière dans laquelle ils reçoivent les séquences de déplace l'un de l'autre de 60°

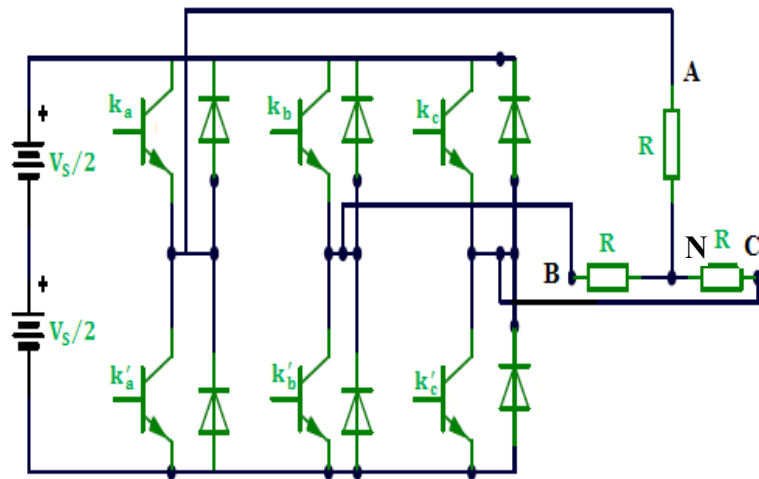
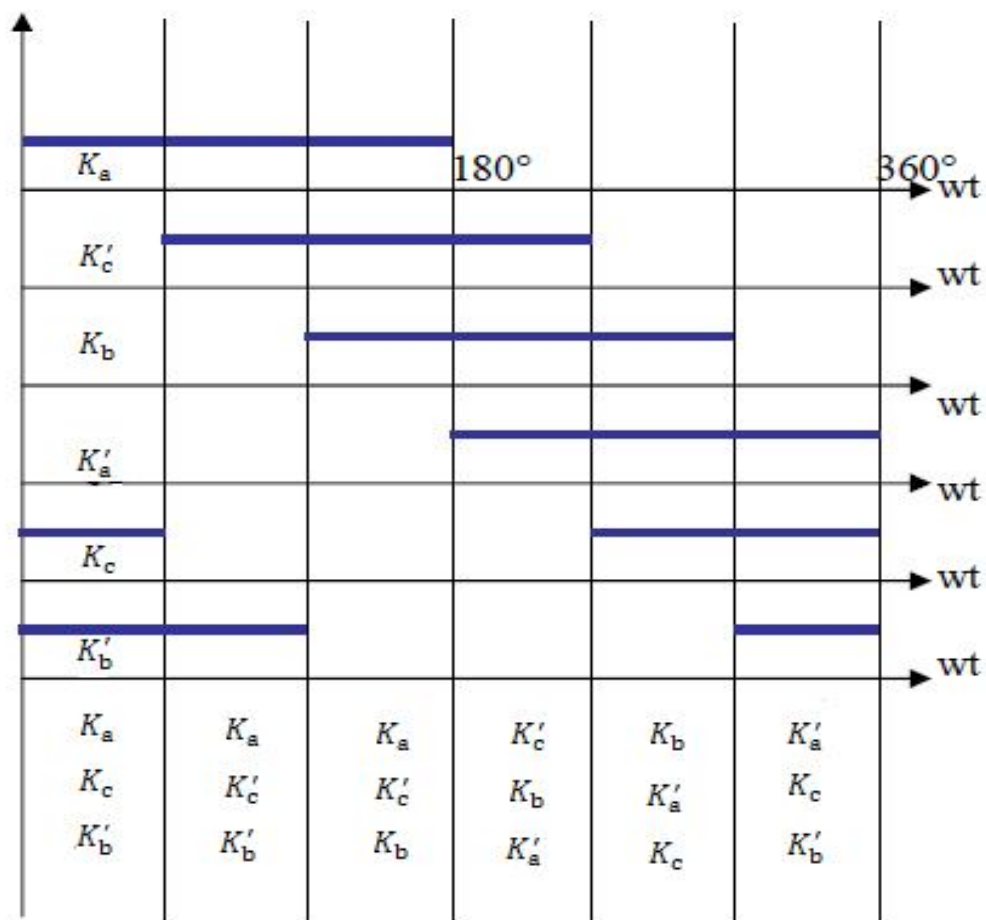


Figure (II.1): Onduleur triphasé

Le système triphasé est obtenu à partir de la structure montrée sur la Fig (II.2) est formé de 6 transistors et 6 diodes. Deux types de signaux de commande peuvent être appliquer aux transistors 180° (pleine onde) et 120° (onde décalée)

Figure (II.2) : Les signaux de commande en pleine onde (180°)

II-3-1. Mode I

Pour exemple en prend l'intervalle $\omega t = [0-60^\circ]$ les transistors en conduction sont : K_a, K_c, K_b'

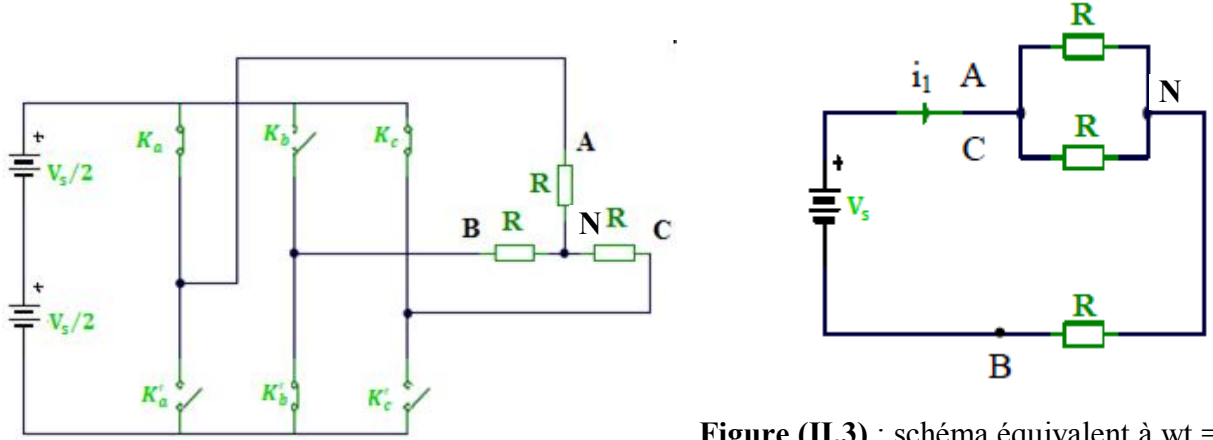


Figure (II.3) : schéma équivalent à $\omega t = [0-60^\circ]$

D'après la simplification du schéma, nous avons les relations suivantes

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R} + \frac{1}{R} = \frac{2}{R} \Rightarrow R' = \frac{R}{2}$$

$$R_{eq} = R' + R = \frac{3}{2}R$$

$$i_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$V_{AN} = V_{CN} = i_1 \frac{R}{2} = \frac{V_s}{3}$$

$$V_{BN} = -i_1 \times R = \frac{-2V_s}{3}$$

II-3-2. Mode II

$\omega t = [60^\circ-120^\circ]$: Les transistors en conduction sont : K_a, K_c', K_b' .

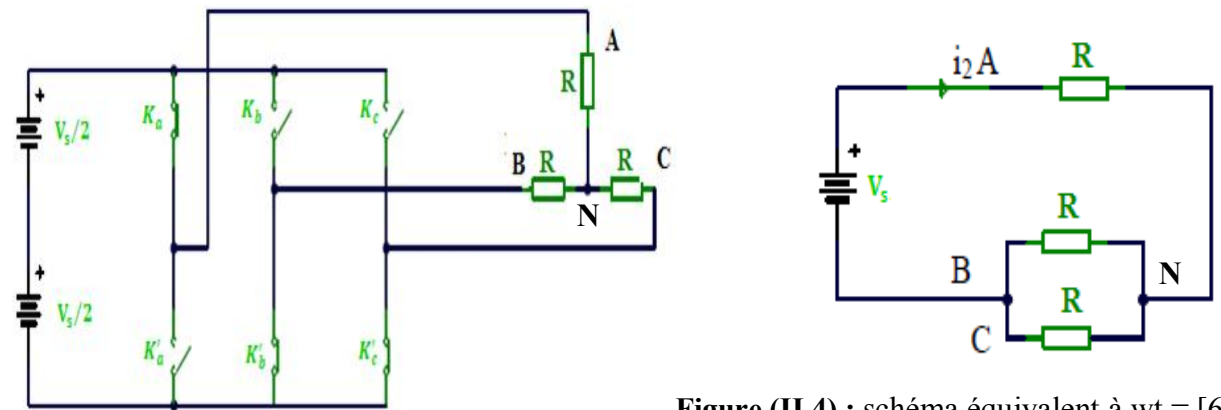


Figure (II.4) : schéma équivalent à $\omega t = [60^\circ-120^\circ]$

Alors:

$$R_{eq} = \frac{R}{2} + R = \frac{3}{2} R$$

$$i_2 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$V_{AN} = i_2 \cdot R = \frac{2}{3} V_s$$

$$V_{BN} = V_{CN} = -i_2 \cdot R/2 = \frac{-V_s}{3}$$

II-3-3. Mode III

$wt = [120^\circ - 180^\circ]$: Les transistors en conduction sont : K_a , K_c' , K_b .

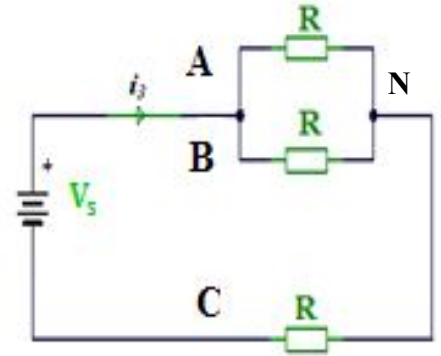
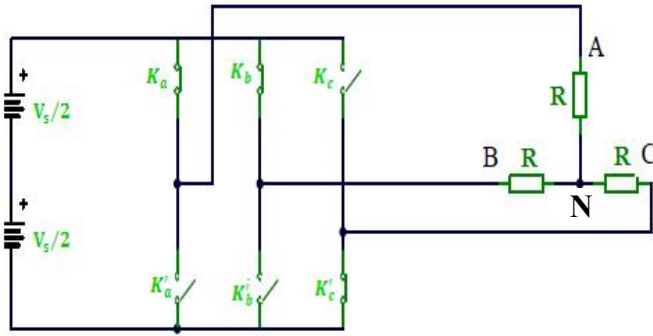


Figure (II.5) : schéma équivalent à $wt = [120^0 - 180^0]$

Donc :

$$R_{eq} = \frac{R}{2} + R = \frac{3}{2} R$$

$$i_3 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2V_s}{3R}$$

$$V_{AN} = V_{BN} = i_3 \cdot R_{eq} = \frac{V_s}{3}$$

$$V_{CN} = -i_3 \cdot R = \frac{-2V_s}{3}$$

Après la détermination les tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} montrés dans la Fig. (II-6) la tension instantanée composée V_{ab} est exprimé en série de Fourier sachant que V_{ab} est déplacé de $\pi/6$, les termes $\cos nwt = 0 \rightarrow an = 0$ parce que l'équation est symétrique

La courbe est symétrique donc $an = 0$ et on peut intégrer dans la moitié de la période ou le quart de la période :

$$V_{ab} = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)$$

$$b_n = \frac{2 \times 4}{T} \int_0^{T/4} V_s \sin n\omega t \, dt = \frac{4V_s}{n\pi} \cos n\pi / 6$$

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos n\pi / 6 \sin n(\omega t + \pi / 6)$$

$$V_{bc} = \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos n\pi / 6 \sin n(\omega t - \pi / 2)$$

$$V_{ca} = \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos n\pi / 6 \sin n(\omega t - 7\pi / 6)$$

Il est noté que d'après l'équation de V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} que les harmoniques multiple de 3 sont égale à zéro.

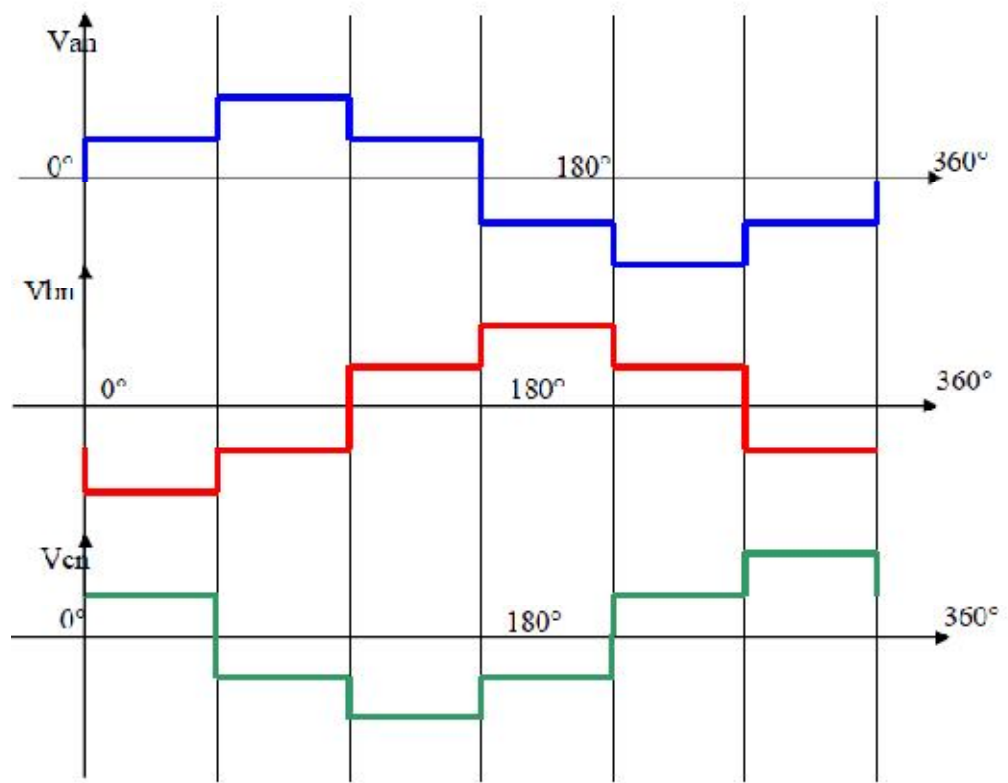


Figure (II.6) : les tensions simples V_{an} , V_{bn} , V_{cn}

II.4. COMMANDE DE LARGEUR D'IMPULSIONS SINUS-TRIANGLE[10]

II.4.1. La modulation de largeur d'impulsion

Nous avons dit auparavant que les ondes délivrées par les onduleurs à commande pleine onde ou à commande décalée sont riches en harmoniques. Pour atténuer ces harmoniques on peut placer en sortie de l'onduleur un filtre. Le filtrage de la tension ou de courant de sortie d'un onduleur ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance est difficile et onéreux, car le premier harmonique à éliminer (L'harmonique 3 ou 5) a une fréquence très voisine de celle du fondamentale.

La modulation de largeur d'impulsion s'avère être la technique la plus appropriée pour la commande de l'onduleur tout en ayant une bonne neutralisation de l'onde de sortie.

III.4.1.1. Principe de la modulation de largeur d'impulsion

La conversion continue alternative est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative.

Le transfert d'énergie est contrôlé par les rapport entre intervalles d'ouverture et de fermeture (rapport cyclique) de chaque interrupteur, donc par la modulation de largeurs d'impulsions de contrôle de ces interrupteurs (MLI), cette technique est basée sur la comparaisons d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude A_r et de fréquence f_r , avec un signal porteuse d'amplitude A_p et de fréquence f_p appelé très élevée (figure (II.7)).

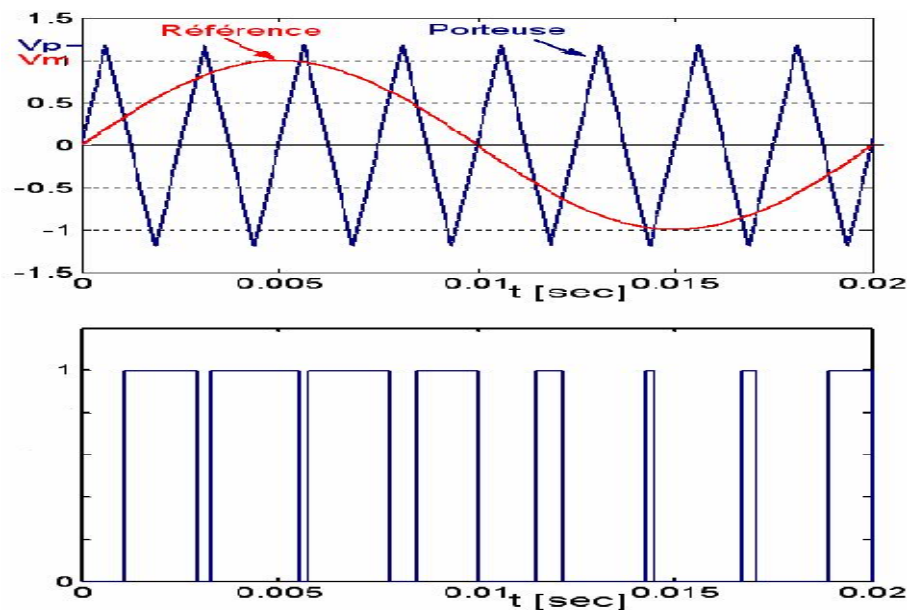


Fig.(II.7):Principe de la MLI sinusoïdale

II.4.1.2. Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion

Les paramètres essentiels de la MLI sont:

- L'indice de modulation : $m = \frac{f_p}{f_r}$ ou f_r est la fréquence de référence.
- La fréquence du modulation: f_p
- Le coefficient de réglage en tension r : $r = \frac{A_r}{A_p}$

Avec :

A_r : Amplitude de la référence.

A_p : Amplitude de la porteuse.

La modulation montre que plus «m» est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d'autre part on cherche à obtenir une valeur de r la plus élevée possible [9].

- la modulation est dite synchrone si « m » est un nombre entier cela conduit à une tension de sortie « U » qui se reproduit identiquement à elle-même tout les $T = \frac{1}{f}$
- Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation f_p donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.

On définit :

- Pour le choix de « m », on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d'un état à l'autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente.
- On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal à « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisante aux intervalles de condition et de blocage des interrupteurs d'un même bras.
- Le schéma synoptique de la commande par modulation triangulaire- sinusoïdale triphasé est donnée par la figure (II.8).

Un générateur d'onde délivre l'onde triangulaire aux trois phases (porteuse commune), par contre la référence est propre à chaque phase, les trois référence est un déphasées de 120°.

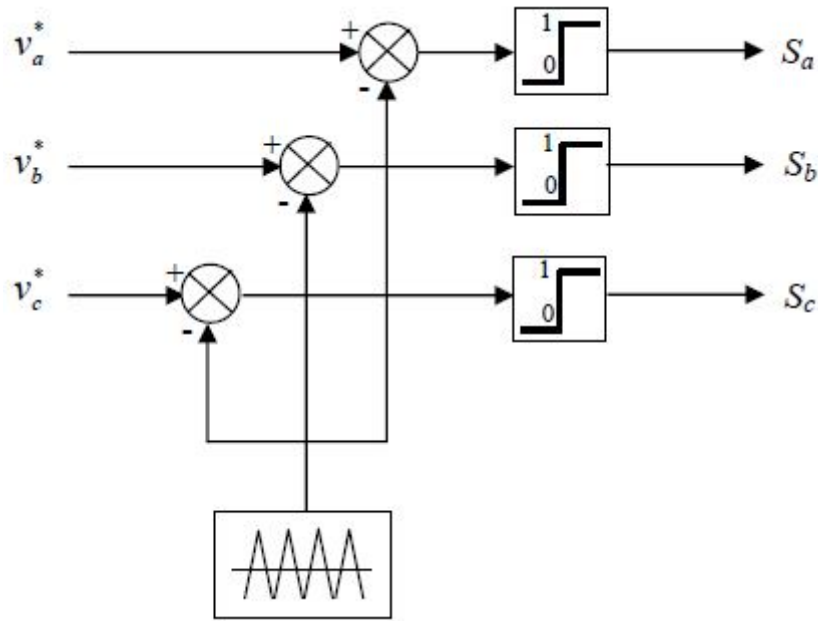


Figure (II.8): Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale

II.5. COMMANDE PAR HYSTERESIS

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant des machines. Cette commande en courant peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant au moyen de régulateurs linéaires classiques (P, PI) ou à hystérésis (à deux niveaux ou trois positions)[11].

Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence au courant réel, et à partir de l'écart entre ces deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur.

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence dans les enroulements de la machine avec deux degrés de liberté :

- l'amplitude.
- la fréquence.

Pour l'onduleur à deux niveaux, on a deux états de commande possibles pour un bras, et donc on utilise un régulateur à hystérésis à deux positions.

Le schéma de principe de cette technique est représenté sur la figure suivante :

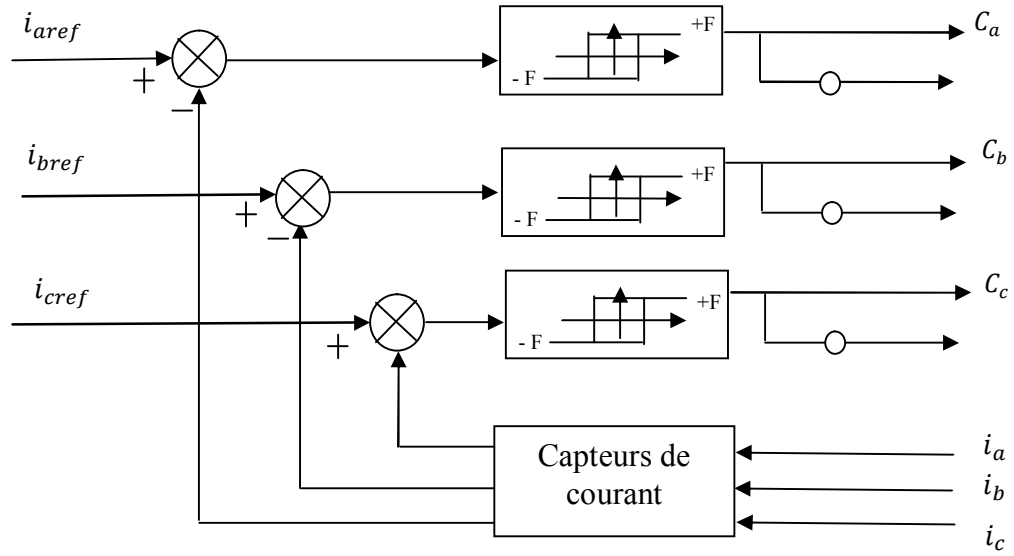


Figure (II.9): Schéma de principe de la commande par hystérésis

II.6. MODULATION PAR M.L.I VECTORIELLE

Cette modulation est utilisée par la commande moderne des machines à courant alternatif.

Le principe de la M.L.I vectorielle consiste à reconstruire le vecteur de tension $V_{réf}$ à partir de huit vecteurs de tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé.

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions dans le plan ($\alpha \beta$) *Figure (II.10)*, appliquons la transformation triphasée/biphasée respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia) [12][13][14].

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}$$

Les huit vecteurs de tension redéfinis par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la figure (II-10)

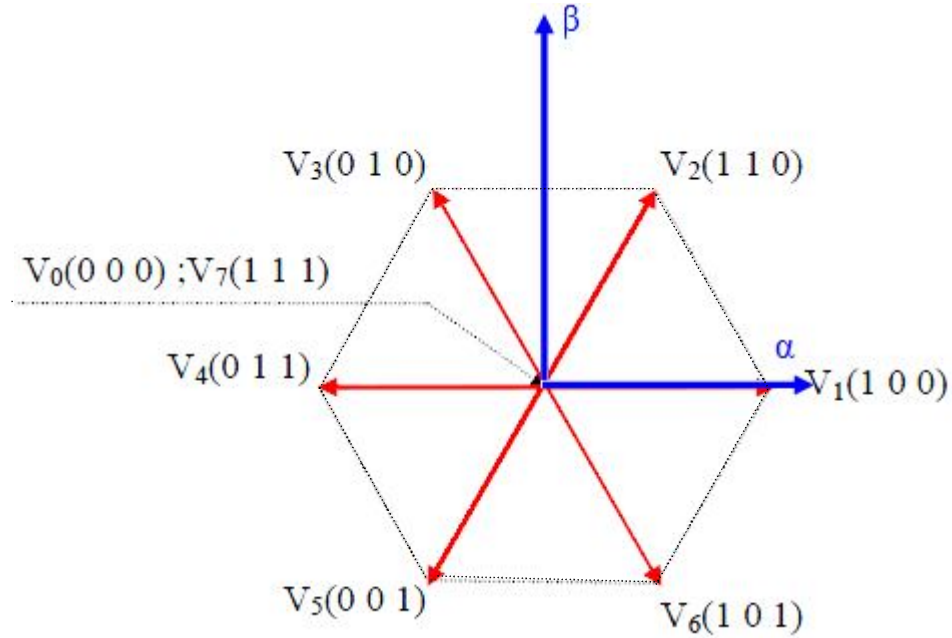


Figure (II.10): Tensions générées dans le plan (V_α, V_β)

II.7. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE

Pour simplifier l'étude supposons que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, c-à-d.
 $K_{ci} (c \in [1,2,3], i \in [1,2])$

Supposés idéalisés,

- La charge est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

On a, donc:

$$I_{Kci} = 0, V_{Kci} \neq 0; \text{interrupteur ouvert,}$$

$$I_{Kci} \neq 0, V_{Kci} = 0; \text{interrupteur fermé,}$$

Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II},1)$$

Tel que V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tensions continues. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (II,2)$$

V_{ao} , V_{bn} et V_{cn} : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative),

V_{no} : Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « o ».

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibre, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (II,3)$$

La substitution de (II.3) dans (II.2) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (II,4)$$

En remplaçant (II.4) dans (II.2), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = \frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bn} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (II,5)$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu –alternatif.

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{dc}] \quad (II,6)$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = [V_{an} \ V_{bn} \ V_{cn}]^T \quad (II,7)$$

$$[V_{dc}] = [V_{ao} \ V_{bo} \ V_{co}]^T \quad (II,8)$$

$$[V_{dc}] = U_{dc} [S_1 \ S_2 \ S_3]^T \quad (II,9)$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

Commutation supposée idéale : $S_i = (1 \text{ ou } 0), \{i = 1, 2, 3\}$

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II,10)$$

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (II,11)$$

II.8. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre, les différentes stratégies de commande de l'onduleur, **M.L.I sinusoïdale**, **hystérésis** et la plus récente **M.L.I vectorielle**.

La commande par hystérésis est très simple et très rapides mais sa fréquence instantanée des commutations n'est pas contrôlable.

La M.L.I sinusoïdale demande de déterminer les instants de commutations des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur séparément, par contre L'M.L.I vectorielle génère les signaux d'impulsions simultanément avec la rotation du vecteur de référence.

Dans ce dernier traité d'étudier Modélisation de l'onduleur de tension triphasé.

Chapitre III

THEORIQUE DE MODELISATION VECTORIELLE(MLIV)

III.1.INTRODUCTION

La commande des machines alternatives par un onduleur de tension fait généralement appel à des techniques de modulation de largeur d'impulsions de pour commander les commutateurs de puissance.

Si la commande en commutation des transistors de puissance minimise les pertes du convertisseur, par contre elle altère de façon importante des tension appliquées au moteur électrique .

Les techniques de modulation de largeur d'impulsion sont multiples, le choix d'une d'entre elles dépend du type de commande que l'on applique à la machine de la fréquence de modulation de l'onduleur et des contraintes harmonique fixées par l'utilisateur.

La modulation peu être faite par diverses approches, classiquement par comparaison des références à une fonction triangulaire ou à l'aide d'un calcul en temps réel satisfaisant un critère.

Notre propos n'étant pas ici de décrire les nombreuses techniques de modulation existantes dans une très copieuse littérature.

Dans le contexte d'une commande échantillonnée, nous avons à l'instant discret de calcul k ; trois tensions $V_a(k), V_b(k), V_c(k)$, qui doivent, par l'intermédiaire des éléments non linaires de l'onduleur , s'appliquer au moteur.

Pou des utilisations à vitesse variables, sur des machine de petites et moyennes puissance , les onduleur fonctionnant à des fréquences de commutation de quelques kHz.

Nous allons dans ce chapitre mettre l'accent sur la modulation vectorielle et montrer sa supériorité vis-à-vis de la MLI intersective généralement utilisée.[15]

III.2.PRINCIPE DE LA MODULATION VECTORIELLE

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle est utilisée dans les commandes modernes des machines à courant alternatif pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Elle sera étudiée sur un onduleur triphasé. Les tensions de référence sont les tensions simples désirées [16],[17]

Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- _ Le signal de référence est échantillonné à intervalles réguliers T (MLI régulière).
- _ Réalisation dans chaque intervalle d'échantillonnage $[kT \ (k+1)T]$ ($k=0,1,...,n$) d'une impulsion de largeur T centrée sur l'intervalle (M.L.I. symétrique), et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de l'intervalle d'échantillonnage.

_ Tous les interrupteurs d'un même demi-point ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période (pour une M.L.I. discontinue, l'état d'un des interrupteurs de chaque demi-point reste constant, Ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques).

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Elle est appelée M.L.I. vectorielle.

Dans ce type de modulation, on représente par un seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire.

On approxime au mieux le vecteur tension de référence pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires K_a et $K_{a'}$, K_b et $K_{b'}$, K_c et $K_{c'}$ représentés par le schéma de la figure (III.1).

Il existe huit combinaison possible (2^3) pour les bras de l'onduleur. On peut donc obtenir des différents vecteurs de tension en fonction de la commande des bras 1, 2, 3.

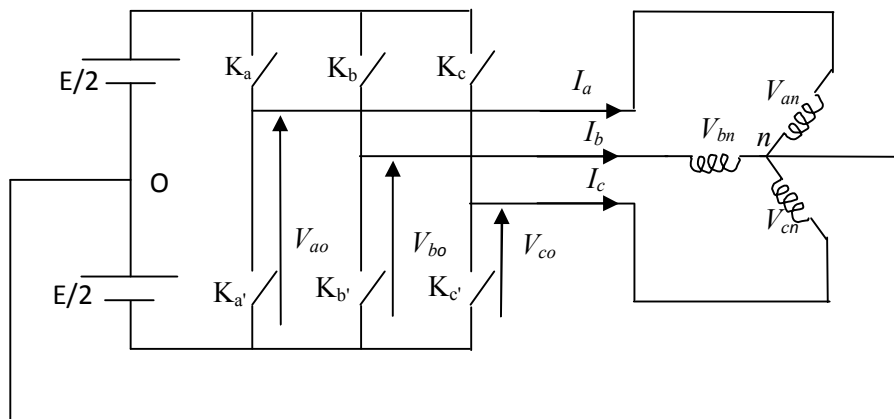


Figure (III.1). Onduleur de tension triphasé.

III.3. STRATEGIE DE LA MLI VECTORIELLE (SVPWM)

La topologie d'un inverseur de source de tension de trois-bras est montrée dans la figure (III-2).

A cause de la contrainte que les lignes d'entrée doivent ne jamais être court-circuitées et du courant de sortie devez être toujours continu, un inverseur de source de tension peut assumer seulement huit topologies distinctes.

Ces topologies sont montrées dans la figure (III-3). Six sur ces huit topologies produisent la tension et sont connues en tant que les états différents de zéro de commutation et deux

topologies restantes produisent la tension nulle et sont connues en tant que les états zéro de commutation.

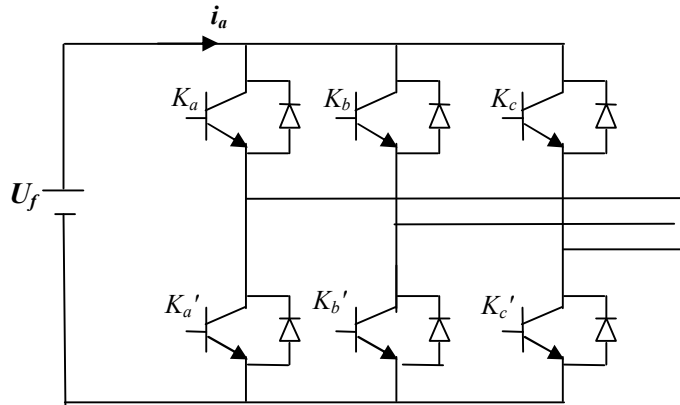


Figure (III.2) : Topologie d'un inverseur de source de tension de trois-bras.

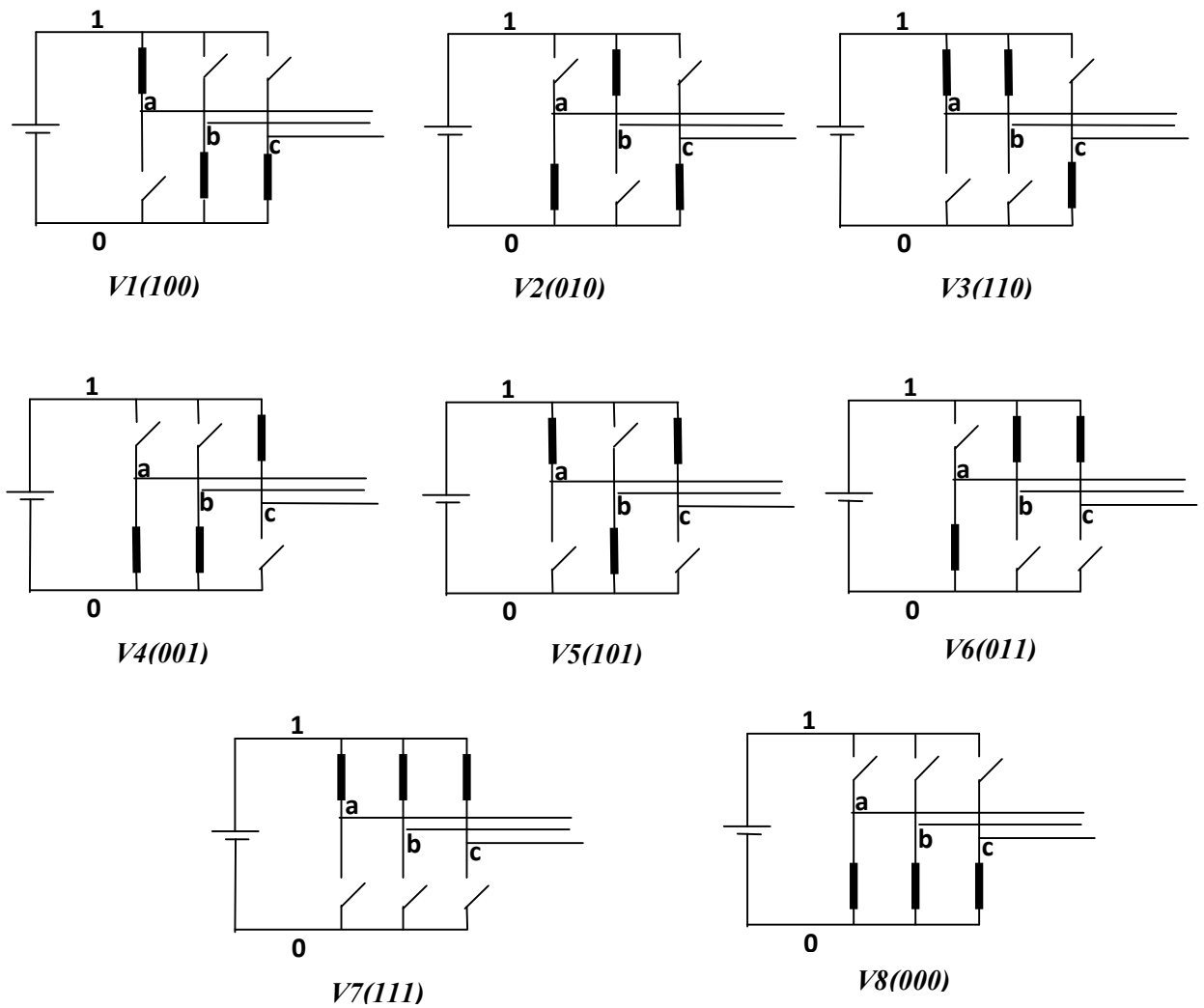


Figure (III.3) : Huit topologies de changement d'état d'un inverseur de source de tension.

III.3.1. La modulation de vecteur dans l'espace (SVM)

La modulation de vecteur dans l'espace (SVM) pour les trois-bras VSI, est basée sur la représentation des trois phases comme vecteurs dans le plan biphasé (α, β) . Considérons la topologie de la figure (III-4), les tensions V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = U_f \\ V_{bc} = 0 \\ V_{ca} = -U_f \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Ce ci peut être représenté dans le plan (α, β) comme le montre la figure (III-4-b), où les tensions V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont trois vecteurs décalés de $2\pi/3$ dans l'espace. Le vecteur tension fictif produit par cette topologie est représenté comme $V_1(100)$ dans la figure (III-4-b). Ici la notation "100" signifie que la phase 'a' est reliée à la borne positive de la source continu, et les phases 'b' et 'c' sont reliées à la borne négative.

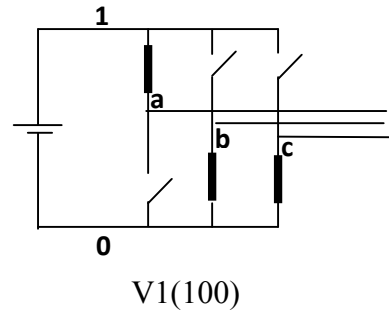


Figure (III.4.a) : La topologie V1(100) de l'inverseur de source de tension

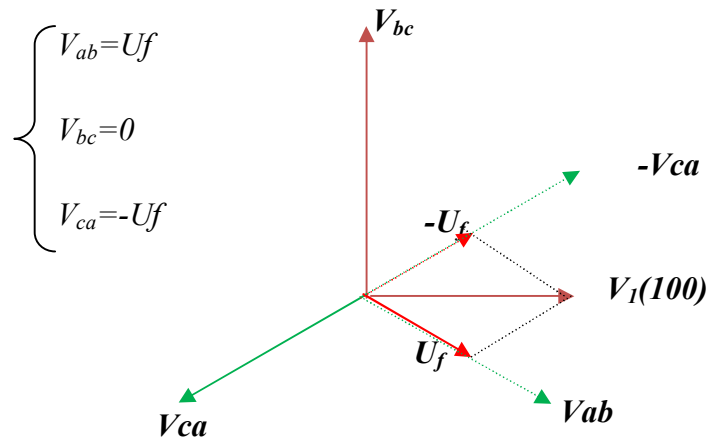


Figure (III.4.b) : Représentation de la topologie V1(100) dans le plan (α, β)

De la même façon, les six vecteurs de tension différents de zéro ($V1-V6$) peuvent être montrés pour prendre les positions montrées dans la figure (III-4). Les bouts de ces vecteurs forment un hexagone régulier (ligne pointillée). Nous définissons la surface incluse par deux vecteurs adjacents dans l'hexagone comme secteur. Ainsi il y a six secteurs numérotés (1-6) dans la figure (III-5).

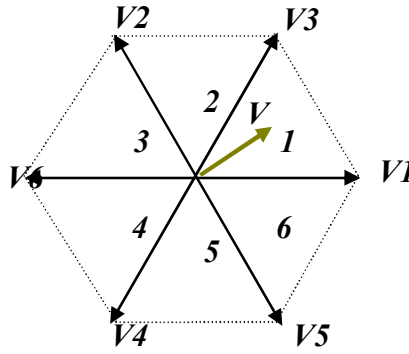


Figure (III.5) : Vecteurs de tension non-nuls dans le plan (α, β)

Pour les deux dernières topologies de la figure (III-3), nous voyons que les tensions de ligne de sortie produites par ces topologies sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = 0 \\ V_{bc} = 0 \\ V_{ca} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Ceux-ci sont représentées comme des vecteurs qui ont une amplitude nulle, et par conséquent, sont désignées sous le nom des vecteurs d'état de commutation nul ou des vecteurs zéro de tension. Ils assument une position à l'origine dans le plan (α, β) comme les vecteurs zéro de tension. Ils s'appellent les vecteurs d'état de commutation nulle la figure (III-6-b). Les vecteurs ($V1-V8$) (SSVs).

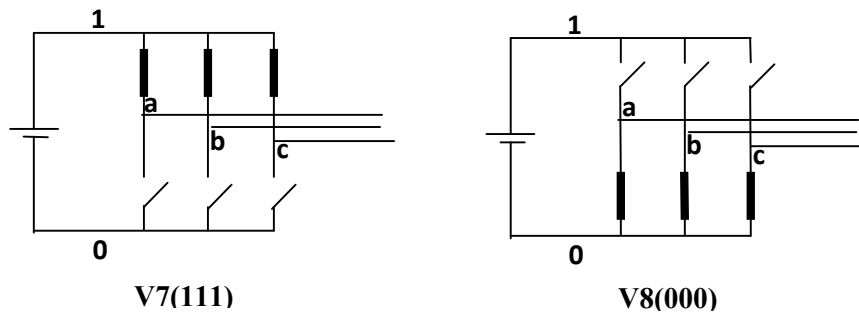


Figure (III.6.a) : Topologie de tension de sortie nulle

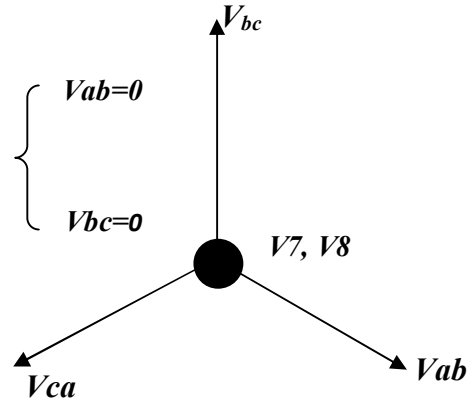


Figure (III.6.b) : Représentation de vecteurs $V7(111)$ et $V8(000)$ dans le plan (α, β)

Les trois tensions de phase peut être représentées par un vecteur équivalent V tournant comme le montre la figure (III-7) [18] :

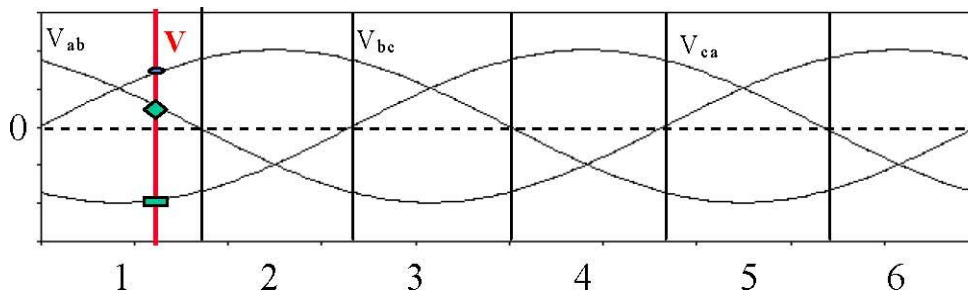


Figure (III.7) : Tensions de sortie dans le plan temporel

La MLI Vectorielle nécessite la détection du secteur où il se trouve le vecteur de référence. Le calcul des instants de commutation a pour rôle de générer le vecteur de référence V .

III.3.2. Calcul des durées de conduction des interrupteurs

Le convertisseur ne peut fournir de façon exacte et instantanée que des tensions de type V_i . On peut avoir une tension quelconque V que l'on veut obtenir en sortie dont ses coordonnées sont les composants de Clark $V_{\alpha ref}$ et $V_{\beta ref}$ d'un système triphasé de tension V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} :

$$V = V_{ab} + aV_{bc} + a^2V_{ca} = V_{\alpha} + j V_{\beta} \quad (III.3)$$

$$\text{Avec : } a = \exp\left(j \frac{2\pi}{3}\right)$$

Après la détermination du secteur de vecteur de référence on peut calculer les durées de commutation des interrupteurs par la projection du vecteur de référence sur les axes du secteur auquel il appartient.

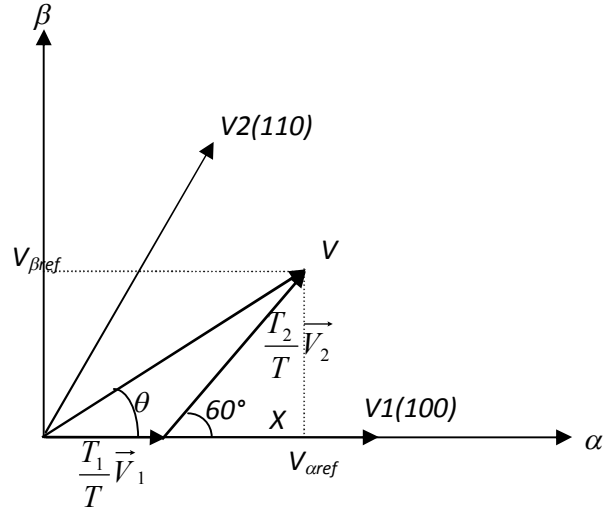


Figure (III.8) : Projection du vecteur de tension de référence

Dans la figure (III-8) le vecteur de référence V appartient au premier secteur, et le temps d'application des deux vecteurs adjacents (V_1 et V_2) est donnée par :

$$\begin{cases} T = T_1 + T_2 + T_0 \\ \vec{V}_{ref} = \frac{T_1}{T} \vec{V}_1 + \frac{T_2}{T} \vec{V}_2 \end{cases} \quad (III.4)$$

La détermination des durées T_1 et T_2 est donnée par une simple projection :

$$\begin{cases} V_{\beta ref} = \frac{T_2}{T} \|\vec{V}_2\| \cos(30^\circ) \\ V_{\alpha ref} = \frac{T_1}{T} \|\vec{V}_1\| + x \\ x = \frac{V_{\beta ref}}{\tan(60^\circ)} \end{cases} \quad (III.5)$$

Donc on peut trouver les durées T_1 et T_2 à partir des composantes $V_{\alpha ref}$ et $V_{\beta ref}$:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T}{2V_c} (3V_{\alpha ref} - \sqrt{3}V_{\beta ref}) \\ T_2 = \sqrt{3} \frac{T}{V_c} V_{\beta ref} \end{cases} \quad (III.6)$$

On applique pendant le reste de la période le vecteur nul, donc la moyenne des trois vecteurs va donner une approximation du vecteur de référence durant la période d'échantillonnage T .

Si on veut résumer la méthode de calcul de la MLI Vectorielle, on peut dire que :

- A partir des tensions de référence U_{e1} , U_{e2} , U_{e3} on déduit les composantes de la commande V_α et V_β dans le repère de Clark.
- On détecte le secteur où se trouve le vecteur de référence, qui est défini par les deux vecteurs V_i et V_{j+1} .
- On calcul les temps d'application des vecteurs ($V_1, \dots, V_6$).

Sur la figure (III-9), apparaît le schéma bloc de la MLI Vectorielle :

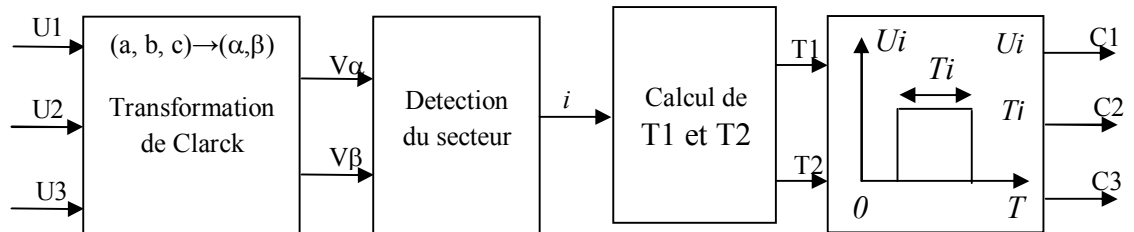


Figure (III.9) : Schéma bloc de la MLI Vectorielle

III.4 .VECTEURS D'ESPACE D'UN ONDULEUR DE TENSION

Nous s'appuyons sur le schéma de la figure (III-9) Pour simplifier l'étude, nous supposons que :

- La source d'entrée est parfaitement continue.
- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.

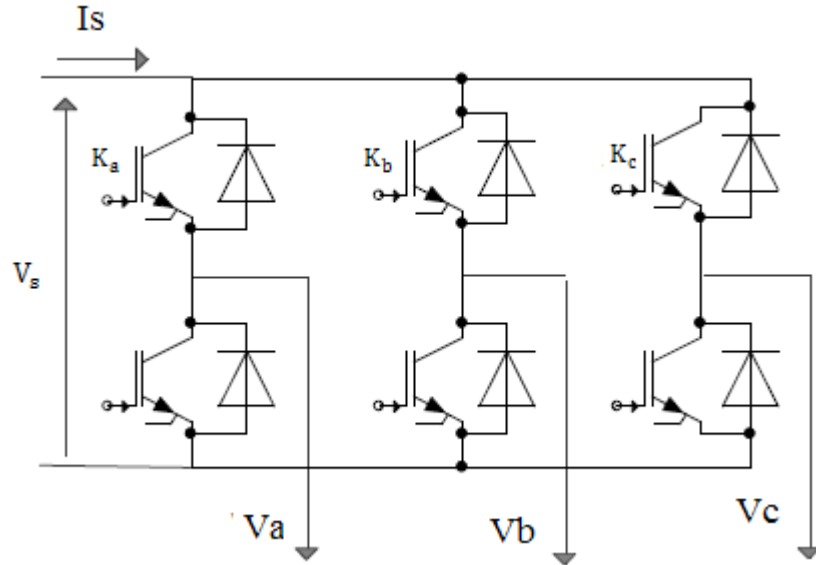


Figure (III-10) : Schéma Représentatif d'un onduleur de tension

Les états des interrupteurs, supposés parfaits, est représentés en théorie par trois grandeurs booléennes de commande (K_a , K_b , K_c) telles que [19] :

$(K_a, K_b, K_c) = 1$: interrupteur en haut est fermé et par conséquent celui en bas est ouvert.

$(K_a, K_b, K_c) = 0$: interrupteur en haut est ouvert et par conséquent celui en bas est fermé.

La relation entre le vecteur $[K_a, K_b, K_c]^t$ et le vecteur des tensions de ligne $[U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}]^t$ est donnée par :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_a \\ K_b \\ K_c \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

Le vecteur des tensions de phase sera donc donné par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_a \\ K_b \\ K_c \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

Par principe, cet onduleur a un fonctionnement discret. Il ne peut prendre que $2^3 = 8$ états. (Combinaison des trois grandeurs K_a , K_b et K_c).

On utilise la transformation de Concordia pour transformer le vecteur de tensions triphasées $[V_a, V_b, V_c]^t$ à un vecteur de tensions diphasées $[V_\alpha, V_\beta]^t$. La matrice de Concordia est donnée par [20]

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

Cette matrice est normée, elle permet la conservation de puissance. Cependant, les amplitudes des tensions et des courants, dans le système (α, β) , sont multipliées par un coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$

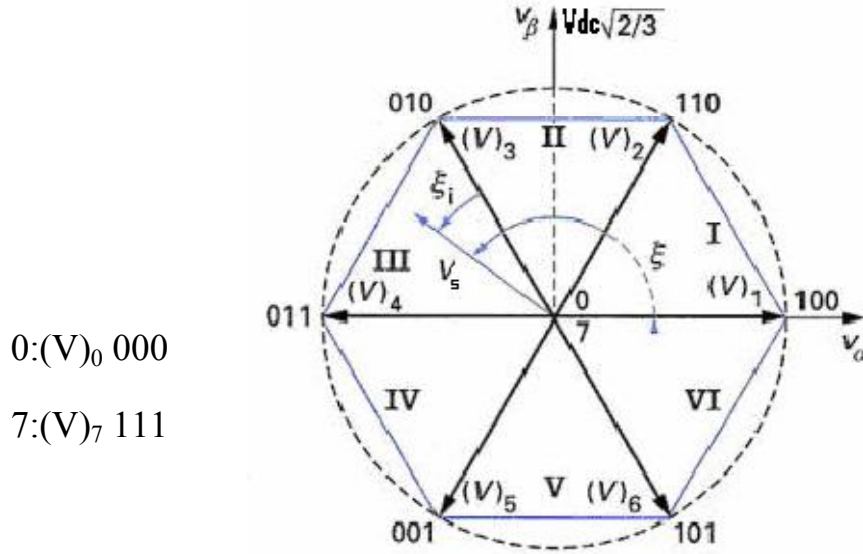
donc, pour les déterminer dans le système réel, à partir du système (α, β) , nous devons les diviser par ce coefficient.

A l'aide des expressions (III.8) et (III.9), on peut dresser le tableau suivant :

Vecteurs d'espace	Etats des grandeurs booléennes de commande			Tensions simples triphasé			Tensions diphasées	
(V) _i	Ka	Kb	Kc	Va	Vb	Vc	V α	V β
(V) ₀	0	0	0	0	0	0	0	0
(V) ₁	1	0	0	$2 V_{dc} / 3$	$- V_{dc} / 3$	$- V_{dc} / 3$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc}$	0
(V) ₂	1	1	0	$V_{dc} / 3$	$V_{dc} / 3$	$-2 V_{dc} / 3$	$\sqrt{\frac{1}{6}} \cdot V_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}} \cdot V_{dc}$
(V) ₃	0	1	0	$- V_{dc} / 3$	$2 V_{dc} / 3$	$- V_{dc} / 3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}} \cdot V_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}} \cdot V_{dc}$
(V) ₄	0	1	1	$-2 V_{dc} / 3$	$V_{dc} / 3$	$V_{dc} / 3$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc}$	0
(V) ₅	0	0	1	$- V_{dc} / 3$	$-V_{dc} / 3$	$2 V_{dc} / 3$	$-\sqrt{\frac{1}{6}} \cdot V_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}} \cdot V_{dc}$
(V) ₆	1	0	1	$V_{dc} / 3$	$-2 V_{dc} / 3$	$V_{dc} / 3$	$\sqrt{\frac{1}{6}} \cdot V_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}} \cdot V_{dc}$
(V) ₇	1	1	1	0	0	0	0	0

Tableau (III.1) Tensions simples triphasées et diphasées

En représentant les tensions simples diphasées dans le plan (α, β) de Concordia, on obtient le schéma ci-dessous [21] :



Figure(III.11): Tensions générées dans le plan $(V\alpha, V\beta)$ et définition des secteurs

A un instant donné, l'onduleur peut générer seulement huit tensions $(V)_i$, $(i=0,1,\dots,7)$ dans le plan de la transformée de Concordia (α, β) , dont deux sont nulles $(V)_0 V$ et $(V)_7 V$, et six ont le

module $\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc}$ et la direction $\frac{\pi}{3}(i-1)$

Ces vecteurs sont appelés vecteurs d'espace et sont donnés par la relation suivante :

$$V_i = V_{dc} \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3}(i-1) \\ \sin \frac{\pi}{3}(i-1) \end{bmatrix}, 1, \dots, 6 \quad (III.10)$$

Deux vecteurs d'espace successifs V_i et V_{i+1} définissent le secteur i .

III-5. ACQUISITION DE LA CONSIGNE

Pour avoir le vecteur tension de référence $V_s = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$, soit nous appliquons la transformation de Concordia à la tension de sortie triphasée souhaitée, ou bien si nous utilisons une commande vectorielle pour commander la MAS, nous ferons alors une rotation

inverse aux tensions V_d et V_q issues de la commande vectorielle pour avoir les tensions V_α et V_β exploitées par la MLI vectorielle.

Notons qu'un système de tensions triphasées équilibrées est représenté dans le plan (α , β) par un vecteur tournant autour de l'origine avec une fréquence égale à celle des trois tensions triphasées.

III-5-1 Détermination du secteur:

Il est intéressant d'écrire la tension V_s que l'on veut réaliser sous forme polaire, elle est de module V et d'angle polaire ξ **figure (III.11)**.

$$V_s = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = V \cdot \begin{bmatrix} \cos \xi \\ \sin \xi \end{bmatrix} \quad (III.11)$$

On repère à quel secteur (1 à 6) appartient le vecteur V_s , c'est-à-dire que nous devons déterminer l'entier i appartenant à l'intervalle $[1,6]$ et l'angle ξ_i **figure (III.11)** appartenant à $[0, \frac{\pi}{3}]$ tel que ξ

$$\xi = \frac{\pi}{3}(i-1) + \xi_i \quad (III.12)$$

Cela nous donne :

$$V_s = \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = V \cdot \begin{bmatrix} \cos \left(\frac{\pi}{3}(i-1) + \xi_i \right) \\ \sin \left(\frac{\pi}{3}(i-1) + \xi_i \right) \end{bmatrix} \quad (III.13)$$

III-5-2 Décomposition du vecteur tension de référence V_s :

Puisque l'on obtient V_s qu'en valeur moyenne, on doit appliquer des valeurs réalisables V_i pendant des durées adéquates sur l'intervalle d'échantillonnage T_e .

Afin de minimiser les ondulations de tension, et par voie de conséquence les harmoniques, on admet qu'il faut réaliser V_s avec les deux tensions les plus proches [21].

On pose donc (**figure III.11**):

$$\frac{1}{T_e} \cdot \int_{nT_e}^{(n+1)T_e} V_s = \frac{1}{T_e} (T_i(V)_i + T_{i+1} \cdot (V)_{i+1}), (n = 1, 2, \dots) \quad (III.14)$$

T_i et T_{i+1} sont les durées pendant lesquelles on applique les tensions V_i et V_{i+1}

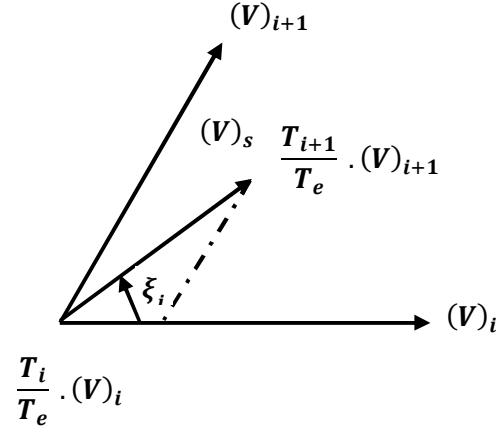


Figure (III.12): Principe de construction du vecteur tension de référence

Supposons que la période d'échantillonnage T_e est petite et le changement de V_s est relativement lent.

On aura donc :

$$\int_{nT_e}^{(n+1)T_e} V_s = T_e \cdot V_s = T_i(V)_i + T_{i+1} \cdot (V)_{i+1} \quad (III.15)$$

Avec: $T_i + T_{i+1} \leq T_e$

Puisque la somme de T_i et T_{i+1} est inférieur ou égale à T_e , l'onduleur doit avoir un état 0 ($(V)_0$ ou $(V)_7$), inséré pour compléter la période.

En pratique [20], on choisit souvent des durées égales pour l'application des vecteurs nuls :

$$T_0 = T_7 = \frac{T - T_i - T_{i+1}}{2} \quad (III.16)$$

Donc on aura :

$$V_s = \frac{1}{T_e} \left[T_i(V)_i + T_{i+1}(V)_{i+1} + \frac{T_0}{2}(V)_0 + \frac{T_0}{2}(V)_7 \right] \quad (III.17)$$

Une fois la décomposition de V_s suivant les deux vecteurs adjacents $(V)_i$ et $(V)_{i+1}$ est faite, il nous reste uniquement la détermination des durées T_i et T_{i+1} .

A partir des expressions (III.10), (III.13) et (III.16), on peut écrire l'égalité suivante :

$$V \cdot \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}(i-1) + \xi_i\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}(i-1) + \xi_i\right) \end{bmatrix} = \frac{1}{T_0} \left[T_i \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos\frac{\pi}{3}(i-1) \\ \sin\frac{\pi}{3}(i-1) \end{bmatrix} + T_{i+1} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos\frac{\pi}{3}i \\ \sin\frac{\pi}{3}i \end{bmatrix} \right] \quad (III.18)$$

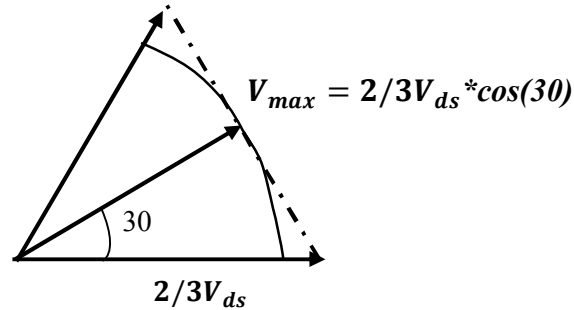
La solution de cette équation matricielle est :

$$\begin{cases} T_i = \left[\sqrt{2} \cdot \frac{V}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \xi_i\right) \right] \cdot T_e \\ T_{i+1} = \left[\sqrt{2} \cdot \frac{V}{V_{dc}} \sin(\xi_i) \right] \cdot T_e \end{cases} \quad (III.19)$$

Comme la durée T_0 est positive ou nulle, la zone accessible dans le plan (V_α, V_β) est le polygone indiqué sur la **figure (III.11)**, et si l'on sort du polygone, la somme des modules $T_i \cdot |(V)_i| + T_{i+1} |(V)_{i+1}|$ est supérieure au rayon du cercle, donc $T_i + T_{i+1} > T_e$ et cette commande est irréalisable [21].

Une conséquence importante de cette dernière remarque est la valeur maximale que peut fournir l'onduleur. En effet, d'après la **figure (III.13)**, la valeur maximale fournie par l'onduleur, écrite dans le système réel, est donnée par :

$$V_{max} = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \cos(30) = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot V_{dc}$$



Figure(III.13): Valeur maximale de la tension fournie

Notons qu'il est plus pratique de travailler avec des durées relatives (Per Unit) que de travailler avec des durées en secondes. On définit alors les durées relative $\tau_i, \tau_{i+1} (i = 1 \text{ à } 6)$ et τ_0 telles que :

$$\begin{cases} \tau_i = \frac{T_i}{T_e} \\ \tau_{i+1} = \frac{T_{i+1}}{T_e} \\ \tau_0 = \frac{T_0}{T_e} \end{cases} \quad (III.20)$$

Cette dernière expression nous donne :

$$\begin{cases} \tau_i = \sqrt{2} \cdot \frac{V}{V_{ds}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \xi_i\right) \\ \tau_{i+1} = \sqrt{2} \cdot \frac{V}{V_{ds}} \sin(\xi_i) \\ \tau_0 = 1 - \tau_i - \tau_{i+1} \end{cases} \quad (III.21)$$

L'expression (III.21) n'est pas pratique car elle est fonction de ξ_i , et nous voulons avoir τ_i, τ_{i+1} en fonction des données V_α et V_β .

En tenant compte des expressions (III.13) et (III.21), on aura l'expression donnant τ_i, τ_{i+1} en fonction de V_α et V_β .

$$\begin{cases} \tau_i = \frac{\sqrt{2}}{V_{ds}} \cdot \left[\sin\left(\frac{\pi}{3} \cdot i\right) \cdot V_\alpha - \cos\left(\frac{\pi}{3} \cdot i\right) \cdot V_\beta \right] \\ \tau_{i+1} = \frac{\sqrt{2}}{V_{ds}} \cdot \left[-\sin\left(\frac{\pi}{3} \cdot (i-1)\right) \cdot V_\alpha + \cos\left(\frac{\pi}{3} \cdot (i-1)\right) \cdot V_\beta \right] \end{cases} \quad (III.22)$$

III-5-3 Elaboration des séquences de commande des interrupteurs

Les durées relatives d'application des vecteurs $(V)_i$ ne sont pas directement exploitables pour piloter l'onduleur, il est plus pratique de considérer les durées relatives D_a, D_b et D_c (rapports cycliques) pendant lesquelles les grandeurs booléennes de commande S_a, S_b et S_c sont égales à 1 sur une période d'échantillonnage.

D_a, D_b et D_c sont fonctions de τ_i, τ_{i+1} et τ_0 et ont des expressions différentes suivant le secteur où on est. Comme le nombre de secteurs est limité (6), on peut déterminer D_a, D_b et D_c pour tous les secteurs. Un tableau récapitulatif, donnant D_a, D_b et D_c ainsi que les séquences de commande correspondantes, est présenté ci-dessous (tableau III.2).

La disposition respective des intervalles τ_i , et en particulier τ_0 peut donner lieu à de nombreux choix.

Parmi les stratégies les plus fréquentes qui cherchent à minimiser le nombre de commutations et générer moins d'harmoniques, on cite la modulation asymétrique [22], et la modulation symétrique [20]. Dans notre travail, nous avons utilisé la modulation symétrique.

Secteur (i)	Durées relatives τ_i, τ_{i+1} et τ_0	Rapports cycliques D_a, D_b et D_c	Séquences de commande (modulation symétrique)
1	$\tau_1 = \frac{1}{V_{dc}} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_\beta \right)$ $\tau_2 = \frac{1}{V_{dc}} (\sqrt{2} \cdot V_\beta)$ $\tau_0 = \tau_m - \tau_1 - \tau_2$	$D_a = \tau_1 + \tau_2 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_b = \tau_2 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_c = \frac{\tau_0}{2}$	
2	$\tau_2 = \frac{1}{V_{dc}} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_\beta \right)$ $\tau_3 = \frac{1}{V_{dc}} \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_\beta \right)$ $\tau_0 = \tau_m - \tau_2 - \tau_3$	$D_a = \tau_2 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_b = \tau_2 + \tau_3 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_c = \frac{\tau_0}{2}$	
3	$\tau_2 = \frac{1}{V_{dc}} (\sqrt{2} \cdot V_\beta)$ $\tau_4 = \frac{1}{V_{dc}} \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_\beta \right)$ $\tau_0 = \tau_m - \tau_3 - \tau_4$	$D_a = \frac{\tau_0}{2}$ $D_b = \tau_3 + \tau_4 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_c = \tau_4 + \frac{\tau_0}{2}$	

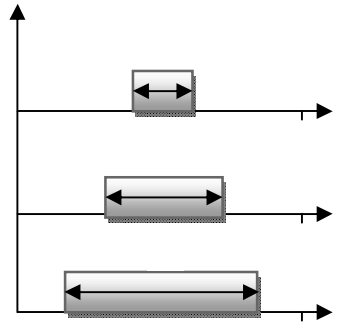
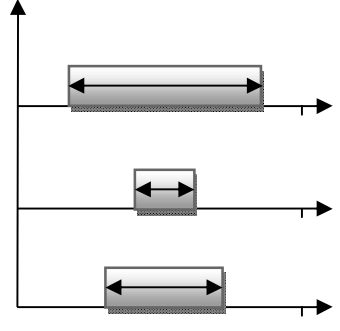
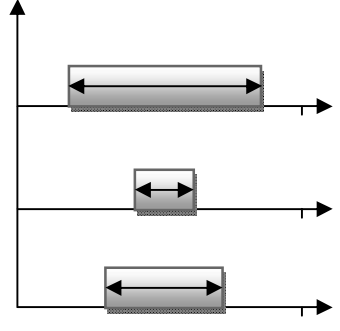
4	$\tau_4 = \frac{1}{V_{dc}} \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_\beta \right)$ $\tau_5 = \frac{1}{V_{dc}} (-\sqrt{2} \cdot V_\beta)$ $\tau_0 = \tau_m - \tau_4 - \tau_5$	$D_a = \frac{\tau_0}{2}$ $D_b = \tau_4 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_c = \tau_4 + \tau_5 + \frac{\tau_0}{2}$	
5	$\tau_5 = \frac{1}{V_{dc}} \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_\beta \right)$ $\tau_6 = \frac{1}{V_{dc}} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_\beta \right)$ $\tau_0 = \tau_m - \tau_5 - \tau_6$	$D_a = \tau_6 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_b = \frac{\tau_0}{2}$ $D_c = \tau_5 + \tau_6 + \frac{\tau_0}{2}$	
6	$\tau_6 = \frac{1}{V_{dc}} (-\sqrt{2} \cdot V_\beta)$ $\tau_1 = \frac{1}{V_{dc}} \left(\sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_\beta \right)$ $\tau_0 = \tau_m - \tau_6 - \tau_1$	$D_a = \tau_6 + \tau_1 + \frac{\tau_0}{2}$ $D_b = \frac{\tau_0}{2}$ $D_c = \tau_6 + \frac{\tau_0}{2}$	

Tableau III.2 Elaboration des séquences de commande

III.6.AVANTAGES DE LA MLI VECTORIELLE

Les avantages de la MLI vectorielle vis-à-vis la MLI sinusoïdale sont comme suit [23], [24], [25] :

- o La MLI vectorielle offre comme principal avantage de minimiser les harmoniques de tension et d'augmenter le rendement de l'onduleur de 15% par rapport à la MLI sinusoïdale.
- o L'amplitude de la tension composée peut atteindre la valeur V_{dc} . Donc, une utilisation maximale de la tension d'entrée est possible dans la zone de fonctionnement linéaire.

- o Seulement un vecteur tension de référence est commandé pour générer trois ondes sinusoïdales.
- o L'implantation de la MLI vectorielle en temps réel est plus facile.
- o La flexibilité de sélectionner les états inactifs (état 0) et leurs distributions sur une période d'échantillonnage nous donnent deux degrés de liberté.
- o Comme le vecteur tension de référence est une quantité à deux dimensions (V_α et V_β), il est faisable d'implanter la MLI vectorielle avec les techniques de commande vectorielle avancées des machines à courant alternatif.

III.7. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce troisième chapitre la modulation vectorielle de l'onduleur de tension triphasé.

En choisir la M.L.I vectorielle comme stratégie de commande à cause de ses performances vis-à-vis la M.L.I sinusoïdale.

Le chapitre suivant sera consacré au développement de cet algorithme et à la simulation, dans le but de faire une étude comparative entre la commande en M.L.I vectorielle et M.L.I sinusoïdale.

Chapitre IV

PROGRAMMATION ET SIMULATION

IV.1. INTRODUCTION

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques représentent les tension ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de largeur d'imputions (M.L.I) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs.

Dans la majorité des cas, l'onde idéale est sinusoïdale. La M.L.I permet de se rapprocher du signal désiré. Cependant, Cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde M.L.I entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes Foucault). Elles génèrent dans les machines tournantes des oscillations de couple; des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques. Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système. Il faut donc minimiser ces harmoniques.

Donc, les deux catégories de M.L.I qu'on été développées sont:

- La modulation sinus- triangle.
- La modulation vectorielle.

On était faite un couplage des deux catégories de M.L.I avec un MAS

IV.2. ONDULEUR COMMANDE PAR MLI SINUSOÏDAL

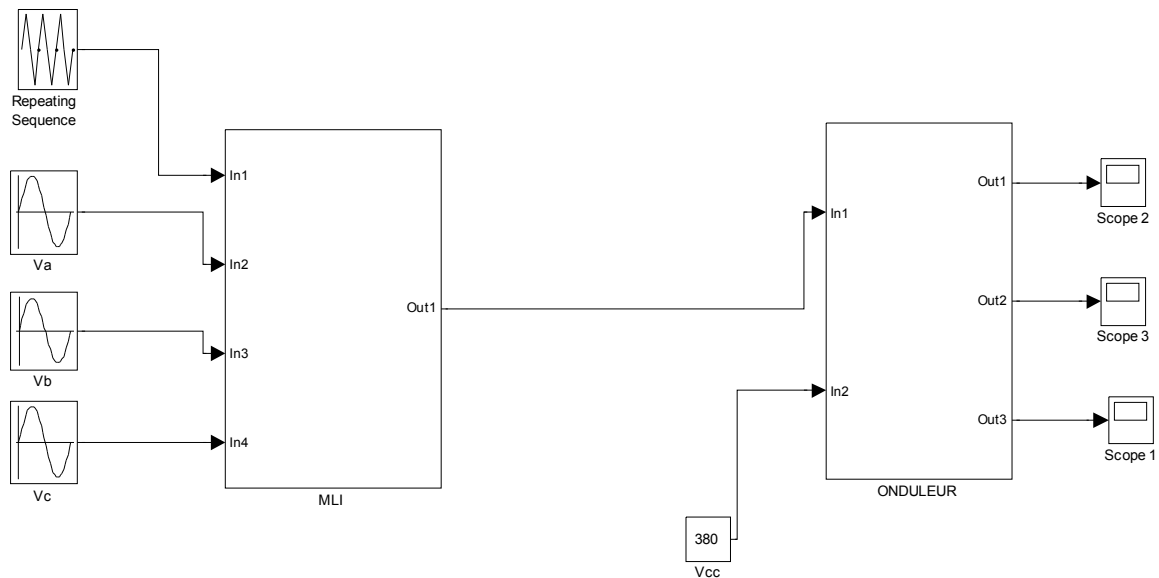
Les 3 impulsions de commande contiennent $m=48$ créneaux, ces 3 impulsions de commande sont décalées entre elles de un tiers de période ($2\pi/3$).

Les tensions V_{an} , V_{bn} et V_{cn} à la sortie de l'onduleur commandé par MLI sinusoïdale ressemble aux tensions à la sortie de l'onduleur commandé par MLI vectorielle et forment aussi un système triphasé équilibré et elles sont décalées entre elles de un tiers de période.

- Le régime transitoire du moteur est un peu plus long supérieur à celle obtenu par MLI vectorielle.
- La valeur de distorsion totale des harmoniques est :
 $THD(MLI \text{ sinusoïdale}) = 08.23\% > THD \text{ MLI}(\text{vectorielle}) = 5.18\%$

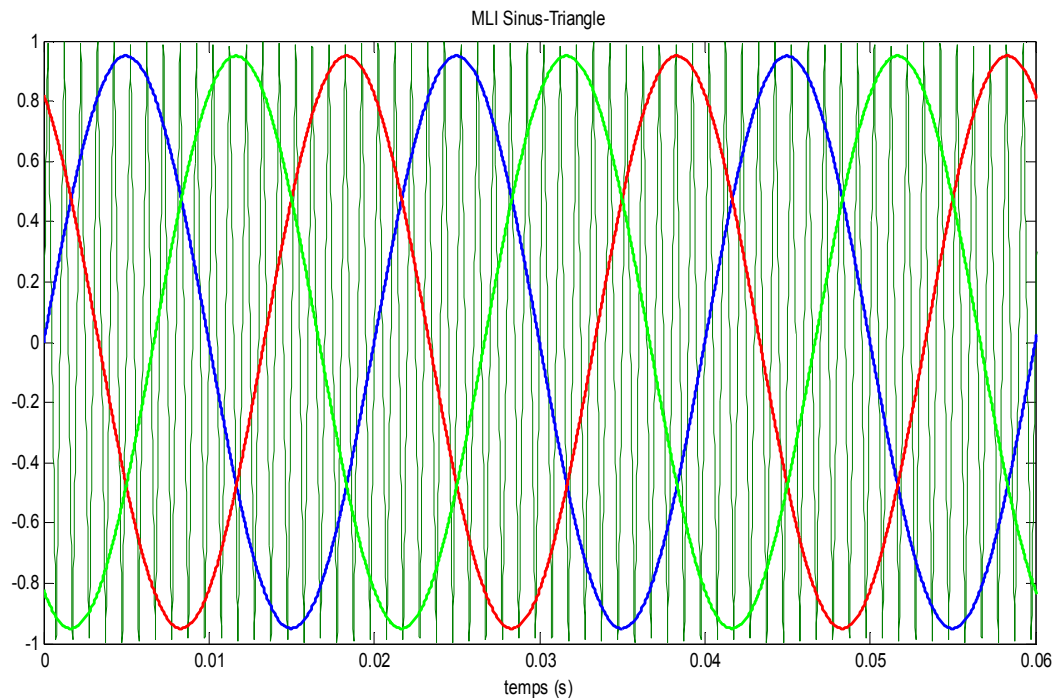
On remarque que le temps de réponse du couple est meilleur pour la MLI vectorielle.

IV.2.1. Résultats de simulation



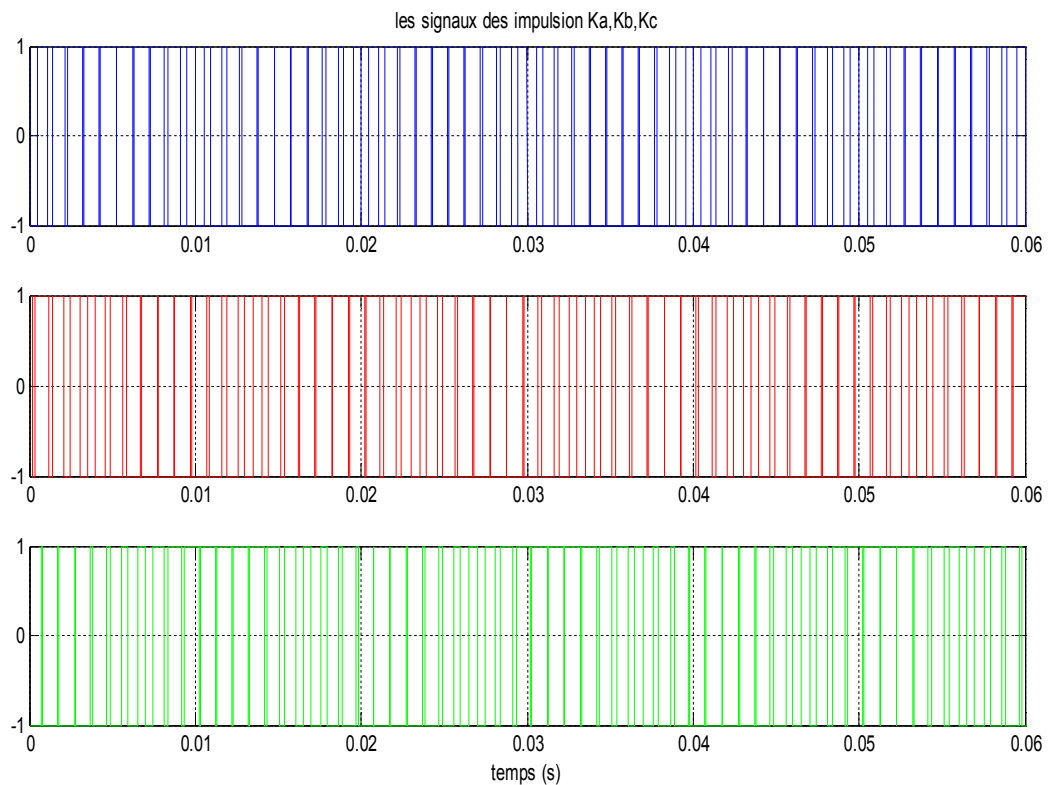
Figure(IV.1): Schéma bloc onduleur MLI sinusoïdal

a-Schéma représentative de la M.L.I Sinusoïdal



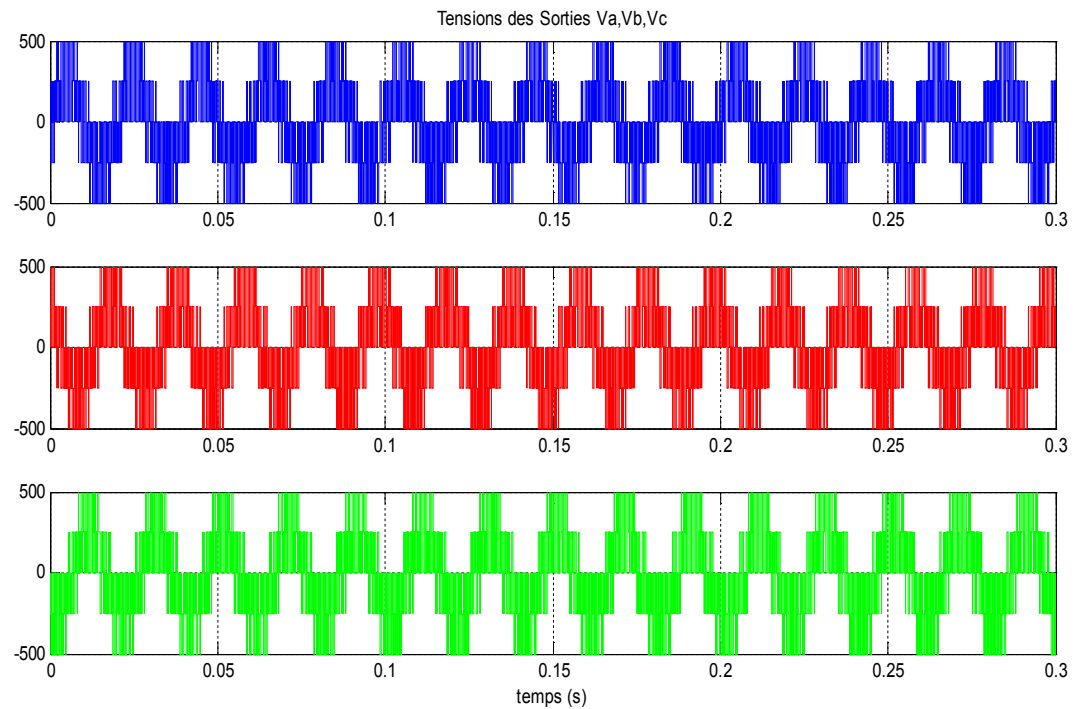
Figure(IV.2): Schéma représentative de la M.L.I Sinusoïdal

b- Les signaux des impulsions Ka, Kb, Kc de l'onduleur



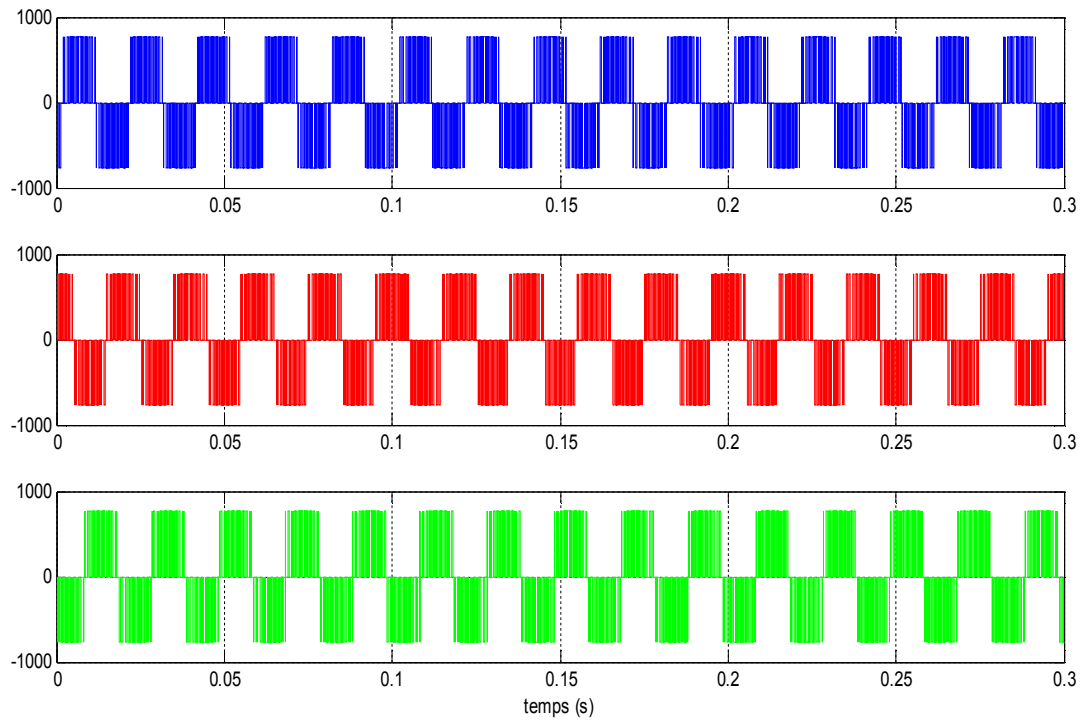
Figure(IV.3): Les signaux des impulsions Ka, Kb, Kc de l'onduleur

c-tensions simples V_A , V_B et V_C à la sortie de l'onduleur



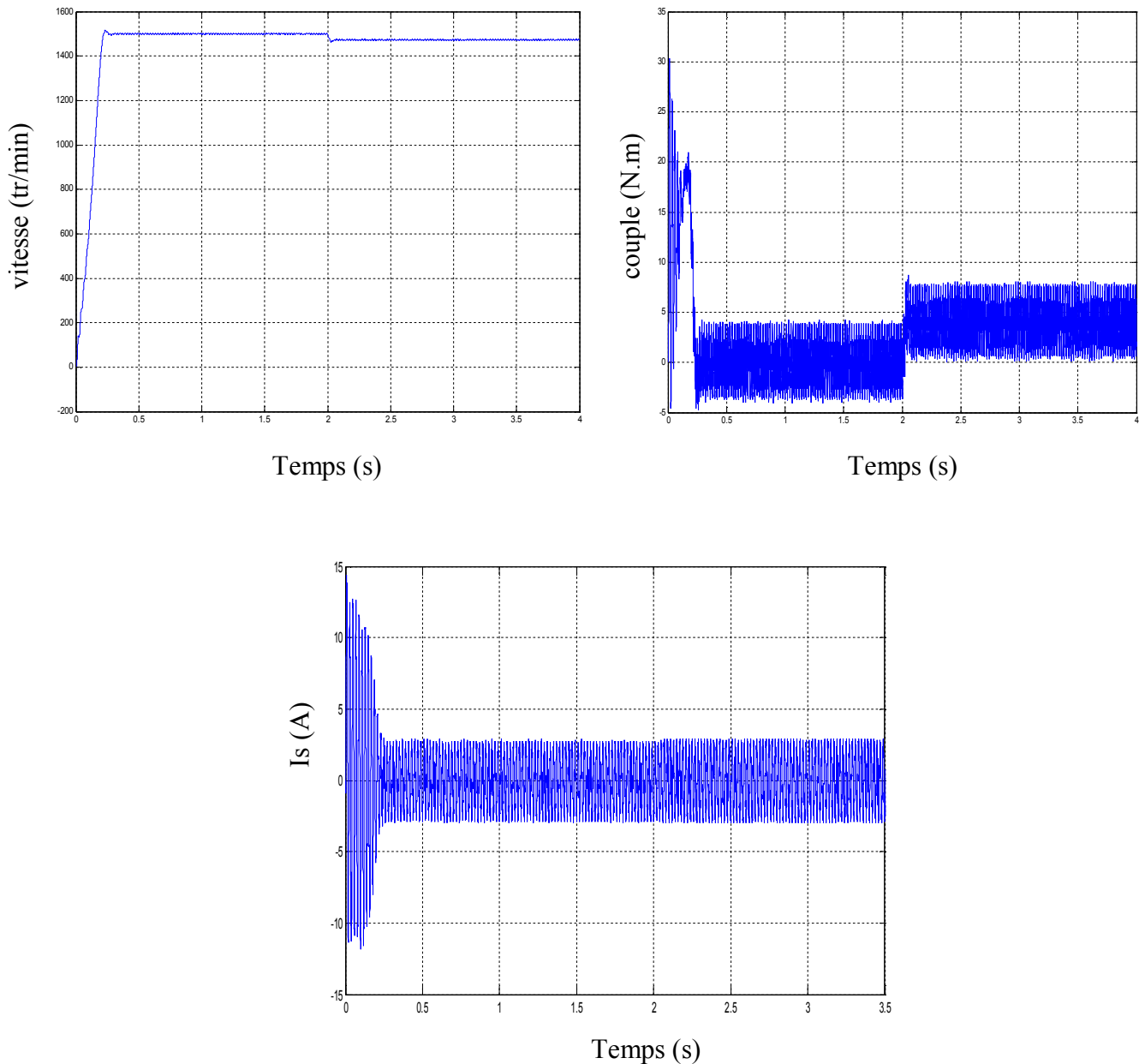
Figure(IV.4): tensions simples V_A , V_B et V_C à la sortie de l'onduleur

d- Les tensions composées U_{AB} , U_{BC} et U_{CA} à la sortie de l'onduleur



Figure(IV.5): Les tensions composées U_{AB} , U_{BC} et U_{CA} à la sortie de l'onduleur

IV.3. MAS ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR DE TENSION A MLI SINUSOIDAL



figure(IV.6): MAS alimentée par un onduleur à MLI Sinusoidal

IV.4.INTERPRETATION DES COURBES

- Les six impulsions de commande sont décalés entre elles de $(\pi/3)$.
- Les tensions V_{AN} , V_{BN} et V_{CN} à la sortie de l'onduleur commandé par M.L.I sinusoïdale forment un système triphasé équilibré et elles sont décalés entre elles de un tiers de période.
- La valeur de distorsion totale des harmoniques est THD (M.L.I sinusoïdale) = **8.23%**

IV.5. M.L.I. VECTORIELLE

On Remarque que :

- Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs (de 1 à 6) pendant chaque période.
 - Les rapports cycliques des trois interrupteurs supérieurs sont décalés entre eux de un tiers de période.
 - Les 3 impulsions de commande contient $m = \frac{f_m}{f}$ créneaux, ces 3 impulsions de commande sont décalés entre elles de un tiers de période.
 - Les tensions Van, Vbn et Vcn à la sortie de l'onduleur forment aussi un système triphasé équilibré et elles sont décalés entre elles de un tiers de période.
 - Les courants statoriques des trois phases forment aussi un système triphasé équilibré et elles sont décalés entre elles de un tiers de période.
- Avec une valeur fixe de coefficient de réglage $r = 0.866$ et variation de l'indice de modulation $m = \frac{f_m}{f}$ on obtient
 - Le signal du courant de phase statorique A est Presque sinusoïdale.
 - pour les faibles Valeurs de m leur allure n'est pas parfaitement sinusoïdale, mais avec augmentation de m, on commence à avoir un signal plus proche du signal sinusoïdale.

Le meilleur résultat obtenu avec $m = 48$, où le signal du courant contient moins d'harmoniques, et la valeur de distorsion totale des harmoniques est $THD\% = 5.18\%$.

Après l'augmentation de m où delà de $m = \frac{f_m}{f} = 48$ l'onde du courant commence à devenir

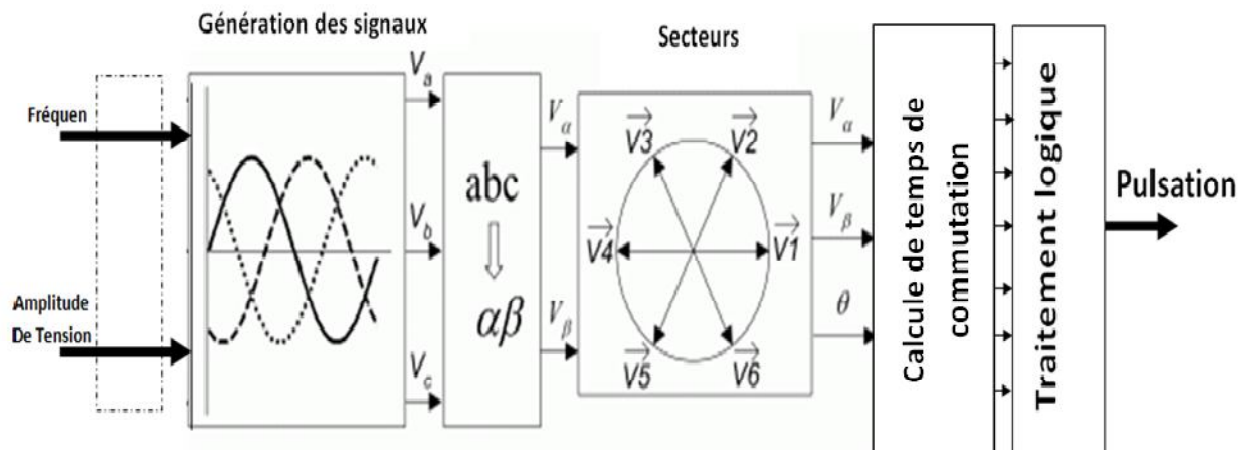
Rés polluer.

Avec une valeur fixe de $m = \frac{f_m}{f} = 48$ et variation de coefficient de réglage r on remarque que

- Pour les valeurs de coefficient de réglage r supérieur à $r = 0.866$ on remarque l'augmentation de la distorsion totale des harmoniques THD par rapport au $THD_{(0.866)}$
- Pour les valeurs du coefficient de réglage r inférieur à $r = 0.866$ on remarque l'augmentation de la distorsion totale des harmoniques THD par rapport au $THD_{(0.866)}$ et l'augmentation de l'intervalle (temps) du régime transitoire du moteur.

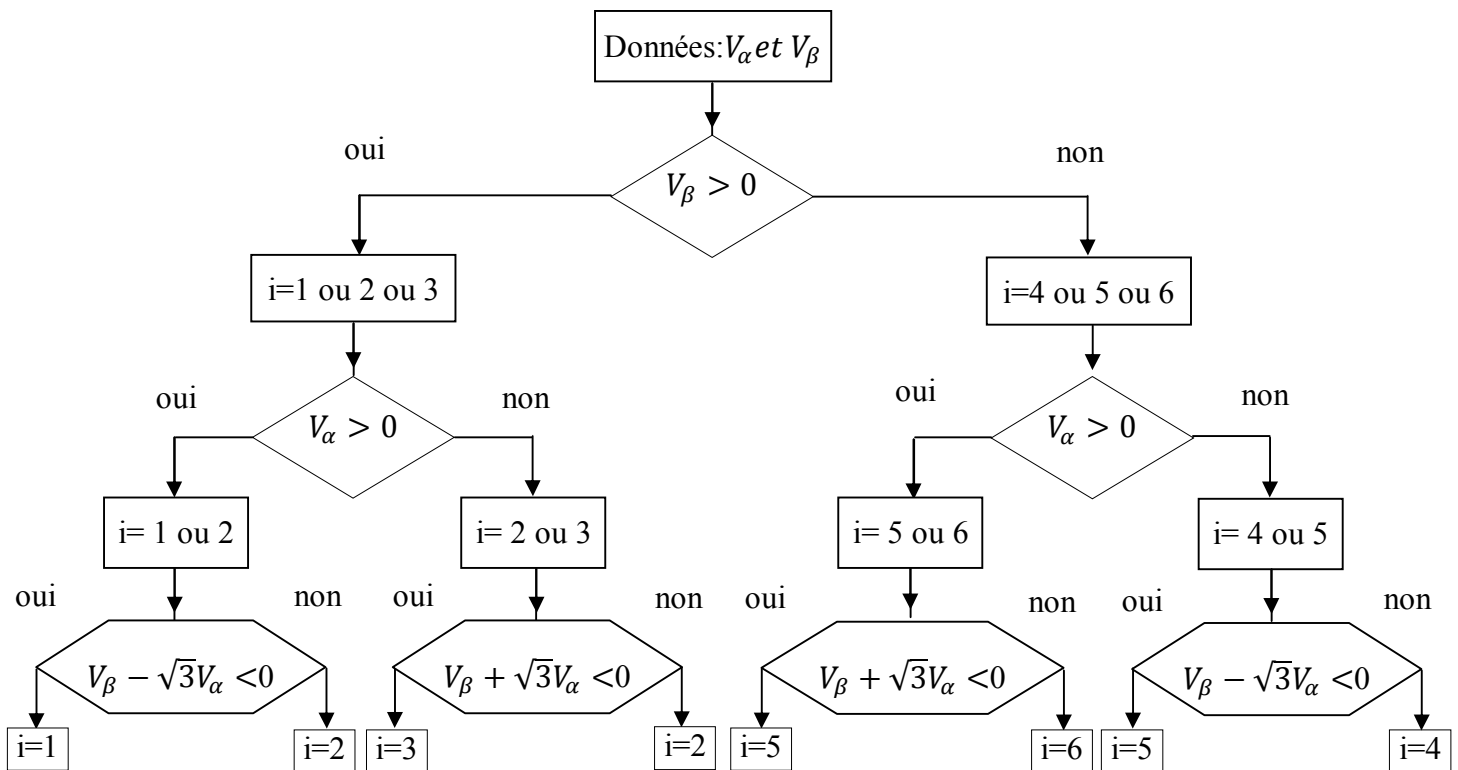
Cette modulation est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'onde arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Elle sera étudiée sur un onduleur triphasé.

Pour ces raisons, nous avons développé un algorithme, qui sera ultérieurement un programme en « Matlab ». Les différentes étapes sont représentées dans le schéma suivant :



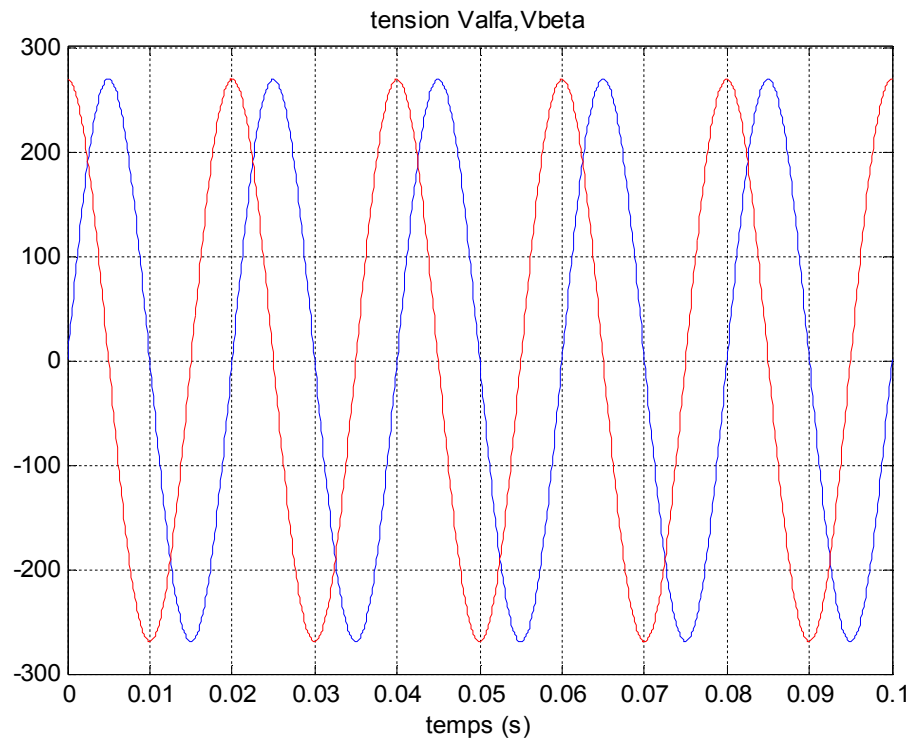
Figure(IV.7): Schéma bloc onduleur M.L.I. Vectorielle

L'algorithme pour déterminer i est décrit ci-dessous [21] :



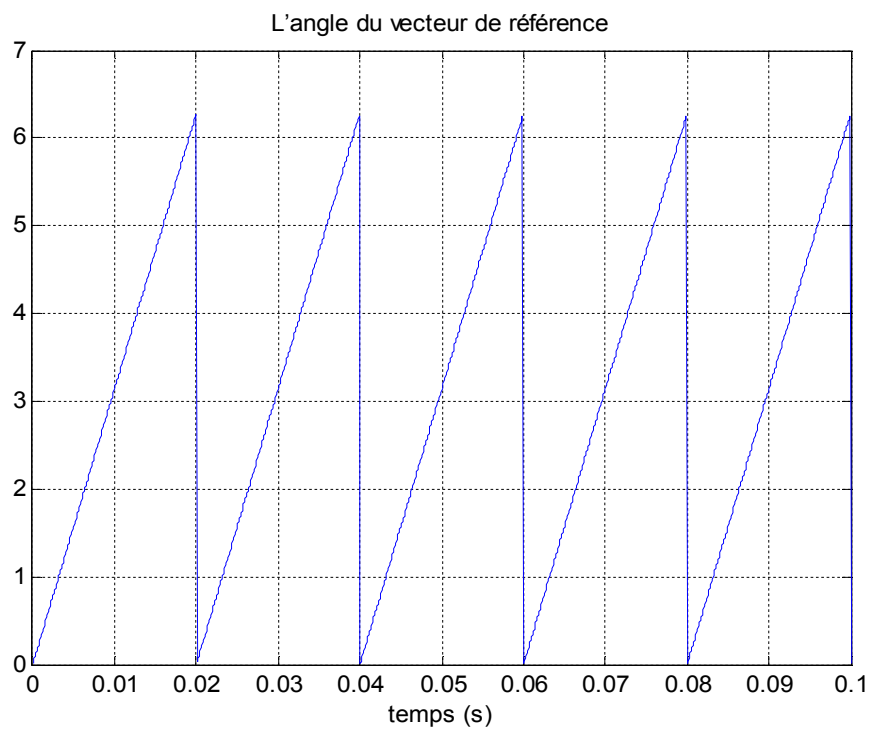
IV -5-1 Résultats de Programmation

a-Tension Valfa , Vbeta



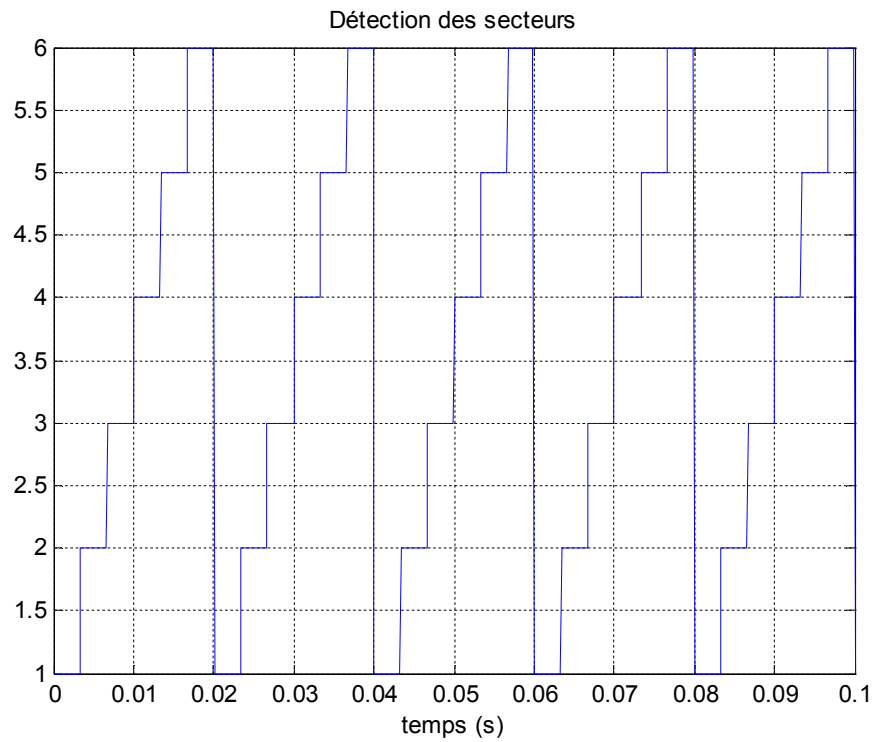
Figure(IV.8): Tension Valfa , Vbeta

b-L'angle du vecteur de référence



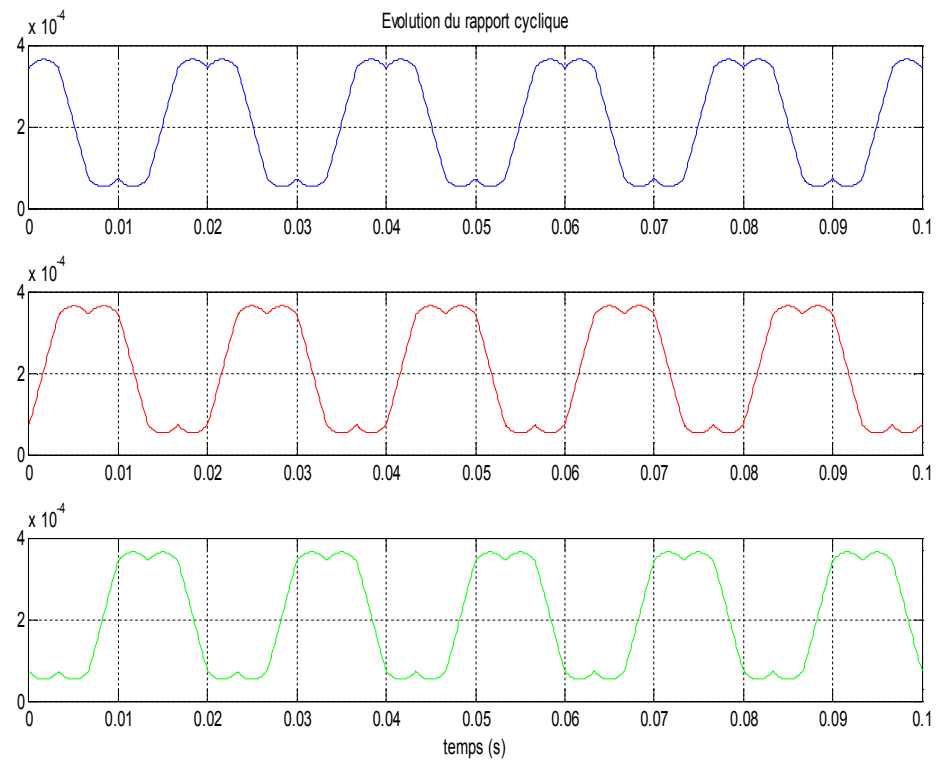
Figure(IV.9): L'angle du vecteur de référence

c- Détection des secteurs



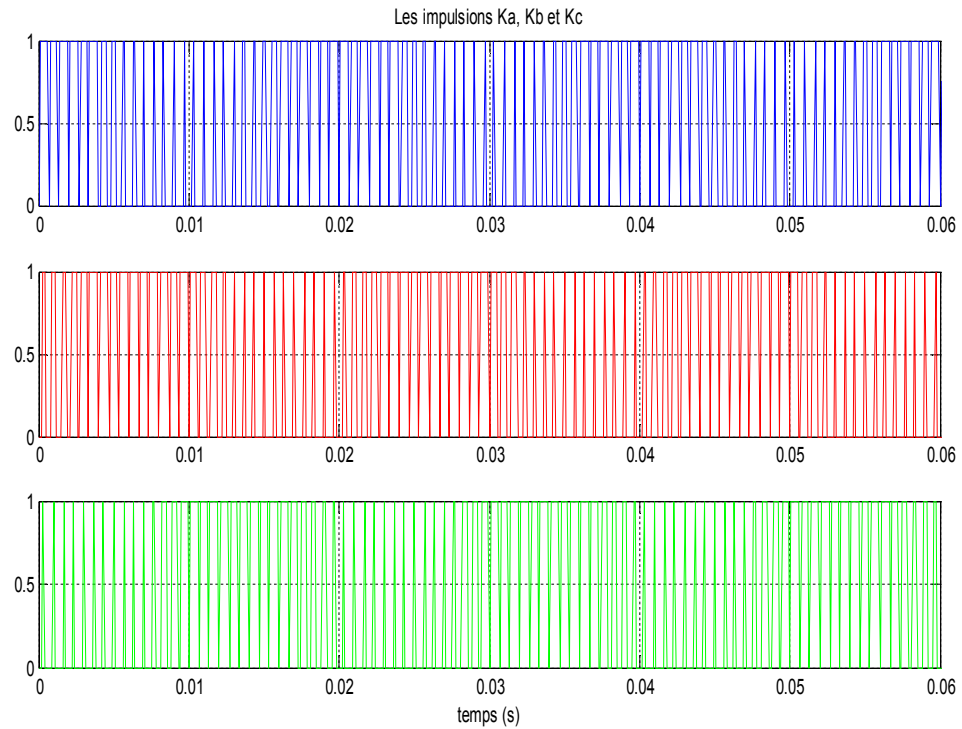
Figure(IV.10): Détection des secteurs

d-La variation de largeur d'impulsion des trois interrupteurs supérieurs



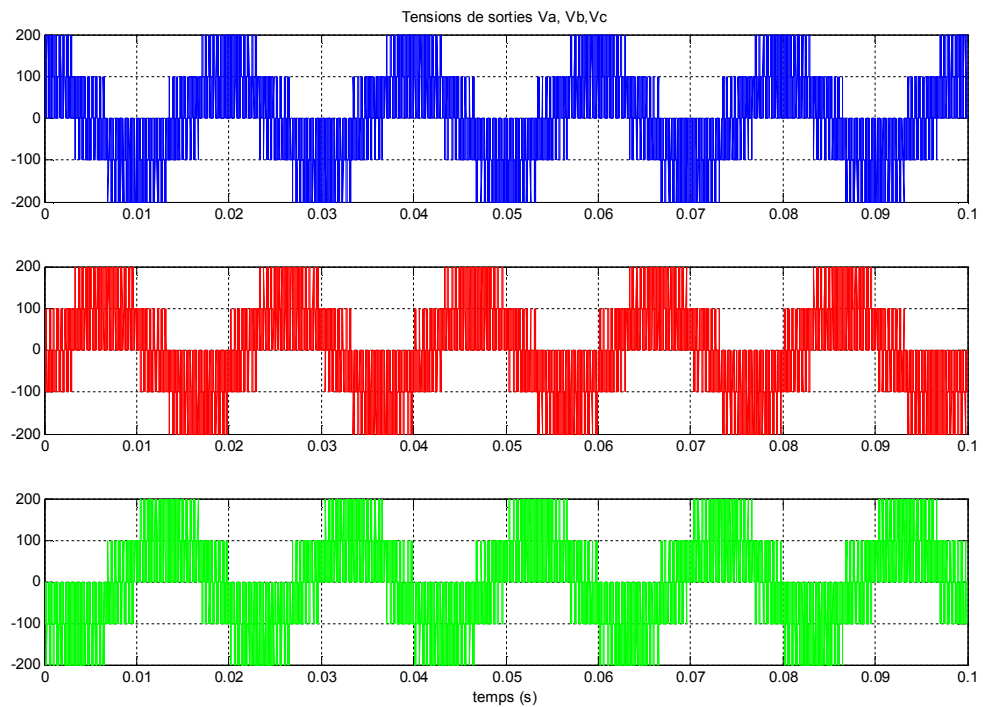
Figure(IV.11): La variation de largeur d'impulsion des trois interrupteurs supérieurs

e- Les impulsions Ka, Kb et Kc des trois interrupteurs supérieurs de l'onduleur



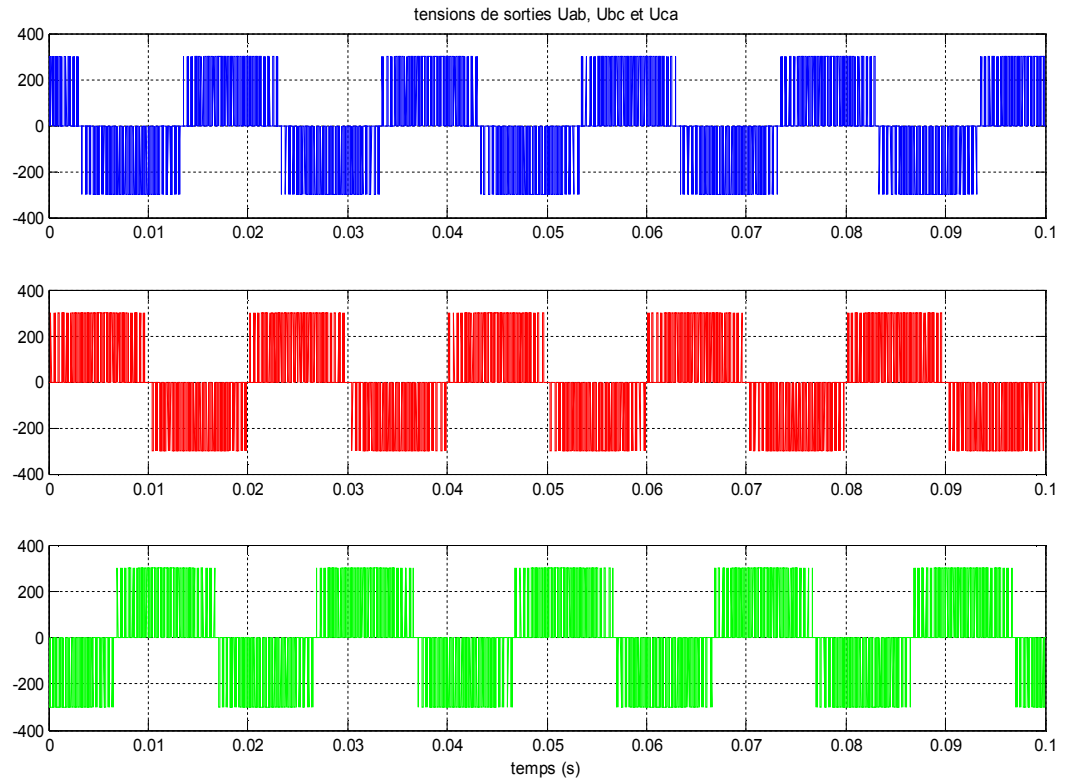
Figure(IV.12): Les impulsions Ka, Kb et Kc des trois interrupteurs

f- Les tensions simples V_A , V_B , V_C à la sortie de l'onduleur



Figure(IV.13): Les tensions simples V_A , V_B , V_C à la sortie de l'onduleur

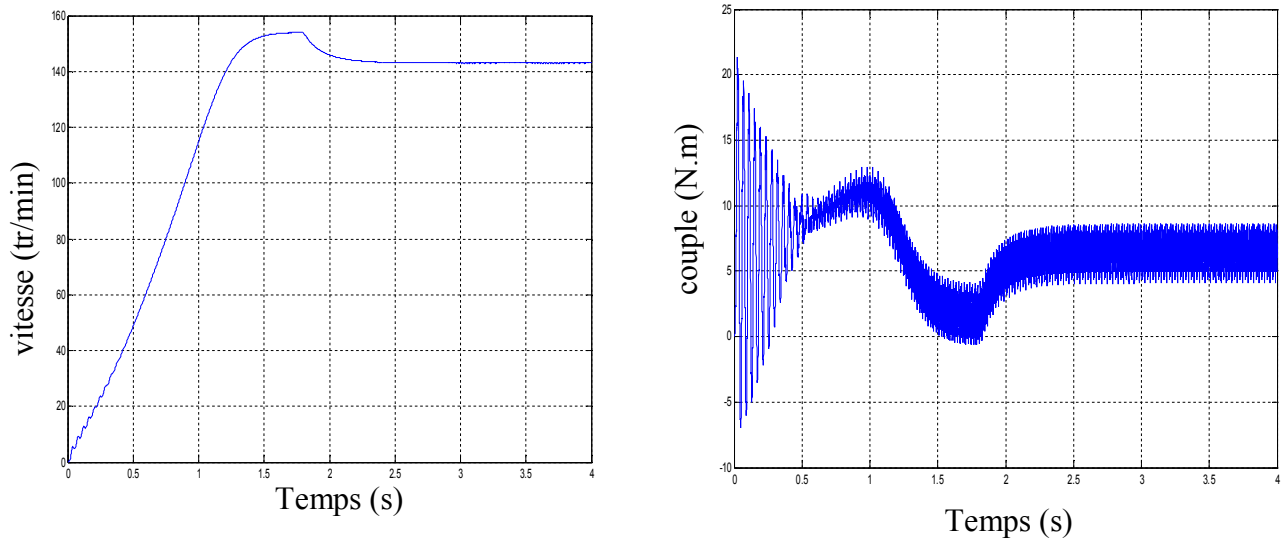
g- Les tensions composées U_{AB} , U_{BC} et U_{CA} à la sortie de l'onduleur



Figure(IV.14): Les tensions composées U_{AB} , U_{BC} et U_{CA} à la sortie de l'onduleur

IV.6. MAS ALIMENTEE PAR UN ONDULEUR DE TENSION A MLI VECTORIELLE

Nous visualisons la vitesse mécanique, le couple électromagnétique, le courant statorique, la tension aux bornes de la machine, la séquence de commande d'un bras de l'onduleur ainsi que la tension et le courant d'entrée de l'onduleur. Les résultats de simulation sont représentés par la **figure (IV.11)**



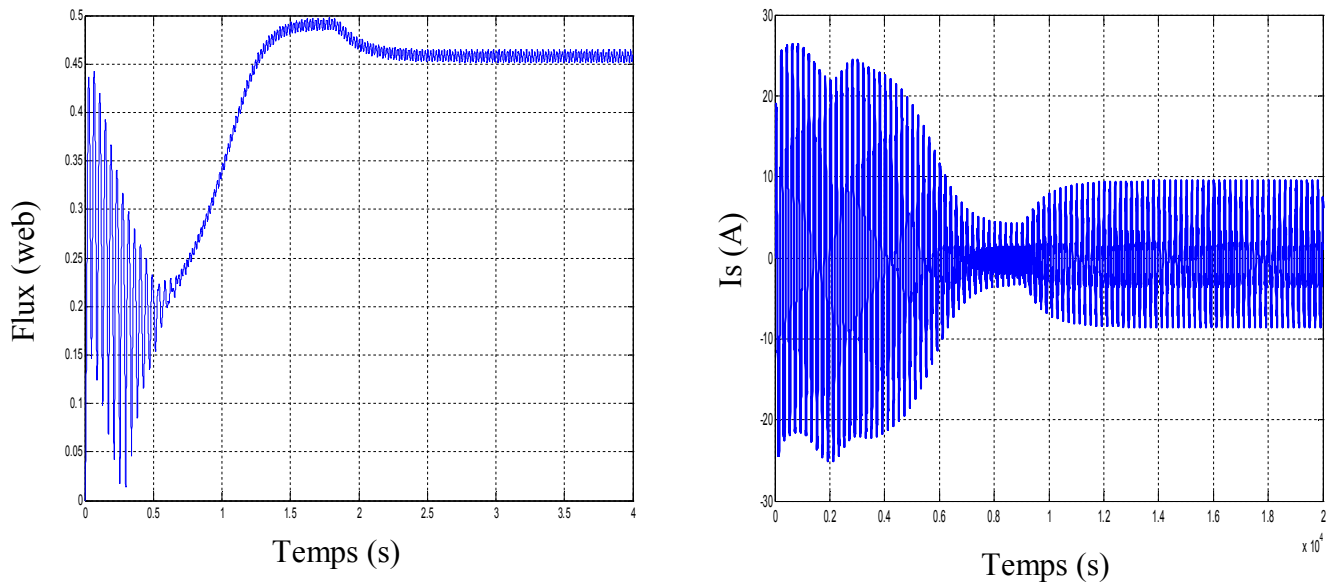


Figure (IV.15):Formes d'ondes pour une MAS alimentée par un onduleur à MLI Vectorielle

IV.7. INTERPRETATION DES COURBES

Pour le principe de M.L.I vectorielle,

- La trajectoire du vecteur tension de référence est bien un cercle qui tourne autour de l'origine.
- La détection des secteurs se fait un par un et on voit la variation de largeur d'impulsion.
- La forme de la tension simple est peu différente de celle de la M.L.I sinusoïdale,
- Seulement que le spectre d'harmoniques est meilleur que celui de la M.L.I sinusoïdale pour une fréquence d'échantillonnage égale à 2.4 kHz.
- La valeur de distorsion totale des harmoniques est :

$$\text{THD (M.L.I vectorielle)} = 5.18 \% < \text{THD (M.L.I sinusoïdale)} = 8.23\%$$

IV.8.CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce quatrième chapitre la modélisation et les stratégies de commande de l'onduleur de tension.

Nous avons détaillé les deux fameuses techniques de commande, à savoir la modulation Vectorielle et la MLI sinusoïdale. Une étude détaillée des deux techniques nous a permis de les comparer et de choisir la MLI Vectorielle comme stratégie de commande à cause de ses performances vis-à-vis la MLI sinusoïdale.

Les résultats de simulation de l'association Machine Asynchrone – Onduleur de tension ont montré la validité du modèle développé.

CONCLUSION GENERAL

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire, nous a permis de faire une comparaison des différentes techniques de commande de l'onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone à cage

L'allure du courant à la sortie de l'onduleur commandé en pleine onde n'est pas parfaitement sinusoïdale, le courant contient des harmoniques impaires.

L'onduleur commandé par MLI vectorielle nous a donné un courant presque sinusoïdal, contient moins d'harmoniques ($THD=5.18\%$ pour $m=48$ et $r=0.866$) et la tension composée à la sortie de l'onduleur peut aller jusqu'à la valeur de la tension continue U avec l'indice de modulation qui varie de 0 à 0.866. Avec cette méthode de commande, on obtient une meilleure réponse dynamique du moteur.

Le signal du courant à la sortie de l'onduleur commandé par MLI sinusoïdale est plus riche en harmoniques par rapport à la commande précédente $THD=8.23\%$, le régime transitoire du moteur est un peu plus long que celui de l'MLI vectorielle. L'indice de modulation qui varie de 0 à 0.866. Avec cette méthode de commande, on obtient une meilleure réponse dynamique du moteur.

Le signal du courant à la sortie de l'onduleur commandé par MLI sinusoïdale est plus riche en harmoniques par rapport à la commande précédente, et le régime transitoire du moteur est un peu plus long que celui de l'MLI vectorielle, l'indice de modulation varie de 0 à 1 et la réponse dynamique du moteur est plus longue.

On peut dire que la meilleure technique de commande est celle de l'MLI vectorielle. Elle donne moins de distorsion harmonique du courant à la sortie de l'onduleur et peut être utilisée s'intègre de façon naturelle dans le système de régulation, surtout si on adapte la commande vectorielle du moteur.

Ce travail, nous a permis d'une part de connaître les principes de base pour l'étude et la simulation de n'importe quel système électro-énergétique complexe, et d'autre part, il a servi à enrichir notre modeste connaissance sur la technique de programmation, la modélisation d'un système et les techniques de commande d'alimentation de la machine asynchrone à cage.

Concernant les futures travaux, il est recommandé de considérer les aspects suivants

- Réaliser l'onduleur de tension commandé par la technique MLI vectorielle, en implantant cet algorithme dans un DSP ou un microcontrôleur.
- Etudier les onduleurs multiniveaux qui nous permettent de contourner le problème lié à la limite maximale de la tension de blocage des principes semi-conducteur de puissance.

Elle assurent une alimentation avec des tensions élevées des actionneurs électrique moyen et forte puissance. Avec cette méthode on obtient un spectre de courant et de tension d'une meilleur qualité.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] R .Abdessemed, K. kadjoudj «Modélisation des machines électriques, » Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [2] Jean-Pierre Caron, “Modélisation et commande de la machine asynchrone“, vol. 7, TECHNIP, coll. « Méthodes et pratiques », 1995.
- [3] J-P Caron, J-P.Hautier « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone. »Edition TECHIP, paris 1995
- [4] M.Pinard « Commande électronique des moteurs électriques »Edition Dunod, Paris, 2004.
- [5] D.Hadiouche,« Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure », Thèse de doctorat, Université Nancy-I, Décembre 2001
- [6] H.TAMRABET «Robustesse d'un control vectoriel de structure minimale d'une machine Asynchrone», Thèse de magister de l'Université de Batna, Algérie, 2006
- [7] F.Barret «Régime Transitoire des Machines Tournantes Electriques. » Collection des études de recherches Edition Eyrolles, paris 1982
- [8] EM. Berkouk « Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects ,application aux gradateurs directs et indirects, application aux onduleurs multi niveaux », Thèse de doctorat, CNAM ,1995.
- [9] F.Labrique, G.Seguir, R.Bausiere « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, la conversion continu - alternatif »,Technique et Documentation -Lavoisier ,1995.
- [10] H.RADOUANE H.MOHAMED «Commande vectorielle de machine asynchrone» thèse de fin d'études El Harrach Alger,2007.
- [11] H.Buhler « Réglage de systèmes d'électronique de puissance », Presses polytechniques et universitaires Romandes, Lausanne,1997
- [12] D. Swierczynski, M. Kazmierkowski, F Blaabjerg, " DSP Based Direct Torque Control of à Permanent Magnet synchronous Motor (PMSM) Using Space Vector Modulation (DTC-SVM) ", 0-7803-7369 3/02/\$17.00©2002 IEEE.

- [13] A. Kaddouri " Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents ", Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov 2000.
- [14] T. Hanene " Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone" Mémoire de Magister, Université de Batna 2006.
- [15] S. BALLOUK, B.TACHIA «Variateur de Vitesse numérique d'une Machine Asynchrone à base de la plateforme DSO »Ecole Nationale supérieure de l'Electricité et de mécanique-Casablanca.2011
- [16] F .BRICHANT « *Les onduleurs autonomes. Conception et applications industrielles*». Editions Dunod - Bordas, Paris 1982.
- [17] M .PINARD « Commande électronique des moteurs électriques » / Editions Dunod, Paris 1982.
- [18] C. CHIBANI, F. SACI « Commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur à MLI vectorielle » diplôme d'ingénieur Ecole Nationale Polytechnique,2005
- [19] L. Barazane « Commande vectorielle de la MAS alimentée en courant », Thèse de Magister ENP, 1993
- [20] M.KHALFALLAH, A.EL AFIA, A.SAAD, et J.GHOUILI, "Etude comparative des performances de la modulation sinusoïdale régulière et la modulation vectorielle d'un onduleur à MLI", IEEE Transaction, Mai 2005.
- [21] Z.YU and D.FIGOLI "AC Induction Motor Control using constant V/Hz principle and space vector PWM technique with TMS320C240", Digital Signal Processing Solutions, Texas Instruments Inc., April 1998.
- [22] J.P.LOUIS et C.BERGMANN "Commande numérique : régimes intermédiaires et transitoires", Techniques de l'ingénieur, D 3 643.
- [23] N.PATIN "Onduleur triphasé et MLI vectorielle", Cours de l'ENS de Cachan, non édité, France, Mars 2004.
- [24] M.KHALFALLAH, A.EL AFIA, A.SAAD, et J.GHOUILI "Etude comparative des performances de la modulation sinusoïdale régulière et la modulation vectorielle d'un onduleur à MLI", IEEE Transaction, Mai 2005
- [25] R.PAREKH "VF control of 3-phase Induction Motor using space vector modulation", AN 955, Microchip Technology Inc., 2005.