

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

BADJI MOKHTAR – ANNABA- UNIVERSITY
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR – ANNABA –



جامعة باجي مختار - عنابة-

Faculté des sciences de l'ingénieur
Département d'Electrotechnique

MEMOIRE

Présenté en vue d'obtention du diplôme de MAGISTER

Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone

Option :

Commande Des Machines Electriques

Par :

BERREZZEK FARID

Directeur de mémoire : HOCINE LABAR M.C Université Annaba

DEVANT LE JURY

Président	: DEBBACHE N.E	Prof	Université Annaba
Examineurs :	ABBASSI H. A	Prof	Université Annaba
	BOUNAYA . K	M.C	Université Guelma
	SAAD . S	M.C	Université Annaba
Membre invité :	OMEIRI . A	C.C	Université Annaba

Année 2006

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

- mon père*
- ma mère*
- ma femme*
- ma fille djihene*
- mes frères et sœurs, tout les membres de la famille ainsi que mes amis.*

Farid

Remerciements

Je tiens à remercier :

Mon encadreur Mr : LABAR HOCINE pour son suivi continu ainsi que sa bonne orientation du travail.

Mes remerciements vont également à Mr : A.Omeiri pour ces conseils précieux.

Je remercie également les membres de jury :

Mr :N.E Debbache

Mr: H.A Abassi

Mr: K. Bounaya

Mr: S. Saad

D'avoir acceptés d'honorer par leur présence la soutenance de notre mémoire de magister.

En fin je remercie tous ceux qui m'ont aidés de près ou de loin afin d'achever ce travail en particulier mes collègues du département électrotechnique.

Résumé

L'entraînement à vitesse variable des machines électriques était l'objectif de plusieurs études dans ces dernières années grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statique qui représente le variable cœur de tous système électrique.

L'association des convertisseurs statiques aux machines asynchrone permet de réaliser des ensembles électromécaniques à vitesse variable tout en conservant les avantages bien connus de ce type de moteur, à savoir le faible coût,robustesse et entretien réduit.

Ces variateurs de vitesse doivent être dotés de commande sophistiquées pour atteindre des performances comparable à ceux utilisant des machines à courant continu.

Les onduleurs triphasés sont les plus utilisés dans les industries à cause de leurs faible prix, tres approuvés du coté de la réalisation et facile du coté de la commande électrique.

Ce présent travail est relatif à une étude comparative entre quatre techniques de commande des onduleurs à MLI associés à une machine asynchrone.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée depuis le réseau.

Dans le deuxième chapitre nous présentons les différentes techniques de commande des onduleurs à MLI, avec bien sur une étude bien détaillée des techniques les plus utilisées actuellement à savoir la modulation sinusoïdale triangulaire, l'injection d'un harmonique 3 dans la référence, la modulation calculée ainsi que la modulation vectorielle. Cette étude est consacrée à la conception d'une stratégie de commande qui permet de donner une meilleure forme de la tension de sortie, donc une meilleure qualité spectrale.

Dans le troisième chapitre nous donnons une explication détaillée de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.

Le quatrième chapitre est consacré à la simulation et l'interprétation des techniques citées auparavant. Nous faisons aussi la simulation en boucle ouverte en utilisant la MLI sinusoïdale triangulaire, l'injection d'un harmonique 3 et la MLI vectorielle.

Nous terminons cette étude par la commande vectorielle et cela en utilisant un onduleur à MLI sinusoïdale triangulaire et puis la MLI vectorielle.

A la fin de ce travail nous donnons une conclusion générale qui résume tout les résultats de simulation.

Abstract

The variable speed drive of the electric machines was the object of several studies in the last years thanks to the technological evolution of the static converters. That represents the variable essential of the electric system.

The association of the static converters to the asynchronous machine permits to achieve electromechanical variable-speed while keeping the advantages very known of this type of motor, for example: the low cost, robustness and maintenance reduced.

These variators of speed must be endowed with sophisticated methods to reach some performances comparable to those using direct current machines.

The three –phase inverters are the more used in industries because of their low prices, very simple to realize and easy to control.

This present work is relative to a comparative survey between four control techniques of PWM inverters to an asynchronous machine.

The first chapter is related to the modeling of asynchronous machine supplied from the network.

In the second chapter, different techniques of PWM inverters has been presented with of course a very detailed study of the most techniques currently used as know the sine PWM, the injection of the third harmonic in the reference, the calculated modulation as well as the space vector modulation .this survey is dedicated to the conception of a control strategy that allows to give a better voltage waveform of output, therefore; a better spectral quality.

In the third chapter, we give a detailed explanation of the field oriented control.

the fourth chapter is related to the simulation and the interpretation of the techniques mentioned before,we also make simulation in open loop while using the sine PWM ,the injection of the third harmonic in the reference and the space vector modulation .

We conclude this survey by the vectorial control and this by using an inverters sine PWM and then the space vector modulation.

At the end of this work we give a general conclusion that summary all the results of simulation.

ملخص

إن تغيير سرعات المحركات الكهربائية كان من بين الأهداف الرئيسية في السنوات الأخيرة و هذا راجع للتطور التكنولوجي الذي تشهده المبدلات الساكنة و التي تمثل المكون الرئيسي لأي جهاز كهربائي.

إن استعمال المبدلات الساكنة عند تشغيل المحركات الكهربائية يحقق جهاز متكامل لتغيير السرعات مع الاحتفاظ بمزايا المحرك اللاتزامني . لذلك يجب أن يكون مغير السرعات مزود بطريقة تحكم متطورة حتى يصبح يضاهي مثيلاتها المستعملة في المحركات ذات التيار المستمر. إن موجات التوتر هي الأكثر استعمالا في المجال الصناعي، نظرا لميزاتها المتعددة كالتسرع، الاستعمال و الصيانة.

هذه الدراسة عبارة عن مقارنة بين أربعة تقنيات للتحكم في موجات التوتر. الفصل الأول مخصص لدراسة المحرك اللاتزامني، أما الفصل الثاني فهو مخصص لدراسة مختلف تقنيات التحكم في موجات التوتر.

الفصل الثالث يدرس طريقة التحكم الشعاعي للتدفق الموجه أما الفصل الرابع فهو خاص ببرمجة مختلف تقنيات التحكم في موجات التوتر ثم برمجتها عند تشغيلها مع المحرك اللاتزامني و في الأخير نبرمج طريقة التحكم الشعاعي مع إعطاء خلاصة في كل مرحلة. في نهاية هذه الدراسة نعطي خلاصة عامة مع تحليل كل النتائج المتحصل عليها.

Table des Matières

Introduction générale	01
Chapitre I Modélisation de la machine asynchrone	03
I.1 Description sommaire de la machine asynchrone	03
I.2 Principe de la variation de la vitesse des machines asynchrones.....	03
I.2.1 Schéma équivalent et expression du couple.....	04
I.3 Variation de vitesse de la machine asynchrone.....	05
I.3.1 Réglage par variation du nombre de paire de pôles	05
I.3.2 Réglage par variation de la tension.....	05
I.3.3 Réglage par action sur le glissement.....	05
I.3.4 Réglage par variation de fréquence.....	05
I.4 Mise en équation de la machine asynchrone triphasée.....	06
I.4.1 Hypothèses de simplification.....	07
I.4.2 Equation électrique de la machine asynchrone	07
I.5 Transformation de Park.....	09
I.5.1 Equations électriques	11
I.5.2 Equations magnétiques.....	11
I.5.3 Choix du référentiel	11
I.5.4 Equation de puissance et de couple	13
I.5.5 Equation mécanique	13
I.6 Modèle de la machine asynchrone alimenté en tension lié au champ tournant dans le repère (dq).....	14
Chapitre II Etude des différentes techniques de commande des onduleurs à MLI	16
II.1 Notions sur les onduleurs.....	16
II.2 Classification des onduleurs.....	16
II.2.1 Onduleur non autonome	16
II.2.2 Onduleur autonome.....	16
II.2.2.1 Les onduleurs autonome de tension.....	16
II.2.2.2 Les onduleur autonome de courant.....	16
II.2.3 Les onduleurs à résonance.....	17
II.3 Types d'onduleurs autonome de tension.....	17
II.3.1 Les onduleurs monophasés.....	17
II.3.2 Les onduleurs triphasés.....	18
II.4 Les onduleurs multi niveaux	19
II.5 Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé.....	20
II.6 Types de commandes	20
II.7 Principe de la commande en MLI des onduleurs triphasés.....	22
II.8 La modulation de largeur d'impulsion	22
II.8.1 Principe de la modulation de largeur d'impulsion.....	22
II.8.2 Caractéristiques de la modulation de largeur d'impulsion.....	23
II.8.4 Types de modulation	24
II.8.4.1 Modulation naturelle.....	24
II.8.4.2 Modulation régulière	24
II.9 Technique de production d'onde MLI	25
II.9.1 Technique analogique :.....	25
II.9.2 Technique numérique	25
II.9.3 Technique hybride	25
II.10 Différentes techniques de modulation de largeurs d'impulsion	26
II.10.1 La modulation linéaire multiples (UPWM)	26
II.10.2 La modulation sinusoïdale (SPWM).....	27
II.10.3 La modulation sinusoïdale partielle (ou modifié) (MSPWM).....	27
II.10.4 La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle	28
II.10.5 L'injection d'un harmonique 3 dans la référence.....	29
II.10.6 La modulation calculée.....	29

II.10.6.1	Analyse spectrale.....	29
II.11	La modulation vectorielle	31
II.11.1	Principe de la MLI vectorielle	31
II.11.2	La transformation de clarcke	32
II.11.3	Les configurations possibles	32
II.11.4	Définition de vecteur tension de contrôle désiré (vecteur de référence).....	34
II.12	Principaux avantages du MLI	37
II.13	Modélisation de l'onduleur de tension triphasé	37
II.13.1	Modèle de commande	37
II.13.2	Calcul des tensions des noeuds	38
II.13.3	Calcul des tensions simples	38
II.13.4	Calcul des tensions composées	38
II.14	La qualité du signal	38
 Chapitre III la commande vectorielle à flux rotorique orienté.....		40
III.1	Principe du contrôle vectorielle à flux orienté	40
III.2	Choix de référentiel.....	40
III.3	Contrôle vectorielle directe et indirect	41
III.3.1	Contrôle vectorielle direct.....	41
III.3.2	Contrôle vectorielle indirect.. ..	41
III.4	Expression générales de la commande	42
III.5	Découplage entrée sortie	43
III.6	Bloc de defluxage	44
III.7	Calcul de régulateurs	45
III.7.1	Introduction	45
III.7.2	Régulateur de vitesse	45
III.7.3	Régulateur de courant ids.....	46
III.7.4	Régulateur de courant iqs.....	48
 Chapitre IV Simulation et Interprétations des résultats.....		50
IV.1	Simulation des différentes techniques de commande des onduleurs à MLI.....	50
IV.1.1	Simulation de la technique « modulation sinusoïdale triangulaire ».....	50
IV.1.1.1	Interprétation des résultats.....	50
IV.1.1.2	Conclusion.....	50
IV.1.2	Simulation de la technique « injection d'un harmonique 3 dans la référence ».....	56
IV.1.2.1	Interprétation des résultats.....	56
IV.1.2.2	Conclusion.....	56
IV.1.3	Simulation de la technique « modulation vectorielle ».....	62
IV.1.3.1	Interprétation des résultats.....	62
IV.1.3.2	Conclusion.....	62
IV.1.4	Simulation de la technique « modulation calculée ».....	68
IV.1.4.1	Interprétation des résultats.....	68
IV.1.4.2	Conclusion.....	68
IV.2	Simulation de l'alimentation directe de la machine asynchrone	71
IV.2.1	Conclusion sur le démarrage direct de la machine asynchrone.....	71
IV.3	Simulation de l'association onduleur à MLI Sinusoïdale triangulaire- machine.....	74
IV.4	Simulation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	88
IV.4.1	Interprétation des résultats.....	88
IV.4.2	Conclusion.....	88
 Conclusion générale		94
Annexe 1.....		95
Annexe 2.....		96
 Bibliographie		

Conclusion générale

Chapitre -I-

**MODELISATION DE
LA MACHINE
ASYNCHRONE**

Chapitre -II-

Etude des **différentes** **Technique de** **Commande des** **Onduleurs à MLI**

Chapitre -III-

La Commande

Vectorielle à flux

Rotorique orienté

Chapitre -IV-

Simulation et
Interprétations
des resultats

LISTE DES SYMBOLES

1. Machine asynchrone

a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Axes de référentiel de Park.
$[P(\mathcal{G})]$	Matrice de Park.
$\alpha(rad)$	Angle entre le stator et le rotor.
N_r	Inductance de fuites totalisée au rotor
g	glissement
N	Inductance de fuite totalisée au rotor et ramené au stator

Grandeurs électriques et magnétiques au stator

$V_s(V)$	Tension statorique.
$V_{sabc}(V)$	Tension statorique phase a, b ou c.
$V_{sdq}(V)$	Tension statorique sur l'axe d ou q.
$I_s(A)$	Courant statorique.
$i_{sabc}(A)$	Courant statorique phase a, b ou c.
$i_{sdq}(A)$	Courant statorique sur l'axe d ou q.
$R_s(\Omega)$	Résistance statorique par phase.
$l_s(H)$	Inductance propre statorique par phase.
$M_s(H)$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
$L_s(H) = l_s - M_s$	Inductance statorique par phase.
$\varphi_{sabc}(Wb)$	Flux statorique phase a, b ou c.
$\varphi_{sdq}(Wb)$	Flux statorique sur l'axe d ou q.

Grandeurs électriques et magnétiques au rotor

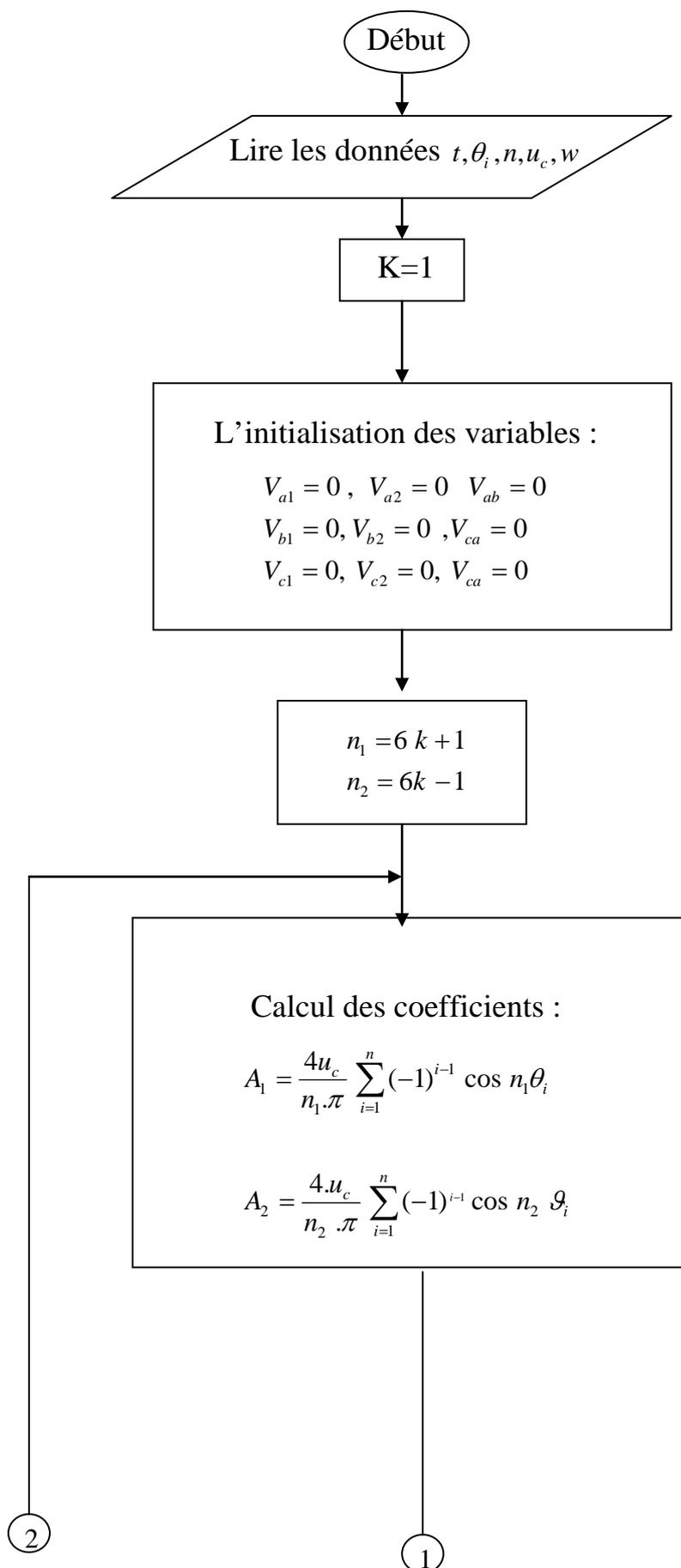
$V_r(V)$	Tension rotorique.
$V_{rabc}(V)$	Tension rotorique phase a, b ou c.
$V_{rdq}(V)$	Tension rotorique sur l'axe d ou q.
$I_r(A)$	Courant rotorique.
$i_{rabc}(A)$	Courant rotorique phase a, b ou c.
$i_{rdq}(A)$	Courant rotorique sur l'axe d ou q.
$R_r(\Omega)$	Résistance rotorique par phase.
$l_r(H)$	Inductance propre rotorique par phase.
$M_r(H)$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
$L_r(H) = l_r - M_r$	Inductance rotorique par phase.
$\varphi_{rdq}(Wb)$	Flux rotorique sur l'axe d ou q.
$M = (3/2).L_m(H)$	Inductance mutuelle entre le stator et le rotor.
$L_m(H)$	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor, il est obtenu lorsque les axes sont aligné

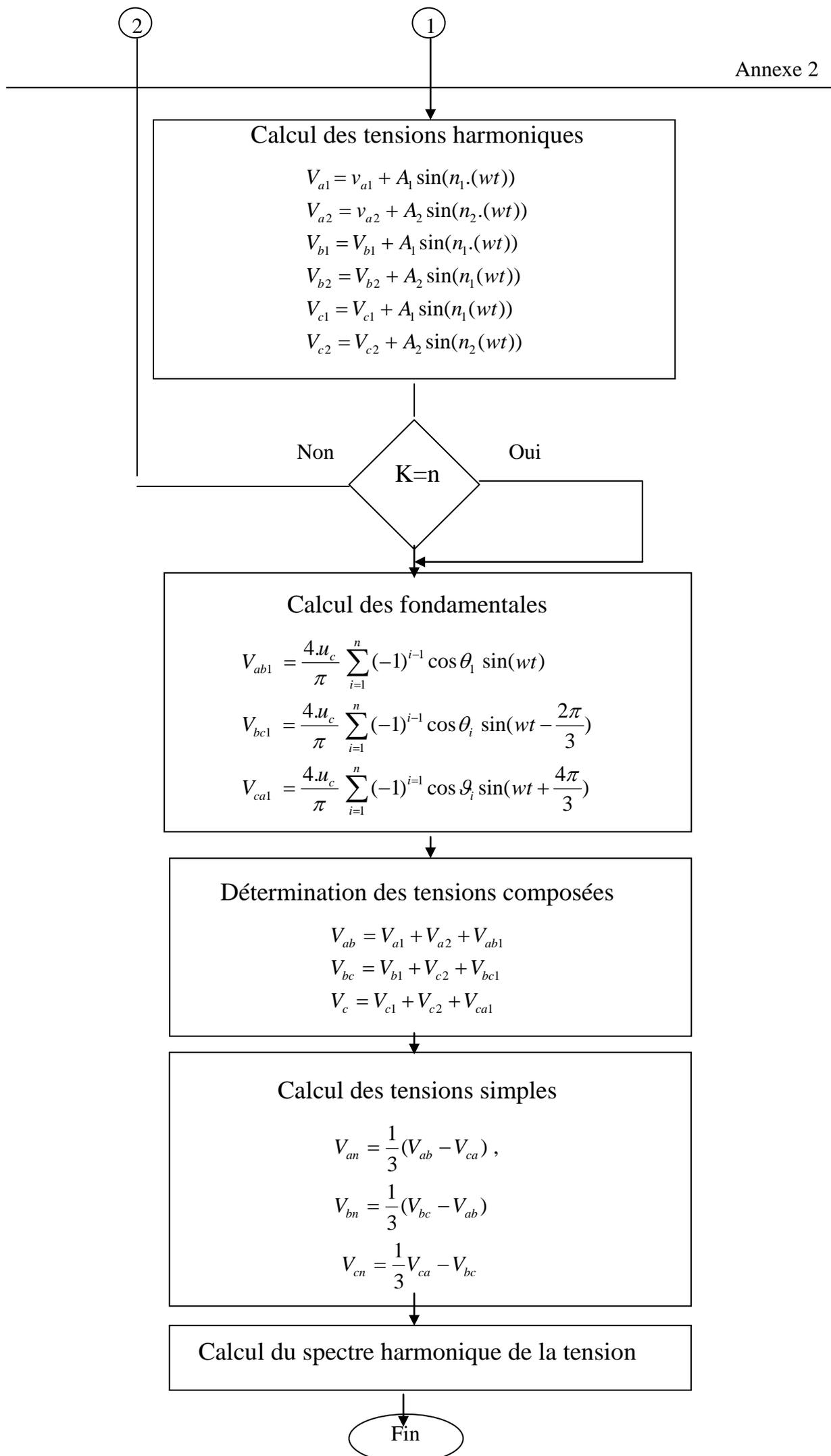
p	Nombre de pôles.
ω_r (rad / s)	Pulsation électrique rotorique.
Ω_r (rad / s)	Vitesse mécanique rotorique.
$\sigma = 1 - (M^2 / L_r L_s)$	Coefficient de dispersion.
$T_r = L_r / R_r$ (s)	Constant de temps rotorique.
$T_s = L_s / R_s$ (s)	Constant de temps statorique.
J (kg.m ²)	Moment d'inertie des parties tournantes.
f (Nm.s.rad ⁻¹)	Coefficient de frottements visqueux.
C_e (N.m)	Couple électromagnétique.
C_r (N.m)	Couple résistant.

2. Onduleur

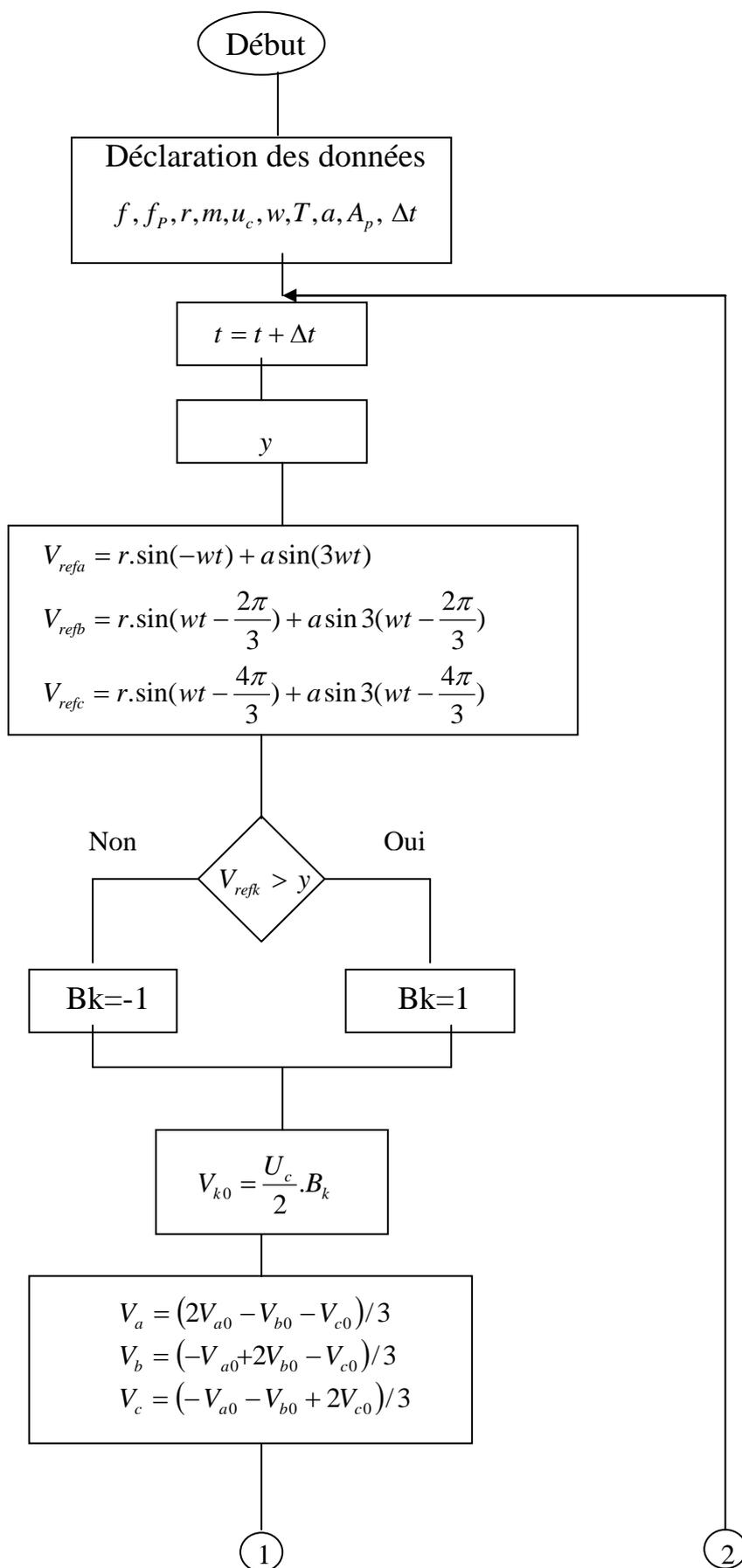
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
$K_i ; K'i$	Interrupteurs de l'onduleur
U_c (V)	Source de tension continue de l'onduleur.
V_{ABC_o} (V)	Tension de demi-bas A, B ou C
V_{abc} (V)	Tension de sortie de l'onduleur A, B ou C.
$V_{réf123}$ (V)	Tension de référence 1, 2 ou 3 (sinusoïdal).
V_{ab}	Tension composée
V_p (V)	Porteuse triangulaire.
A_r (v)	Amplitude de la référence
A_p (V)	Amplitude de la porteuse triangulaire.
ω (rad / s)	Pulsation électrique.
f_r (Hz)	Fréquence de la tension de référence.
f_p (Hz)	Fréquence de la porteuse triangulaire.
m	Indice de modulation.
r	Coefficient de réglage en tension
V_1 (V)	Harmonique fondamental.
v_n (V)	Harmonique de rang n.
THD	Taux de distorsion harmonique.
e	Coefficient d'excentricité
d	Déchet de tension
\mathcal{G}_i	L'angle correspondant à la $i^{ème}$ commutation
A_n	A_n : l'amplitude de l'harmonique de rang « n »
V_{no}	Composante homopolaire

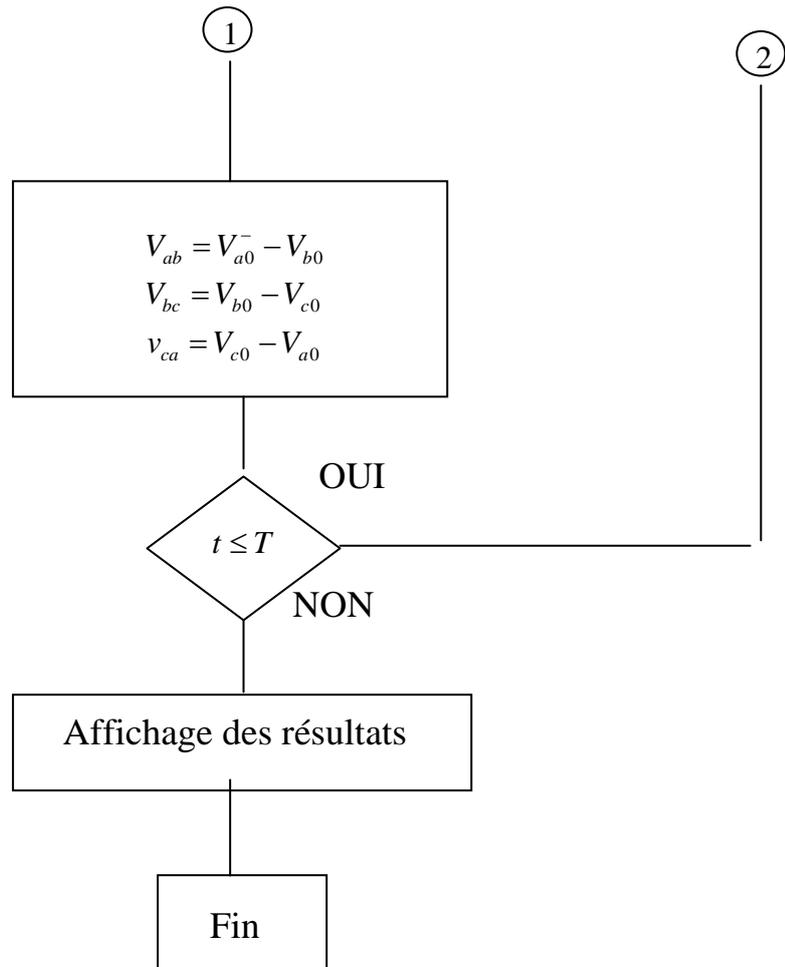
Organigramme de calcul pour la modulation calculée



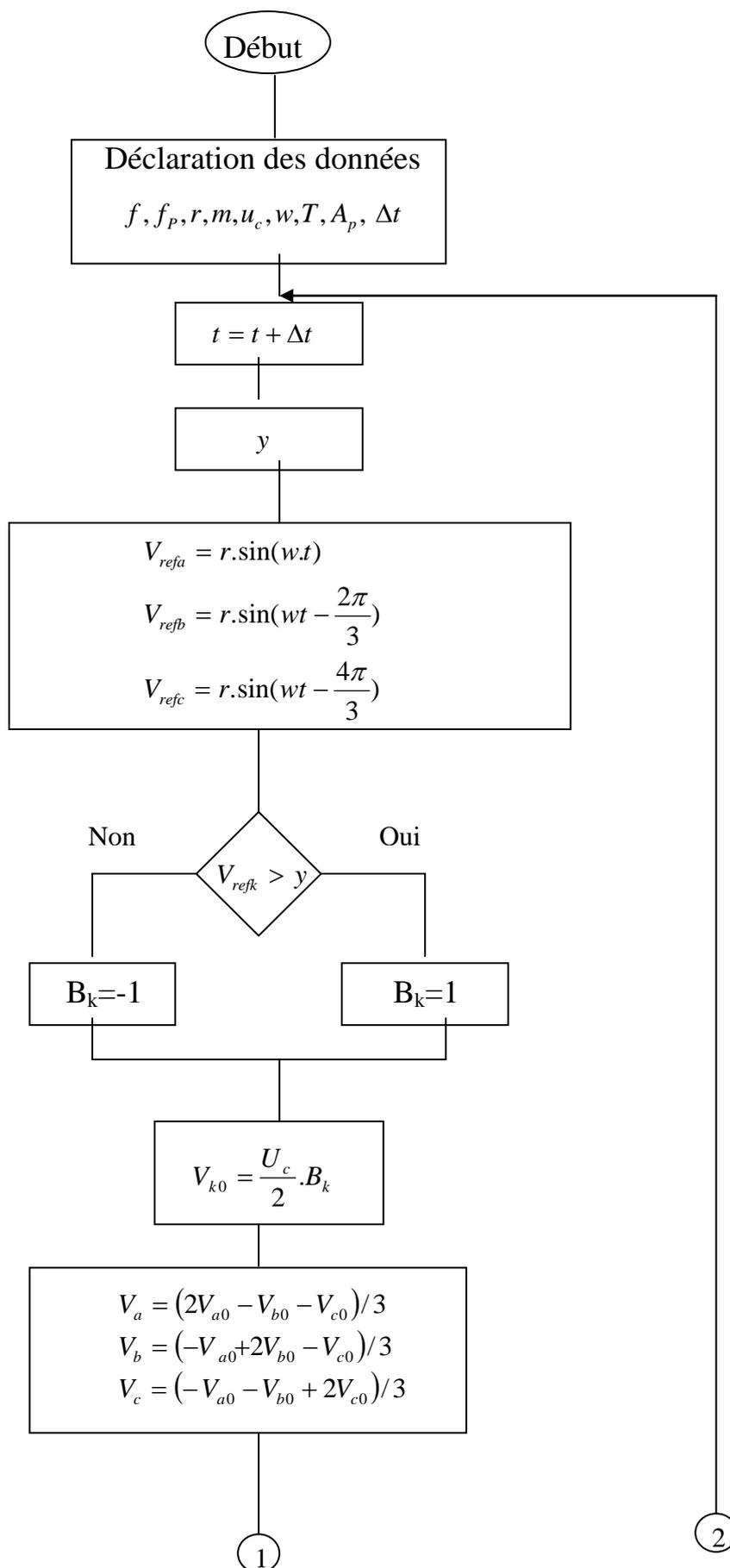


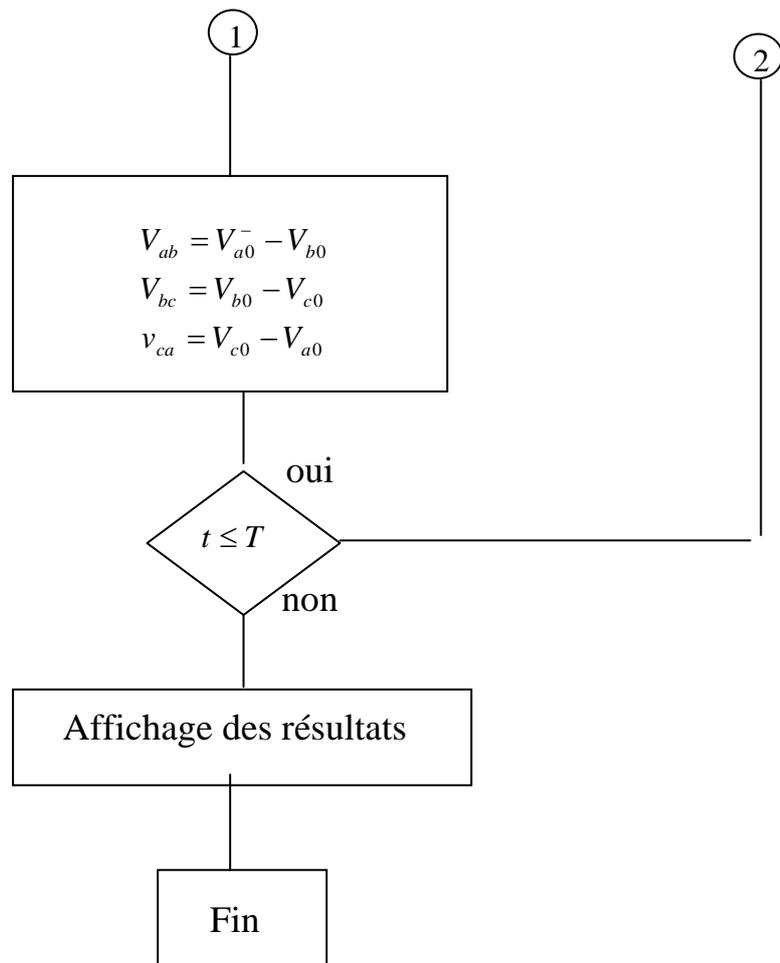
**Organigramme de la technique MLI sinusoidal triangulaire avec injection
d'un harmonique 3**



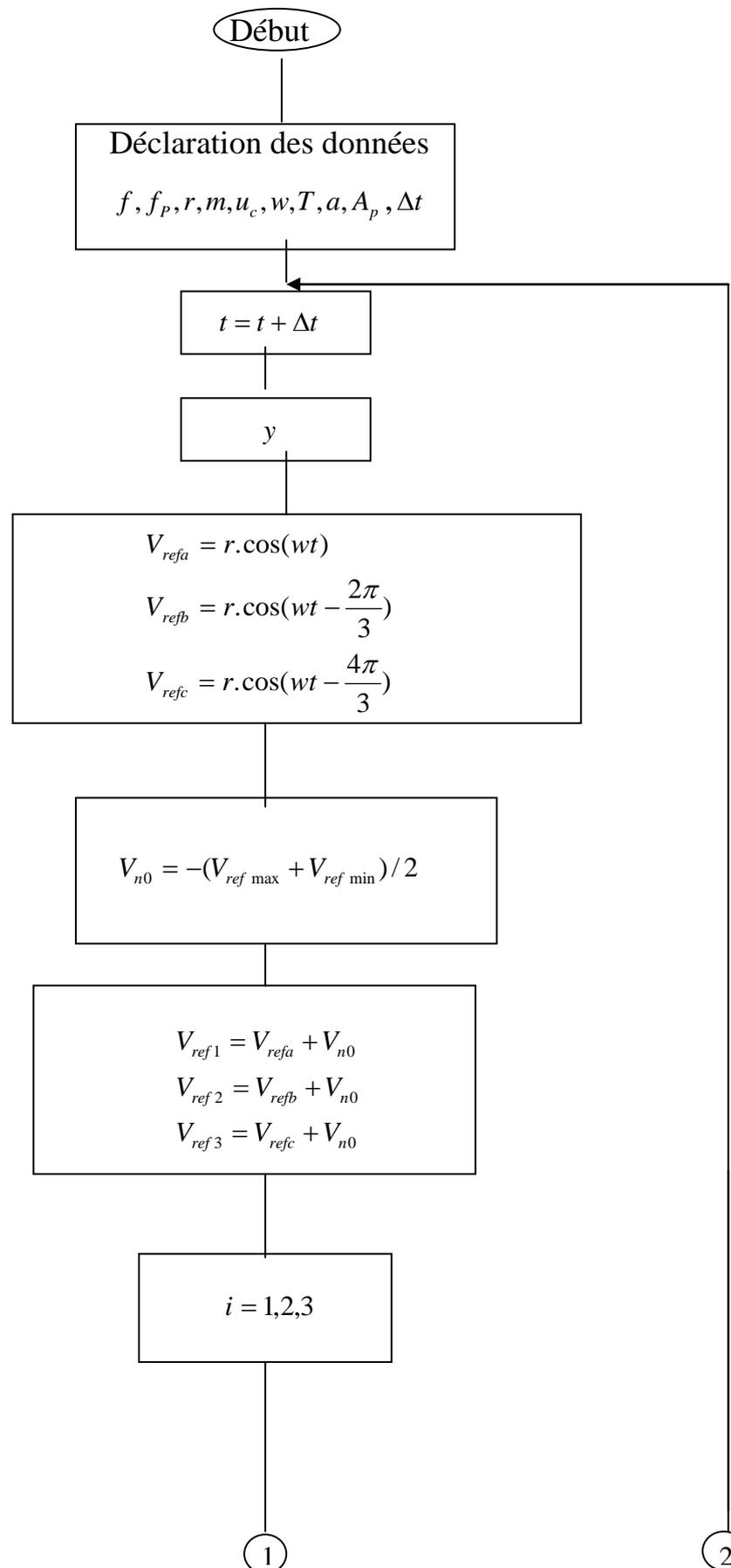


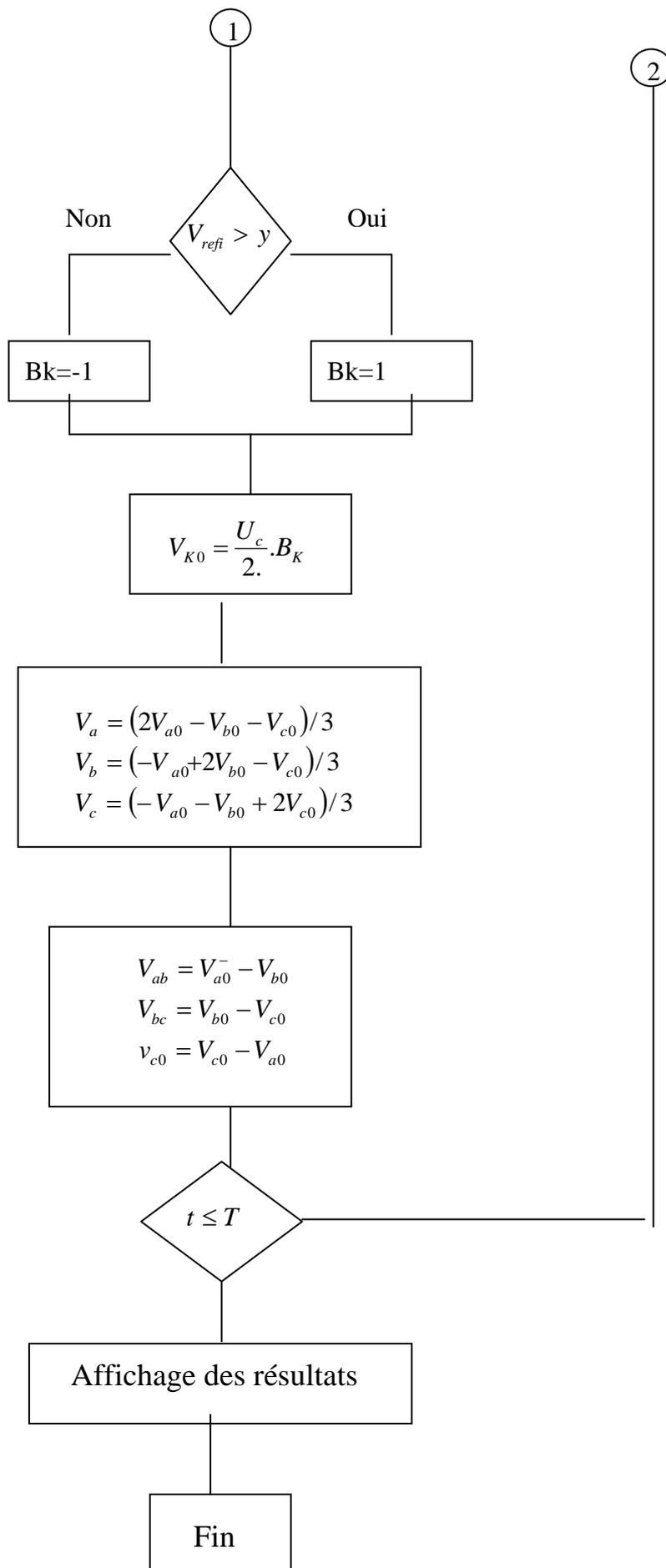
Organigramme de la technique sinusoidale triangulaire





Organigramme de la technique MLI vectorielle.





INTRODUCTION GENERALE

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis depuis peu l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif. Aujourd'hui ces machines peuvent remplacer celles à courant continu dans la plupart des entraînements à vitesse variable.

Certes, si les moteurs à courant continu bénéficient toujours d'une certaine faveur dans le domaine industriel, il semble que les recherches de ces dernières années conduisent à une utilisation de plus en plus grande des moteurs à courant alternatif. Ces derniers (moteurs synchrones ou asynchrones) s'ils sont moins souples que les moteurs à courant continu pour le réglage de leur vitesse ont en revanche l'avantage d'être plus robustes et meilleur marché.

L'entraînement à vitesse variable des machines électriques était l'objectif de plusieurs études dans ces dernières années grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statiques qui représentent le véritable cœur de tous système électrique. À partir d'une source d'énergie brute, ils doivent alimenter les différents circuits en énergie, avec un flux maîtrisé et adapté aux conditions de fonctionnement. Si l'on sait aujourd'hui remplir toutes les fonctions de conversion, les concepteurs s'efforcent d'améliorer continuellement certaines performances. La réduction du coût d'exploitation global est bien souvent le critère principal pour l'utilisateur final, cet objectif ultime doit être décomposé en plusieurs objectifs intermédiaires : augmentation du rendement, augmentation des performances dynamiques, réduction des perturbations, recherche d'une meilleure sûreté de fonctionnement.

L'évolution de ces qualités est largement due à l'amélioration des performances des semi-conducteurs de puissance qui a été très importante ces dernières années. Cependant, même si les performances des semi-conducteurs en tension, courant et rapidité peuvent être encore améliorées, nous approchons aussi la limite du tolérable. En effet, si le rendement et la compacité demandent des composants extrêmement rapides, il n'en est pas de même vis à vis des critères de perturbation, et même dans une certaine mesure de la sûreté de fonctionnement. De toute évidence, le composant miracle qui commuterait des kilos Volts et des kilos Ampères en quelques nanosecondes ne passerait pas inaperçu, mais il serait sans doute à peu près inutilisable !

L'alimentation à fréquence variable de la machine se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu- alternatif. La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. A la sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques ou l'amplitude des courants statoriques et la vitesse de rotation qui est proportionnelle à la fréquence d'alimentation de la machine.

Les onduleurs triphasés sont les plus utilisés dans les industries à cause de leur prix qui est moins chers par rapport aux autres (multi niveaux), ils sont plus économiques, et très approuvés du côté de la réalisation d'où une forte demande du côté commercial. Ils sont aussi plus faciles du côté de la commande électrique soit analogique concernant les amplificateurs opérationnels (comparateurs) soit numérique concernant les microprocesseurs.

Pour ce qui est de la puissance, les onduleurs à deux et à trois niveaux ne peuvent atteindre des dizaines de méga watts, dans le cas contraire, les semi-conducteurs de ces onduleurs courent le risque de vieillissement prématuré surtout à cause d'une longue utilisation.

Introduction générale

Ce présent travail est relatif à une étude comparative entre différentes techniques de commande des onduleurs à MLI associés à une machine asynchrone.

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée depuis le réseau.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons les différentes techniques de commande des onduleurs à MLI, avec une étude détaillée des techniques les plus utilisées actuellement dans le domaine de recherche à savoir la modulation sinusoïdale triangulaire, l'injection d'un harmonique trois dans la référence, la modulation calculée et la modulation vectorielle. Cette étude est consacrée à la conception d'une stratégie de commande qui permet de donner une meilleure forme de la tension de sortie de l'onduleur, donc une meilleure qualité spectrale.

Dans le troisième chapitre nous donnons une explication détaillée de la commande vectorielle à flux rotorique orienté, cette dernière met en évidence une commande découplée du flux et du couple, elle est très performante et permet en particulier le positionnement de la machine asynchrone qu'il n'est pratiquement pas possible de faire avec un control scalaire.

Quatrième chapitre est consacré à la simulation et l'interprétations des quatre techniques de commande cités auparavant, puis l'alimentation directe de la machine asynchrone ainsi que l'association en boucle ouverte de l'onduleur machine asynchrone et en fin la simulation de la commande vectorielle en utilisant un onduleur à MLI sinusoïdale triangulaire et puis à MLI vectorielle

Ce travail s'achève avec une conclusion générale qui résume tout le travail et qui donne une synthèse des différents résultats faites dans cette étude.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1 Description sommaire de la machine

la machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de système de la machine.

Dans les encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à P paires de pôles, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à $2\pi/3$.

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasés de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constantes, ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquences et a amplitude réglables.

- La structure électrique du rotor peut être réalisée :

Soit par un système d'enroulement triphasé (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessible par la plaques à borne et mis en court-circuit pendant les régimes permanents.

- Soit par une cage conductrice intégré aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage).

- le champ statorique tourne à la vitesse $\Omega_s = \frac{w_s}{P}$. w_s Étant la pulsation du courant et de la tension statorique, et p le nombre de paire de pôles.

La vitesse angulaire du rotor est notée : Ω_r .

Le rapport $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$, est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator.

I.2 Principe de la variation de la vitesse des machines asynchrones

Les machines synchrone, asynchrone et à courant continu sont naturellement réversibles. Pour bénéficier de cette propriété, il faut que le convertisseur et la source soient également réversibles. Si la source ne l'est pas on ne peut pas récupérer l'énergie lors d'une phase de freinage de la machine mais on peut la dissiper dans des rhéostats (réversibilité dissipatrice). Le choix d'une structure convertisseur/machine 1, 2 ou 4 quadrants repose exclusivement sur le cahier des charges.

- Quadrant I seul : la machine ne tourne que dans un seul sens de rotation, le couple est positif ou nul (accélérations contrôlées et décélération non contrôlées) .
- 2 Quadrants (I et II) : la machine ne tourne que dans un seul sens de rotation, le couple est positif ou négatif (accélérations et décélération contrôlées).

- 3 Quadrants (I et IV) : la machine tourne dans les deux sens de rotation (pour le sens inverse la charge est nécessairement entraînée), le couple est toujours positif (accélérations contrôlées et décélération non contrôlées).
- 4 Quadrants (I à IV) : la machine tourne dans les deux sens de rotation quelque soit la charge entraînée le couple est positif ou négatif (accélérations et décélération contrôlées).

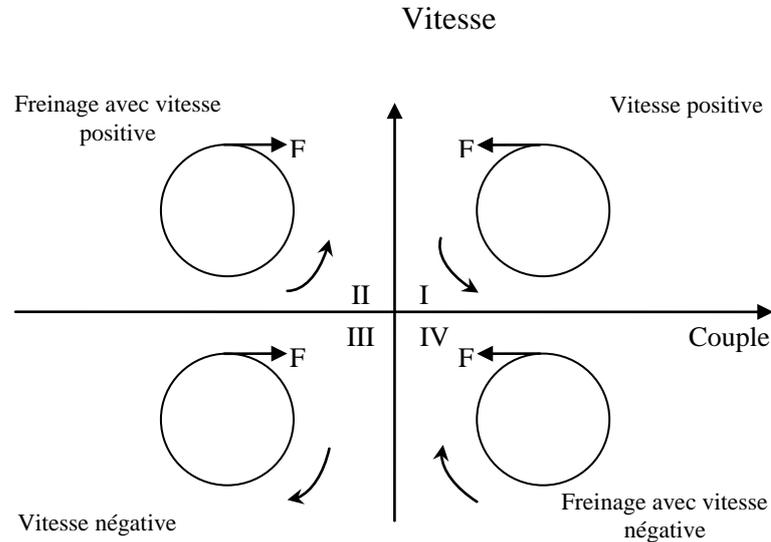


Figure I.1 Représentation schématique des quatre quadrants du plan vitesse- couple.

I.2.1 Schéma équivalent et expression du couple

Le schéma équivalent d'une phase en régime sinusoïdal équilibré est le suivant :

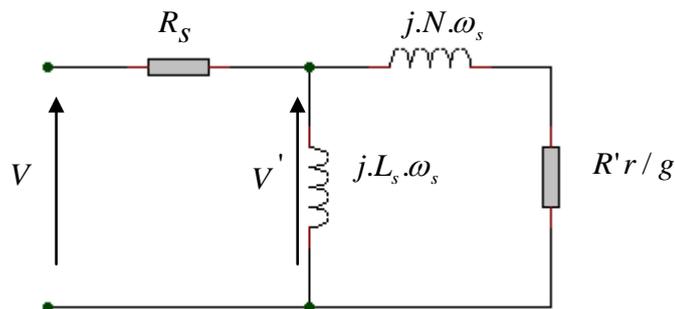


Figure I.2 Modèle ramené au stator et à fuites totalisées au rotor.

C'est à partir de ce schéma que nous allons donner l'expression du couple électromagnétique produit par la machine. Exprimons la puissance transmise au rotor.

$$P = C_e \cdot \Omega_s. \quad (\text{I.1})$$

avec :

$$C_e = 3 \cdot p \frac{V^2}{\omega_s} \cdot \frac{R' r / g}{(R' r / g)^2 + (N \cdot \omega_s)^2} \quad (I.2)$$

$$N = N_r \cdot (L_s / M)^2 \quad (I.3)$$

$$R' r = R_r \cdot (L_s / M)^2 \quad (I.4)$$

$R' r$: Résistance d'une phase rotorique ramenée au stator.

N : Inductance de fuites totalisée au rotor et ramenée au stator.

$N_r = \sigma \cdot L_r$: Inductance de fuites totalisée au rotor.

g : glissement.

I.3 Variation de vitesse de la machine asynchrone

Le point de fonctionnement (C , Ω) dans le quadrant I régime établi de l'ensemble machine plus charge se situe à l'intersection des caractéristiques $C_e = f(\Omega)$ du moteur et $C_r = f(\Omega)$ de la charge. Le réglage de la vitesse de la machine asynchrone est donc obtenu en agissant sur le couple qu'elle produit, soit, si l'on se réfère à son expression ci-dessus : le nombre de paires de pôles, la tension d'alimentation de la machine, le glissement ou la fréquence d'alimentation de la machine.

I.3.1 Réglage par variation du nombre de paires de pôles

Ce genre de réglage consiste à changer le nombre de pôles de la machine en changeant la connexion des enroulements statoriques, ce type de réglage ne peut être utilisé que pour les moteurs ayant la possibilité de changer la connexion de leurs enroulements statoriques, la gamme de vitesse est étroite, une mauvaise souplesse de réglage car les vitesses sont échelonnées.

I.3.2 Réglage par variation de la tension

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statoriques. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statoriques avec un gradateur triphasé ou un autotransformateurs triphasé.

I.3.3 Réglage par action sur le glissement

L'utilisation de résistances rotorique permet un réglage de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. Avec le développement de l'électronique de puissance, au lieu d'utiliser un rhéostat triphasé, on alimente un redresseur par l'intermédiaire du rotor et la sortie du redresseur alimente un hacheur qui débite sur une charge résistive. Donc la résistance équivalente de rotor sera en fonction du rapport cyclique de l'hacheur. cette technique reste toujours applicable seulement pour les moteurs asynchrones à rotor bobiné.

I.3.4 Réglage par variation de la fréquence

La fréquence de rotation du moteur asynchrone est directement proportionnelle à la fréquence de la tension d'alimentation d'où la vitesse de synchronisme. La vitesse d'un moteur asynchrone peut être contrôlée au dessus et au dessous de la vitesse nominale en changeant la fréquence de la tension d'alimentation. On essaiera donc de créer pour les enroulements statoriques un réseau à fréquence variable ce sont les **Onduleurs de tension**.

On peut aussi chercher à injecter des courants dans les enroulements pour imposer le couple de la machine ce sont les **Onduleurs de courant ou commutateurs de courant**. On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible (de 0 à 1/3 de la fréquence réseau) à l'aide d'un **cycloconvertisseur** à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence en courant ou vectoriellement.

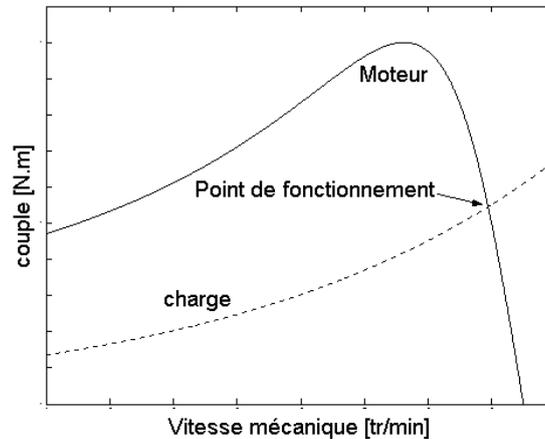


Figure I.3 Représentation schématique du couple en fonction de la vitesse mécanique.

I.4 Mise en équation de la machine asynchrone triphasée

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons étudier une commande particulière sur ce système.

La machine asynchrone n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de foucaults,etc.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile et d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable. Dans certaines conditions ceci nous permet d'obtenir des équations simples qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

- la machine asynchrone Figure(I.4) possède 6 enroulements (3 au stator et 3 au rotor) couplés magnétiquement, son modèle mathématique est un système de six équations différentielles à coefficients fonctions périodique du temps. La résolution est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique.

Pour remédier à ce problème on utilise la transformation de PARK qui est un changement convenable des variables, ce ci permet de détourner cette difficulté.

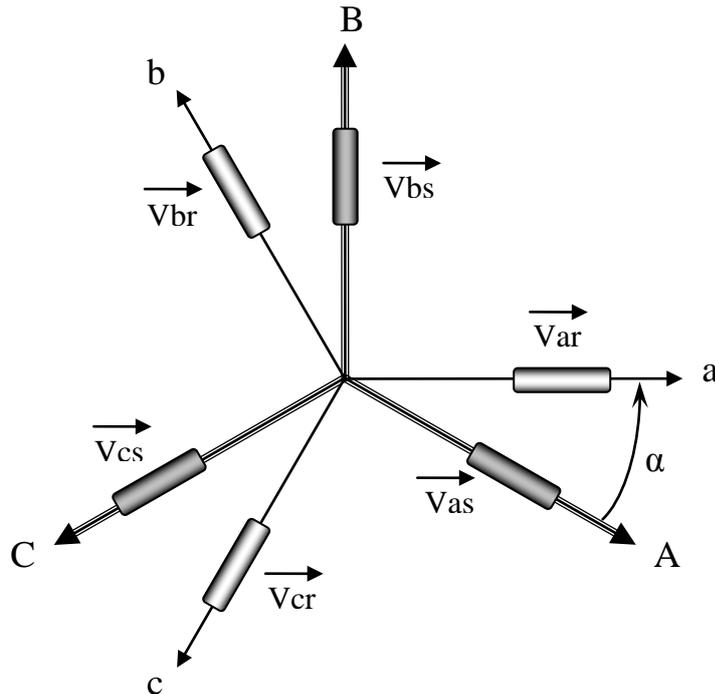


Figure I.4. Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

I.4.1 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et la géométrie propre est très complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme nous l'avons déjà soulevé, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplifications : [1] [2] [11].

- Entrefer constant.
- Les courants homopolaires ne peuvent circuler (pas de neutre utilisé)
- La répartition spatiale de l'induction magnétique est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligées.

I.4.2 Equations électriques de la machine asynchrone

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la fig. (I-4) et dont les phases sont repérées respectivement A,B,C et a,b,c, l'angle électrique α variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases « A » et « a » choisit comme axes de référence.

Les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent, en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

R_s, R_r désignent les résistances par phase du stator et du rotor.

Ou de manière plus raccourcie :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)[\Phi_{sabc}] \quad (\text{I.6})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)[\Phi_{rabc}] \quad (\text{I.7})$$

Les équations électromagnétiques de liaison entre le stator et le rotor sont :

$$\begin{cases} (\Phi_s) = (L_{ss})(I_s) + (M_{sr})(I_r) & (\text{I.8}) \\ (\Phi_r) = (L_{rr})(I_r) + (M_{rs})(I_s) & (\text{I.9}) \end{cases}$$

Avec:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.10}) \quad , \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

(L_{ss}) : matrice d'inductances statoriques

(L_{rr}) : matrice d'inductances rotoriques.

L'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique (matrice de couplage rotor- stator) s'écrit :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = L_m \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

la machine est définit par 5 inductances :

- 1) l'inductance propre d'une phase statorique l_s ,
- 2) l'inductance propre d'une phase rotorique l_r ,
- 3) l'inductance mutuelle entre phase statorique M_s ,

4) l'inductance mutuelle entre phase rotorique M_r ,

5) l'inductance mutuelle entre phase rotorique et phase rotorique $[M_{sr}] = [M_{rs}]^t$

L_m : maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

En remplaçant (I-8) et (I-9) dans (I-6) et (I-7) on obtient :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)([L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (\text{I-13})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)([L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}]) \quad (\text{I-14})$$

Du fait des termes trigonométriques contenus dans la matrice des inductances mutuelles (M_{sr}) selon (I.12), les coefficients des équations différentielles sont variables et la résolution analytique du système se heurte à des difficultés pratiquement insurmontables, pour cette raison on fait appel à des transformations mathématique, parmi elles la transformation de PARK.

I.5. Transformation de Park

La transformation de Park est ancienne (1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composantes permettent de la réaliser en temps réel.

La transformation de Park consiste donc à transformer les enroulement statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalent (voir figure (I.5)).

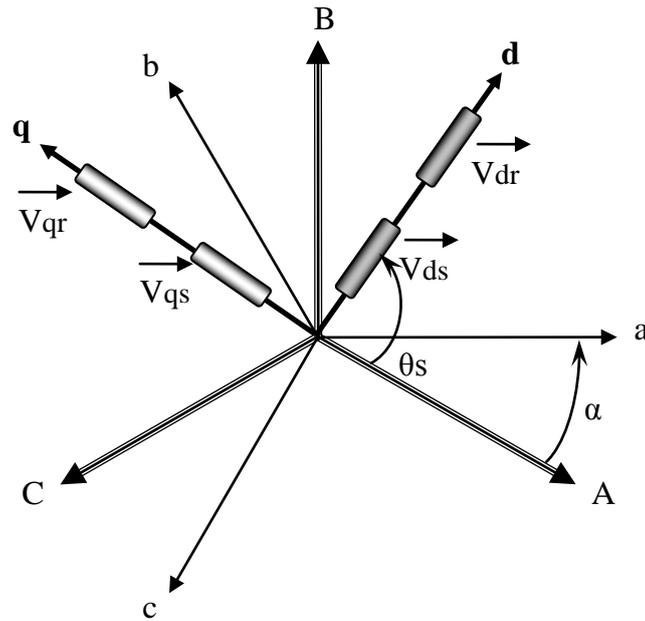


Figure I.5 le modèle de la machine après transformation de Park.

Ce passage est rendu possible pour la transformation des grandeurs physiques par la matrice de Park $[P(\vartheta)]$ [4]

$$[P(\vartheta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

La matrice inverse est donnée par :

$$[P(\vartheta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

La transformation des grandeurs statoriques et rotoriques est définie par :

$$\begin{aligned}
 [id_{qo}]_i &= [P(\mathcal{G})][i_{abc}]_i \\
 [Vd_{qo}]_i &= [P(\mathcal{G})][V_{abc}]_i \\
 [\Phi_{dgo}]_i &= [P(\mathcal{G})][\Phi_{abc}]_i \\
 [i_{abc}]_i &= [P(\mathcal{G})]^{-1} \cdot [id_{qo}]_i \\
 [V_{abc}]_i &= [P(\mathcal{G})]^{-1} \cdot [V_{dgo}]_i \\
 [\Phi_{abc}]_i &= [P(\mathcal{G})]^{-1} \cdot [\Phi_{dgo}]_i
 \end{aligned} \tag{I.17}$$

Avec : $i=s,r$

I.5.1 Equations électriques

$$\begin{cases}
 V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\mathcal{G}_s}{dt} \cdot \Phi_{qs} \\
 V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\mathcal{G}_s}{dt} \cdot \Phi_{ds} \\
 0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\mathcal{G}_r}{dt} \cdot \Phi_{qr} \\
 0 = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\mathcal{G}_r}{dt} \cdot \Phi_{dr}
 \end{cases} \tag{I.18}$$

I.5.2 Equation magnétiques :

$$\Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr}. \tag{I.19}$$

$$\Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds}. \tag{I.21}$$

$$\Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr}. \tag{I.20}$$

$$\Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs}. \tag{I.22}$$

Avec :

$$L_s = l_s - M_s$$

$$M = \frac{3}{2} L_m$$

$$L_r = l_r - M_r$$

Avec :

L_s : inductance propre cyclique d'une phase stator.

L_r : inductance propre cyclique d'une phase roto.

M : inductance mutuelle cyclique d'une phase stator et d'une phase rotor.

I.5.3 Choix du Référentiel

L'utilisation de la transformation de Park nécessite le choix d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques du modèle.

a- Référentiel lié au stator

La position des axes d, q par rapport aux axes statoriques et rotoriques est la suivante :

$$\frac{d\mathcal{G}_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\mathcal{G}_r}{dt} = -w_r$$

Ce référentiel est choisi dans le cas de variations importantes de la vitesse de rotation associés ou non à des variations de la fréquence d'alimentation.

b- Référentiel lié au rotor

Ce type de référentiel est caractérisé par les relations suivantes :

$$\frac{d\mathcal{G}_s}{dt} = w_r \quad \text{et} \quad \frac{d\mathcal{G}_r}{dt} = 0$$

Ce choix est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est constante.

c- Référentiel lié au champ tournant

La position des axes d, q par rapport aux axes statoriques est la suivante :

$$\frac{d\mathcal{G}_s}{dt} = w_s \quad \text{et} \quad \frac{d\mathcal{G}_r}{dt} = w_s - w_r$$

On choisit ce référentiel lorsqu'on veut étudier les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante.

Pour ce présent travail, nous avons choisi le référentiel lié au champ tournant parce qu'il est mieux adapté à notre étude.

Les équations électriques deviennent :

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \quad (I.23)$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \quad (I.24)$$

$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \Phi_{qr} = 0 \quad (I.25)$$

$$V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \Phi_{dr} = 0 \quad (I.26)$$

I.5.4 Equations de puissance et de couple

Sachant que la transformation de park. Conserve la puissance instantanée [2].cette dernière sera donnée par :

$$\begin{aligned} P_i &= (V_s)^t \cdot I_s = V_{sa} \cdot i_{as} + V_{sb} \cdot i_{sb} + V_{sc} \cdot i_{sc} \\ &= V_{sd} \cdot i_{sd} + V_{sq} \cdot i_{sq} \end{aligned} \quad (I.27)$$

$$\Rightarrow P_i = \left[R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \right] I_{ds} + \left[R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \right] I_{qs} \quad (I.28)$$

Après calcul, on trouve :

$$P_i = \left[R_s \cdot I_{ds}^2 + R_s \cdot I_{qs}^2 \right] + \left[\frac{d\Phi_{ds}}{dt} \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} \cdot I_{qs} \right] + \left[\omega_s (\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \right] \quad (I.29)$$

Le premier terme est facilement identifiable aux pertes joules, le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée. Le troisième terme représente donc la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

$$P_e = C_e \cdot \Omega_s = \omega_s (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds})$$

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega_s} = \frac{\omega_s}{\Omega_s} (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds})$$

$$C_e = P (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds})$$

En remplaçant par les expressions des flux Φ_{rd}, Φ_{rq}

$$\Rightarrow C_e = \frac{PM}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) \quad (I.30)$$

I.5.5 Equation mécanique

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, ...etc), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles [11].

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (I.31)$$

Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r$$

Avec :

C_r : couple de charge.

C_e : couple électromagnétique

f : coefficient de frottement.

J : moment d'inertie

Ω_r : la vitesse angulaire de la machine.

I.6 Modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

Le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension pour un référentiel lié au champ tournant est donné par l'équation d'état :

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (I.32)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1}{T_r}\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma}\left(\frac{1}{MT_r}\right)\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \frac{\omega_r}{M} \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_s\sigma} + \frac{1}{T_r}\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right)\left(\frac{\omega_r}{M}\right) & \frac{1-\sigma}{\sigma}\left(\frac{1}{MT_r}\right) \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -\omega_s & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad x = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

Avec :

x : variable d'état

u : variable d'entrée.

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r \cdot L_s}$: Coefficient de dispersion

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

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

A : matrice d'évolution

B: matrice de commande

D'après le système matriciel on peut définir le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension :

$$\frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 R_r \right) I_{ds} + \sigma L_s \omega_s I_{qs} + \frac{MR_r}{L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{M}{L_r} \omega_r \Phi_{qr} + V_{ds} \right] \quad (I.33)$$

$$\frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \sigma L_s \omega_s I_{ds} - \left(R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 R_r \right) I_{qs} - \frac{M}{L_r} \omega_r \Phi_{dr} + \frac{MR_r}{L_r^2} \Phi_{qr} + V_{qs} \right] \quad (I.34)$$

$$\frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \quad (I.35)$$

$$\frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} I_{qs} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} \quad (I.36)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P^2 M}{J L_r} (I_{qs} \Phi_{dr} - I_{ds} \Phi_{qr}) - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r \quad (I.37)$$

$$C_e = PM / L_r \cdot (I_{qs} \Phi_{dr} - I_{ds} \Phi_{qr}) \quad (I.38)$$

$$\Phi_{ds} = M / L_r \cdot (\Phi_{dr}) + \sigma L_s I_{ds} \quad (I.39)$$

$$\Phi_{qs} = M / L_r \cdot (\Phi_{qr}) + \sigma L_s I_{qs} \quad (I.40)$$

$$I_{dr} = 1 / L_r \cdot (\Phi_{dr}) - (M / L_r) \cdot I_{ds} \quad (I.41)$$

$$I_{qr} = 1 / L_r \cdot (\Phi_{qr}) - (M / L_r) \cdot I_{qs} \quad (I.42)$$

Chapitre II

Étude des différentes techniques de commande des onduleurs à MLI

II. 1 Notions sur les onduleurs

Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables, à cet effet, le progrès de l'électronique de puissance a permis de développer plusieurs moyens qui assurent des entraînements alternatifs à vitesse variable. Parmi ces moyens, citons les onduleurs autonomes commandés en modulations de largeurs d'impulsion (MLI).

II.2 Classification des onduleurs

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome.

Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance » [8].

II.2.1 Onduleurs non autonome

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif [7].

II.2.2 Onduleur autonome

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer :

- les onduleurs de tensions.
- Les onduleurs de courant.

II.2.2.1 Les Onduleurs (autonomes) de tension :

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable) ,la tension « u » n'est pas affecté par les variations du courant « i » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

Le courant à la sortie « i' » et donc le courant à l'entrée « i » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f. e. m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

II.2.2.2 Les onduleurs (autonome) de courants

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est –à – dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « u » à ses bornes [5].

II.2.3 Les onduleurs à résonance

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle- ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome [6].

II.3 Types d'onduleurs autonomes de tension

II.3.1 Les onduleurs monophasés

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

- l'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur push-pull (Figure II .1).
- l'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi-pont. (Figure II.2).

Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont (figure II.3). [5]

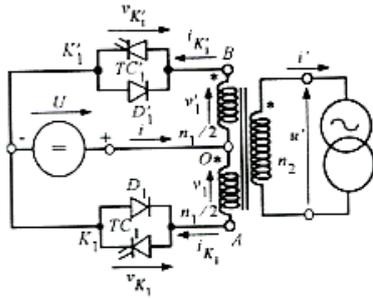


figure II.1 Onduleur monophasé avec Transformateur de sortie à point milieu

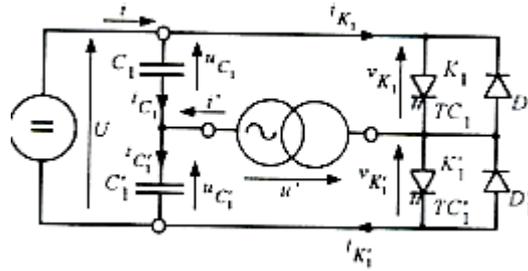


figure II.2 Onduleur monophasé avec diviseur capacitif

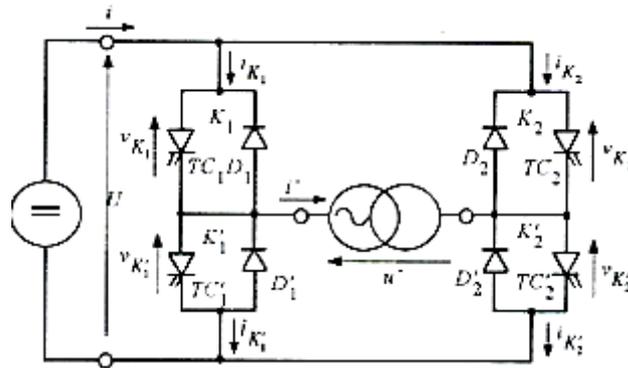


Figure II.3 Onduleur monophasé en pont

II.3.2 Les onduleurs triphasés

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs (figure II-4).

Chaque demi pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode .la source de tension continue est obtenue à partir d'un pont redresseur.

Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif ia, ib, ic, les interrupteurs K1, K'1 et K2, K'2, K3 et K'3 doivent être complémentaires deux à deux [5]

On définit $K_i = (T_i, D_i)$.

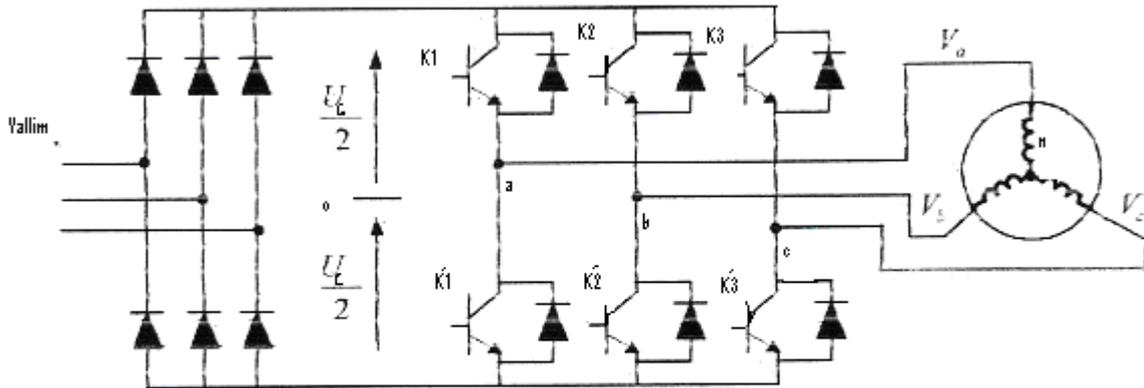


figure II.4 Onduleur de tension triphasé

II.4 Les onduleurs multi niveaux

Les onduleurs multi niveaux permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs. Pour les réaliser on doit disposer de plusieurs sources de tension continue (obtenue par exemple à partir d'un diviseur capacitif) [5], on peut faire apparaître autant de cellules de commutation élémentaires et les associer en les superposant ou en les mettant en cascade. Cela permet de multiplier le nombre de niveau que l'on peut donner à la tension de sortie. Cette dernière est souvent obtenue par une modulation de largeur d'impulsions (MLI).

Ces onduleurs sont utilisés pour l'entraînement des moteurs asynchrones de grande puissance, d'autres applications sont possibles pour des moteurs qui tournent à vitesse élevée (> 5000 tr/mn).

Pour le cas de notre mémoire, on a mis en évidence un onduleur de tension autonome triphasé.

Les signaux rectangulaires présentés par la figure (II.5) sont riches en harmoniques, ces dernières provoquent des couples pulsatoires dans les machines asynchrone et un échauffement supplémentaire.

La technique de la modulation de largeur d'impulsion est la plus appropriée à la commande des moteurs asynchrone. Car l'atténuation des harmoniques avec cette technique est remarquable [9].

II.5 Principe de fonctionnement de l'ondeur triphasé

La représentation schématique de l'ondeur est fournie par la figure (II.4).

Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif i_a , i_b et i_c , les interrupteur K_1 et K'_1 , K_2 et K'_2 , K_3 et K'_3 doivent être complémentaire deux à deux, et pour que les tensions de sortie V_a , V_b et V_c soient identiques à un tiers de la période T de leur fondamental prés, il faut commander chaque demi pont avec un retard de $T/3$ sur le précédent.

En commande pleine onde on ferme donc :

- K_1 pour $wt = 0$ K'_1 pour $wt = \pi$
- K_2 pour $wt = 2\pi/3$ K'_2 pour $wt = \pi + 2\pi/3$
- K_3 pour $wt = 4\pi/3$ K'_3 pour $wt = \pi + 4\pi/3$

La présence du neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibré et tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées entre phase et neutre.

Si le récepteur triphasé est équilibré (moteur triphasé par exemple) on peut supprimer la liaison entre le point neutre « N » et le point milieu « 0 » du la source. Donc supprimer celui-ci, on obtient alors l'ondeur triphasé proprement dit (figure II.4).

II.6 Types de commandes :

On distingue les stratégies de commande suivante :

- a- commande pleine onde (dite 180°).
- b- Commande décalée.
- c- 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 harmoniques.

- Pour une commande 180° , la décomposition en série de Fourier de la tension composée est donnée par [8] :

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos \frac{n\pi}{6} \sin\left(n\left(wt + \frac{\pi}{6} \right)\right) \quad (\text{II.1})$$

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

La représentation du spectre d'harmonique fig.(II-6) des tensions simples et composées montre la présence des harmoniques d'ordre $K = 6n \pm 1$, avec k : entier

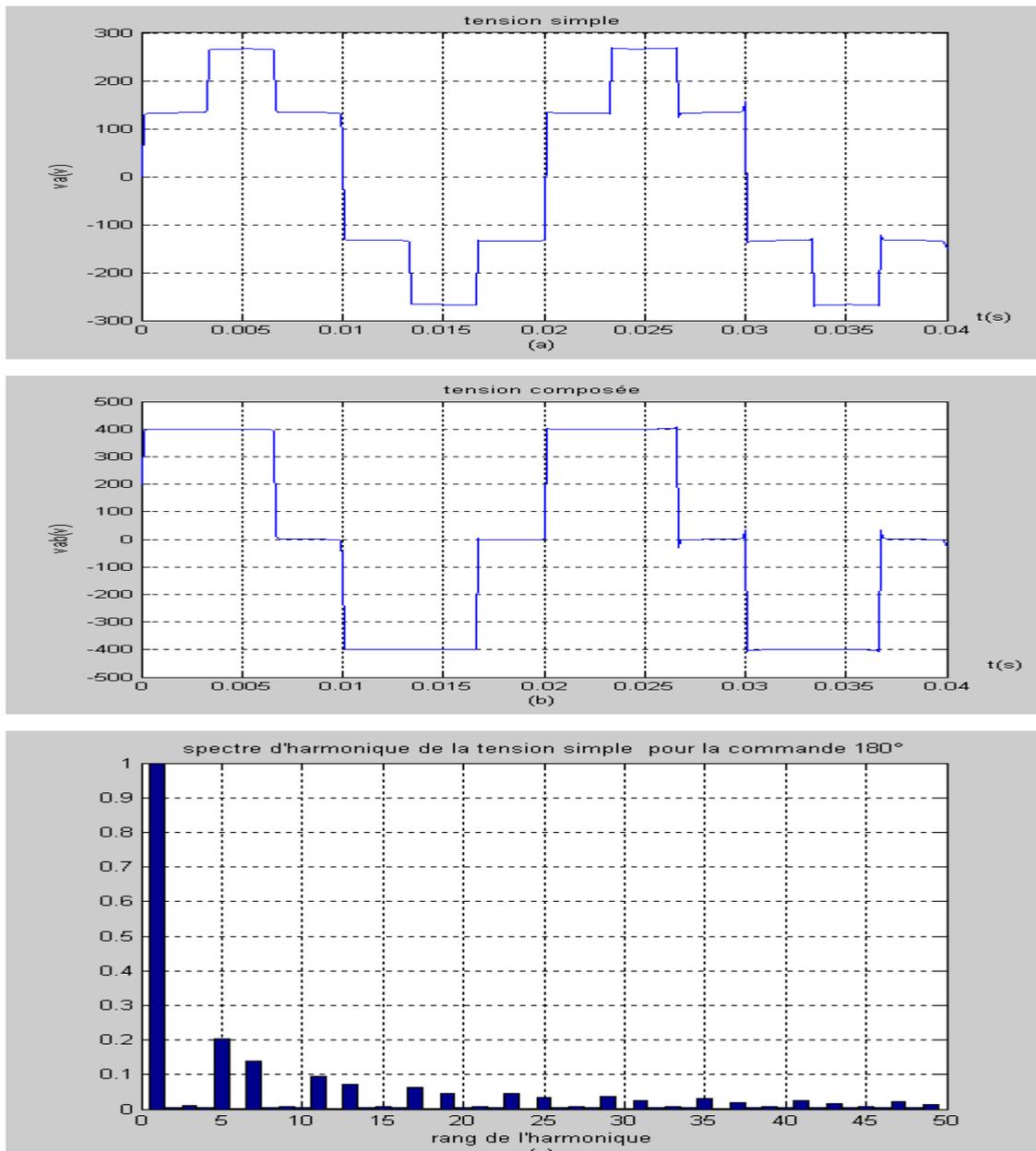


Figure II.5 Forme d'onde de : (a) tension simple ;(b) tension composée ; (c) spectre d'harmonique pour une commande 180°

Cet inconvénient disparaît si l'onduleur est alimenté à tension constante et si le réglage de la tension de sortie se fait par un découpage approprié qui neutralise les harmoniques de rang bien spécifique.

II.7 Principe de la commande en MLI des onduleurs triphasés

Dans un onduleur à modulation de largeur d'impulsion, au lieu de former chaque alternance d'une tension de sortie avec un seul créneau rectangulaire, on la forme de plusieurs créneaux de largeur convenable. Le schéma de l'onduleur reste le même (figure II.4) c'est la commande des interrupteurs qui est modifiée.

Les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont donnés par les intersections de signal de référence avec la porteuse.

II.8 La Modulation de largeur d'impulsion

Nous avons dit auparavant (II.6) 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) à une fréquence très voisine de celle du fondamental.

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.

II.8.1 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 le 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 comparaison d'un signal de référence appelé aussi modulatrice d'amplitude A_r et de fréquence f , avec un signal appelé porteuse d'amplitude A_p et de fréquence f_p très élevée. (Figure II.6)

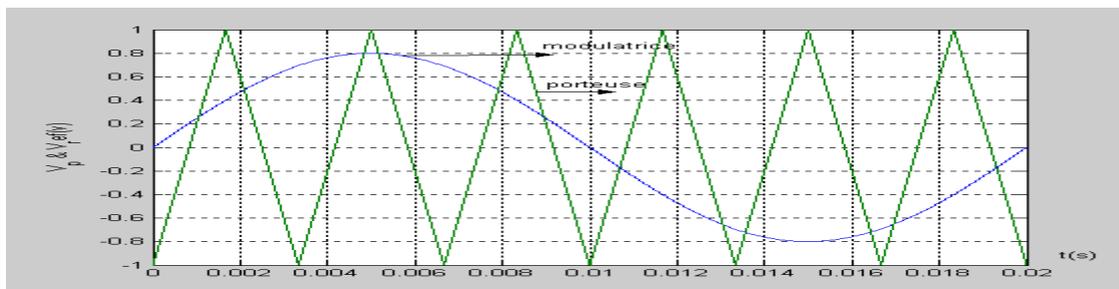


Figure II.6 Principe de la modulation

II.8.3 Caractéristique de la modulation de largeur d'impulsion (MLI)

- Les paramètres essentiels de la MLI sont :
 - La fréquence du modulation : f_p
 - L'indice de modulation : $m = \frac{f_p}{f_r}$ ou f_r est la fréquence de la référence.
 - 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.
- 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 [9].
- On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal a « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisantes aux intervalles de conduction 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.7) .

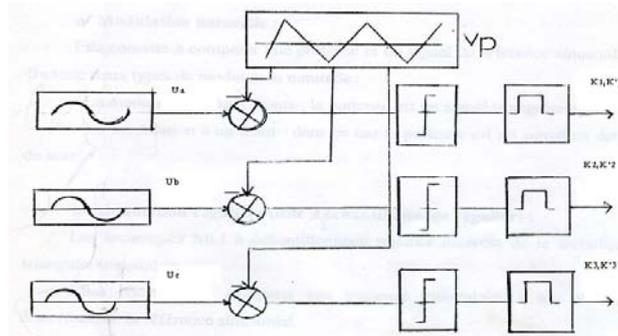


Figure II.7 Schéma synoptique de la commande en MLI (triphase)

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

II.8.4 Types de Modulation

Il existe deux types de modulation :

- Modulation naturelle.
- Modulation régulière.

II.8.4.1 Modulation naturelle

Cette technique utilise le principe général de la commande MLI qui consiste à comparer directement le signal de la porteuse avec celui de la référence.

Il est important de noter que la largeur d'impulsion est proportionnelle à l'amplitude du signal modulé à l'instant ou le basculement à lieu, car ce basculement correspond à des intersections des deux ondes (porteuse et modulatrice) instantanées. Ceci à deux conséquences importantes :

- Les centres des impulsions dans le signal MLI résultant ne sont pas équidistants.
- Il n'est pas possible de définir les largeurs d'impulsions en utilisant des expressions analytiques.

II.8.4.2 Modulation Régulière

Les techniques MLI à échantillonnage régulier dérivent de la technique triangulo- sinusoïdale. Elle consiste donc à comparer une porteuse triangulaire à une version discrétisée de la référence.

On distingue :

- 1) Technique à échantillonnage régulier symétrique.
- 2) Technique à échantillonnage régulier asymétrique.
- 3) Technique à échantillonnage régulier modifier.

II.9. Technique de production d'onde MLI

Plusieurs techniques d'obtention d'onde MLI sont utilisés pour générer le signal de contrôle nécessaire à la commande et au blocage des éléments semi-conducteurs par exemple : impulsions de commande pour thyristors et courant de base pour les transistors. Le plus souvent, on fait appel à la technique analogique, numérique ou en utilisant les deux au même temps.

II.9.1 Technique analogique

Cette technique est basée sur la comparaison entre une porteuse triangulaire et la référence, la comparaison est réalisée à l'aide d'un amplificateur opérationnel (Figure II.8).

II.9.2 Technique numérique

Elle est basée sur l'utilisation des microprocesseurs qui assurent la génération des impulsions en se servant d'un programme définissant les angles d'amplitudes calculés au préalable. Cette technique a apporté une grande amélioration significative en matière de simplicité et performance du circuit de commande (Figure II.9).

II.9.3 Technique hybride

Elle consiste à combiner les deux techniques précédentes analogique et numérique : L'onde de référence est obtenue d'une manière numérique (programmer sa fonction), par contre l'onde porteuse est obtenue d'une manière analogique, La comparaison entre les deux signaux se fait par un comparateur analogique (Figure II.10).

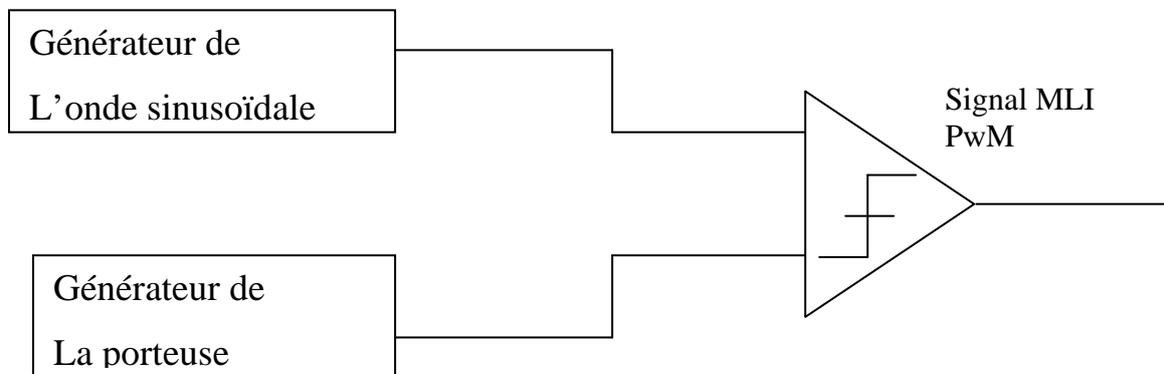


Figure II.8 Technique analogique

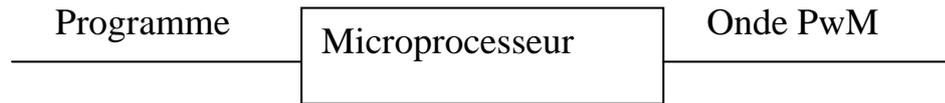


Figure II.9 Technique Numérique

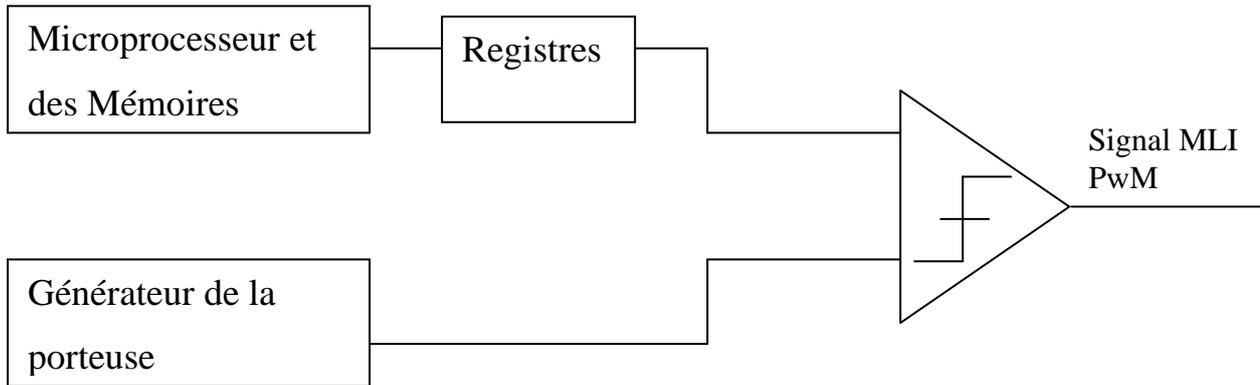


Figure II.10 Technique Hybride

II.10 Différentes techniques de modulation de longueur d'impulsions

Plusieurs techniques de modulations ont été adoptées afin d'améliorer la qualité de la tension à la sortie de l'onduleur, parmi les quelles on peut cités :

II.10.1 La modulation linéaire multiple (UPWM)

Dans cette technique on compare une porteuse triangulaire avec un signal de référence linéaire. L'onde de sortie est sous la forme d'un train d'impulsion en créneaux de largeurs égales (Figure II.11).

Si l'indice de modulation est égal à un, on obtient la modulation singulière, dans laquelle le signal de sortie est formé d'une seule impulsion par demi-période. [11].

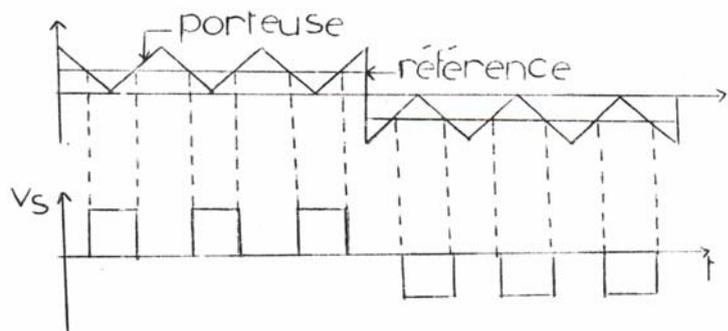


Figure II.11 La modulation de largeur d'impulsions multiples

II.10.2 La modulation sinusoidale triangulaire unipolaire (SPWM)

Dans ce cas, le signal de référence est sinusoidal, on obtient à la sortie de l'onduleur une onde formée d'un train d'impulsion de largeur variable (figure II.12).

Les instants de commutations sont déterminés par des points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [11][18]. Ce type de MLI est la plus utilisée dans les applications industrielles, car elle s'est avérée la plus efficace pour la neutralisation des harmoniques.

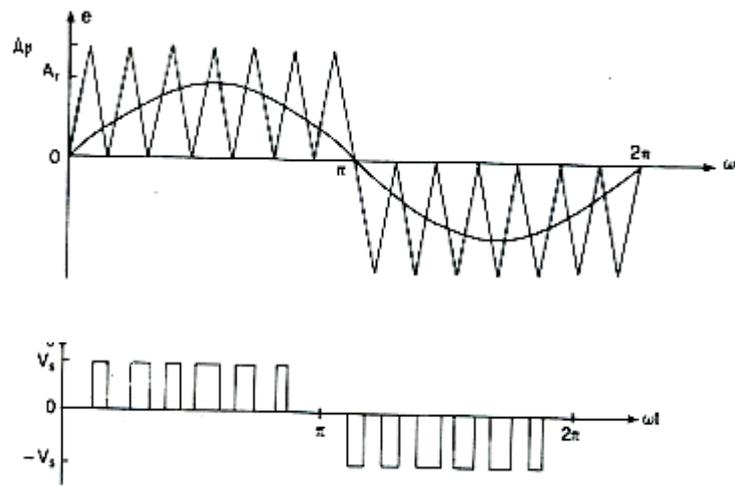


Figure II.12 MLI sinusoidal triangulaire unipolaire

II.10.3 La modulation sinusoidale partielle (ou modifiée) (MSPWM)

Le signal référence est toujours sinusoidal, sauf que dans cette technique la porteuse n'est pas appliquée au milieu des alternances de la sinusoïde (Figure II.13).

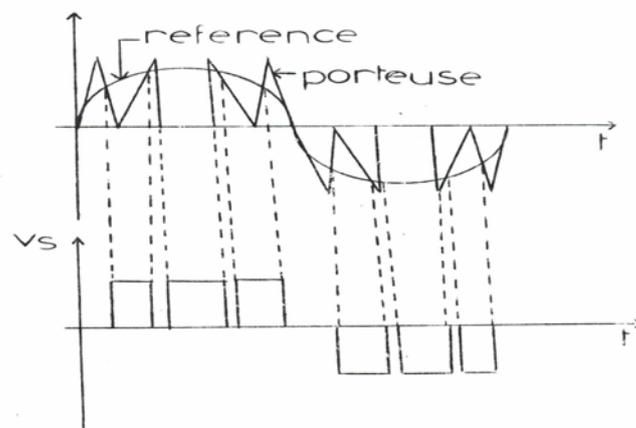


Figure II.13 La modulation sinusoidale modifiée

II.10.4. La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle

Le principe de cette technique est le même que celui de la modulation sinusoïdale, sauf que la porteuse triangulaire est bidirectionnelle (bipolaire) (Figure II.14).

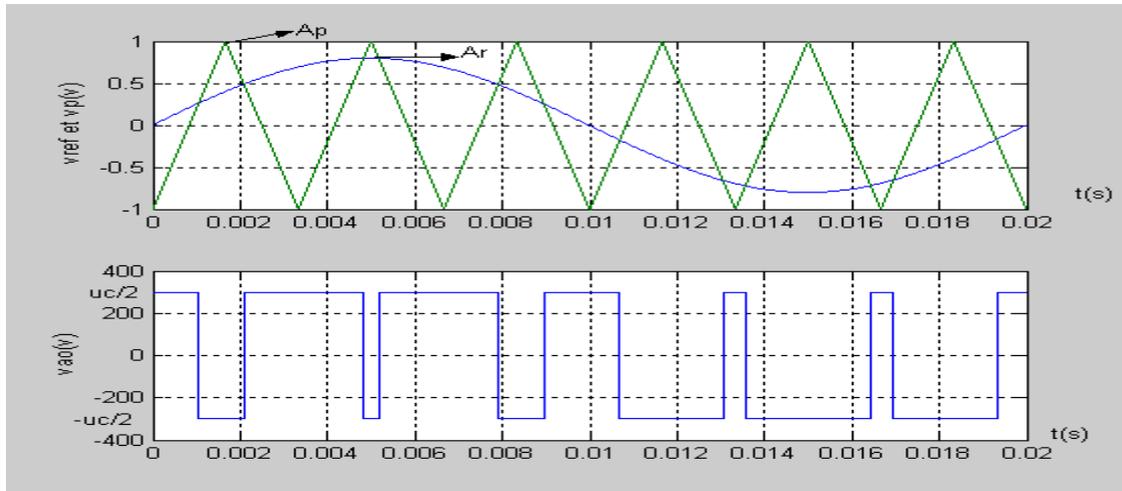


Figure II.14 La modulation sinusoïdale avec porteuse bidirectionnelle

- Signaux de référence

Ce sont des signaux sinusoïdaux déphasés entre eux de 120° et sont caractérisés par l'amplitude A_r et sa fréquence f .

$$\begin{aligned} V_{ref_a} &= A_r \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \\ v_{ref_b} &= A_r \sin(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref_c} &= A_r \sin(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (II.2)$$

- la porteuse

La porteuse triangulaire caractérisée par l'amplitude A_p et la fréquence f_p (figure II.14) est calculée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_p(4 \cdot f_p \cdot t - 1) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_p(-4 \cdot f_p \cdot t + 3) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.3)$$

$$\text{Avec : } f_p = \frac{1}{T_p}$$

Les intersections entre les tensions de références et la porteuse donnent les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs.

II.10.5 L'injection d'un harmonique 3 dans la référence

En triphasé, on peut améliorer les performances de la modulation en utilisant cette technique qui consiste à ajouter un harmonique 3 à la sinusoïde de fréquence « f » pour former l'onde de référence (Figure II.15).

$$\begin{aligned}
 V_{ref_a}(t) &= \frac{uc}{2} (r \cdot \sin(\omega \cdot t) + a \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t)) \\
 v_{ref_b}(t) &= \frac{uc}{2} (r \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}) + a \cdot \sin 3 \cdot (\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3})) \\
 V_{ref_c}(t) &= \frac{uc}{2} (r \cdot \sin(\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}) + a \cdot \sin 3 \cdot (\omega \cdot t - \frac{4\pi}{3}))
 \end{aligned}
 \tag{II.4}$$

On pose $e = a \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t)$, e : coefficient d'excentricité, $r/4 \leq a \leq r/6$

L'addition d'harmonique permet d'augmenter l'amplitude maximale du fondamental dans la référence, et par la dans les tensions de sortie [5][18].

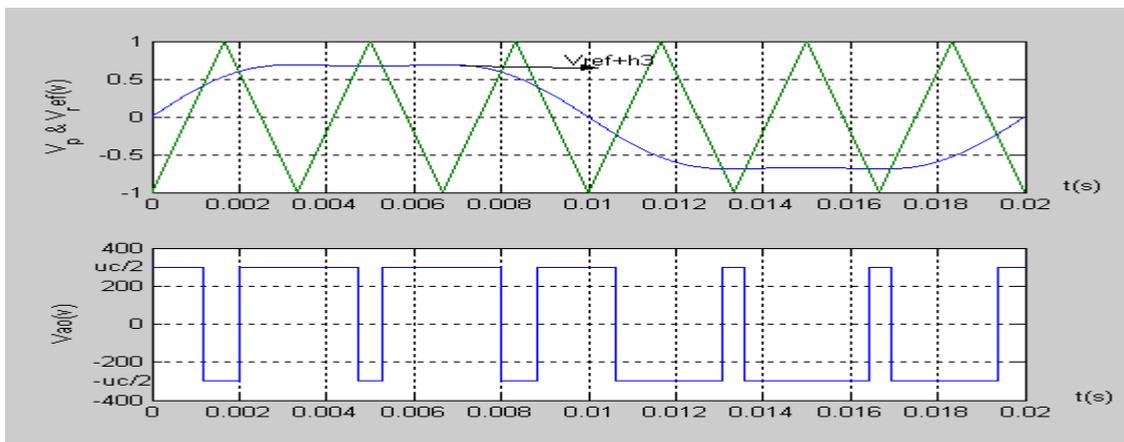


Figure II.15 MLI avec l'injection de l'harmonique 3

II.10.5 La modulation calculée

Cette technique de MLI consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de manière à répondre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur [10] [11].

Les critères usuellement retenus sont :

- élimination d'harmoniques de rangs spécifiés,
- élimination d'harmoniques dans une bande spécifiée,
- minimisation d'un critère harmonique global.

II.10.6.1 Analyse spectrale

Comme dans beaucoup de domaine de la physique (en particulier en électronique de puissance) on utilise des signaux périodiques, et par la décomposable en séries trigonométriques, sous certaines conditions.

Dans le cas le plus courant la série de Fourier est relative à la variable « t » et la période est notée « T » il est alors habituel d'écrire :

$$Y = B_0 + A_1 \sin(\omega t) + A_2 \sin(2\omega t) + \dots + A_n \sin(n\omega t) + \dots + B_1 \cos(\omega t) + B_2 \cos(2\omega t) + \dots + B_n \cos(n\omega t) + \dots$$

Ou de façon condensée :

$$y(t) = B_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t) + B_n \cos(n\omega t) \tag{II.5}$$

Les coefficients sont donnés par les expressions :

$$B_0 = \frac{1}{T} \int_0^T y(t).dt \tag{Valeur moyenne} \tag{II.6}$$

$$A_n = \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \sin(n\omega t).dt \tag{II.7}$$

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^T y(t) \cos(n\omega t).dt \tag{II.8}$$

Notre moteur asynchrone sera alimenté ultérieurement par les tensions composées délivrées par l'onduleur **fig. (II.16)**

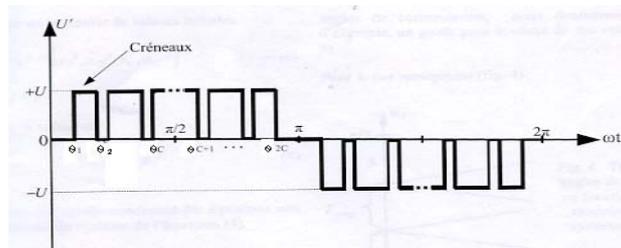


Figure II.16 Tension composée pour un MLI calculé

La forme d'onde de la tension composée présente une symétrie de glissement et une symétrie par rapport à l'origine.

$$\Rightarrow B_0 = 0 \tag{Les termes en cosinus disparaissent}$$

$$B_n = 0$$

Calcul de la composante A_n

$$A_n = \frac{8}{T} \int_0^{\frac{T}{4}} V_s \sin(n\omega t) = \frac{4u_c}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin(n\omega t)$$

$$= \frac{4u_c}{\pi} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(n\omega t) + \int_{\theta_3}^{\theta_4} \sin(n\omega t) + \dots + \int_{\theta_{n-1}}^{\theta_n} \sin(n\omega t) \right]$$

$$A_n = \frac{4u_c}{\pi} \cdot \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (-1)^{i-1} \cos(n\theta_i) \tag{II.9}$$

Avec : $\vartheta_1 < \vartheta_2 < \dots \vartheta_i < \frac{\pi}{2}$

Et l'expression de la tension composée devient alors

$$V_{ab}(t) = \sum_{i=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega t) = \sum_{i=1}^{\infty} \frac{4u_c}{n\pi} \sum_{i=1}^{\infty} (-1)^{i-1} \cos(n\vartheta_i) \cdot \sin(n\omega t) \quad (\text{II.10})$$

Avec :

A_n : l'amplitude de l'harmonique de rang « n »

ϑ_i : L'angle correspondant à la $i^{\text{ème}}$ commutation.

n : le nombre de commutation imposées sur un quart de période

On note alors qu'il est possible, suivant les valeurs ϑ_i , d'obtenir la disparition d'harmoniques d'un certain rang.

On note aussi que l'harmonique 3 et tous les harmoniques multiples de 3 sont nuls.

Pour que l'onde unipolaire ne contienne pas les harmoniques 5 et 7, il suffit de résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{aligned} H_5 &= \frac{4u_c}{5\pi} \sum_{i=1}^2 (-1)^{i-1} \cos(5\vartheta_i) = 0 \\ H_7 &= \frac{4u_c}{7\pi} \sum_{i=1}^2 (-1)^{i-1} \cos(7\vartheta_i) = 0 \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Ou encore :

$$\begin{cases} \cos 5\vartheta_1 - \cos 5\vartheta_2 = 0 \\ \cos 7\vartheta_1 - \cos 7\vartheta_2 = 0 \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

La résolution de ce système a donnée les valeurs des angles suivantes :

$$\vartheta_1 = 61,71^\circ, \vartheta_2 = 10,28^\circ$$

Et si on veut éliminer plus d'harmoniques on suit la même procédure mais le système devient de plus en complexe. Ce qui nécessite l'utilisation des méthodes mathématique pour résoudre le système non linéaire.

On note que la méthode de Newton- Raphson est la plus utilisée dans ce sens [12].

II.11 La Modulation vectorielle

II.11.1 Principe de la MLI Vectorielle

La MLI vectorielle est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones.

Contrairement à d'autres méthodes, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur.

Cette technique de MLI suit les principes suivants [1] [5][11] [12][17][18].

- Un vecteur tension de contrôle \vec{V}_{ref} est calculé globalement et est approximé sur une période de modulation « T_m » par un vecteur tension moyen.
- Pour chaque phase réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période dont la valeur moyenne est égale à la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs d'un même demi pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

II.11.2 La transformation de clarcke

Pour simplifier les calculs dans la modulation vectorielle on utilise la transformation de clarcke [7], cette dernière nous permet de remplacer le système triphasé de trois tensions U'_a , U'_b , U'_c de somme nulle par un système diphasé respectant le transfert de puissance.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_B \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U'_a \\ U'_b \\ U'_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

II.11.3 Les configurations possibles

Si on considère les composantes V_α et V_B comme les projections sur deux axes perpendiculaires d'un vecteur \vec{V}_{ref} , ce vecteur à lui tout seul suffit à caractériser le système triphasé (Figure II.17) [5][17].

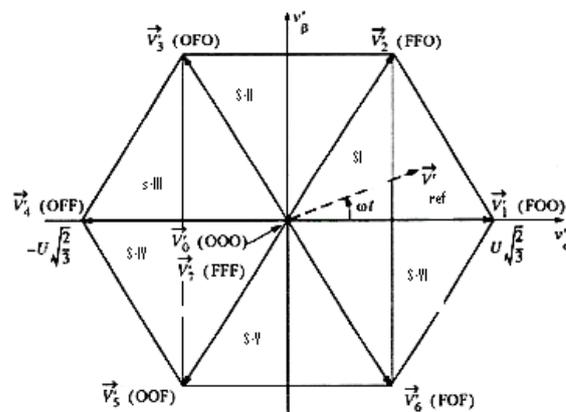


Figure II.17 Représentation du polygone de commutation

Les états fermé ou ouvert des interrupteurs K_1, K_2, K_3 (les interrupteurs K'_1, K'_2, K'_3 sont complémentaire) donnent à l'onduleur triphasé fig.(II.4) Huit configurations possibles (figII.17), six non nuls indiquée par $\vec{V}'_1, \vec{V}'_2, \vec{V}'_3, \vec{V}'_4, \vec{V}'_5, \vec{V}'_6$ et deux vecteurs nuls $\vec{V}'_0, et \vec{V}'_7$ (à coté de chaque vecteur on a indiqué l'état fermé (F) ou ouvert (0) des trois interrupteurs (K_1, K_2, K_3)). Les six vecteur ont le même module égale à $u \cdot \sqrt{\frac{2}{3}}$, les extrémités de ces six vecteurs définissent Les sommets d'un hexagone régulier fig.(II.17), puisque deux vecteurs font entre eux un angle $\alpha = \frac{\pi}{3}$.

Les six vecteurs non nuls, délimitent six secteurs (secteur = le plan fermé entre deux vecteurs adjacents).

Les Configuration possibles qui peuvent prendre les interrupteurs K_1, K_2, K_3 ainsi que les valeurs des tensions V'_a, V'_b, V'_c , leurs composantes de clarcke et l'indice du vecteur \vec{V}' représentatif de cet état sont indiqués dans le tableau -1- .

K_1	K_2	K_3	V'_a	V'_b	V'_c	V'_a	V'_B	\vec{V}'
0	0	0	0	0	0	0	0	\vec{V}'_0
F	0	0	$2uc/3$	$-uc/3$	$-\frac{uc}{3}$	$\frac{uc}{\sqrt{6}}$	0	\vec{V}'_1
F	F	0	$uc/3$	$uc/3$	$-\frac{2uc}{3}$	$\frac{uc}{\sqrt{6}}$	$\frac{uc}{\sqrt{2}}$	\vec{V}'_2
0	F	0	$-uc/3$	$2uc/3$	$-\frac{uc}{3}$	$-\frac{uc}{\sqrt{6}}$	$\frac{uc}{\sqrt{2}}$	\vec{V}'_3
0	F	F	$-2uc/3$	$uc/3$	$\frac{uc}{3}$	$-\frac{uc}{\sqrt{6}}$	0	V'_4
0	0	F	$-uc/3$	$-uc/3$	$\frac{2uc}{3}$	$\frac{uc}{\sqrt{6}}$	$-\frac{uc}{\sqrt{2}}$	\vec{V}'_5
F	0	F	$uc/3$	$-2uc/3$	$\frac{uc}{3}$	$\frac{uc}{\sqrt{6}}$	$-\frac{uc}{\sqrt{2}}$	\vec{V}'_6
F	F	F	0	0	0	0	0	\vec{V}'_7

Tableau II.1 Composantes de clarcke des tensions de sortie

II.11.4 Définition du vecteur tension de contrôle désiré (vecteur de référence)

Le vecteur tension de référence désiré peut être défini dans le plan triphasé par : [1] [12].

$$V_{aref} = r \cdot \frac{u_c}{2} \cdot \cos(\omega t) \quad (II.14)$$

$$V_{bref} = r \cdot \frac{u_c}{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (II.15)$$

$$V_{cref} = r \cdot \frac{u_c}{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \quad (II.16)$$

Et composantes de clark par :

$$V_{ceref} = r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{u_c}{2} \cdot \cos(\omega t) \quad (II.17)$$

$$V_{Bref} = r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{u_c}{2} \cdot \sin(\omega t) \quad (II.18)$$

Le vecteur \vec{V}_{ref} est d'amplitude $r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{U_c}{2}$ tournant dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à la pulsation « ω » des tensions désirées.

à chaque instant, le vecteur \vec{V}_{ref} peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs de sortie qui lui sont adjacents.

Les relations donnant les durées d'application des vecteurs s'écrivent alors pour une période [1].

$$T_i = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot T_m \cdot \sin(i \cdot \frac{\pi}{3} - \omega t) \quad (II.18)$$

$$T_{i+1} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot T_m \cdot \sin(\omega t - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}) \quad (II.19)$$

$$T_0 = \frac{T_m}{2} - (T_i + T_{i+1}) \quad (II.20)$$

$$i = 1, 2, 3, 4, 5, 6.$$

Avec :

T_i, T_{i+1} : Durées d'application des vecteurs adjacents respectivement \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} .

T_0 : durée d'applications du ou des vecteur nuls \vec{V}_0 ou \vec{V}_7

- Le vecteur moyen du vecteur \vec{V}_{ref} peut s'écrire [1].

$$\vec{V}_{ref} = \frac{1}{T_m} [T_i \cdot \vec{V}_i + T_{i+1} \cdot \vec{V}_{i+1}] \quad (II.21)$$

\vec{V}_i, \vec{V}_{i+1} : sont les deux vecteurs d'état qui délimitent le secteur (i) du plan des tensions ou est situé \vec{V}_{ref} (figure II.17).

Les tensions de références sont reconstituées en effectuant une moyenne temporelle des états des durées d'utilisation des vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{ref} et le vecteur nul.

D'après [1], [13], [14], le vecteur tension de référence désiré se calcul en partant des relations entre grandeur triphasées d'un onduleur triphasé :

$$\begin{cases} \langle V_{a0} \rangle = \langle V_{an} \rangle + \langle V_{n0} \rangle & (II.22) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \langle V_{b0} \rangle = \langle V_{bn} \rangle + \langle V_{n0} \rangle & (II.23) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \langle V_{c0} \rangle = \langle V_{cn} \rangle + \langle V_{n0} \rangle & (II.24) \end{cases}$$

Compte tenu des propriétés des systèmes triphasés, on peut déduire l'expression de la composante homopolaire $\langle V_{n0} \rangle$.

$$V_{n0} = \frac{1}{3} [\langle V_{a0} \rangle + \langle V_{b0} \rangle + \langle V_{c0} \rangle] \quad (II.25)$$

L'expression de $\langle V_{n0} \rangle$ est généralisée à tout secteur en considérant le système de tension V_{an}, V_{bn}, V_{cn} , triphasé équilibré et sinusoïdal [1], [13], [14].

$$\langle V_{n0} \rangle = -\frac{1}{2} [V_{\max} + V_{\min}] \quad (II.26)$$

$$V_{\max} = \max\{\langle V_{an} \rangle, \langle V_{bn} \rangle, \langle V_{cn} \rangle\} \quad (II.27)$$

$$V_{\min} = \min\{\langle V_{an} \rangle, \langle V_{bn} \rangle, \langle V_{cn} \rangle\} \quad (II.28)$$

Les expressions de ces grandeurs sont données dans le tableau (II.2).

Avec : ($\rho = \omega t$).

Secteur	V_{a0}	V_{n0}	V_{an}
1	$r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{U_c}{2} \cos(\rho - \frac{\pi}{6})$	$-\frac{rU_c}{4} \cos(\rho - \frac{2\pi}{3})$	$r \cdot \frac{U_c}{2 \cos} \rho$
2	$r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{U_c}{2} \cos(\rho)$	$-r \cdot \frac{U_c}{4} \cos(\rho)$	//
3	$r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{U_c}{2} \cos(\rho + \frac{\pi}{6})$	$-r \cdot \frac{U_c}{4} \cos(\rho - \frac{2\pi}{3})$	//
4	$r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{U_c}{2} \cos(\rho - \frac{\pi}{6})$	$-r \cdot \frac{U_c}{4} \cos(\rho - \frac{4\pi}{3})$	//
5	$r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{U_c}{2} \cos(\rho)$	$-r \cdot \frac{U_c}{4} \cos(\rho)$	//
6	$r \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{U_c}{2} \cos(\rho + \frac{\pi}{6})$	$-r \cdot \frac{U_c}{4} \cos(\rho - \frac{4\pi}{3})$	//

Tableau II.2 Variation de V_{a0} , V_{n0} , et V_{an}

Le coefficient de réglage r_{\max} dans la MLI vectorielle peut arriver jusqu'à : $r_{\max} = 1,155$.

On définit le vecteur de tension de référence $V_{\text{réf}}$, avec $V_{\text{réf}} = (V_{\text{réf}1}, V_{\text{réf}2}, V_{\text{réf}3})^t$. A partir de ce dernier, on définit un nouveau vecteur de référence $V_{\text{réf}1}$.

$$V_{\text{réf}1}[i] = V_{\text{réf}}[i] + V_0. \quad (\text{II.29})$$

Avec $i=1,2,3$.

La tension V_0 est donnée par l'expression suivante :

$$V_0 = -[\max(V_{\text{réf}}) + \min(V_{\text{réf}})]/2. \quad (\text{II.30})$$

L'allure de la modulante et la composante homopolaire est donnée par la **fig.(II.18)**

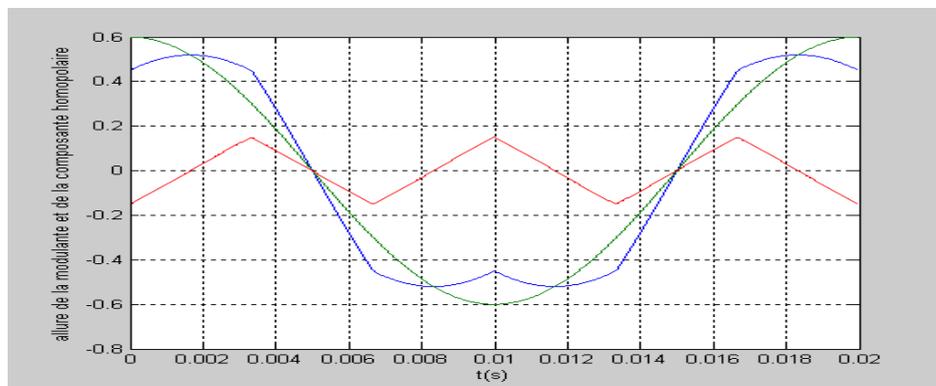


Figure II.18 Allure de la modulante et de la composante homopolaire

Les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de l'onduleur sont obtenus par l'intersection entre la porteuse triangulaire et les ondes de références. [1], [12], [13], [14][19].

II.12 Principaux avantages de la M.L.I

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants :

- Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée ou en un seul créneau.
- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- De faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie.
- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue.

Nous nous proposons donc de simuler les techniques suivantes :

- La modulation sinusoïdale- triangulaire.
- L'injection de l'harmonique 3 dans la référence.
- La modulation vectorielle.
- La modulation calculée.

et les comparer du point de vue de leurs spectres d'harmoniques.

II.13 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé

II.13.1 Modèle de commande

L'onduleur de tension triphasé utilisé dans ce travail est celui de la figure (II.4).

Si on désigne par « F » la fonction de connexion ou « F1 » désigne l'état de l'interrupteur K_i du demi bras en haut et « F₀ » l'état de l'interrupteur K_i du demi bras en bas, on peut alors généraliser le modèle de commande pour l'onduleur triphasé.

$$F_{i1} = 1 \quad \text{Quand } K_i \text{ est fermé} \quad F_{i1} = 0 \quad (\text{K}_i \text{ ouvert})$$

$$F_{i0} = -1 \quad \text{Quand } K'_i \text{ est fermé} \quad F_{i0} = 0 \quad (\text{K}'_i \text{ ouvert})$$

$$\text{Soit : } B_k = F_{i1} + F_{i0} \quad K = 1,2,3$$

II.13.2 Calcul des tensions des nœuds

Les tensions des nœuds A, B, C par rapport au point milieu fictif « 0 » de l'onduleur s'exprime comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{a0} = \frac{U_c}{2}(F_{11} + F_{10}) = \frac{U_c}{2}B_1 \\ V_{b0} = \frac{U_c}{2}(F_{21} + F_{20}) = \frac{U_c}{2}B_2 \\ V_{c0} = \frac{U_c}{2}(F_{31} + F_{30}) = \frac{U_c}{2}B_3 \end{array} \right. \quad (\text{II.30})$$

II.13.3 Calcul des tensions simples

Pour obtenir les valeurs instantanées de ces tensions on part des tensions des nœuds V_{a0} , V_{b0} , V_{c0} on aura donc :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a = \frac{1}{3}(2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0}) \\ V_b = \frac{1}{3}(-V_{a0} + 2V_{b0} - V_{c0}) \\ V_c = \frac{1}{3}(-V_{a0} - V_{b0} + 2V_{c0}) \end{array} \right. \quad (\text{II.31})$$

Les tensions V_a , V_b , V_c ont nécessairement une somme nulle.

L'équation (II.31) peut s'exprimer au moyen des fonctions de connexions comme :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ B_3 \end{bmatrix} \cdot \frac{U_c}{2} \quad (\text{II.32})$$

II.13.4 Calcul des tensions composées

Les tensions composés de l'onduleur triphasé sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} = \frac{U_c}{2}(B_1 - B_2) \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} = \frac{U_c}{2}(B_2 - B_3) \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} = \frac{U_c}{2}(B_3 - B_1) \end{array} \right. \quad (\text{II.33})$$

II.14 La qualité du signal

Plusieurs expressions peuvent être utilisées pour quantifier la déformation d'un signal, on utilise dans ce travail le taux de distorsion harmonique (THD) définit par [17] :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{50} V_n^2}}{V_1} \quad (\text{II.34})$$

On utilise aussi l'expression qui donne le pourcentage du déchet de tension : [5]

$$d = \left(\frac{V_1}{\sqrt{2} U_c / \pi} \right)_{\max} \quad (\text{II.35})$$

Avec :

$$V_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} r \cdot \frac{U_c}{2} \quad (\text{II.36})$$

V_1 : La valeur efficace du fondamental des tensions de sortie.

Chapitre III

La Commande vectorielle à flux rotorique orienté

III.1 Principe du Contrôle vectorielle à flux orienté

L'objectif de ce type de contrôle est d'obtenir un modèle simple de la machine asynchrone qui rend compte de la commande séparée de la grandeur flux « ϕ » et de la grandeur courant I, générateur du couple.

Il s'agit donc de retrouver la quadrature entre courant (I) et flux (ϕ) naturellement découplés pour une machine à courant continu (courant d'excitation – producteur de flux ; et courant d'induit producteur de couple).

La difficulté va résider justement dans le fait que, pour une machine à induction, il est difficile de distinguer le courant producteur de couple du courant producteur de flux fortement couplés.

La commande par orientation de flux consiste à régler le flux par une composante du courant « I_{ds} » et le couple par l'autre composante « I_{qs} ». Pour ce la, il faut choisir un système d'axe d, q et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

Le principe de la commande vectorielle est représenté par la figure (III.1).



Figure III.1 Schéma de principe de la commande de vectorielle

III.2 Choix du référentiel

On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux de la machine à savoir le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer et vérifier le degré de découplage entre le flux et le couple selon ce choix.

Dans ces conditions si on choisit :

1) Référentiel lié au flux statorique

$$\Rightarrow \phi_{ds} = \phi_s, \quad \phi_{qs} = 0$$

2) Référentiel lié au flux rotorique

$$\Rightarrow \phi_{dr} = \phi_r, \quad \phi_{qr} = 0$$

3) Référentiel lié au flux dans l'entrefer

$$\Rightarrow \phi_{sdm} = \phi_m, \quad \phi_{sqm} = 0$$

Dans les trois référentiels, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. Ainsi dans un fonctionnement à flux constant, cette composante est l'image du couple.

Seul le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. [1]

Ce référentiel est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine asynchrone comparable à ceux de la machine à courant continu.

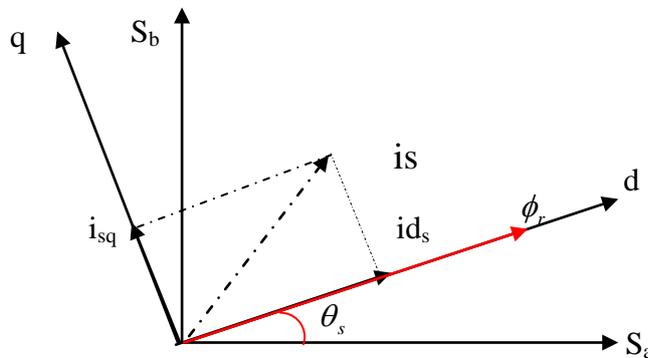


Figure III.2 Principe du control vectoriel dans un référentiel lié au flux rotorique.

III.3 Contrôles vectoriels direct et indirect

La régulation du flux peut être soit directe soit indirecte [11].

III.3.1 Contrôle direct

Dans ce type de contrôle, le flux est réglé par une contre-réaction, il doit donc être mesuré (capteur) ou estimé. La pulsation statorique ω_s est directement évaluée à partir de la position du flux dans le repère lié au stator [11].

III.3.2 Contrôle indirect

Dans ce type de contrôle, le flux n'est ni mesuré ni reconstruit, en s'affranchit de la connaissance de ce flux.

On considère donc le flux ϕ_r et le couple électromagnétique comme références de commande. Le découplage entre le flux et le couple est assuré par un bloc qui s'appelle (F.O.C) (Field oriented control) ou bloc de contrôle du flux orienté.

Dans ce travail, le contrôle vectoriel indirect est adopté.

III.4 Expression générale de la commande

La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en ouvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axe (d, q) tels que $\phi_{dr} = \phi_r$ et $\phi_{qr} = 0$ dans les équations d'état du modèle (I..17), (I..18), (I..19), (I.21)

Ce qui nous donne :

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \left(R_s + R_r \cdot \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{ds} - w_s \cdot \sigma L_s \cdot i_{qs} - \frac{M}{L_r^2} R_r \phi_r \end{cases} \quad (III.1)$$

$$\begin{cases} V_{qs} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + w_s \cdot \sigma L_s \cdot i_{ds} + \left(R_s + R_r \cdot \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{qs} + \frac{M}{L_r} \cdot w_r \cdot \phi_r \end{cases} \quad (III.2)$$

$$\begin{cases} T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M i_{sd} \end{cases} \quad (III.3)$$

$$\begin{cases} w_s = P\Omega + \frac{M}{T_r \cdot \phi_r} \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (III.4)$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle, mais elles ont un gros inconvénient : V_{ds} influe à la fois sur i_{ds} et i_{qs} donc sur le flux et le couple. Il en est de même pour V_{qs} (Figure III.3).

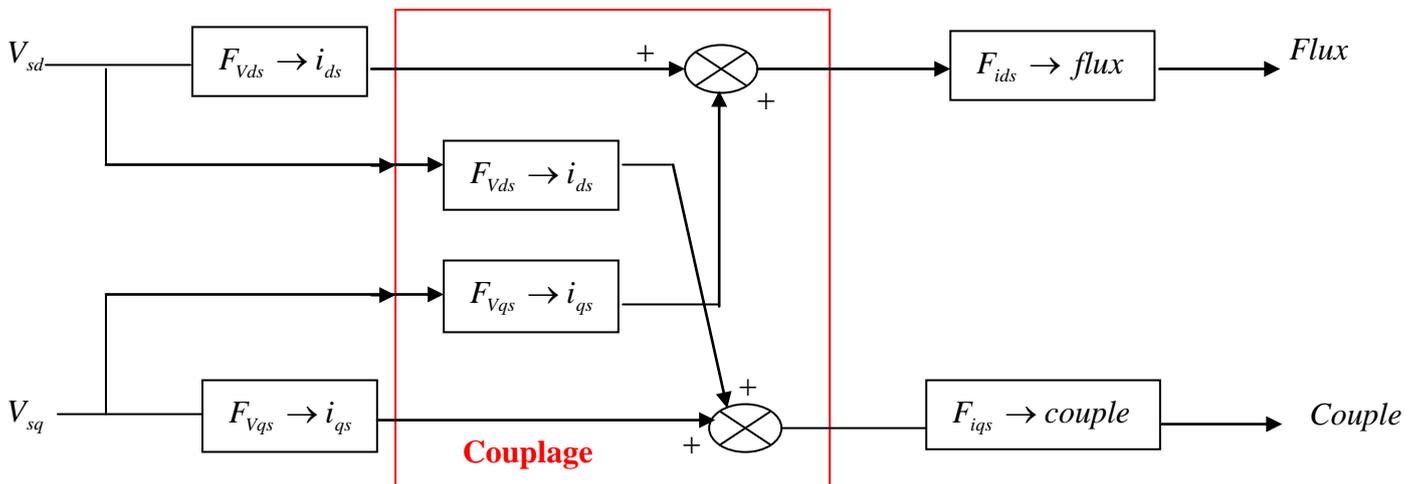


Figure III.3 Description des Couplages

III.5 Découplage entrée sortie

L'objectif est dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Pour cela on distingue différentes techniques pour effectuer ce découplage : découplage par retour d'état, découplage par compensation [11].

Dans ce travail nous présentons le découplage par compensation.

- Découplage par compensation

Définitions deux nouvelles variables de commande V_{ds1} et V_{qs1} [1],[11].

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} - F_{emd} \end{cases} \quad (III.5)$$

$$\begin{cases} V_{qs} = V_{qs1} - F_{emq} \end{cases} \quad (III.6)$$

Avec :

$$F_{emd} = \omega_s \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs} + \frac{M}{L_r} \cdot R_r \cdot \phi_r \quad (III.7)$$

$$F_{emq} = -\omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} - \frac{M}{L_r} \cdot \omega_r \cdot \phi_r \quad (III.8)$$

Les tensions V_{ds} et V_{qs} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{ds1} et V_{qs1} (Figure III.4).

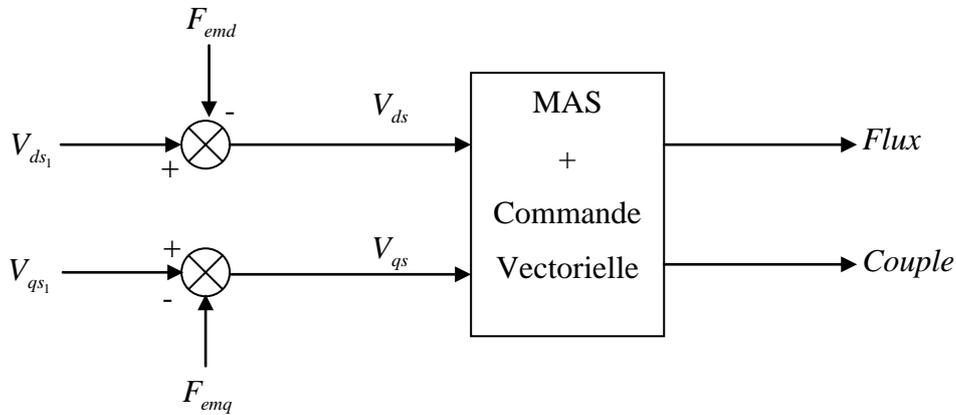


Figure III.4 Reconstitution des tensions V_{ds} et V_{qs}

Alors on définit un nouveau système pour lequel :

$$\begin{cases} V_{ds1} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + \left(R_s + R_r \cdot \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{ds} \end{cases} \quad (III.9)$$

$$\begin{cases} V_{qs1} = \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + \left(R_s + R_r \cdot \frac{M^2}{L_r^2} \right) i_{qs} \end{cases} \quad (III.10)$$

III.6 Bloc de dé fluxage

Nous avons dit que le flux et le couple de référence sont des valeurs imposées (contrôle vectoriel indirecte) [11]. Pour cela le flux ϕ_r est imposé par un bloc de dé fluxage qui est défini par la non linéarité suivante :

$$\Phi_r = \begin{cases} \Phi_m & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \Phi_n \left(\frac{\Omega_n}{\Omega} \right) & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Cette relation montre que pour les vitesses inférieure à la vitesse nominale, le fonctionnement est à couple constant et au delà de la vitesse nominale, il permet de diminuer le couple, dans ce cas il assure un fonctionnement à tension ou à puissance constante.

Le schéma bloc de la structure de commande en tension par orientation du flux rotorique est donné par la fig. (III.5) .

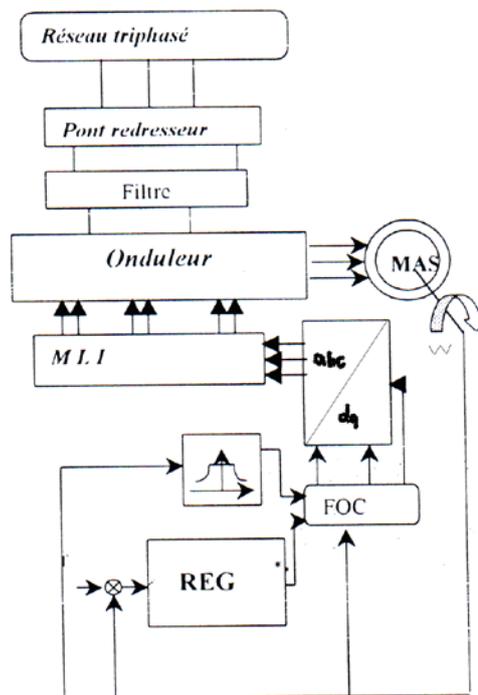


Figure II.5 Schéma bloc de la commande par flux orienté

III.7 Calcul des régulateurs

III.7.1 Introduction

Pour l'obtention des performances exigées par le système de commande on ajoute à ce dernier des organes extérieurs appelés régulateurs. La qualité de régulation est assurée par ces derniers en fonction des lois de régulations qui relient mathématiquement leurs grandeurs de sortie et d'entrée.

Les régulateurs linéaires les plus utilisés sont régis pour la loi mathématique de la forme suivante (PID) :

$$e(t) = K_p \left[\zeta(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t \zeta(\tau) d\tau + T_d \frac{d\zeta(t)}{dt} \right] \quad (\text{III.12})$$

Dans le présente travail on à utilisé des régulateurs de vitesse, de courant i_{qs} et de courant i_{ds} de type PI.

III.7.2 Régulateurs de vitesse

A partir de l'équation du mouvement $J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = ce - cr$

Le régulateur de vitesse prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée et il agit sur le couple (c'est-à-dire que sa sortie est le couple de référence).

Après transformation de Laplace de l'équation du mouvement on trouve :

$$\Omega = \frac{\frac{1}{J}}{S + \frac{f}{J}} (ce - cr) \Rightarrow \Omega = \frac{K}{\tau S + 1} (ce - cr) \quad (\text{III.13})$$

$$\text{Avec : } K = \frac{1}{f} \quad , \quad \tau = \frac{J}{f}$$

Le schéma fonctionnel de la régulation de vitesse (régulateur PI) sera donc :

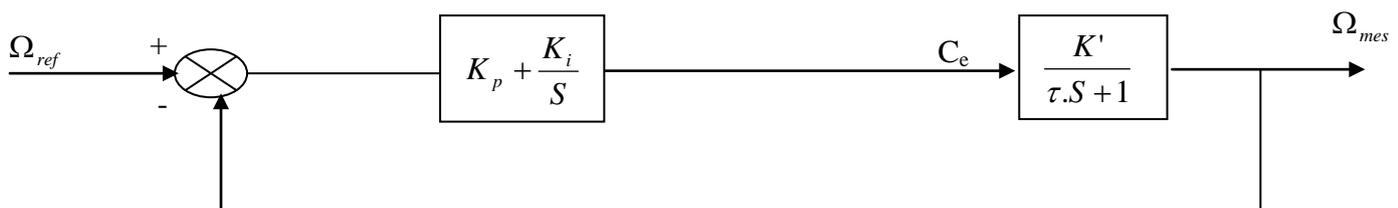


Figure III.6 Régulateur de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(S) = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{S}\right) \cdot \left(\frac{K}{\tau S + 1}\right)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{S}\right) \left(\frac{K}{\tau S + 1}\right)}$$

$$H(S) = \frac{\frac{K_p \cdot K}{\tau} \cdot S + \frac{K \cdot K_i}{\tau}}{S^2 + \left(\frac{K_p \cdot K + 1}{\tau}\right)S + \frac{K_i \cdot K}{\tau}} \quad (\text{III.14})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2^{ème} ordre.

La stabilité d'un système ne fait intervenir que les pôles [15] donc le dénominateur de H(S), par suite l'étude de la stabilité de notre système se fait en identifiant la fonction de transfert obtenue à la transmittance [15].

$$H(S) = \frac{N(S)}{S^2 + 2\xi\omega_0 S + \omega_0^2} \quad (\text{III.15})$$

Avec :

ω_0 : Pulsation propre du système

ξ : Coefficient d'amortissement

Par analogie on obtient :

$$\Rightarrow \begin{cases} 2\xi\omega_0 = \frac{K_p \cdot K + 1}{\tau} \\ \omega_0^2 = \frac{K_i \cdot K}{\tau} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \left\{ K_p = \frac{2\xi \cdot \omega_0 \cdot \tau - 1}{K} \right. \quad (\text{III.16})$$

$$\left\{ K_i = \frac{\omega_0^2 \cdot \tau}{K} \right. \quad (\text{III.17})$$

III.7.3 Régulateur de courant ids

Il prend en entrée le courant i_{ds} de référence et sa mesure, il agit sur la tension de référence V_{ds} . Réglé ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux rotorique constant car :

$$\phi_r = \frac{M}{T_r S + 1} i_{ds} \quad \text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

En utilisant l'équation (I.17) on écrit alors :

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[- \left(R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \cdot R_r \cdot i_{ds} + F_{emd} + V_{ds} \right) \right] \quad (\text{III.18})$$

Avec :

$$F_{emd} = w_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs} + \frac{M \cdot R_r}{L_r^2} \cdot \phi_r \quad (\text{III.19})$$

$$\Rightarrow \sigma L_s \cdot \frac{di_{ds}}{dt} + \left[R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \cdot R_r \right] i_{ds} = F_{emd} + V_{ds}$$

Après transformation de la place on trouve :

$$i_{ds} = \frac{K'}{\tau' S + 1} (V_{ds} + F_{emd}) \quad (\text{III.20})$$

Avec :

$$K' = \frac{1}{R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \cdot R_r}, \quad \tau' = \frac{\sigma \cdot L_s}{R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \cdot R_r}$$

Le schéma fonctionnel de la régulation de courant i_{ds} par un régulateur PI sera donc :

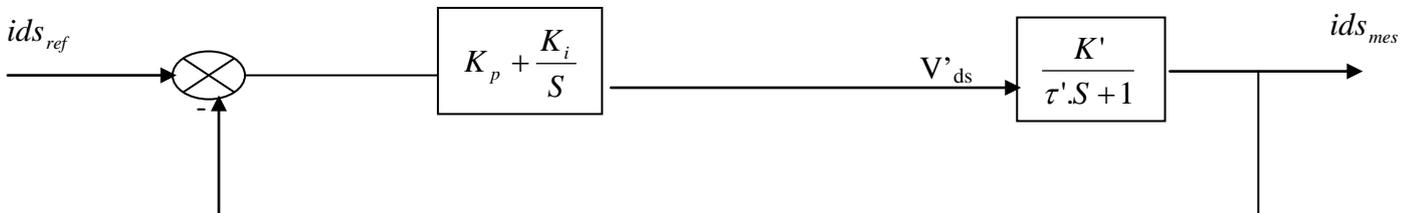


Figure III.7 Régulateur de courant i_{ds}

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$H(S) = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \cdot \left(\frac{K'}{\tau' S + 1} \right)}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \cdot \left(\frac{K'}{\tau' S + 1} \right)}$$

$$H(S) = \frac{\left(\frac{K_p \cdot K'}{\tau'} \right)}{S^2 + \left(\frac{K_p \cdot K' + 1}{\tau'} \right) S + \frac{K_i \cdot K'}{\tau'}} \quad (\text{III.21})$$

Par analogie avec l'équation (III.15) on écrit :

$$\begin{cases} 2\xi w_0 = \frac{K_p \cdot K' + 1}{\tau'} \\ w_0^2 = \frac{K_i \cdot K'}{\tau'} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_p = \frac{2\xi w_0 \tau' - 1}{K'} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

$$\begin{cases} K_i = \frac{w_0^2 \cdot \tau'}{K'} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

III.7.4 Régulateur de courant I_{qs}

Il prend en entrée le courant de référence et sa mesure, il agit sur la tension de référence V_{qs} pour ajuster le courant i_{qs} .

A partir de l'équation (I.18) on écrit :

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[- \left(R_s + \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \cdot R_r \right) i_{qs} + F_{emq} + V_{qs} \right] \quad (\text{III.24})$$

Avec :

$$F_{emq} = -\sigma L_s \cdot w_s \cdot i_{ds} - \frac{M}{L_r} \cdot w_r \cdot \phi_r \quad (\text{III.25})$$

On suit le même calcul que pour le courant i_{ds} .

Le schéma fonctionnel de la régulation du courant i_{qs} sera donc :

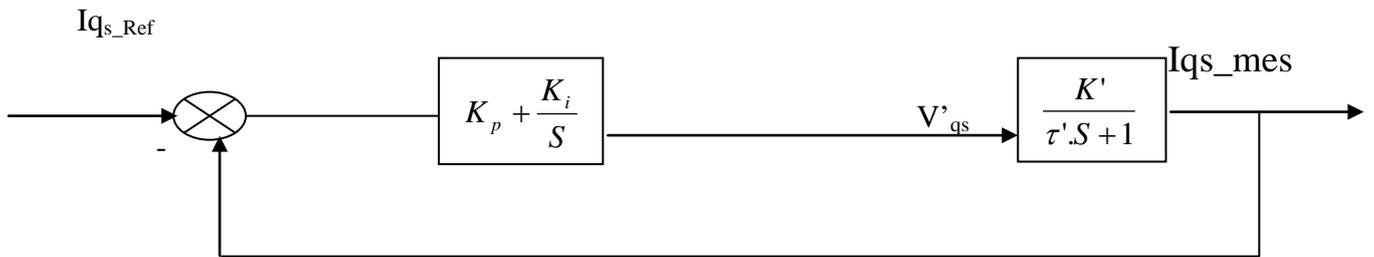


Figure III.8 Régulateur de courant i_{qs}

$$H(S) = \frac{\left(\frac{K_p \cdot K'}{\tau'} \right) \cdot S + \frac{K_i + K'}{\tau'}}{S^2 + \left(\frac{K_p \cdot K' + 1}{\tau'} \right) S + \frac{K_i \cdot K'}{\tau'}} = \frac{i_{qs_mes}}{i_{qs_ref}} \quad (\text{III.26})$$

Par analogie avec l'équation (III.15) on obtient :

$$\left\{ K_p = \frac{2\xi w_0 \tau' - 1}{K'} \right. \quad (\text{III.27})$$

$$\left\{ K_i = \frac{w_0^2 \tau'}{K'} \right. \quad (\text{III.28})$$

Avec : $w_0 = \frac{3}{T_{rep} \xi}$

T_{rep} : Le temps de réponse

ξ : 0,707.

Chapitre IV Simulation et Interprétations des résultats

IV.1 Simulation des différentes techniques de commande des onduleurs à MLI

Après l'analyse théorique nous abordons maintenant la simulation en utilisant un logiciel bien approprié, à savoir le matlab 6.5.

Les organigrammes de calcul correspondant aux différentes techniques de commandes sont représentés dans l'annexe 2.

IV.1.1 Simulation de la technique MLI sinusoïdale- triangulaire

Les instants de fermeture des interrupteurs sont déterminés par l'intersection de l'onde de référence V_{ref} donnée par (II.2) représentant les tensions de sortie désirées de fréquence f avec la porteuse V_p donnée par (II.3). La simulation est faite pour deux cas :

- 1) $m=15$, $r=0.8$; 2) $m=33$, $r=0.8$

Les tensions des noeuds, les tensions des phases (simples) ainsi que les tensions composées sont calculées respectivement par (II.30), (II.32), (II.33).

Les résultats de simulation sont représentés par les figures (IV.1), (IV.2), (IV.3), (IV.4), (IV.5) et qui expriment les tensions de références et la porteuse, les tensions des noeuds, les tensions des phases (simples), les tensions composées ainsi que le spectre d'harmonique de la tension simple V_a .

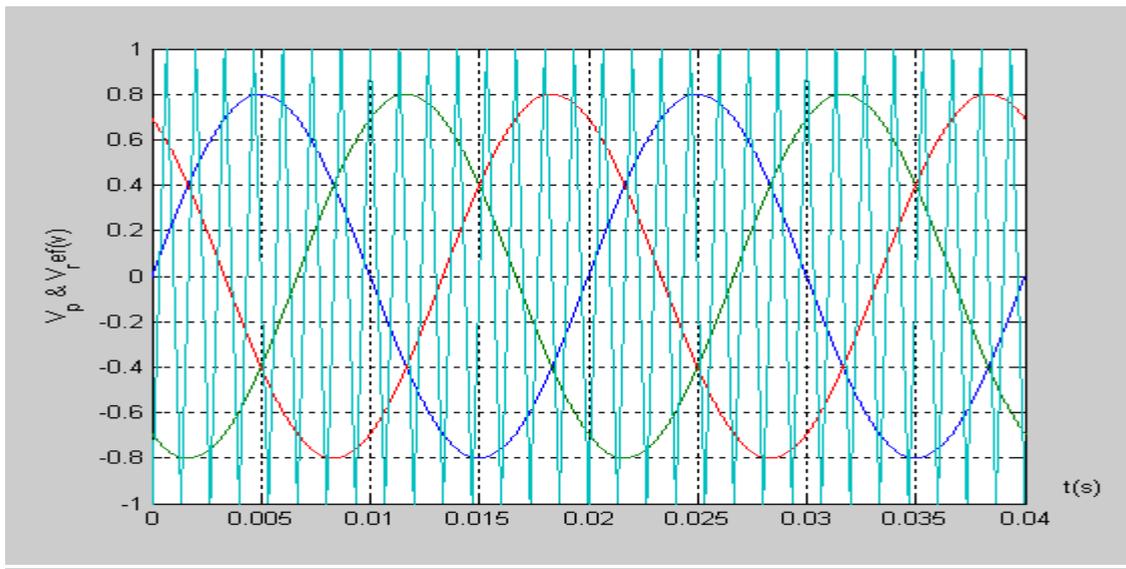
IV.1.1.1 Interprétation des résultats

D'après les résultats de Simulation on remarque :

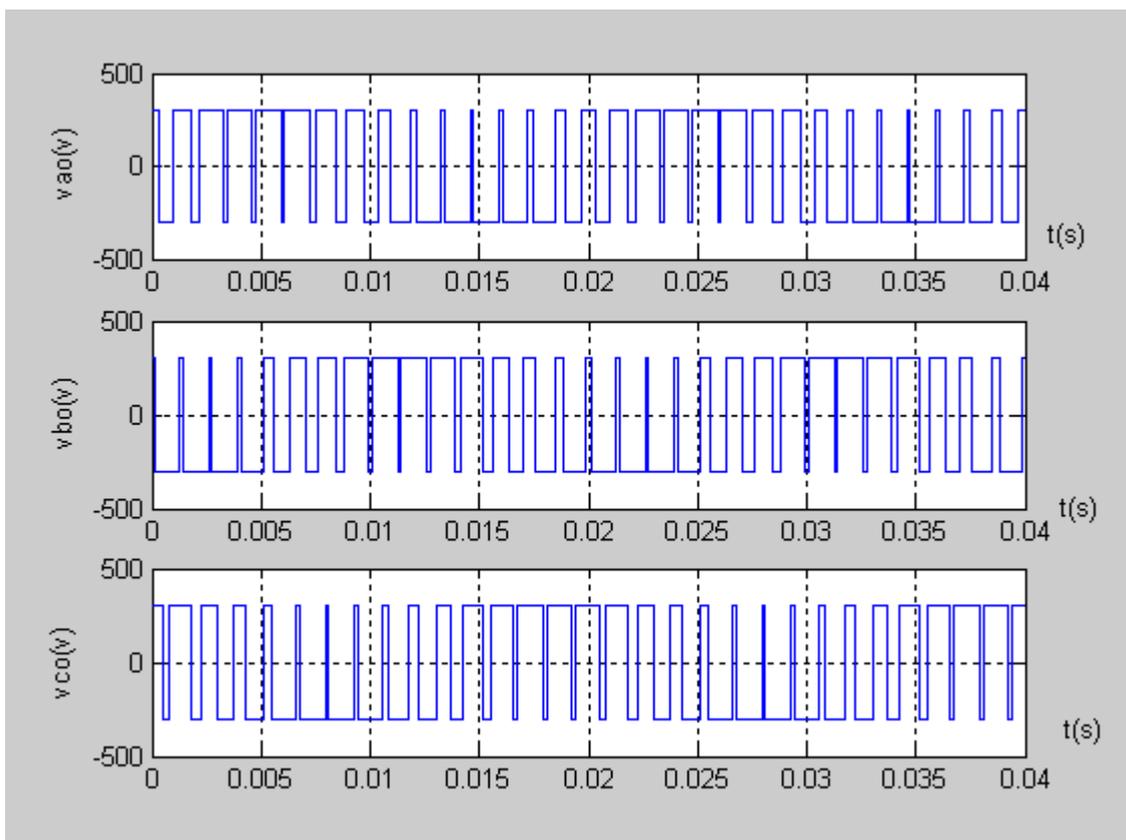
- 1) L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de repousser les harmoniques de la tension de phase vers les fréquences très élevées.
- 2) Pour un indice de modulation « m » impair, on trouve seulement les harmoniques impairs et qui se regroupent autour des familles mf , $2mf$, $3mf$ etc
- 3) Pour un indice « m » multiple de trois, on remarque qu'on aura seulement les harmoniques impairs et qui ne sont pas multiple de 3.
- 4) L'augmentation du coefficient de réglage en tension jusqu'à ($r=1$) permet de diminuer l'amplitude des harmoniques de la 2ème, 3ème et 4ème famille, en revanche celle de la 1ère famille augmente.
- 5) L'augmentation du coefficient de réglage r jusqu'à « 1 » permet de réduire le déchet de tension jusqu'à $d=21,46\%$, et assure un réglage linéaire de la tension de phase.
- 6) La variation de l'amplitude de l'harmonique fondamental ne dépend pas de la variation de l'indice de modulation « m ».

IV.1.1.2 Conclusion

- 1) La MLI sinusoïdale triangulaire permet de faire varier la valeur du fondamentale de la tension de sortie.
- 2) Les harmoniques de rang 3 ou multiple de 3 sont supprimées dans la tension de sortie.
- 3) L'augmentation de l'indice de modulation « m » rejette les premiers harmoniques non nuls vers des fréquences élevées, et facilite donc le filtrage.
- 4) L'apparition du déchet de tension.



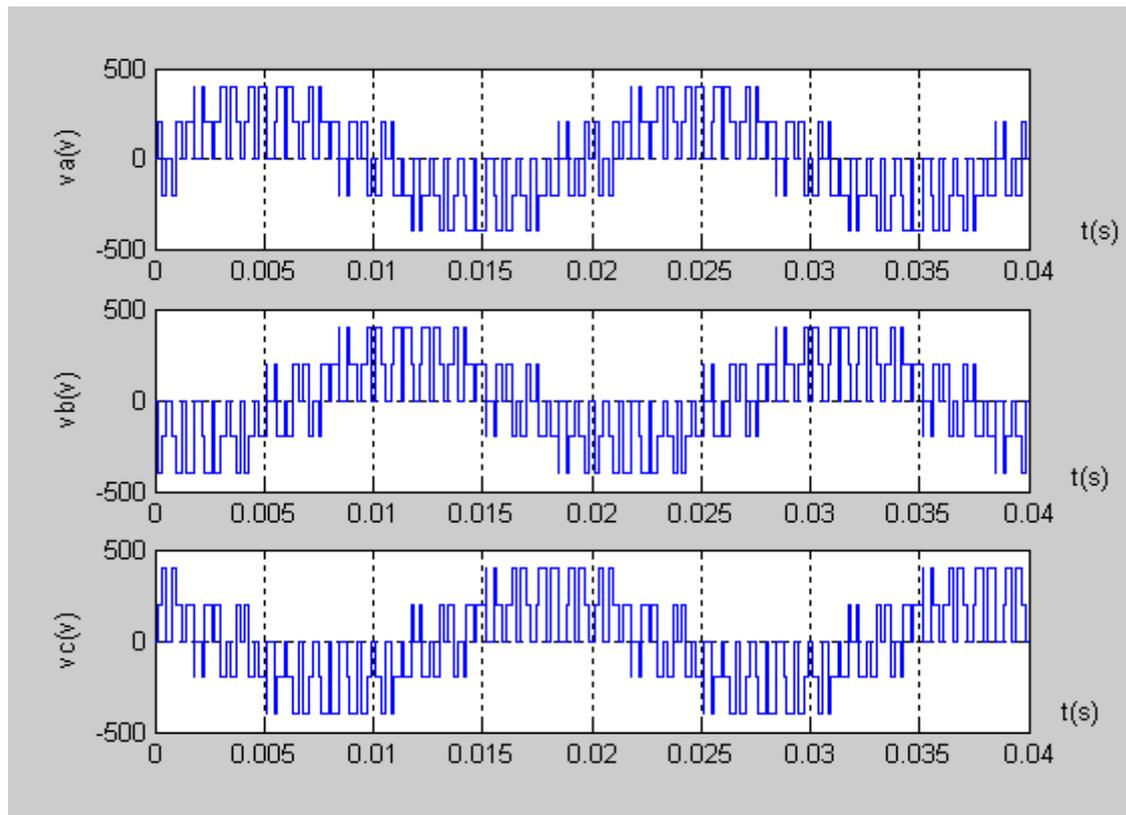
(a)



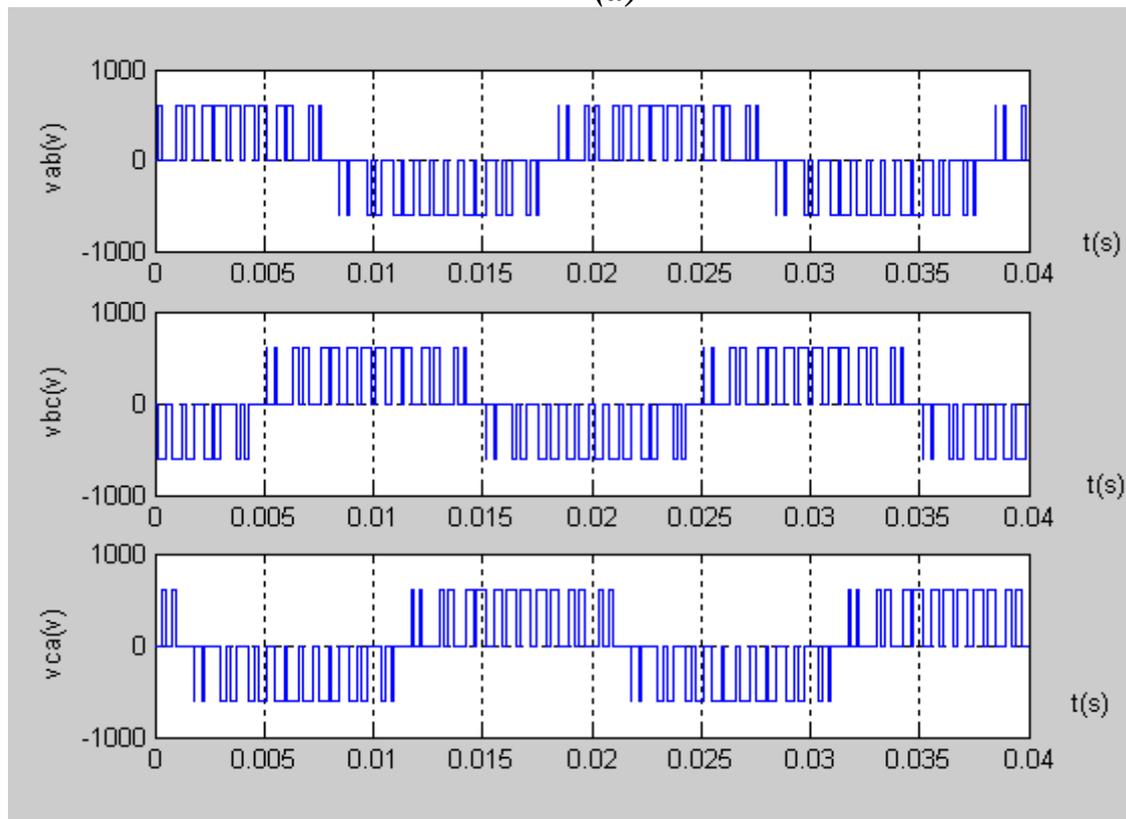
(b)

Figure IV.1 Les formes d'ondes de la technique MLI sinusoidale -triangulaire pour : $m=15$ et $r= 0.8$

- a) les tensions de références et la porteuse triangulaire
 b) les tensions des noeuds



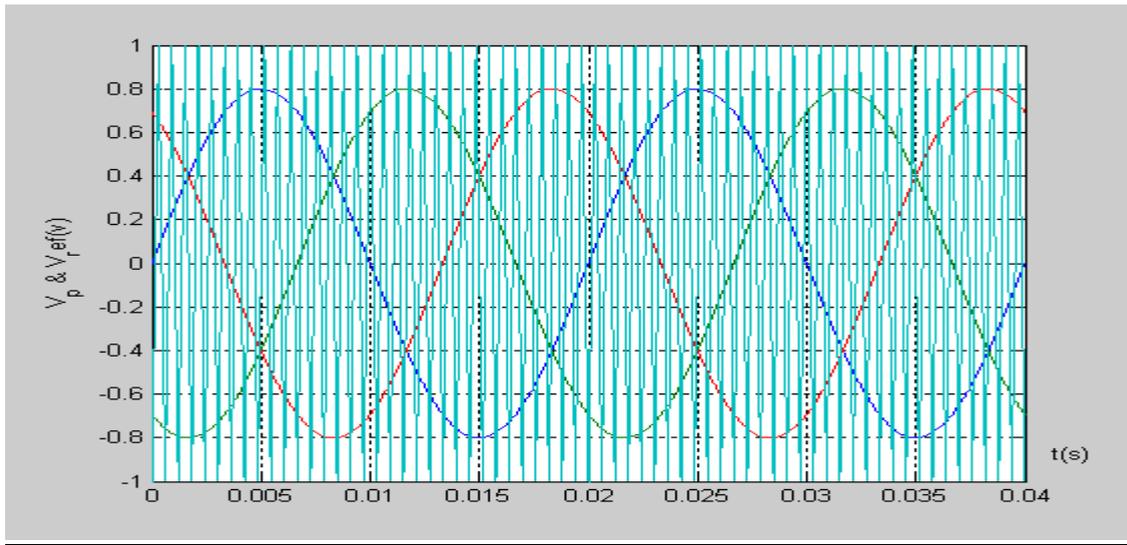
(a)



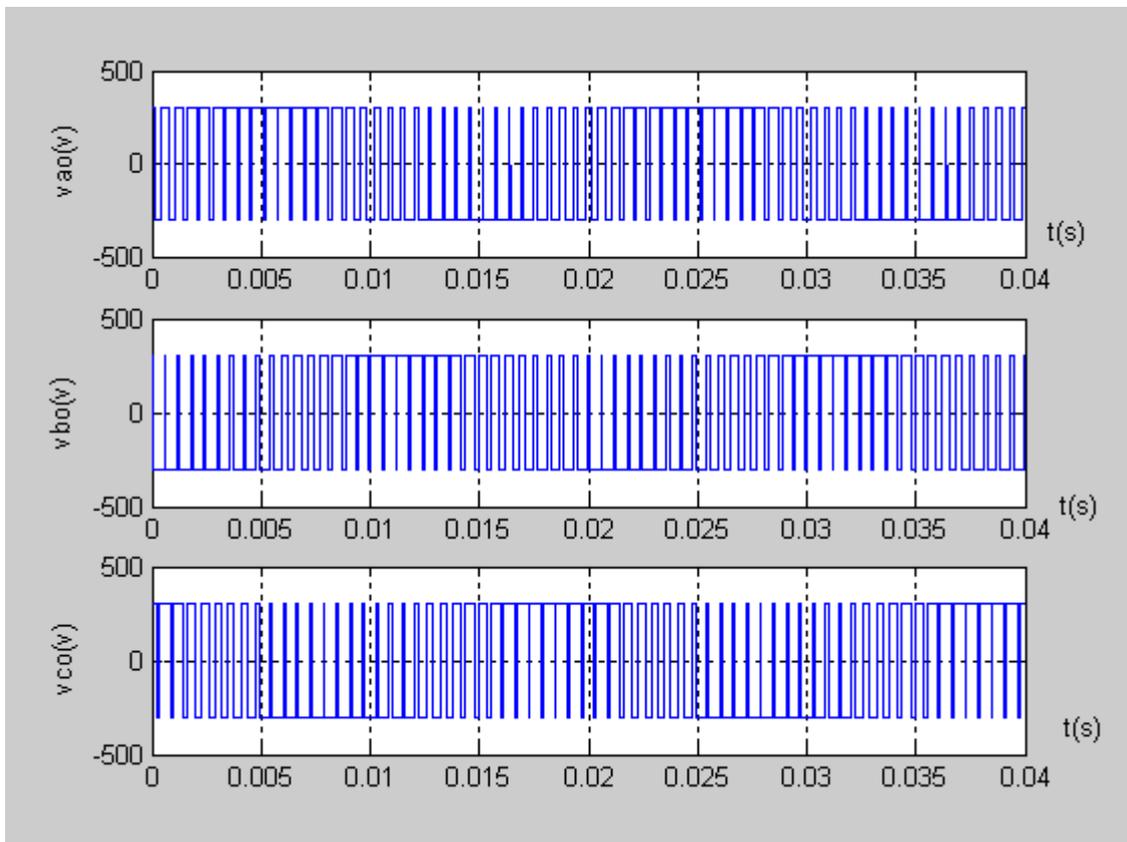
(b)

Figure IV.2 Les formes d'ondes de la technique MLI sinusoidale triangulaire pour : $m=15$ et $r= 0.8$

- a)-les tensions des phases.
- b)-les tensions composées.



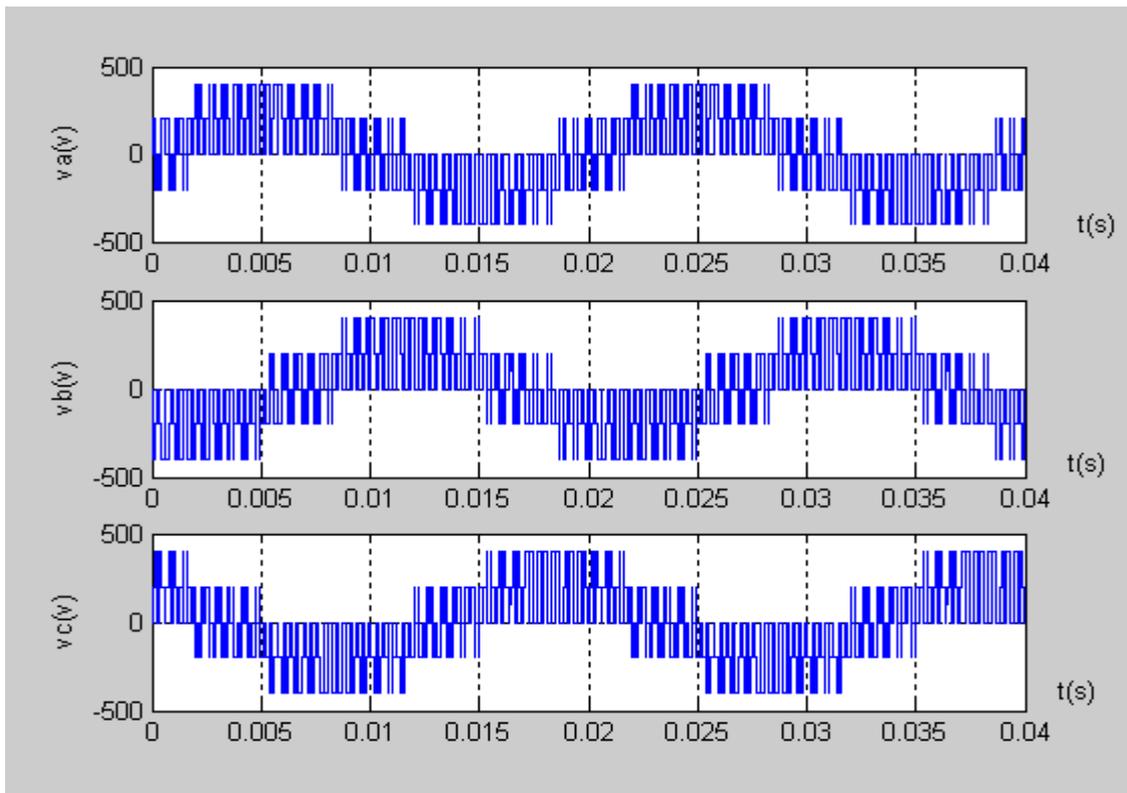
(a)



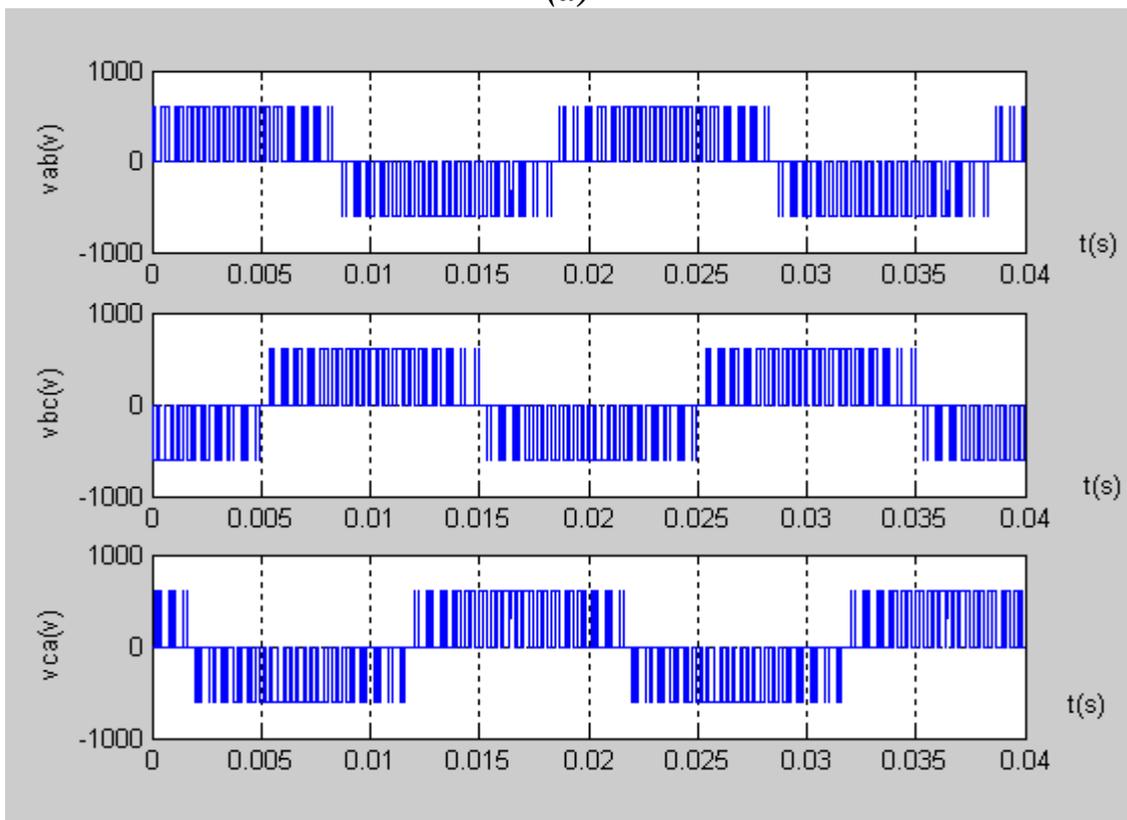
(b)

Figure IV.3 Les formes d'ondes de la technique MLI sinusoidale triangulaire pour : $m=33$ et $r= 0.8$

- a) les tensions de références et la porteuse triangulaire
- b) les tensions des noeuds



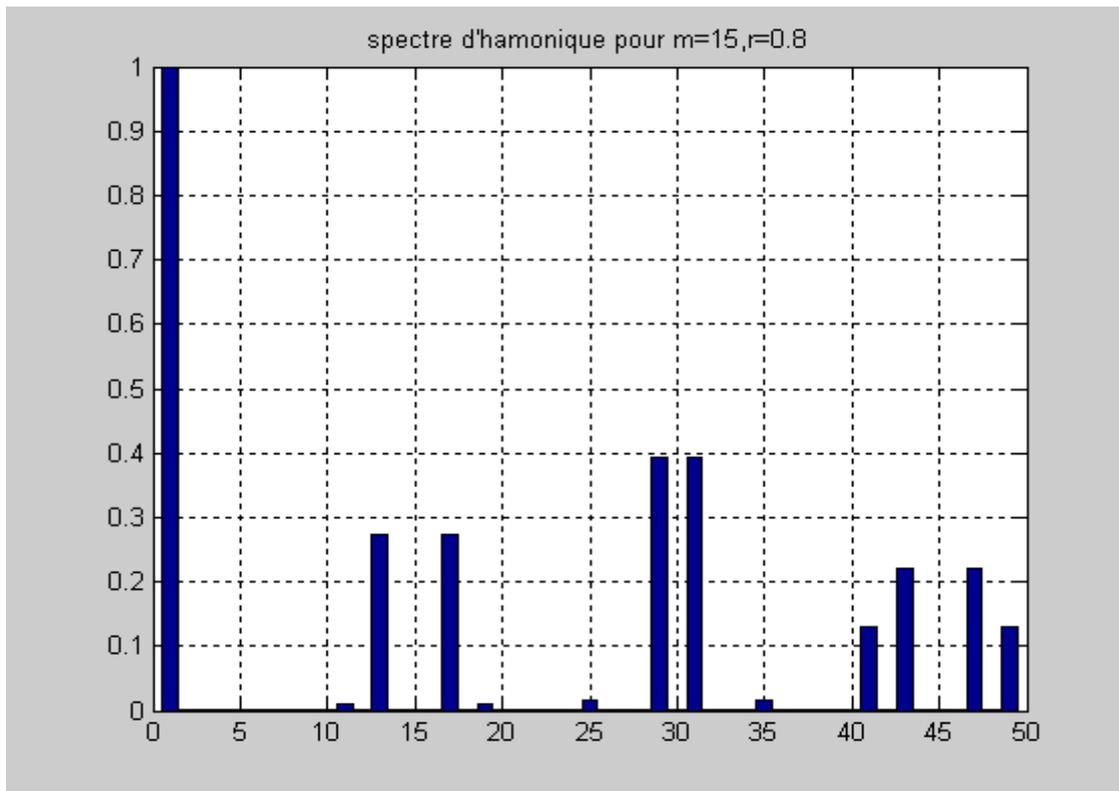
(a)



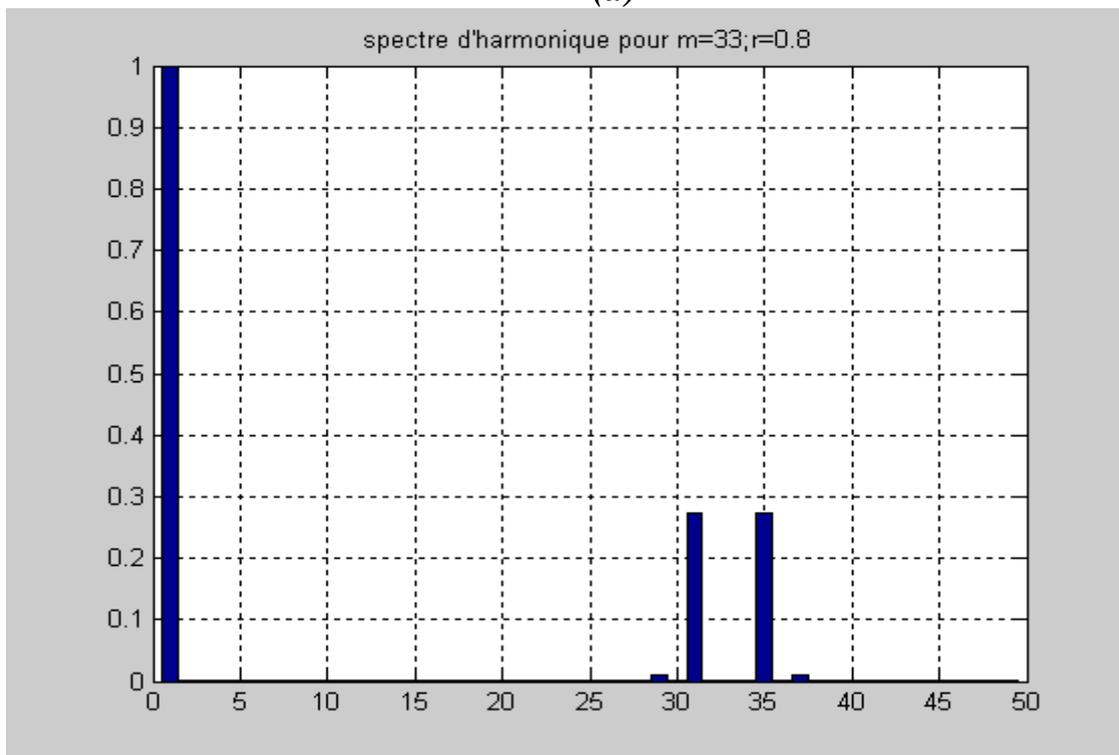
(b)

Figure IV.4 Les formes d'ondes de la technique MLI sinusoidale triangulaire pour : $m=33$ et $r= 0.8$

- a)-les tensions des phases.
- b)-les tensions composées.



(a)



(b)

Figure IV.5 Spectre d'harmonique de la tension de phase V_a pour la modulation sinusoïdale- triangulaire
 Pour : a) $m=15, r=0.8$
 b) $m=33, r=0.8$

IV.1.2 Simulation de la technique d'injection d'un harmonique 3 dans la référence

Lorsque on injecte l'harmonique trois ; les tensions de référence seront données par (II.4), la porteuse triangulaire est donnée par (II.3), les instants de fermeture sont obtenus par l'intersection des nouvelles tensions de référence et la porteuse V_p .

L'organigramme correspondant à cette technique est représenté dans l'annexe 2.

Nous avons fait la simulation pour deux cas :

- 1) $m=15$, $r=0.8$, $a=0.1333$; 2) $m=33$, $r=0.8$, $a=0.1667$

Les tensions des noeuds, les tensions simples ainsi que les tensions composées sont calculées respectivement par (II.30), (II.32), (II.33).

Les résultats de simulation de cette technique sont représentés par les figures (IV.6), (IV.7), (IV.8), (IV.9), (IV.10) et qui expriment les tensions de références et la porteuse, les tensions des noeuds, les tensions simples, les tensions composées ainsi que le spectre d'harmonique de la tension simple V_a .

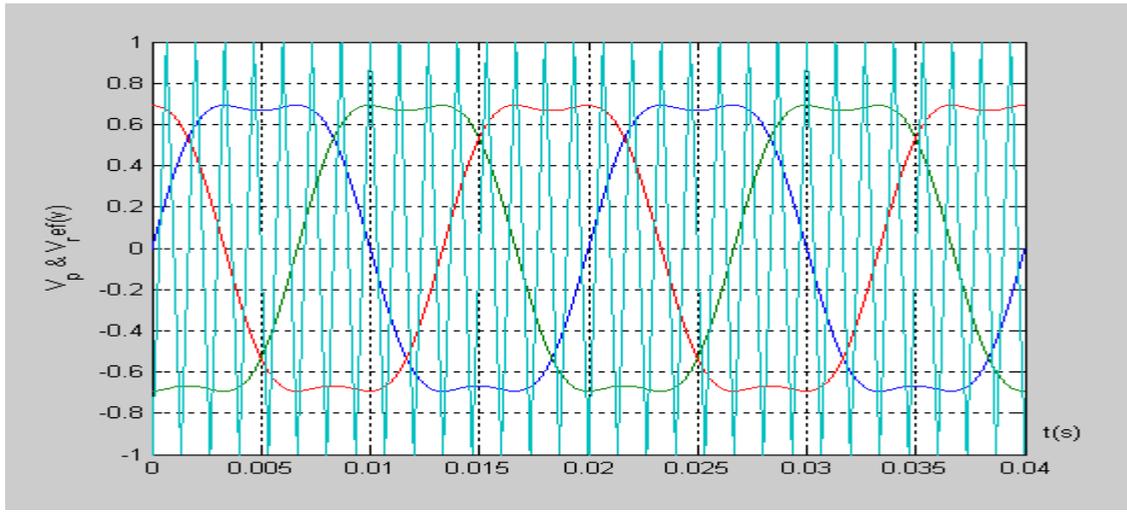
IV.1.2.1 Interprétation des résultats

D'après les résultats de Simulation on remarque :

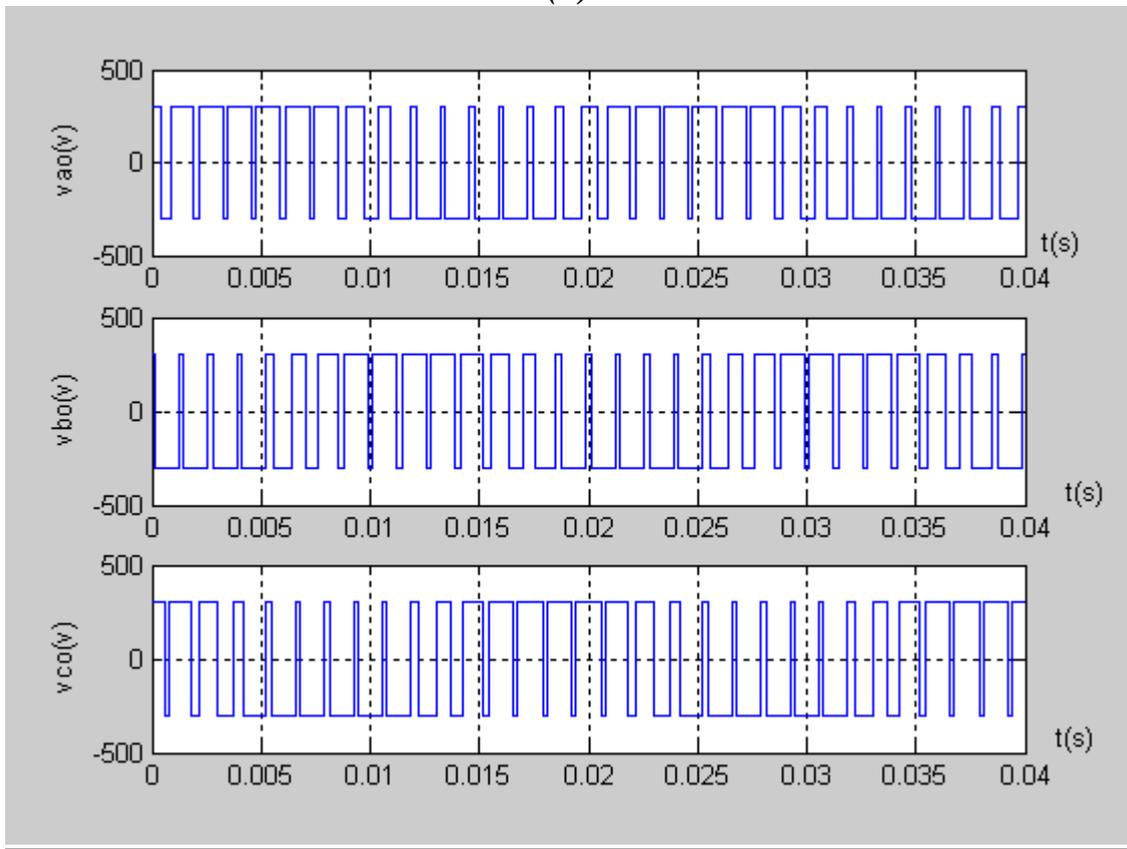
- 1) - L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de repousser les harmoniques de la tension de phase V_a vers les fréquences élevées.
- 2) - Pour un indice de modulation « m » impair on trouve seulement les harmoniques impairs et qui se regroupent autour des raies mf , $2mf$, $3mf$, $4mf$.
- 3) - Pour un indice de modulation « m » multiple de 3, on remarque que seule les harmoniques impairs et qui ne sont pas multiples de 3 apparaissent dans le spectre d'harmonique de la tension de phase V_a .
- 4) - Pour un indice de modulation « m » pair on trouve les harmoniques pairs et impairs dans la tension de phase V_a .
- 5) - L'augmentation du coefficient de réglage r (0.....1.155) permet de diminuer l'amplitude des harmoniques de la 2ème, 3ème, 4ème famille et d'augmenter légèrement celle de la 1ère famille.
- 6) - L'augmentation du coefficient de réglage « r » permet de réduire le déchet de tension jusqu'à $d = 9.29\%$. Cette variation de r permet aussi un réglage linéaire de la tension de phase « V_a », cette dernière reste indépendante de l'indice de modulation « m ».

IV.1.2.2 Conclusion

- 1) - L'injection de l'harmonique 3 dans la tension de référence permet d'améliorer la forme de la tension de sortie et d'augmenter l'amplitude maximale du fondamental dans la référence et par la dans la tension de sortie.
- 2) - L'analyse des résultats de simulation montre que le spectre d'harmonique de la tension de phase V_a est amélioré par rapport à la MLI sinusoïdale triangulaire.
- 3) - L'injection d'un harmonique 3 dans la référence permet de diminuer le déchet de tension sans polluer le spectre.

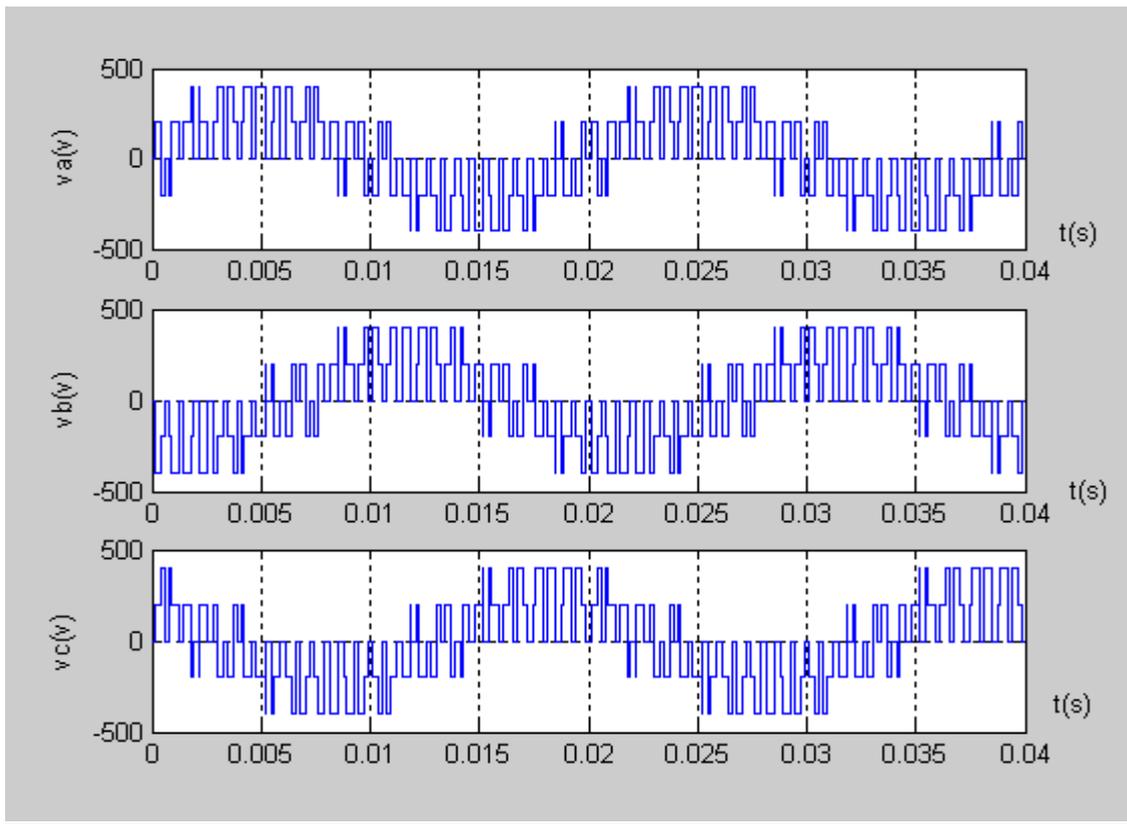


(a)

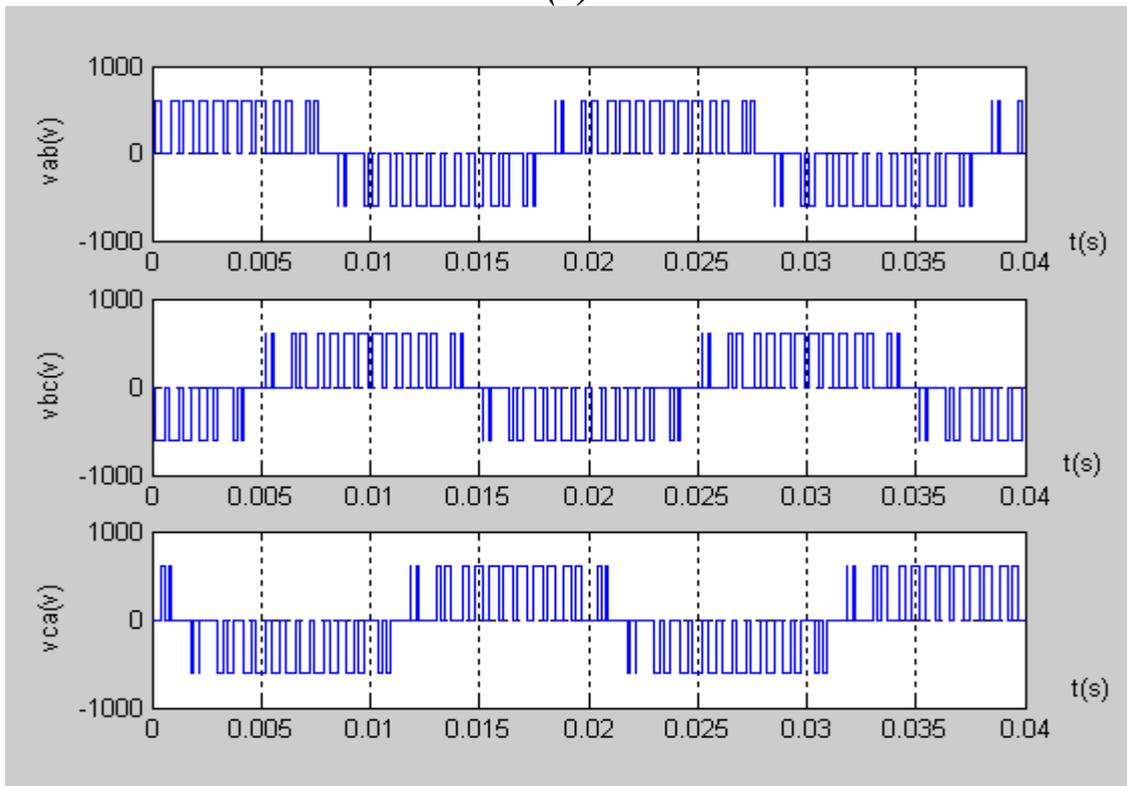


(b)

Figure IV.6 Les formes d'ondes de la technique injection de l'harmonique 3 dans la référence Pour $m=15$ et $r= 0.8,a=0.1333$
a) les tensions de références et la porteuse triangulaire
b) les tensions des noeuds



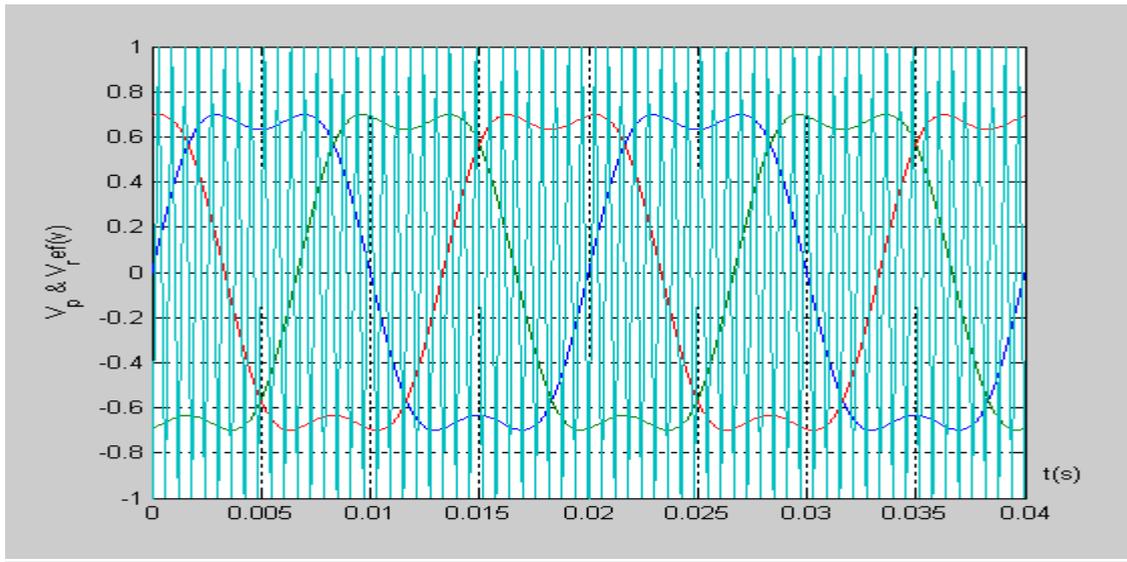
(a)



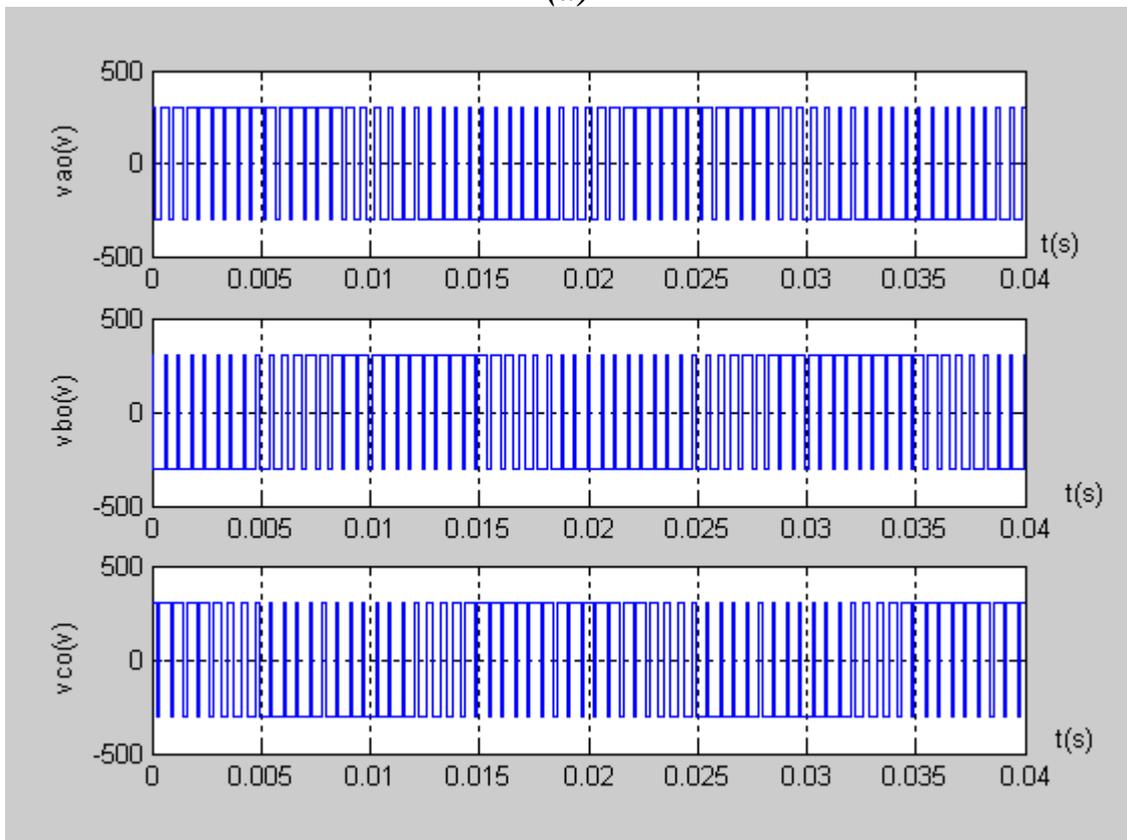
(b)

Figure IV.7 Les formes d'ondes de la technique injection de l'harmonique 3 dans la référence Pour : $m=15$ et $r= 0.8,a=0.1333$

- a)-les tensions des phases.
- b)-les tensions composées.

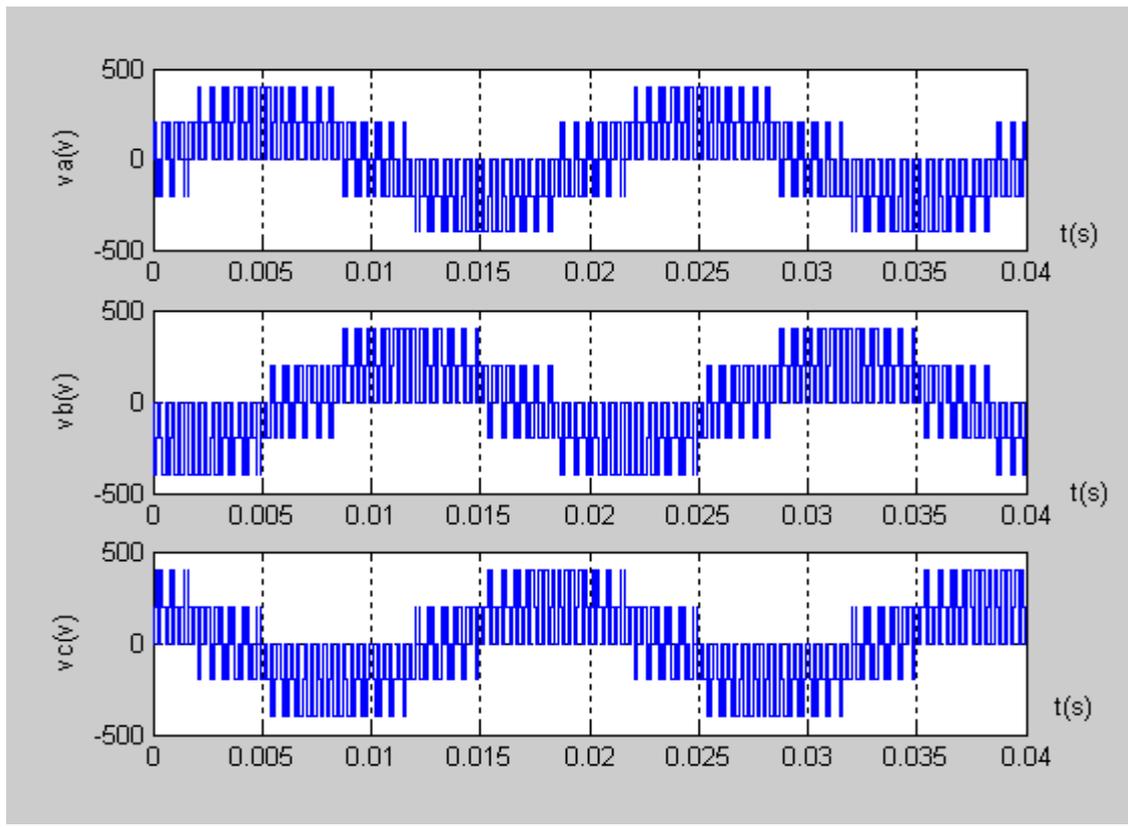


(a)

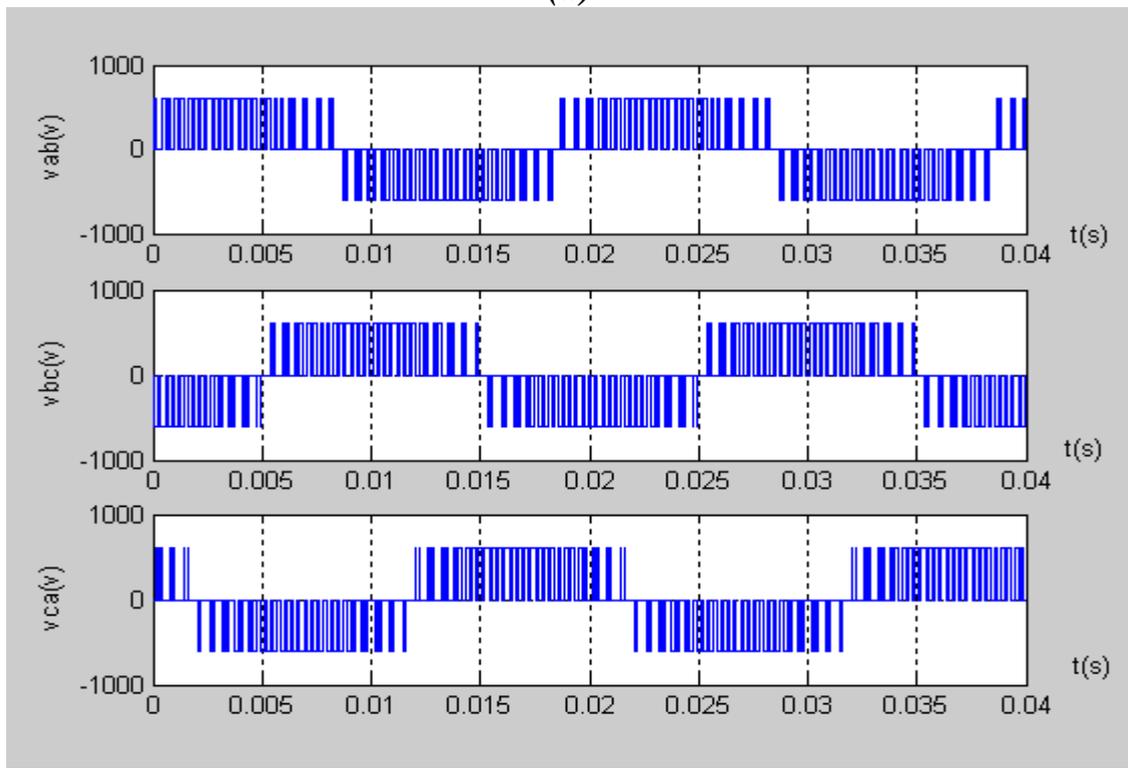


(b)

Figure IV.8 Les formes d'ondes de la technique injection de l'harmonique 3 dans la référence pour : $m=33$ et $r= 0.8,a=0.1667$
 a) les tensions de références et la porteuse triangulaire
 b) les tensions des noeuds



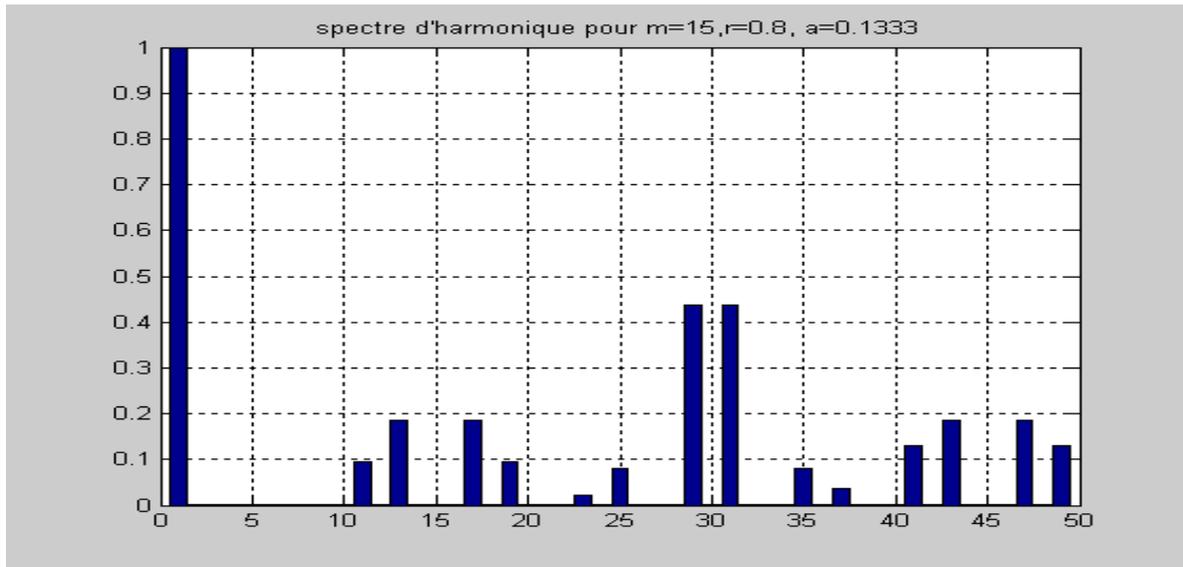
(a)



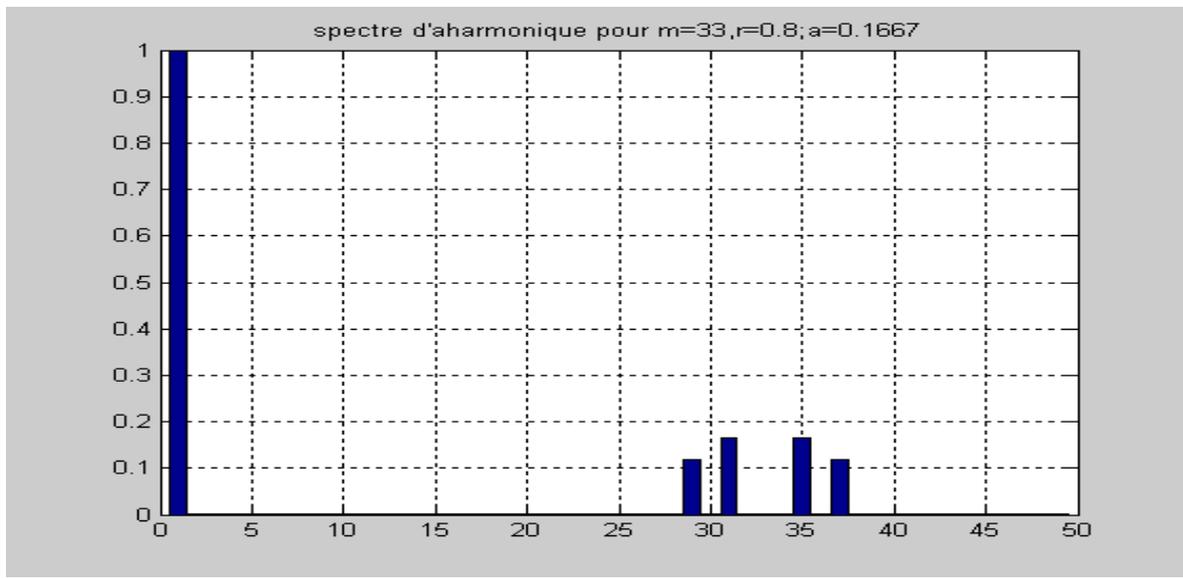
(b)

Figure IV.9 Les formes d'ondes de la technique injection de l'harmonique 3 dans la référence pour : $m=33$ et $r=0.8, a=0.1667$

- a)-les tensions des phases.
- b)-les tensions composées.



(a)



(b)

Figure IV.10 Spectre d'harmonique de la tension de phase Va (injection de l'harmonique 3 dans la référence) pour :
a) $m=15 ; r=0.8 ; a=0.1333$
b) $m=33 ; r=0.8 ; a=0.1667$

IV.1.3 Simulation de la modulation vectorielle

Le nouveau vecteur de tension de référence correspondant à cette technique est donné par l'équation (II.29), les instants de fermeture des interrupteurs sont toujours donnés par l'intersection de la porteuse triangulaire donnée par (II.3) et le nouveau vecteur tension de référence. Les tensions des noeuds, les tensions simples ainsi que les tensions composés sont calculés respectivement par (II.30), (II.32), (II.33).

Nous avons considéré deux cas :

- 1) $m=15$, $r=0.8$; 2) $m=33$, $r=0.8$

Les tensions des noeuds, les tensions simples ainsi que les tensions composées sont calculées respectivement par (II.30), (II.32), (II.33).

Les résultats de simulation de cette technique sont représentés par les figures (IV.11), (IV.12), (IV.13), (IV.14), (IV.15) et qui expriment les tensions de références et la porteuse, les tensions des noeuds, les tensions simples, les tensions composées ainsi que le spectre d'harmonique de la tension simple V_a .

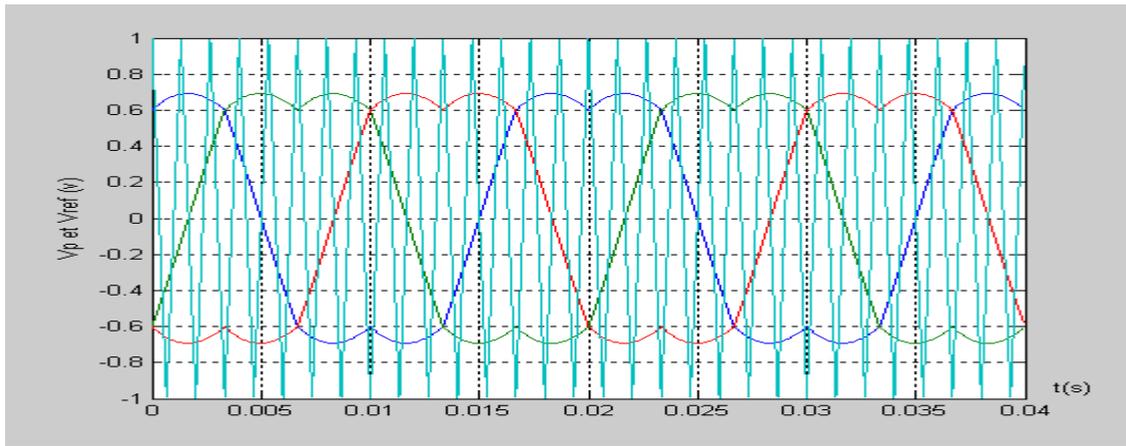
IV.1.3.1 Interprétation des résultats

En analysant les résultats de simulation on remarque :

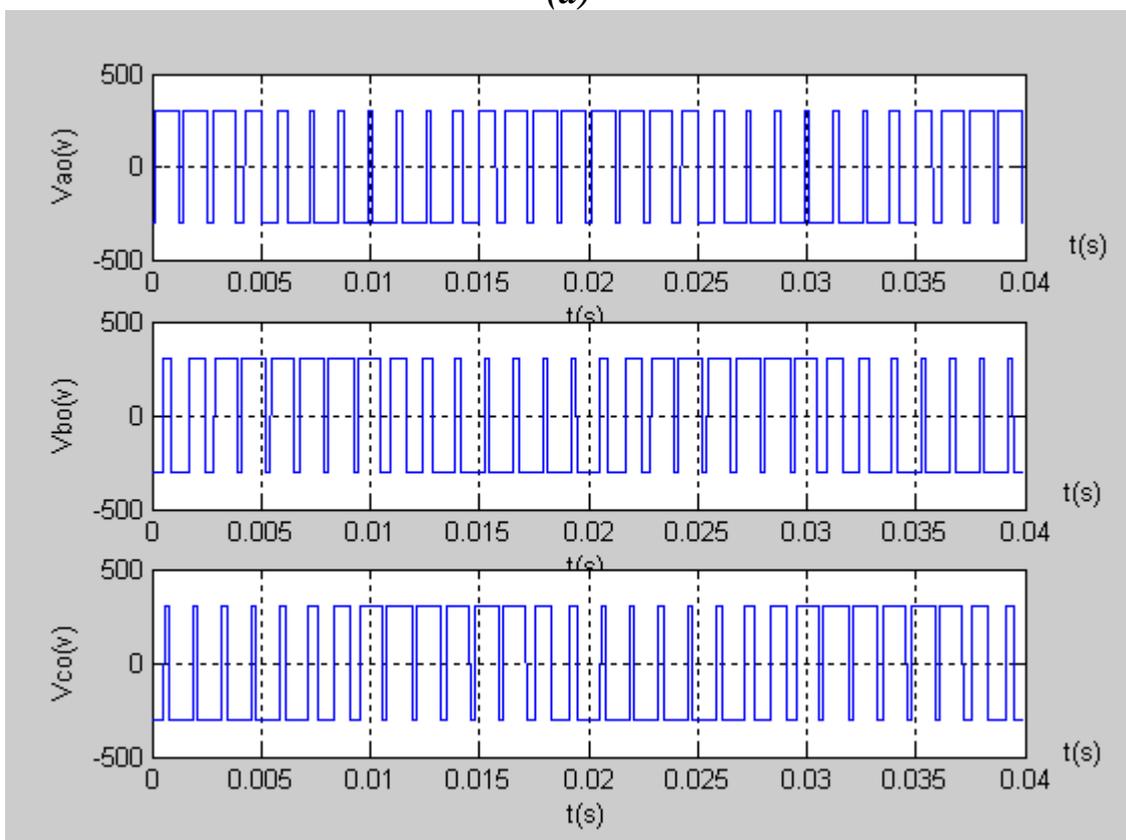
- 1) - Les harmoniques de la tension de phase V_a se regroupent autour des raies mf , $2mf$, $3mf$ etc.
- 2) - Pour un indice de modulation « m » pair, les harmoniques de rang pair et impair apparaissent dans la tension de phase « V_a ».
- 3) - Pour un indice de modulation « m » impair seul les harmoniques d'ordre impair qui apparaissent dans le spectre d'harmoniques de la tension V_a .
- 4) - Les harmoniques de rang multiple de 3 sont nuls dans les tensions de phase pour un indice de modulation multiple de 3.
- 5) - Les amplitudes des harmoniques décroissent quand la fréquence centrale croit et quand ils s'éloignent de celle ci.
- 6) - Le coefficient du réglage « r » permet un réglage linéaire de la tension V_a et améliore son amplitude jusqu'à ($r=1.155$).
- 7) - L'augmentation du coefficient de réglage permet d'augmenter le nombre des harmoniques dans une famille et en même temps de diminuer l'amplitude de ces derniers.
- 8) - La MLI vectorielle permet de réduire le déchet de tension jusqu'à $d=9,29\%$, et cela en augmentant le coefficient de réglage jusqu'à ($r=0...1,155$).
- 9) - Pour « m » élevé (pair ou impair), l'amplitude des harmoniques diminue, voir même nulle sauf autour des raies mf , $2mf$, $3mf$ etc.
- 10) - Pour $r=0,6$ on remarque que les amplitudes des harmoniques de la 1ère et 4ème famille diminuent et celles de la 2ème, et 3ème famille augmentent.

IV.1.3.2 Conclusion

- 1) - La MLI vectorielle permet d'améliorer la forme de la tension V_a et d'augmenter la valeur de son amplitude fondamentale, donc elle offre des performances comparables à celles de la technique d'injection d'un harmonique 3.
- 2) - Réduction du déchet de tension.
- 3) - Petite réduction des principaux harmoniques de la 1ère et 4ème famille.
- 4) - Légère augmentation de ceux de la 2ème et 3ème familles.

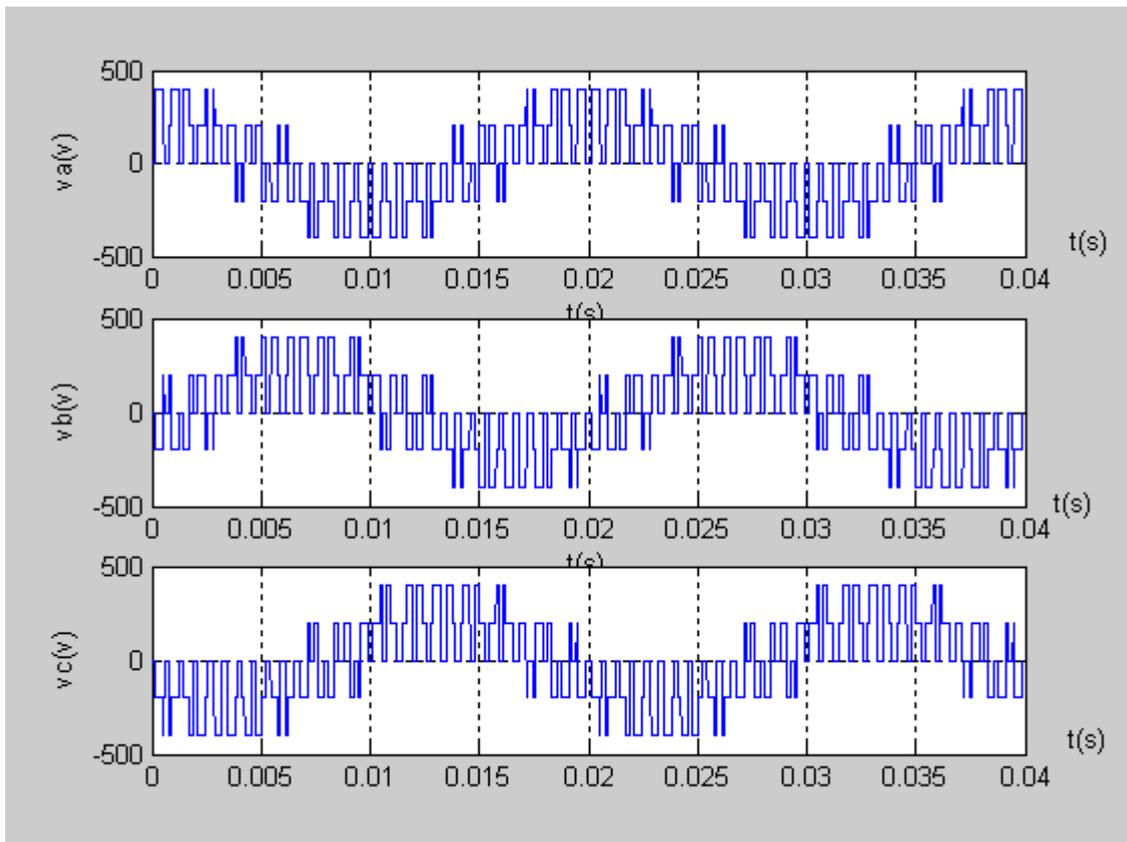


(a)

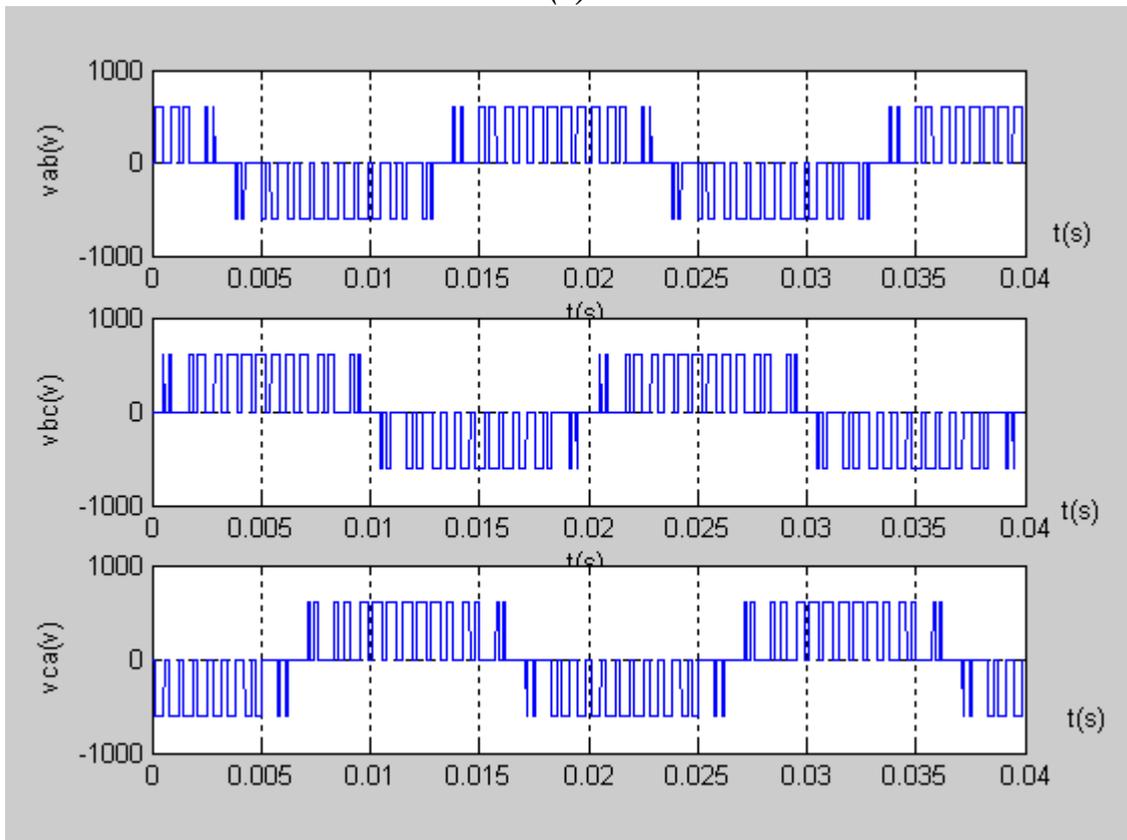


(b)

Figure IV.11 Les formes d'ondes de la technique MLI Vectorielle pour : $m=15$ et $r=0.8$
 a) les tensions de références et la porteuse triangulaire
 b) les tensions des noeuds

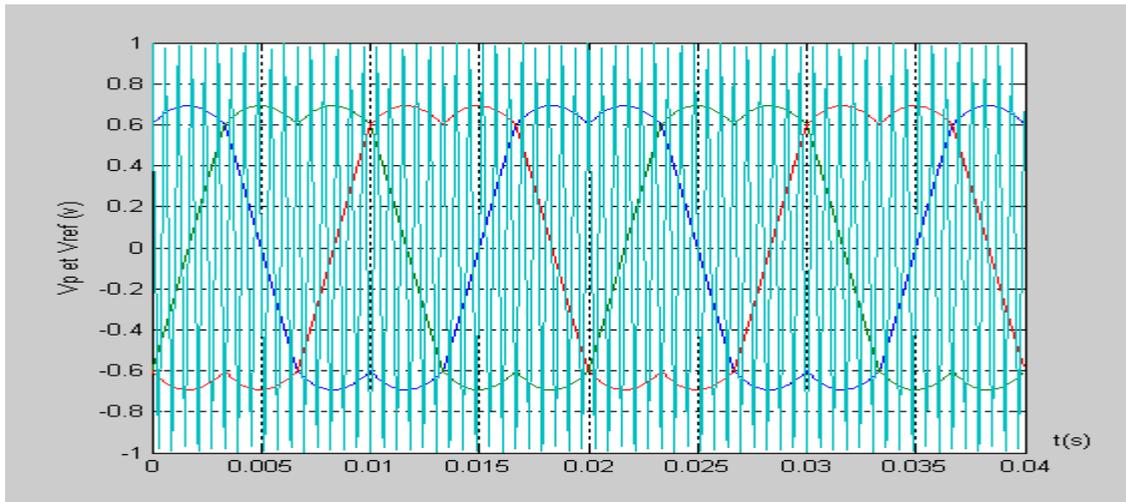


(a)

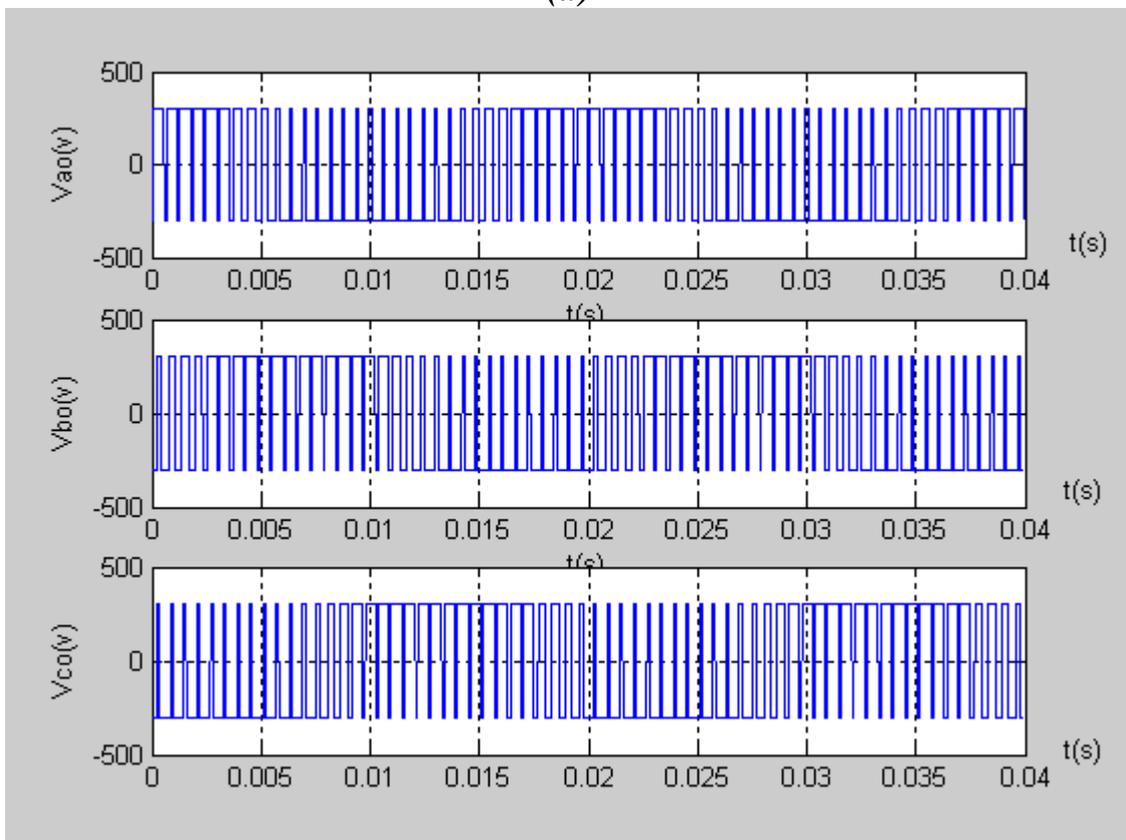


(b)

Figure IV.12 Les formes d'ondes de la technique MLI Vectorielle pour : $m=15$ et $r=0.8$
a)-les tensions des phases
b)-les tensions composées



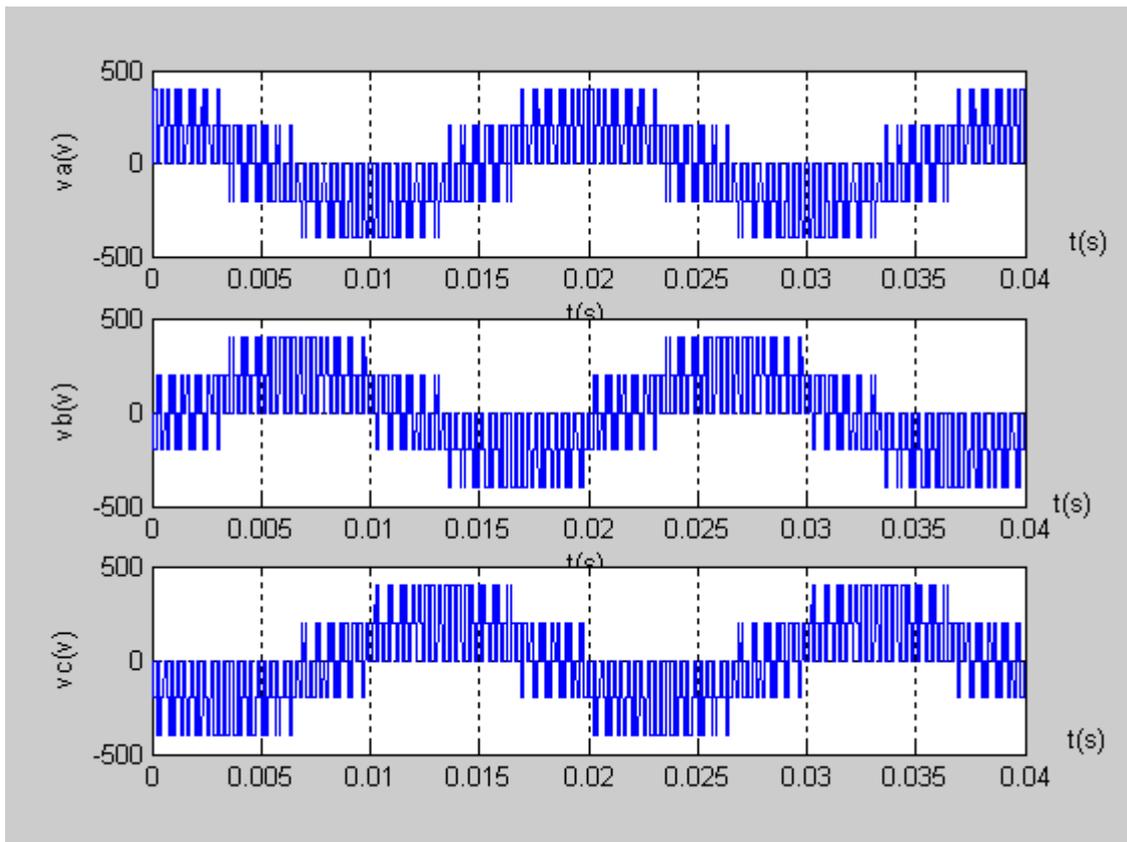
(a)



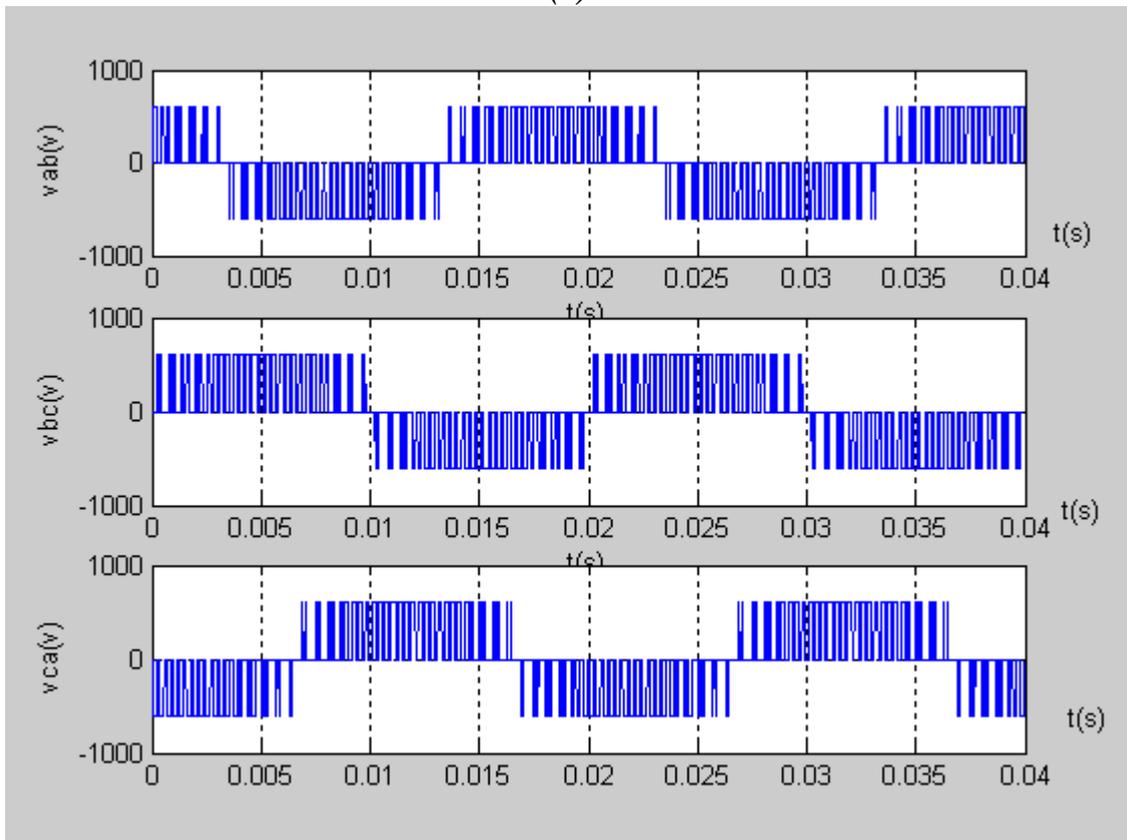
(b)

Figure IV.13 Les formes d'ondes de la technique MLI Vectorielle pour : $m=33$ et $r= 0.8$

- a) les tensions de références et la porteuse triangulaire
 b) les tensions des noeuds

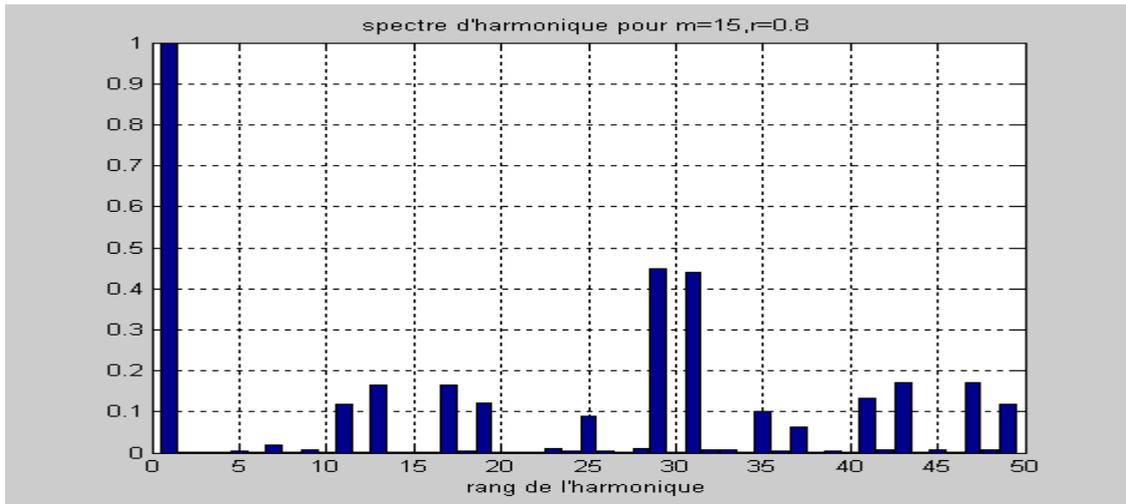


(a)

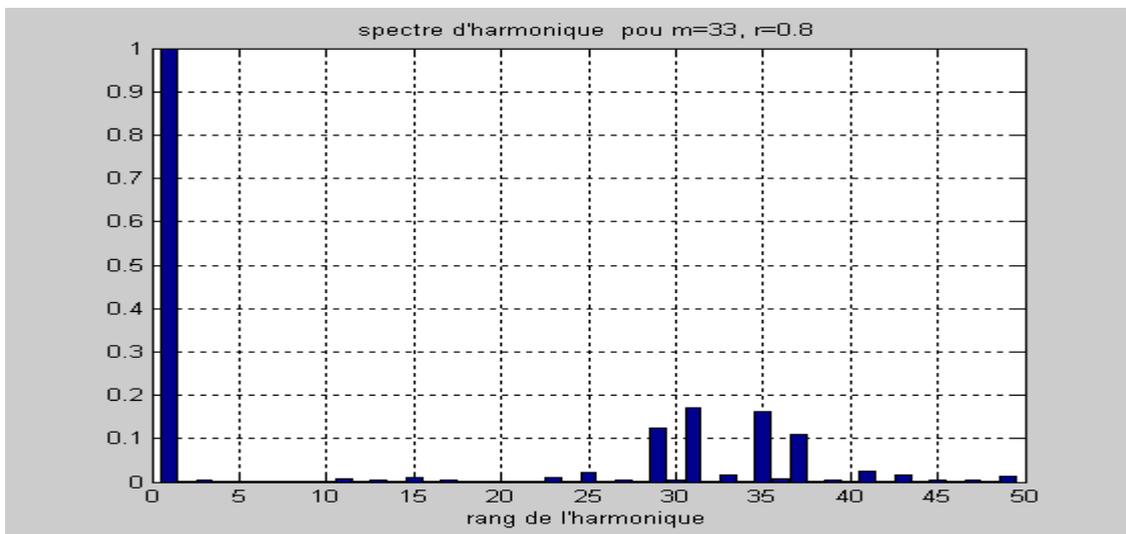


(b)

Figure IV.14 Les formes d'ondes de la technique MLI Vectorielle pour : $m=33$ et $r=0.8$
 a)-les tensions des phases.
 b)-les tensions composées



(a)



(b)

Figure IV.15 Spectre d'harmonique de la tension de phase Va (MLI Vectorielle)

Pour : a) $m=15$; $r=0.8$

b) $m=33$; $r=0.8$

IV.1.4 Simulation de la modulation calculée

La simulation de cette technique est basée sur l'analyse spectrale de la tension composée donnée par (II.10), Nous avons simulé cette stratégie pour trois cas à savoir :

- a) deux angles (10.28° , 61.71°)
- b) quatre angles (19.05° ,46.56° ,52.60° ,85.49°)
- c) neuf angles (4° ,6° ,17° ,22° ,30° , 38° ,43° ,54° ,56°)

Les tensions simples sont ensuite calculées par :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Les résultats de simulation de cette technique sont représentés dans les figures (IV.16) ,(IV.17) qui expriment la tension de phase (simple) et le spectre d'harmonique de la tension simple V_a . Pour les trois cas.

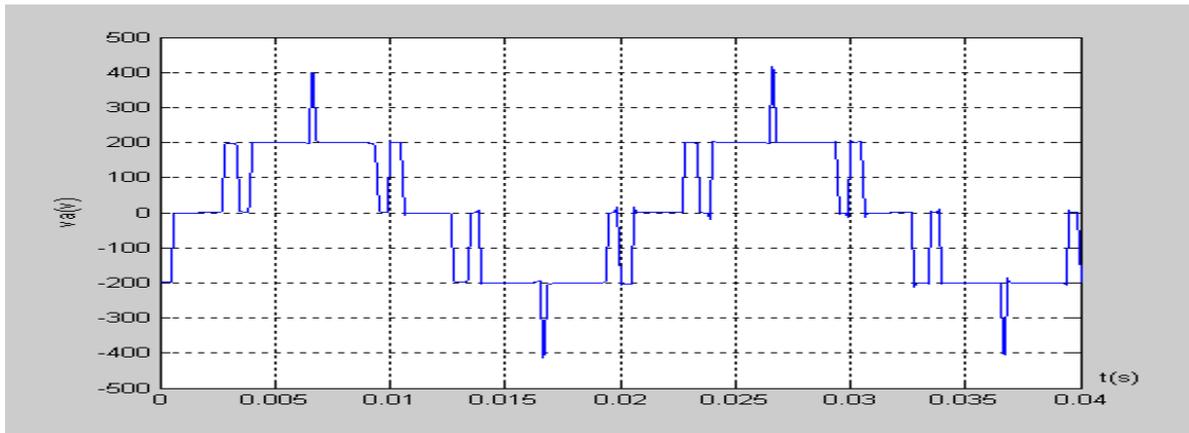
IV.1.4.1 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que le nombre d'harmoniques éliminés augmente avec l'augmentation du nombre d'angles.

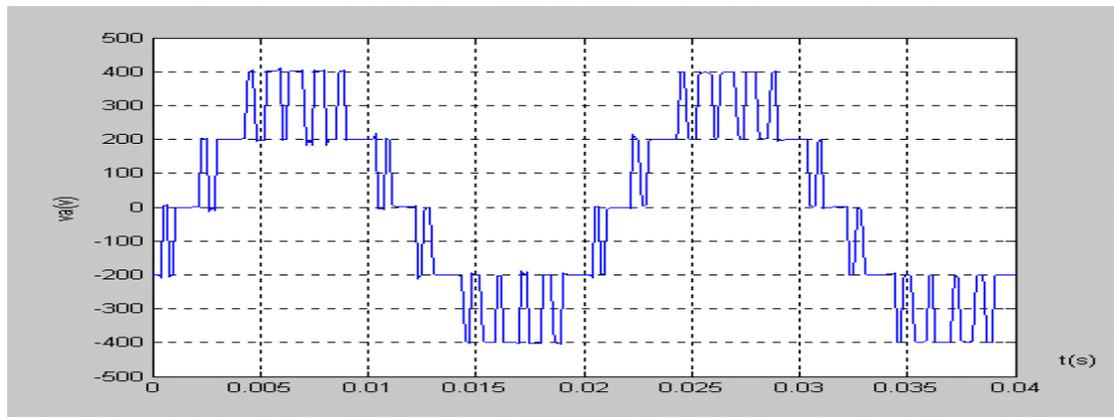
IV.1.4.2 Conclusion

La technique de modulation à élimination d'harmoniques présente les avantages suivants :

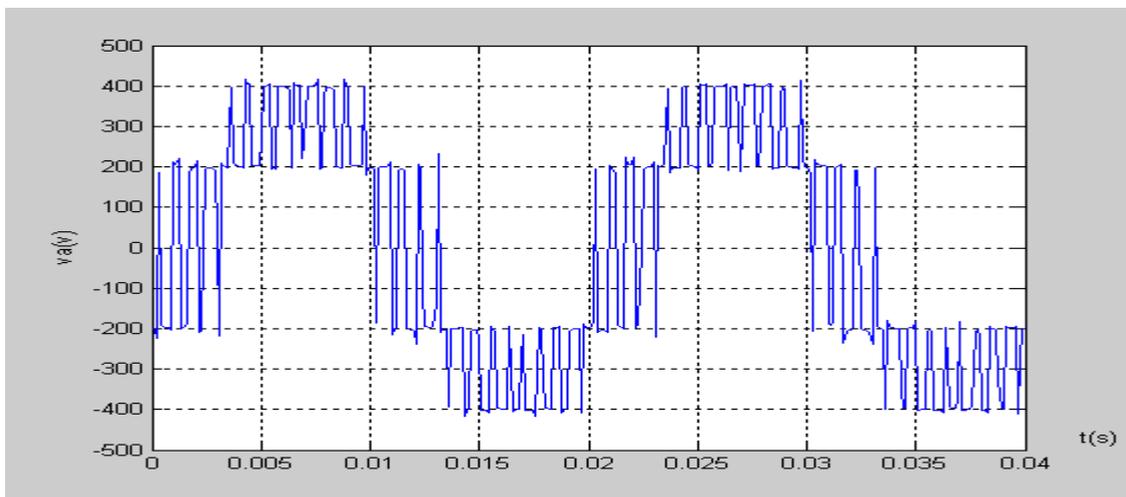
- 1)-les instants de commande sont connus au préalable ;
- 2)-elle permet la sélection d'harmoniques à éliminer ;
- 3)-elle permet aussi le control de l'amplitude du fondamentale.



(a)



(b)



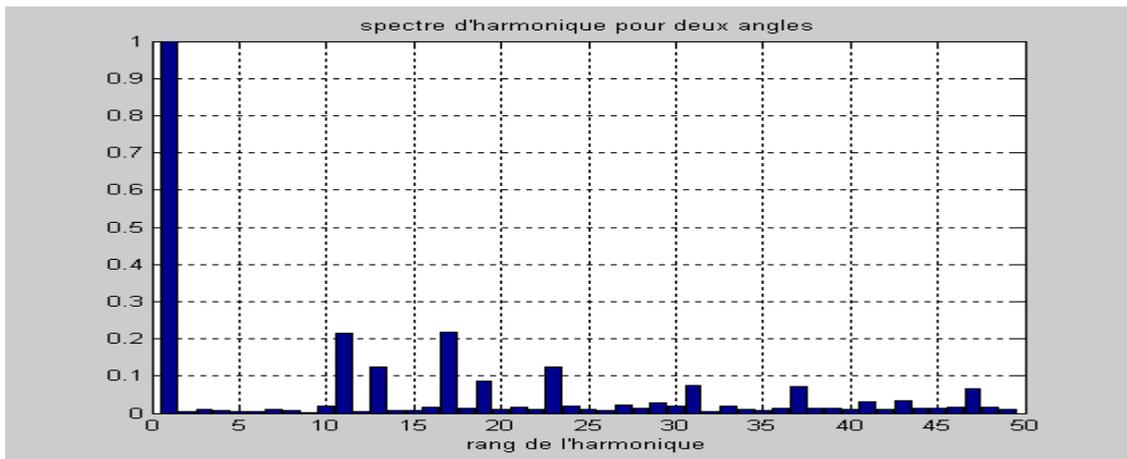
(c)

Figure IV.16 forme d'ondes de la tension de phase(V_a) (MLI calculé)

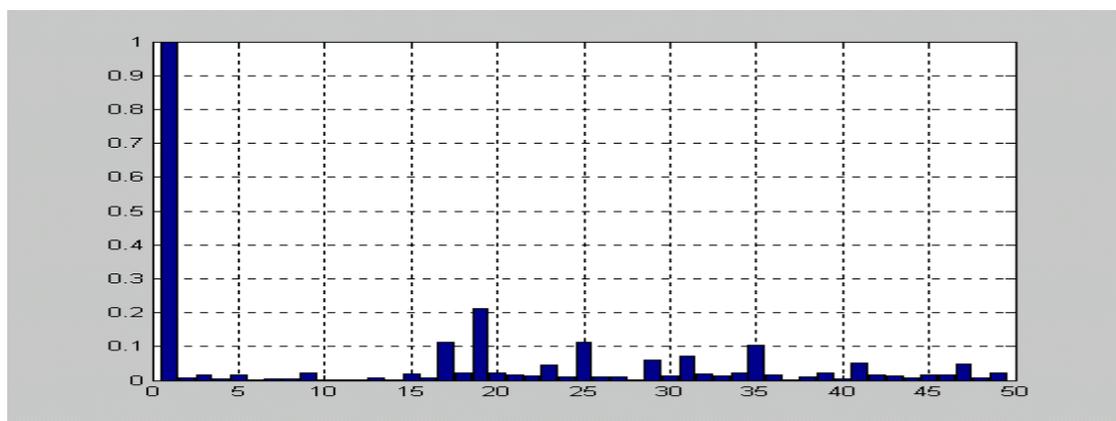
Pour : a) deux angles (10.28° , 61.71°)

b) quatre angles (19.05° , 46.56° , 52.60° , 85.49°)

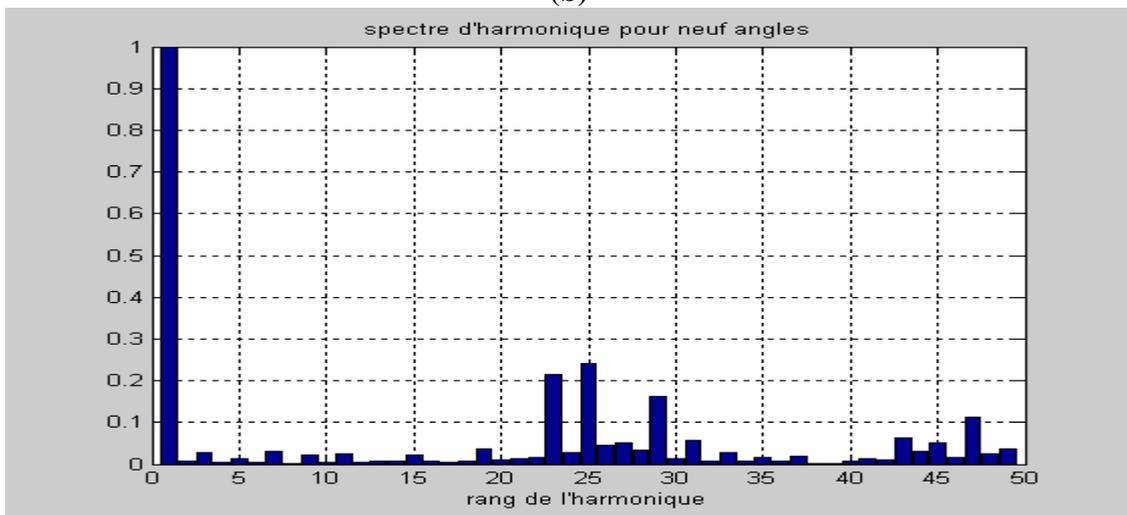
c) neuf angles (4° , 6° , 17° , 22° , 30° , 38° , 43° , 54° , 56°)



(a)



(b)



(c)

Figure IV.17 Spectre d'harmonique de la tension de phase (Va)(MLI calculé)

Pour : a) deux angles (10.28° , 61.71°)

b) quatre angles (19.05° ,46.56° ,52.60° ,85.49°)

c) neuf angles (4° ,6° ,17° ,22° ,30° ,38° ,43° ,54° ,56°)

IV.2 Simulation de l'alimentation directe de la machine asynchrone

Avant de traiter les résultats de simulation obtenus lors de l'association de la machine asynchrone à l'onduleur en utilisant les trois techniques de commande à MLI, (MLI sinusoïdale triangulaire, injection d'un harmonique 3 et la MLI vectorielle) on préfère présenter le cas idéal d'une alimentation parfaitement sinusoïdale, qu'on considérera comme référence, selon laquelle on discutera les résultats obtenus en associant la machine à l'onduleur.

IV.2.1 Conclusion sur le démarrage direct de la machine asynchrone

Les courbes représentées dans la figure (IV.18) détaillent séparément l'évolution du courant statorique (i_{as}) dans la phase (A), le couple électromagnétique C_{em} , la vitesse et de la caractéristique mécanique $\omega=f(c_{em})$.

- 1)-On remarque le classique appel de courant au démarrage égal à 5 fois environ le courant nominal, après sa disparition, le régime permanent est atteint au bout de $t=0.65(s)$ avec un courant sinusoïdal à vide d'amplitude constante.
- 2)- Dans la deuxième figure (IV.19) on charge, le moteur à partir de $t=1.5(s)$ et le courant augmente à une valeur adéquate.
- 3)-L'oscillation de couple est l'élément marquant de la courbe ($C_{em}=f(t)$) puisque le couple augmente pendant le régime transitoire et après disparition de ce dernier, le couple tend vers zéro (à vide) et vers la valeur du couple résistant en charge .et cela à partir du ($t=1.5 s$) figure (IV.19).
- 4)- Les oscillations du couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse figure (IV.18) dans les premiers instants de démarrage, avec accroissement presque linéaire au régime permanent, la vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme
- 5)- En charge figure (IV.19) la vitesse a diminuée puisque elle est inversement proportionnelle au couple.
- 6)-Les caractéristiques mécaniques $\omega=f(c_{em})$ [figure (IV.18), (IV.19)] montrent clairement l'évolution vers le point de fonctionnement du moteur asynchrone.

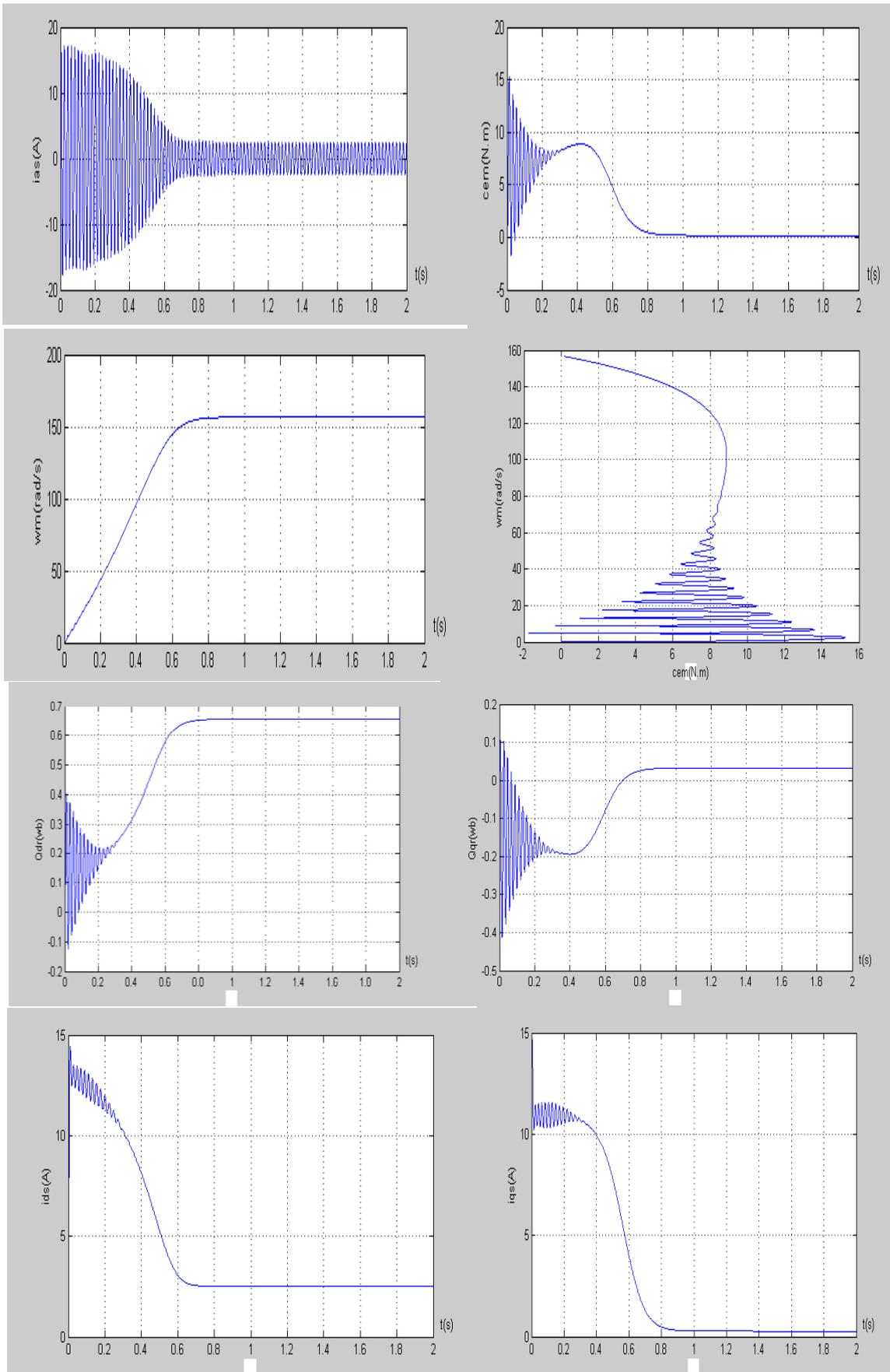


Figure IV.18 Alimentation directe de la machine asynchrone à vide

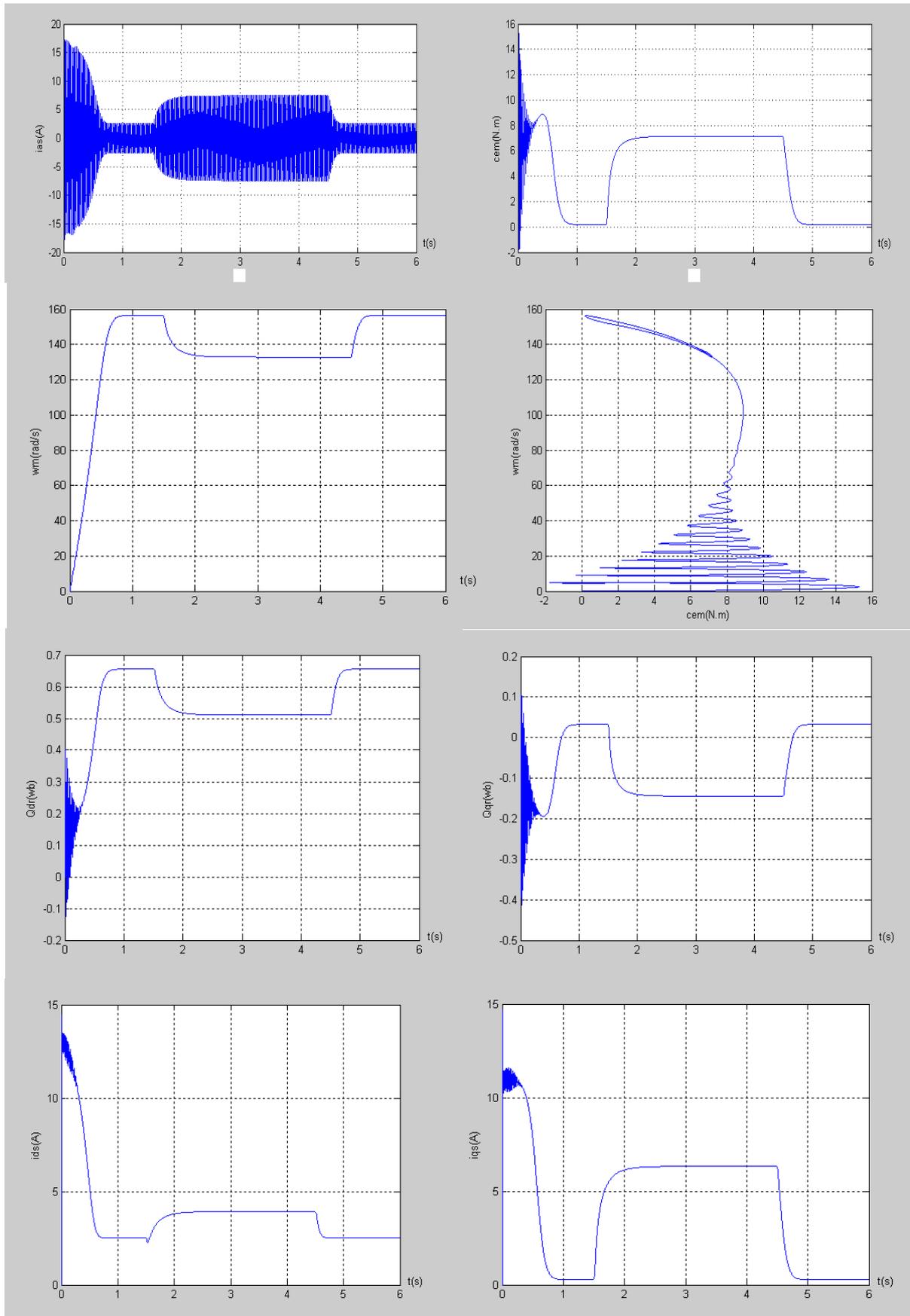


Figure IV.19 Alimentation de la machine asynchrone en charge à partir de $t=1,5(s)$ puis retour à vide

IV.3 Simulation de l'association onduleur à MLI Machine asynchrone

Nous abordons maintenant l'association onduleur machine en utilisant les trois techniques de commande à savoir la MLI sinusoïdale triangulaire, injection d'un harmonique 3 dans la référence et la MLI vectorielle.

Les résultats de simulation de la technique MLI sinusoïdale triangulaire sont représentés par les figures (IV.20), (IV.21), (IV.22), (IV.23).

Ceux de la technique injection d'un harmonique 3 dans la référence sont donnés par les figures (IV.24), (IV.25), (IV.26), (IV.27).

La simulation de l'association en utilisant la technique MLI vectorielle a donné les résultats représentés par les figures (IV.28), (IV.29), (IV.30), (IV.31).

IV.3.1 Interprétation des résultats de simulation pour l'association Onduleur- machine

1)- L'analyse des courbes de simulation avec MLI Sinusoïdale triangulaire figure (IV.20)

montre que le temps de démarrage est un peu réduit par rapport au démarrage direct, en revanche on remarque que les oscillations du couple instantané, n'ont pas disparus, bien au contraire, le signal du couple est parasité surtout du régime permanent (à vide et en charge). Ceci est dû au découpage MLI de la tension fournie par l'onduleur.

2)- nous remarquons aussi que l'augmentation de l'indice de modulation (m) a réduit les oscillations du couple, et cela est tout à fait naturel car les harmoniques sont repoussés vers les fréquences élevées, ce qui se manifeste par la réduction des couples harmoniques.

3)- La comparaison des résultats de simulation de l'association onduleur-machine en utilisant les différentes techniques étudiées montre que les oscillations du couple dans les deux techniques (injections de l'harmonique 3 et la MLI vectorielle) sont réduites et ceci s'explique par la diminution des amplitudes des harmoniques de la première famille (mf) dans les techniques (injection de l'harmonique 3- MLI vectorielle). figures (IV.24) et (IV.28).

4)- L'analyse des résultats de simulation des techniques injection de l'harmonique 3 MLI vectorielle montre que cette dernière donne des résultats comparables par rapport à l'injection de l'harmonique 3.

5)- Nous remarquons aussi que l'augmentation du coefficient de réglage r dans les techniques (injection de l'harmonique 3, MLI vectorielle) permet de diminuer le temps de démarrage ($t < 0,35(s)$) et ceci est comparé à celui du MLI sinusoïdale triangulaire.

6)- L'augmentation de la vitesse réalisée par l'utilisation des trois techniques développées [figures (IV.22), (IV.26), (IV.30)] montre que la technique d'injection d'un harmonique 3 et la MLI Vectorielle sont plus performantes dans ce sens de point de vue diminution du temps de démarrage et réduction des oscillations du couple pendant le régime transitoire et le régime permanent.

7)- Nous remarquons aussi que l'appel du courant statorique ainsi que les oscillations du couple sont moindres lorsqu'on augmente la vitesse lors de l'utilisation du MLI Vectorielle et ceci comparé aux résultats obtenus par les deux autres techniques figures (IV.22),(IV.26) et figure (IV.30).

8)-Lors d'une diminution de la vitesse, l'utilisation des techniques (injection d'un harmonique 3, MLI Vectorielle) sont avantageuses par rapport à la MLI Sinusoïdale triangulaire du point de vue diminution du temps de démarrage et réduction des oscillations du couple figures (IV.23),(IV-27), (IV-31).

8)-Nous remarquons aussi que l'appel du courant ainsi que les oscillations du couple pendant la diminution de la vitesse sont moindres en utilisant la technique du MLI Vectorielle figure (IV.31)

9)-D'après les figures (IV.26),(IV.30) nous déduisons que l'utilisation de la technique de l'injection de l'harmonique 3 et la MLI vectorielle permet d'augmenter la capacité de la machine asynchrone.

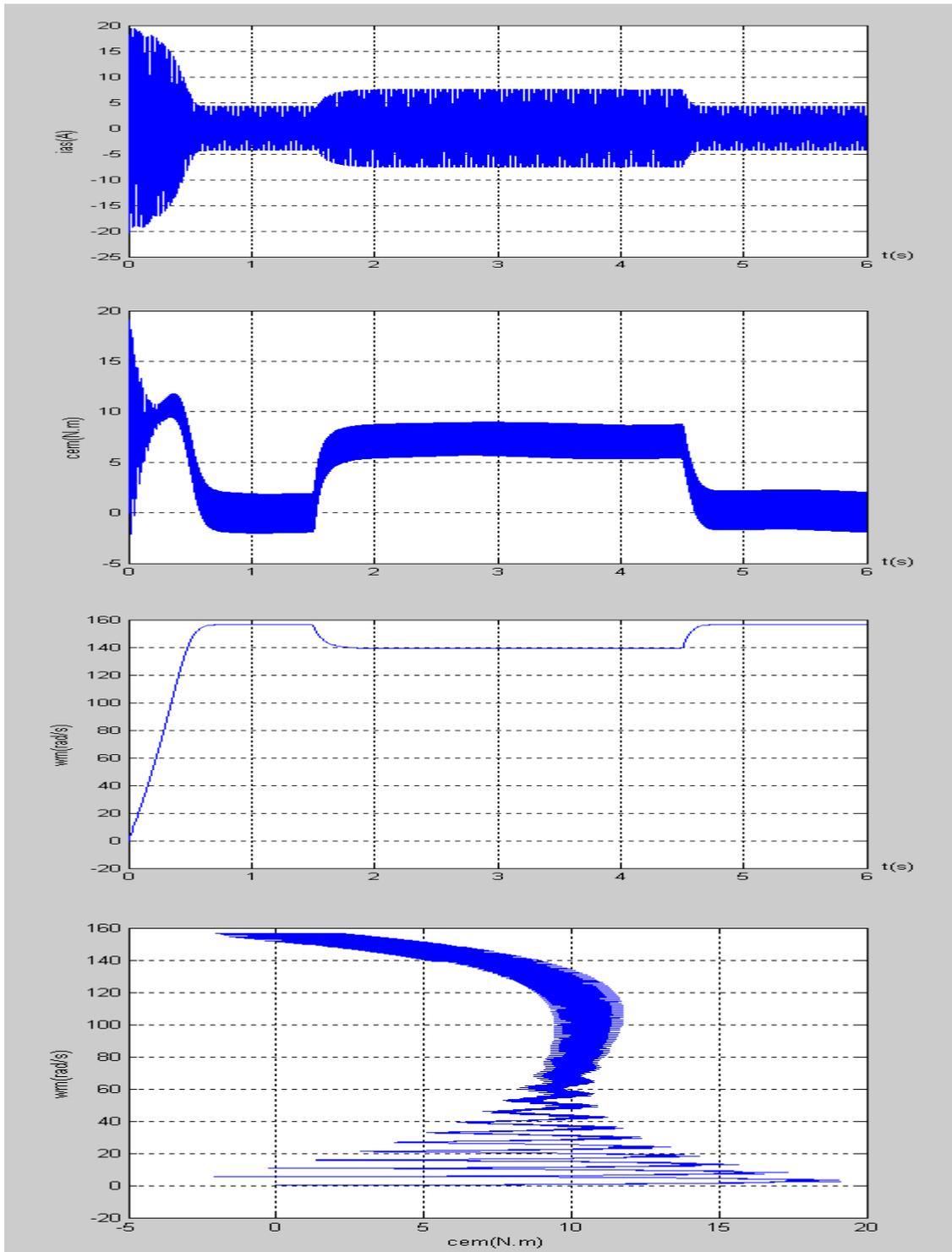


Figure IV.20 Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire machine asynchrone Avec : $m=15, r=0.8$ et $Cr=7(N.m)$ a partir de $t=1.5(s)$

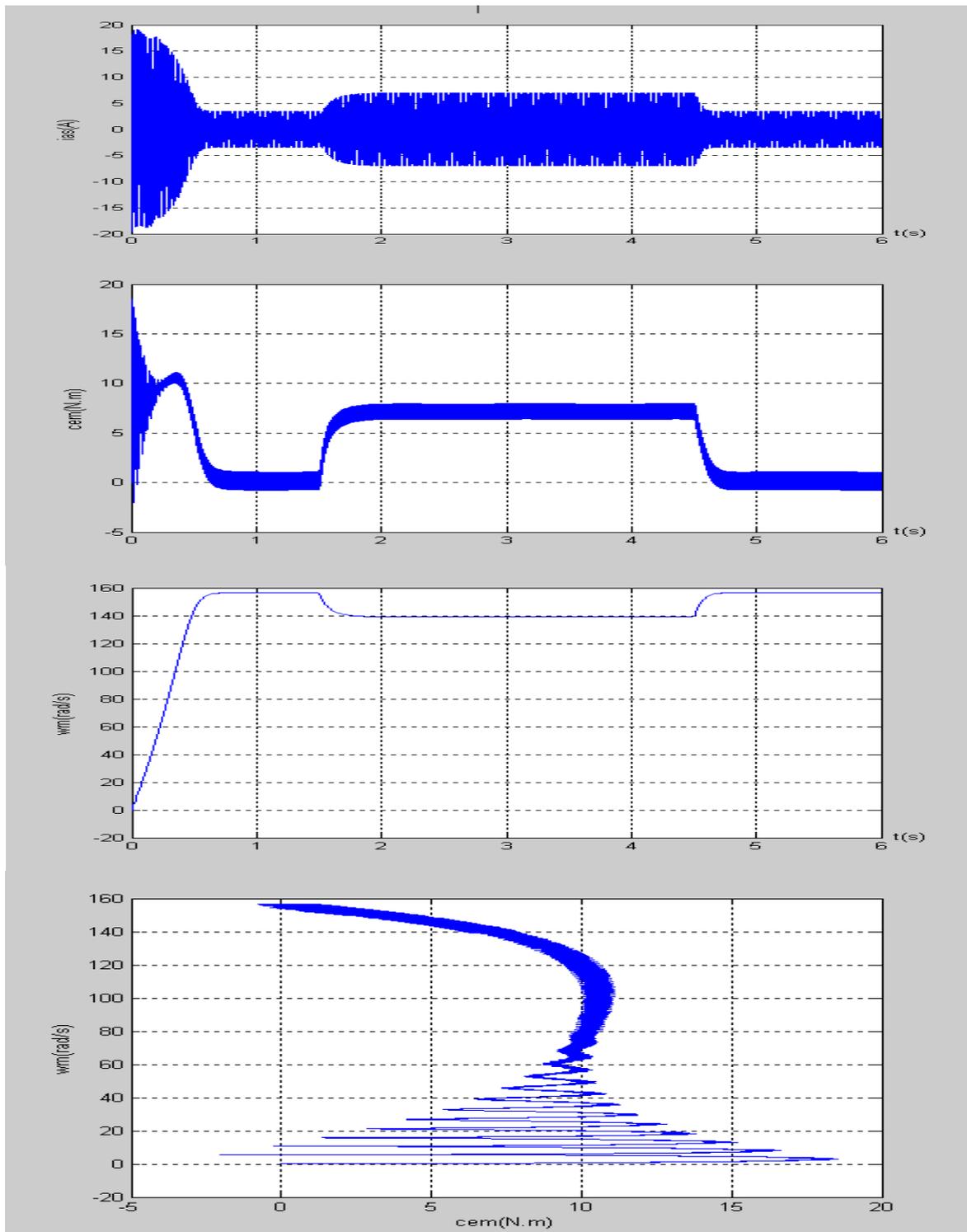


Figure IV.21 Association onduleur de tension à MLI sinusoidale –triangulaire machine asynchrone Avec : $m=33,r=0.8$ et $Cr=7(N.m)$ a partir de $t=1.5(s)$

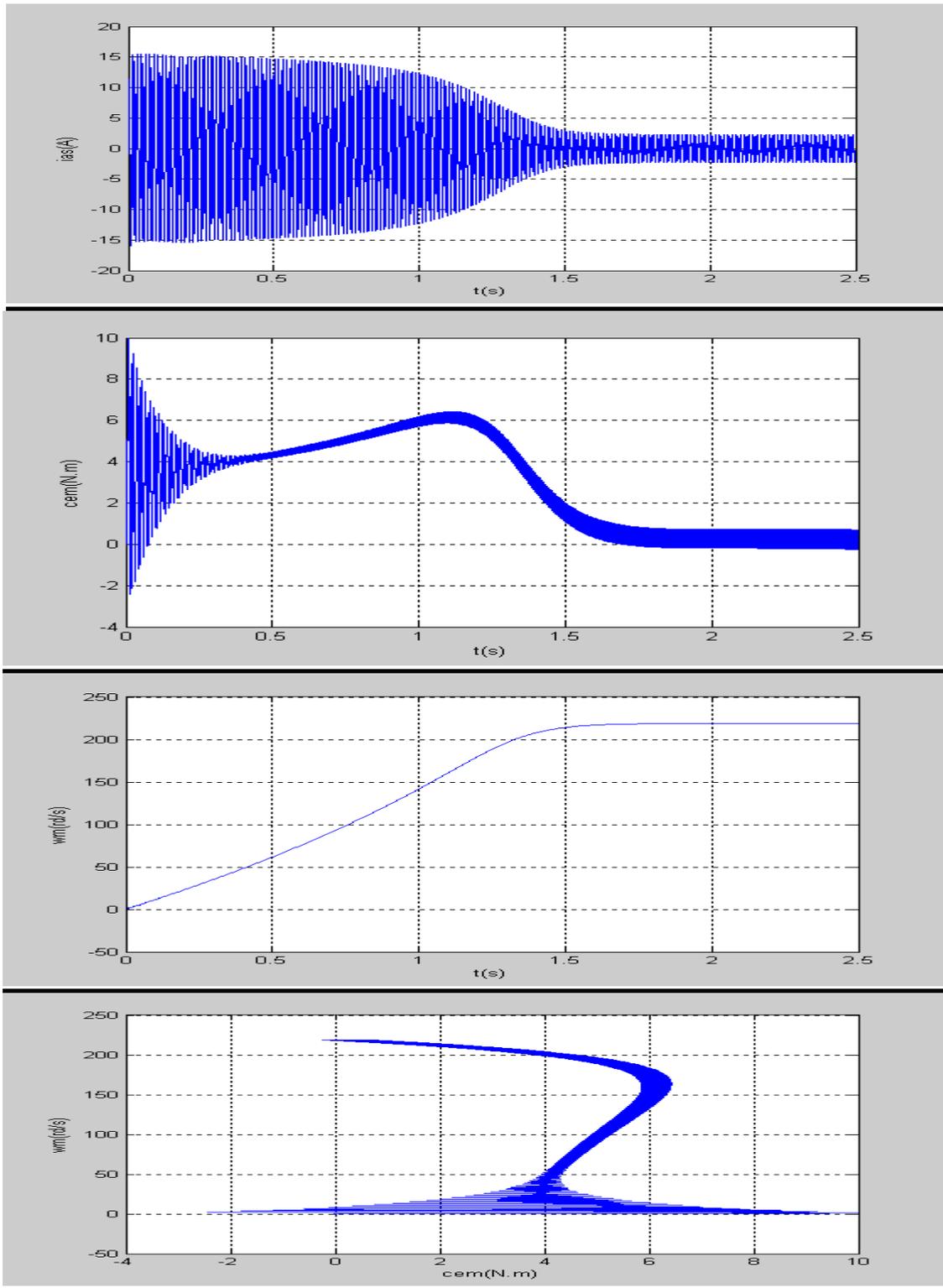


Figure IV.22 Association Onduleur MLI sinusoïdale –triangulaire machine Asynchrone pour $m=33$; $r=0.8$, $f=70$ HZ

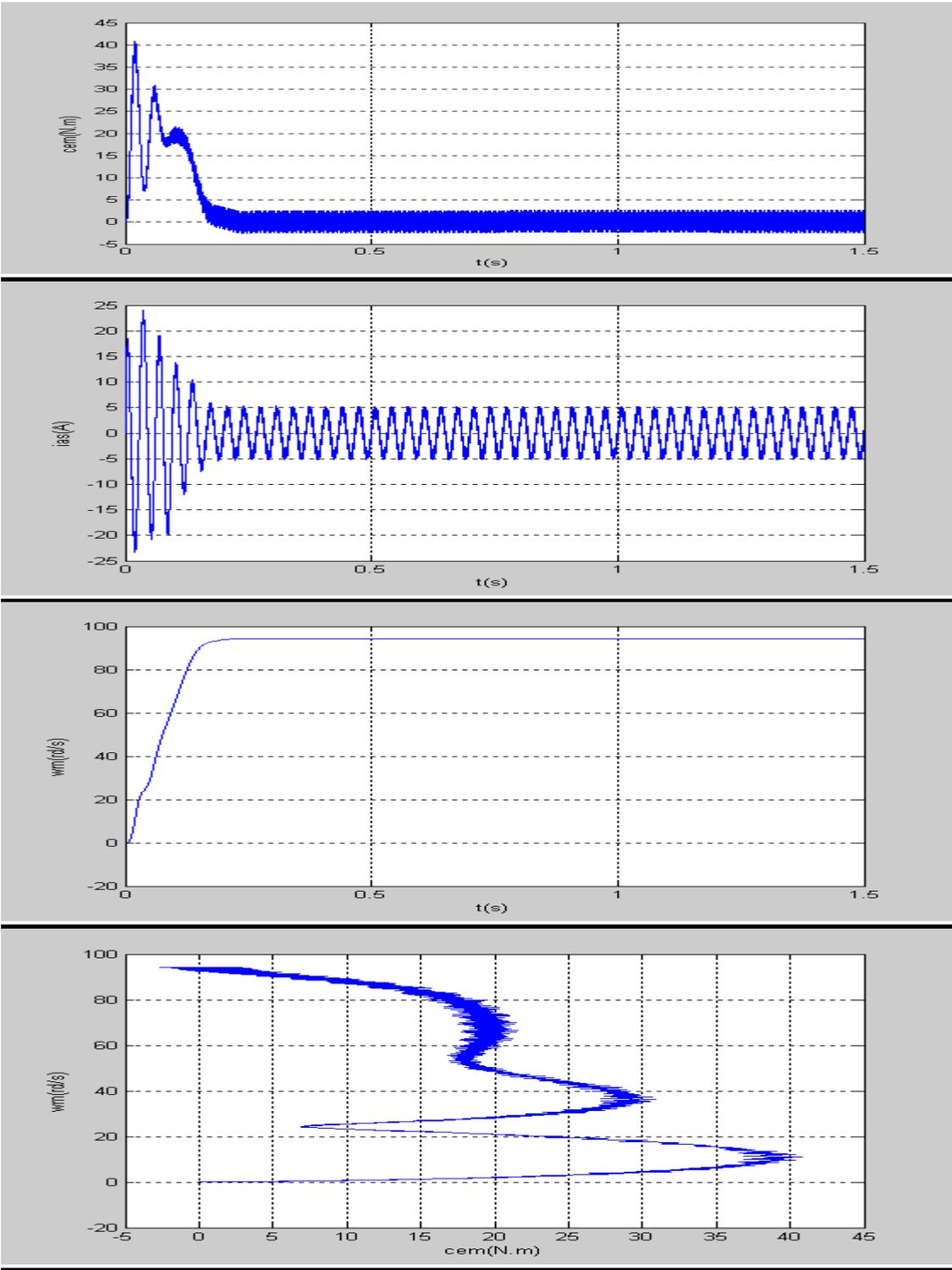


Figure IV.23 Association Onduleur MLI sinusoïdale –triangulaire machine Asynchrone pour $m=33$; $r=0.8$, $f=30$

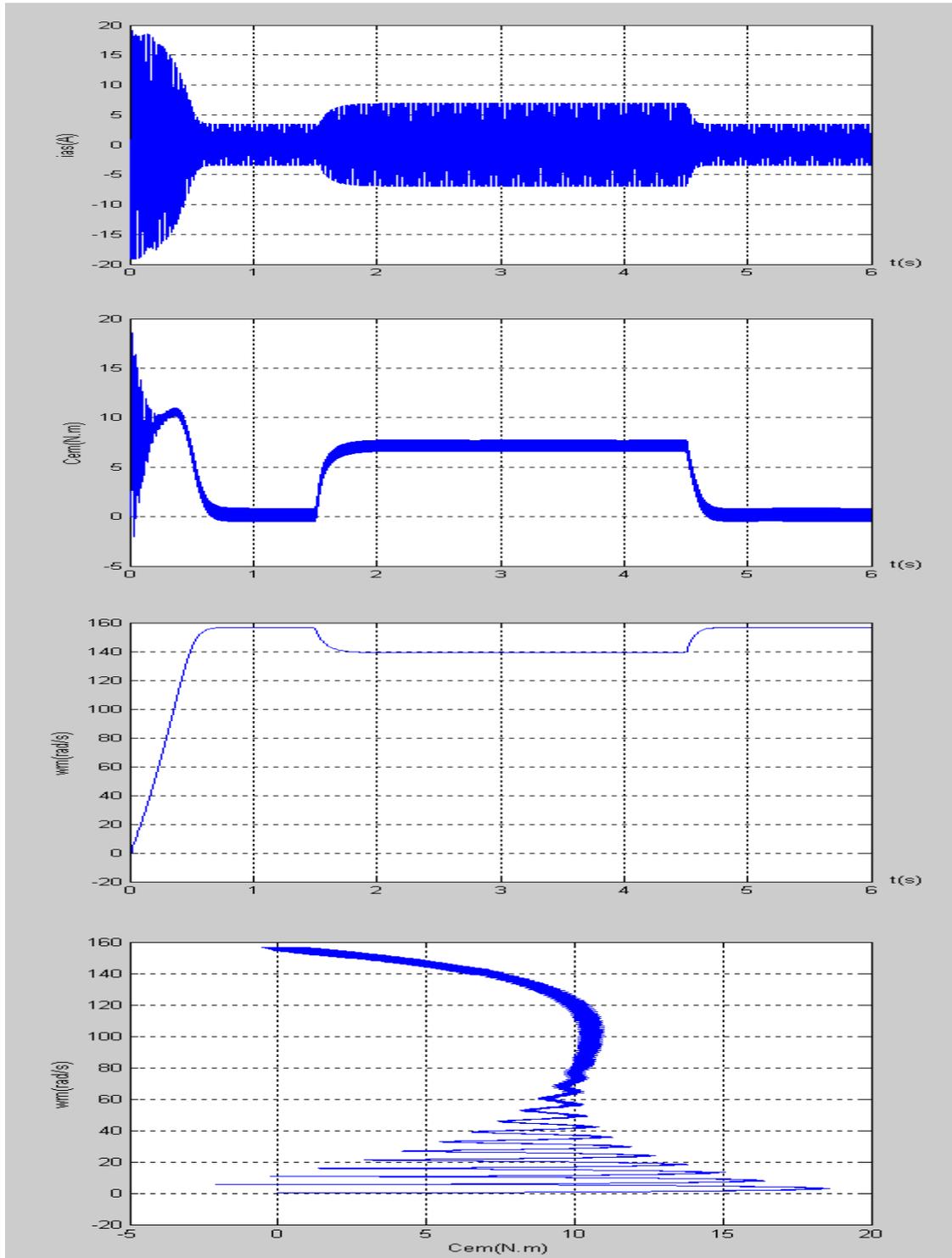


Figure IV.24 Association onduleur de tension à MLI sinusoïdale –triangulaire avec injection de l’harmonique 3- machine asynchrone
 Avec : $m=33$, $r=0.8$, $a=0.1925$, $f=50\text{HZ}$ et $Cr=7(\text{N.m})$ a partir de $t=1.5(\text{s})$

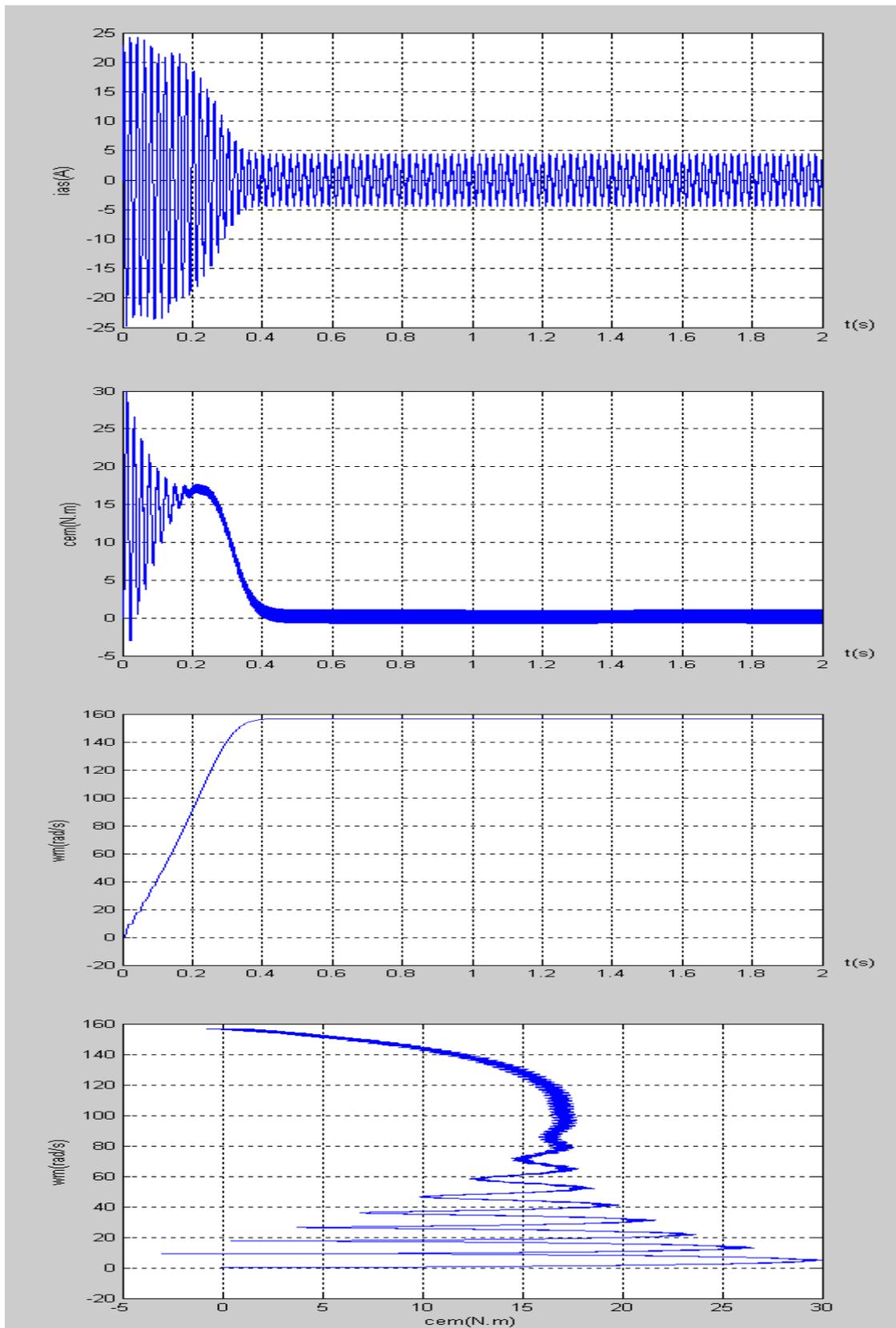


Figure IV.25 Association moteur asynchrone -Onduleur à MLI avec injection de L'harmonique 3(à vide) avec : $m=33, r=1.02, a=0.1333, f=50\text{HZ}$

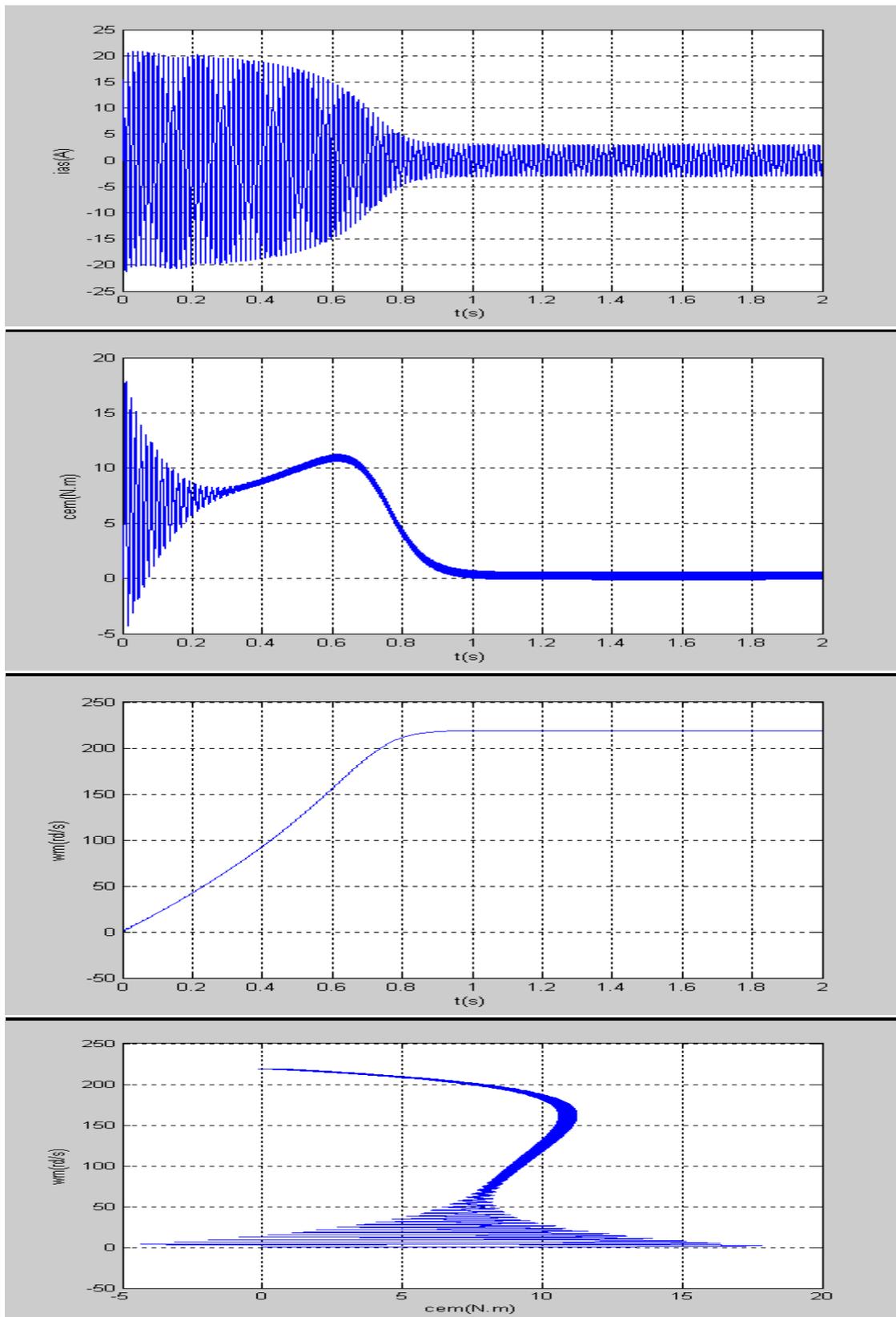


Figure IV.26 Association machine asynchrone -Onduleur à MLI avec injection de l'harmonique 3 (à vide) avec $m=33, r=1.07, a=0.1925, f=70\text{HZ}$

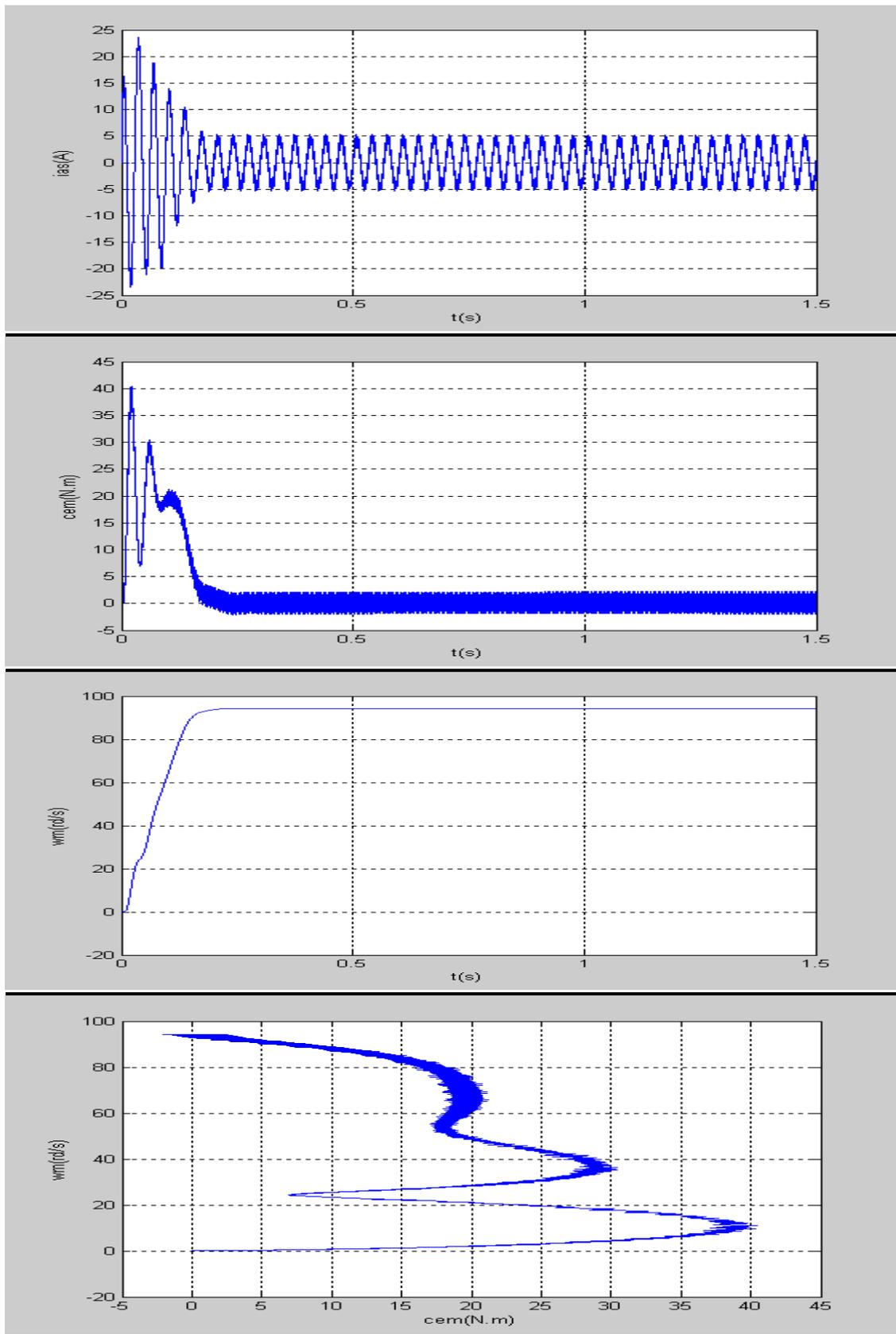


Figure IV.27 Association machine asynchrone -Onduleur à MLI avec injection de l'harmonique 3 (à vide) avec $m=33, r=0.8, a=0.1333, f=30\text{HZ}$

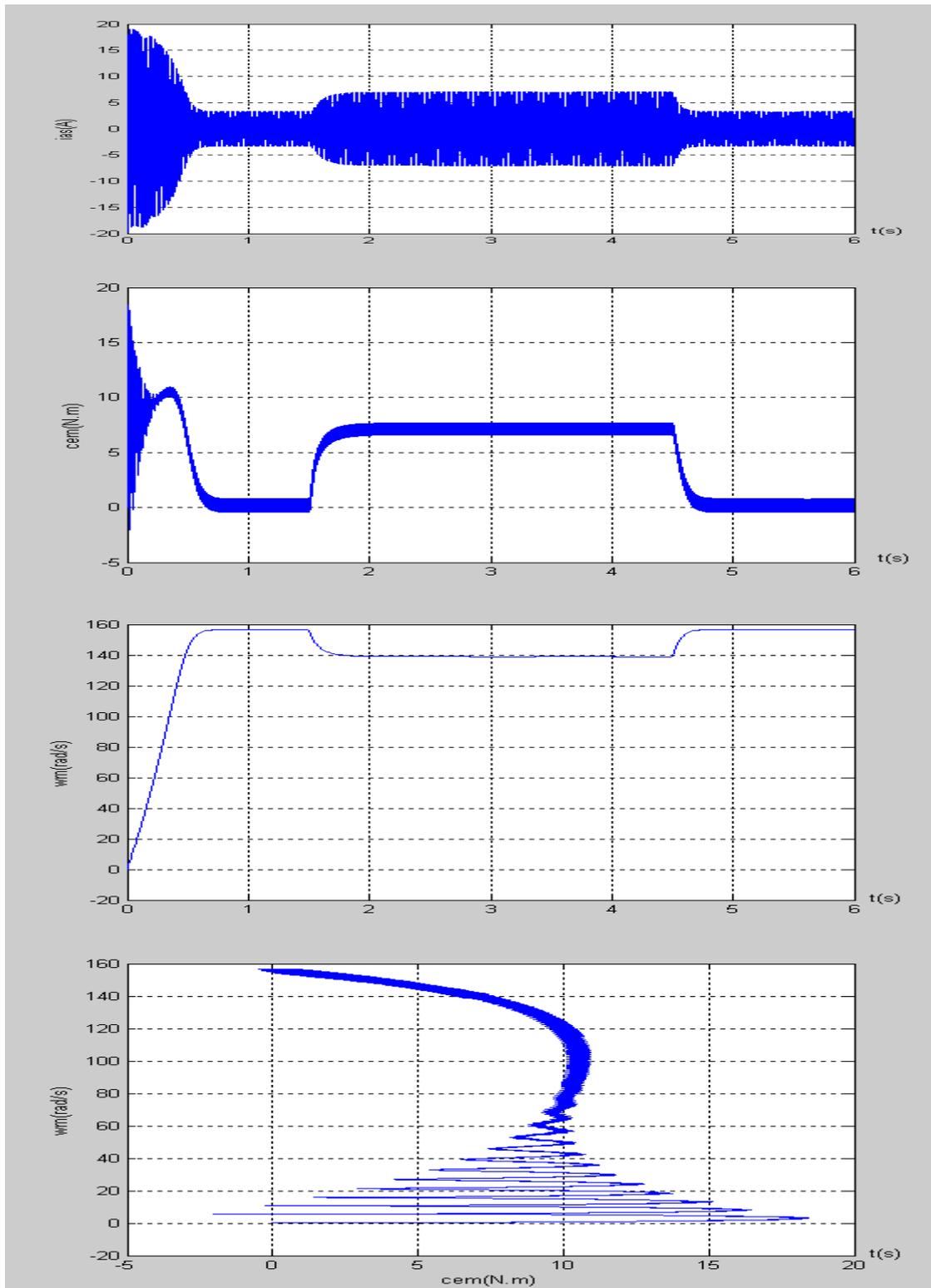


Figure IV.28 Association onduleur de tension à MLI vectorielle- machine asynchrone
 Avec : $m=33, r=0.8$ et $Cr=7(N.m)$ a partir de $t=1.5(s)$

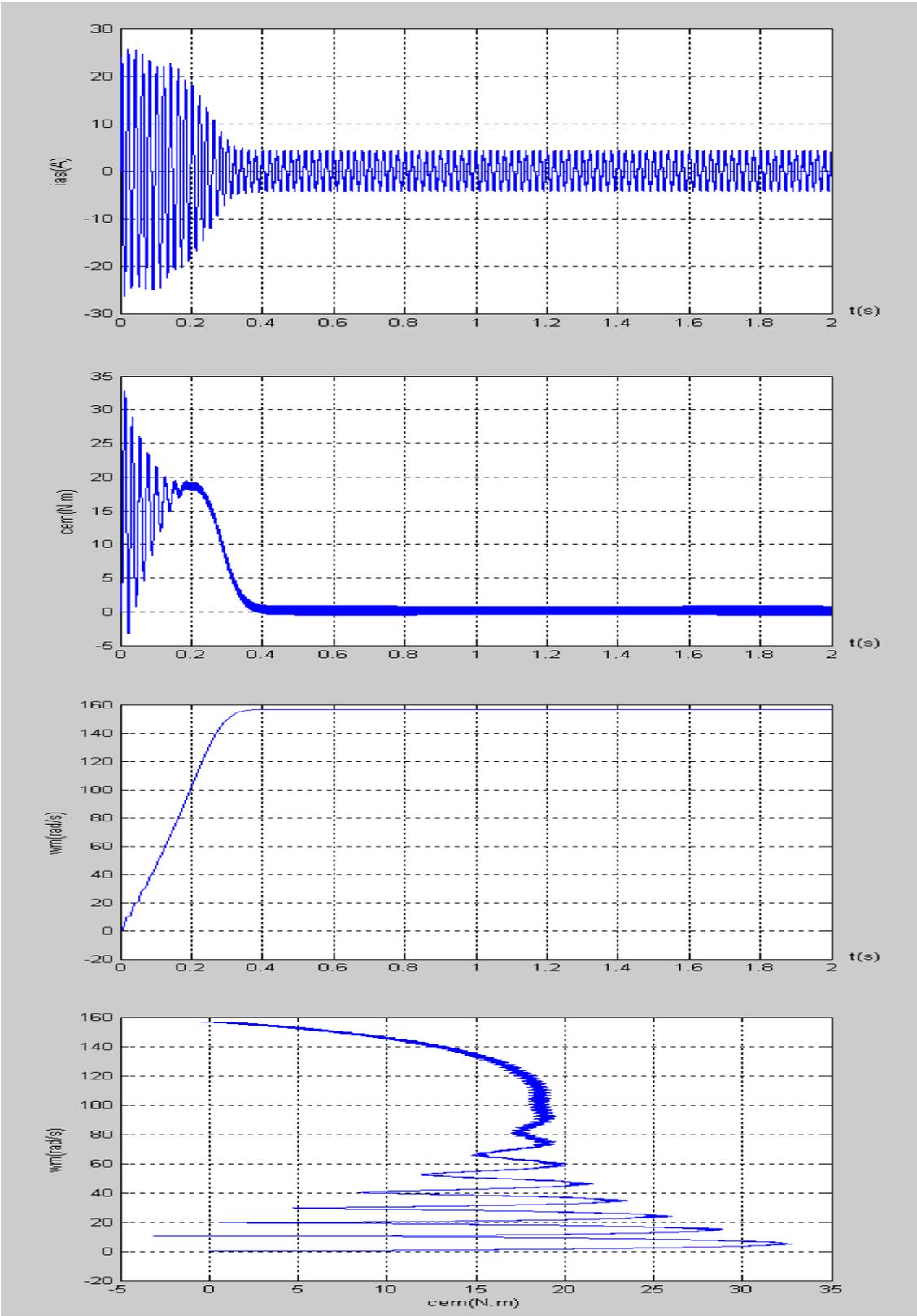


Figure IV.29 .Association machine asynchrone -Onduleur à MLI vectorielle (à vide) avec $m=33,r=1.07,f=50\text{HZ}$

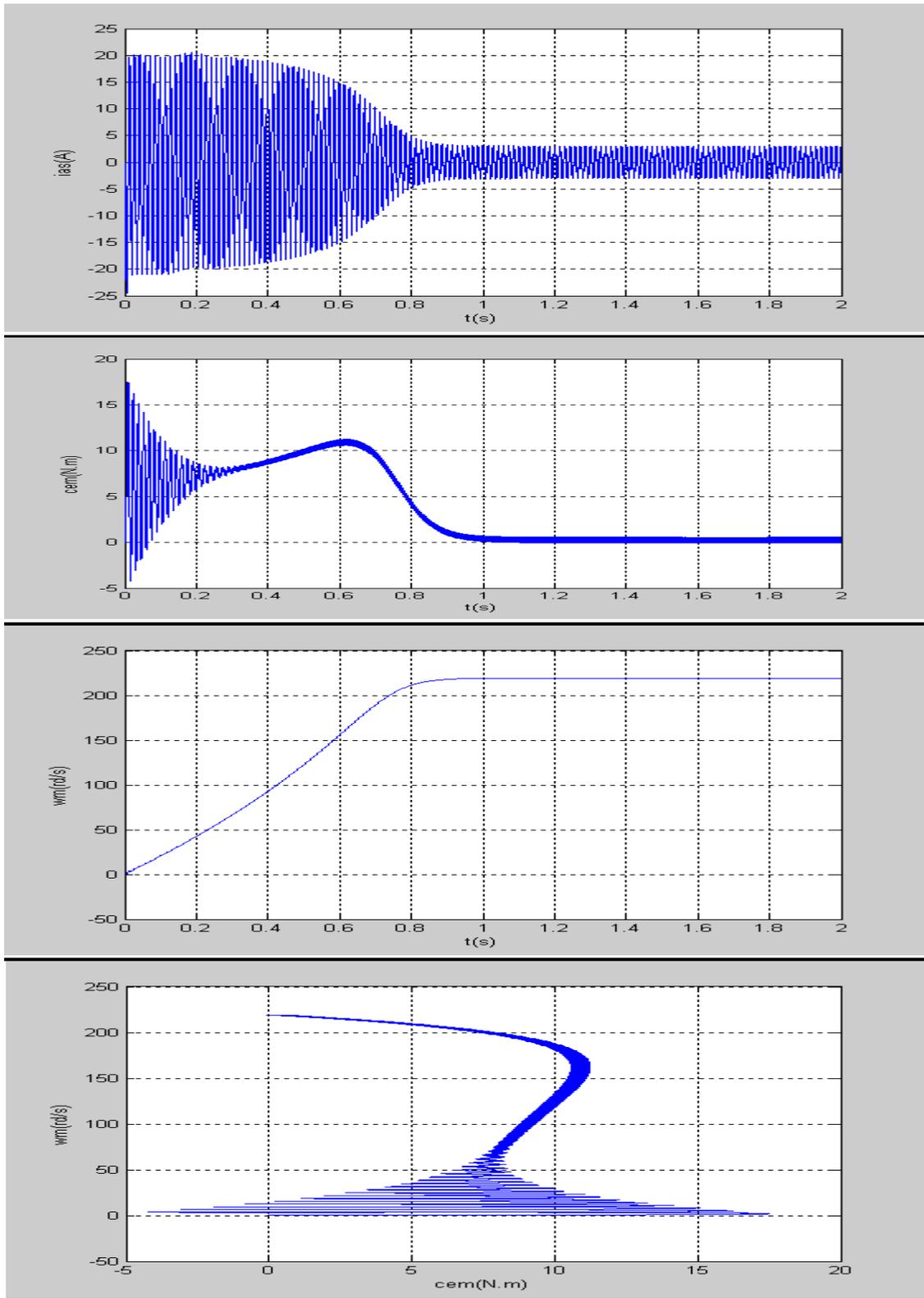


Figure IV.30 Association Onduleur à MLI Vectorielle –machine asynchrone (à vide)
 Avec : $m=33,r=1.07,f=70HZ$

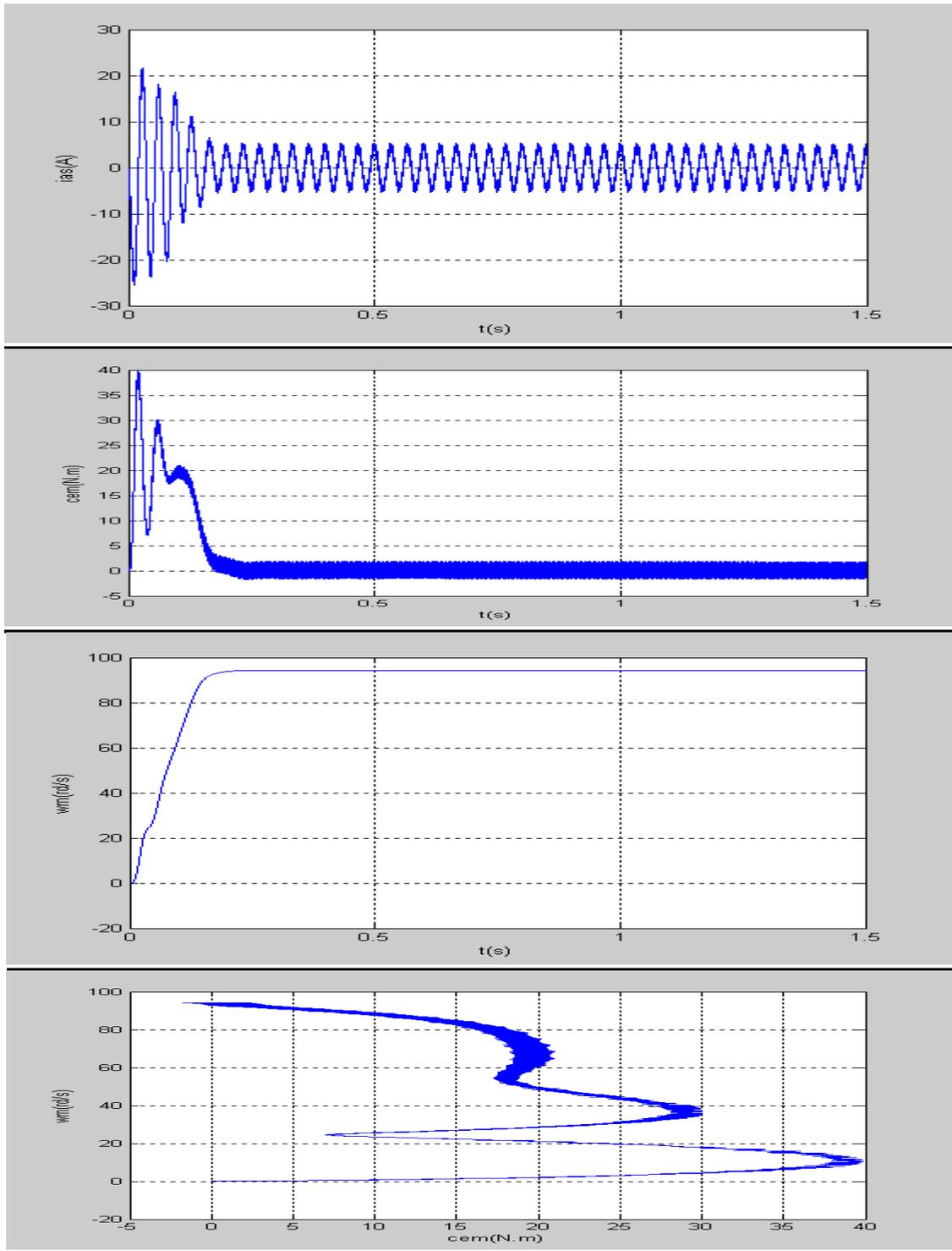


Figure IV.31 Association Onduleur à MLI Vectorielle – machine asynchrone (à vide)
Avec $m=33, r=0.8, f=30\text{HZ}$

IV.4 Simulation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

La boucle ouverte présente beaucoup d'inconvénients dans le contrôle de vitesse surtout autour des faibles valeurs car les chutes de tensions augmentent ce qui se manifeste par la diminution du couple critique max, d'autant plus que le flux ne sera pas constant, on préfère donc utiliser la boucle fermée qui permet de travailler à flux constant et qui donne des résultats très satisfaisant. Nous avons simulé la commande vectorielle à flux rotorique orienté car elle est plus performante que le contrôle scalaire.

La simulation de cette commande est faite en utilisant deux techniques à savoir la MLI sinusoïdale triangulaire et la MLI vectorielle.

La figure (IV.32) représente la simulation du bloc de découplage avec variation du couple de référence.

La figure (IV.33) représente la simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau.

La figure (IV.34),(IV.35) représente la simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone en utilisant un onduleur à MLI sinusoïdale triangulaire.

La figure (IV.36) représente la simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone en utilisant un onduleur à MLI vectorielle.

IV.4.1 Interprétation des résultats

- 1)- Les résultats de simulation de la commande vectorielle montre l'exactitude des calculs du bloc de contrôle vectorielle. Ceci dit le découplage entre le couple et le flux est bien réalisé figure (IV.32). La composante i_{sd} est une image du flux et la composante i_{sq} une image du couple
- 2)- On remarque que le flux est légèrement perturbé lors des grandes variations du couple est cela est dû à la compensation en tension qui sont des approximations .fig. (IV.32), (IV.33), (IV.34),(IV.35),(IV.36).
- 3)- Dans la figure (IV-33) j'ai représenté l'alimentation directe de la machine asynchrone avec le bloc de contrôle vectorielle.
- 4)-Les figures (IV-34) et (IV-36) représentent respectivement l'alimentation de la machine asynchrone par l'intermédiaire d'un onduleur à MLI sinusoïdale triangulaire et un MLI Vectorielle. On constate que la forme du couple dans les deux cas est meilleure par rapport à l'association en boucle ouverte.

IV.4.2 Conclusion

- 1) - L'utilisation du contrôle vectorielle permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu. Le couple et le flux sont alors commandés Séparément.
- 2)- L'utilisation d'un onduleur à MLI vectorielle permet de diminuer les couples Harmoniques fig.(IV-36), résultats comparé à celui obtenu par l'intermédiaire d'un onduleur à MLI sinusoïdale triangulaire fig.(IV-34).
- 3)-Le contrôle vectoriel est introduit afin de pouvoir commander la machine asynchrone avec un maximum de dynamique.

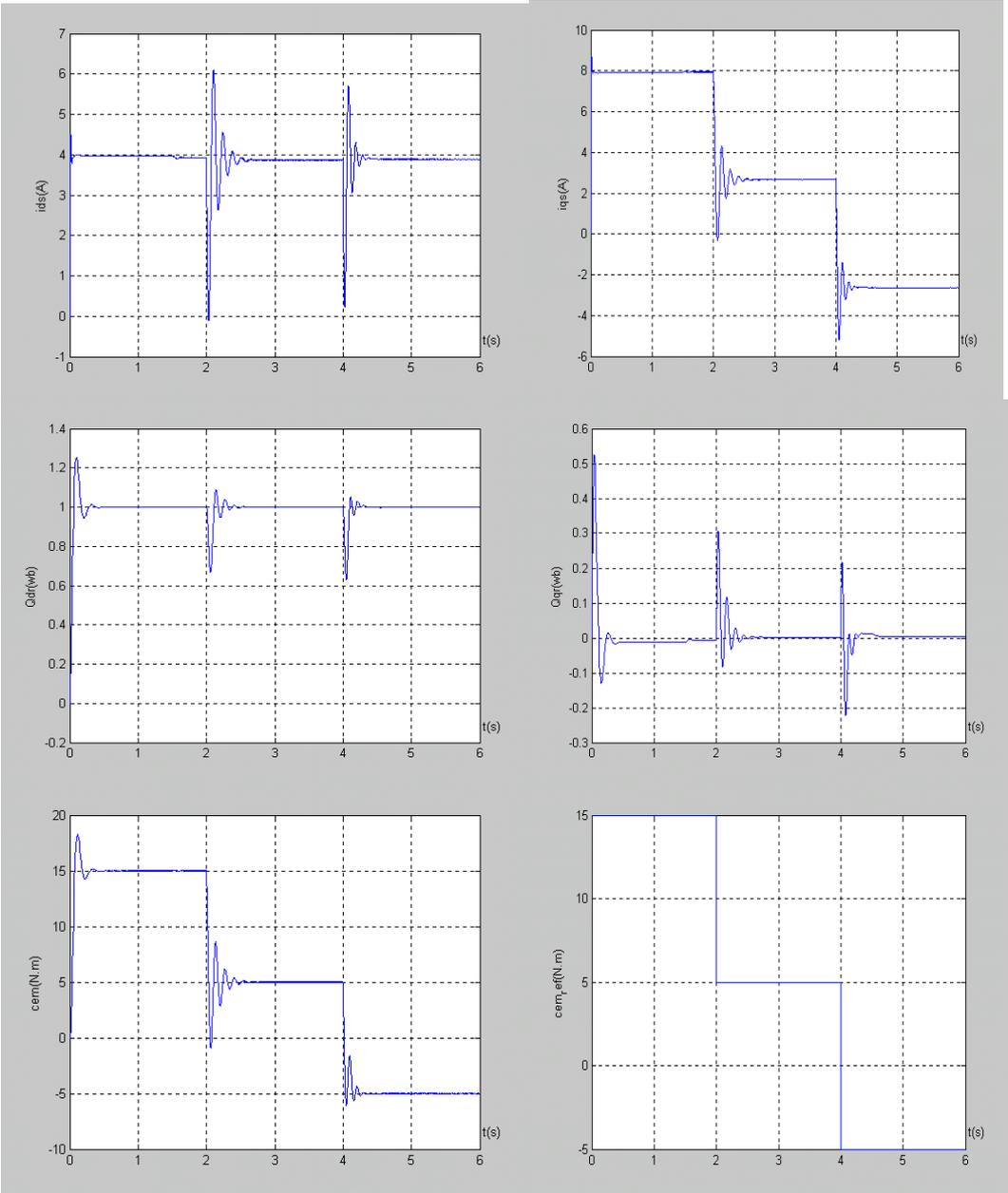


Figure IV.32 Simulation du bloc de découplage avec variation du couple d référence

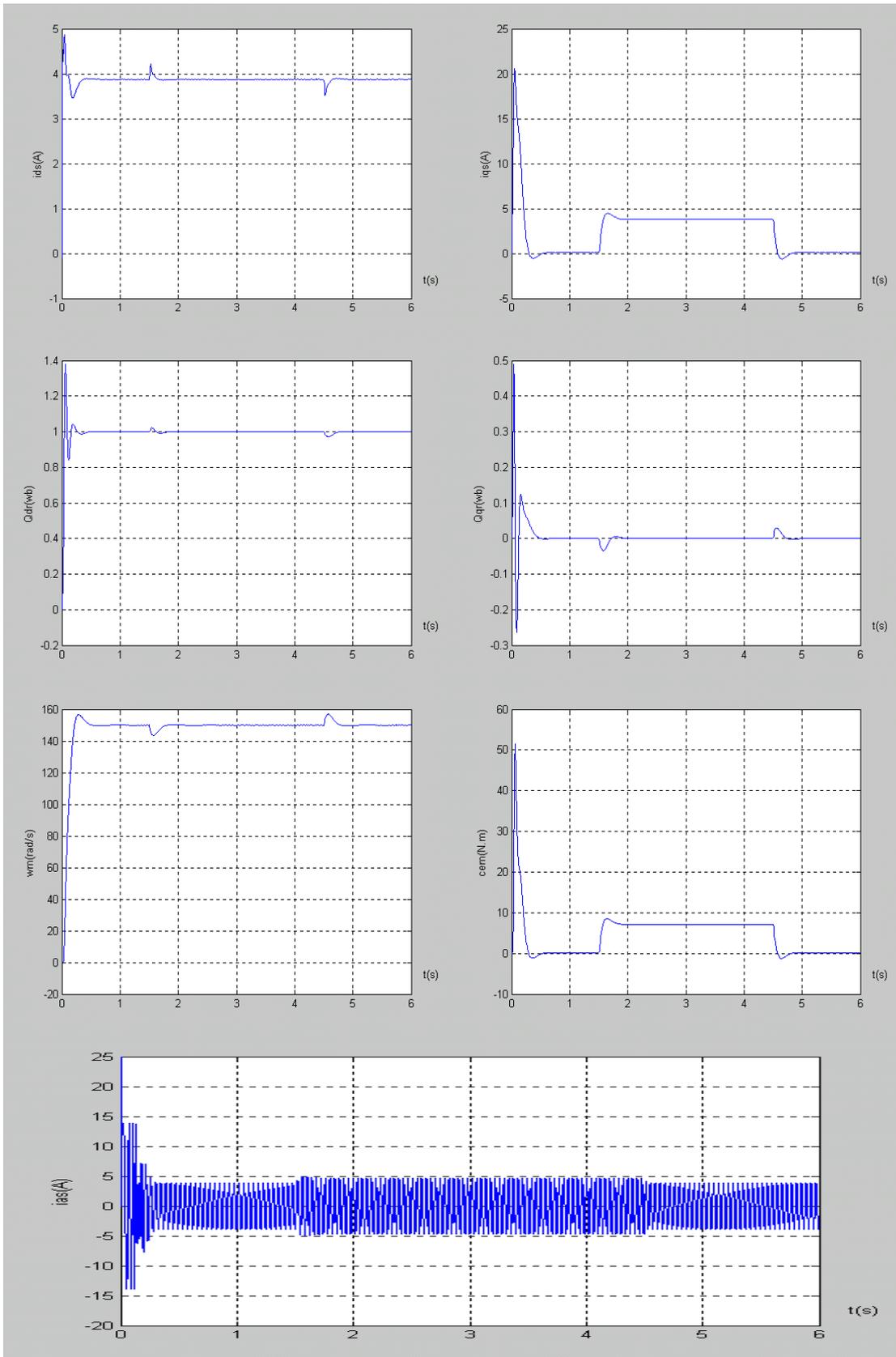


Figure IV.33 Commande vectorielle d'une machine asynchrone directe lors d'application d'une charge puis retour à vide

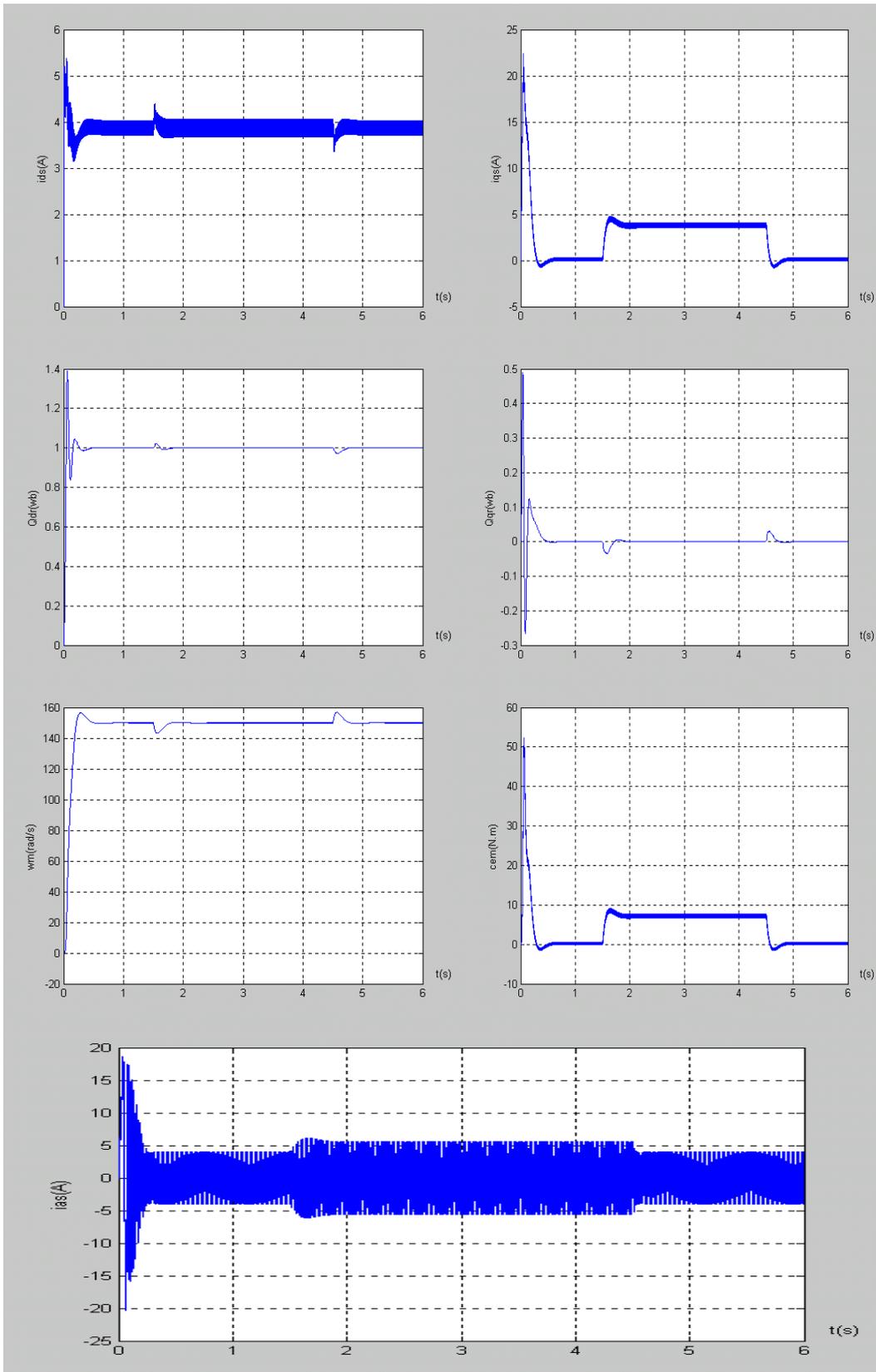


Figure IV.34 Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec un onduleur à MLI sinusoidal triangulaire lors d'application d'une charge puis retour à vide

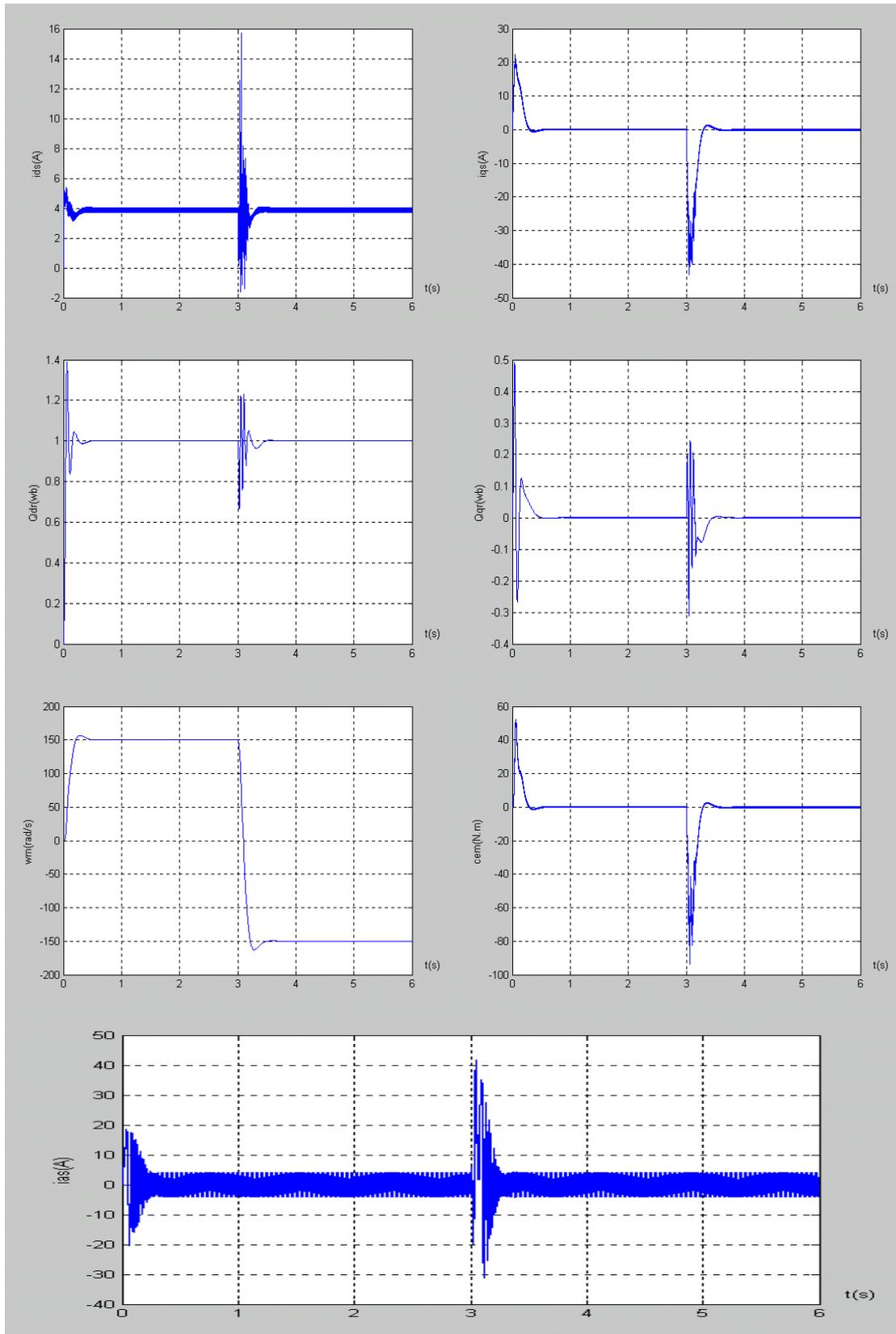


Figure IV.35 Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec un onduleur à MLI sinusoïdal triangulaire lors de changement du sens de rotation

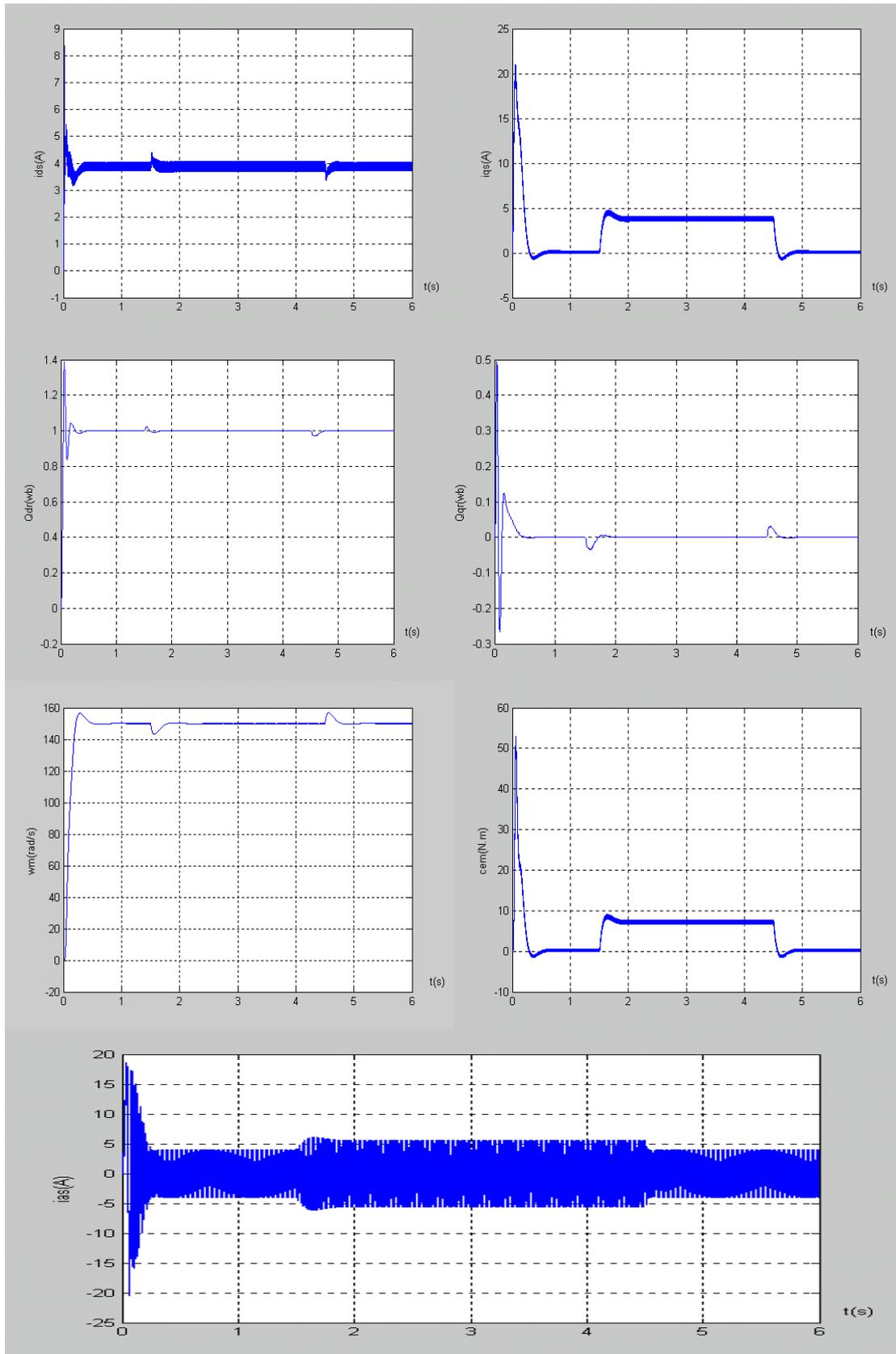


Figure IV.36 Commande vectorielle d'une machine asynchrone avec un onduleur à MLI vectorielle lors d'application d'une charge puis retour à vide

Conclusion générale

Dans ce travail, nous avons présenté la simulation de quatre techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) à savoir : la MLI sinusoïdale triangulaire, l'injection d'un harmonique 3 dans les tensions de référence, la MLI vectorielle et la modulation calculée.

Après une étude comparative de ces quatre techniques du point de vue de leur contenance en harmonique et taux de distorsion ainsi que le déchet de tension il s'avère que la MLI vectorielle et l'injection d'un harmonique 3 ont des performances meilleures par rapport aux autres techniques étudiées.

Les harmoniques dûs à la MLI sont de rang élevé (pour « m » élevé) comme on l'a vu, et ils génèrent donc des couples pulsatoires de fréquences élevées hors de la bande passante du système mécanique. Par contre les temps de garde font apparaître des harmoniques de rang faible, ils vont donc être à l'origine des couples pulsatoires perceptibles à basses fréquences cela nous conduit à déduire que la modulation calculée est meilleure du point de vue de temps de garde puisque les instants de commutations sont pré calculés et par conséquent les pertes par commutation diminuent.

La variation de la vitesse de la machine asynchrone en agissant sur la fréquence d'alimentation a montré que la MLI vectorielle et l'injection d'un harmonique 3 sont avantageuses par rapport aux autres techniques du point de vue diminution du temps de démarrage et couples pulsatoires.

L'association onduleur machine en boucle ouverte ou en boucle fermée (contrôle vectorielle) a montré la supériorité de la technique à MLI vectorielle du point de vue de diminution du temps de démarrage, réduction des couples pulsatoires et augmentation de la capacité de la machine.

La commande vectorielle permet d'imposer à la machine asynchrone des comportements semblable à la machine à courant continu ou à la machine synchrone dans lesquelles le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique.

Les performances dynamiques obtenues par la commande de vitesse de la machine asynchrone sont très satisfaisantes.

Comme perspectives, nous pouvons proposer la continuité des études suivantes :

- Recherche d'autres techniques de commande qui permettent d'avoir une tension à la sortie la plus sinusoïdale possible.
- Etude comparative entre l'onduleur triphasé et à structure multi- niveau (cinq ou sept niveaux)
- Etude des performances de la conduite d'autres machines alternatives alimentées par ces deux types d'onduleurs.

Paramètres de la machine asynchrone

La machine asynchrone triphasée utilisée dans la présente étude possède les données suivantes :

$$P_n = 1,5 \text{ KW}$$

$$U_n = 220 \text{ v}$$

$$I_n = 3,7 \text{ A}$$

$$N_n = 1420 \text{ tr/mn}$$

$$P = 2$$

$$R_s = 4.85 \Omega$$

$$R_r = 3.805 \Omega$$

$$L_s = 0.274 \text{ H}$$

$$L_r = 0.274 \text{ H}$$

$$M = 0,258 \text{ H}$$

$$f = 0.00114 \text{ Nm/rad/s}$$

$$J = 0.031 \text{ (Kg.m}^2\text{)}$$

Les résultats de simulation présentés tout le long de ce travail ont été élaborés à partir d'un logiciel bien approprié, à savoir le MATLAB 6.5.

Les différents organigrammes de calcul correspondants aux différentes techniques de commande ainsi que les schémas bloc simulink de l'association onduleur- machine sont décrits comme suit :

BIBLIOGRAPHIE

- [1] - **Carlos canudas de Witt.**
Commande des moteurs asynchrones . Volume 1
« Modélisation, contrôle vectoriel et DTC »
Hermès science publication 2000
- [2] – **Chee Num-Ong**
« dynamic simulation of electric machinery »
1998 by prentice HALL PTR
- [3]- **jacque lisienne, francis Notelet, guy seguier**
«Introduction à l'électronique approfondie »
TEC technique de documentation Lavoisier 1981.
- [4] – **R Abdessemed et M- Kadjoudj**
« Modélisation des machines électriques
- [5]- **guy seguier, francis labrique,Robert Baussiere**
« Les convertisseurs de l'électronique de puissance »
« Volume 4 »
- [6]- **guy seguier**
Electronique de puissance
« Les formation de base et leurs principales application » 7eme édition
Dunod,paris,1999.
- [7]- **F Brichant**
« Électronique de puissance »
Agence parisienne des distributions.
- [8] – **Muhammad H .Rashid**
« Power Electronics » Circuits, Devices, and applications
Second édition - prentice HALL -
- [9]- **M-Lavabre**
« Électronique de puissance » conversion de l'énergie.
Edition casteila.
- [10]-**Y-SAHLI et M.K FELLAH**
« Technique de modulation à sélection d'harmoniques (SHE)(PWM) pour la commande
Des onduleurs de tension à trois niveaux monophasé et triphasé
Intelligent control au electrical power systems laboratory. ICEPS
Université djillali liabs -sidi bel Abbès
- [11]- **guy grellat guy cleric**
« Actionneurs électriques »
Edition eyrolles 1997.
- [12] **guy seguier, francis labrique,Robert Baussiere,Hervé buyse**
« Les convertisseurs de l'électronique de puissance »
« Volume 5 »
- [13]- **Alain Bauscayrol, Maria pietrzak –David , Bernard de fornél et Henri Foch**
« Influence d'une modulation avec référence à valeur moyenne variable dans un
Ensemble convertisseur machine »
Laboratoire d'électrotechnique et d'électronique industrielle, URA au CNRS
Toulouse France 1994.
-

[14]- Berkouk. E. M.

« Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasés
Alimentés par des convertisseurs directe et indirectes Application aux gradateurs et
Onduleurs multiniveaux »

Thèse de doctorat CNAM 1995

[15]- J-Mainguenaud

« Cours d'automatique » -systèmes asservis continus.
Masson et Cie éditeurs paris 1972.

[16] –yuriy plotkin,manfred stiebler,senior member,Dominik hofmayer

« six torque harmonique in PWM inverter-fed induction moteur drives an dits
Compensation »

IEEE transactions on industry applications vol .41, NO, 4 July/August 2005

[17]-G .narayana, V.T.Ranganathan, Senior Member, IEEE

« Two novel synchronized bus-clamping PWM stratégies based on space vector
approch for high power drives »

IEEE transactions on industry applications vol .17, NO, 1 january 2002

[18]-Ahmet M.Hava Russel j kerkman, thomas A.lipo

Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies : Analysis, and design

IEEE transactions on power electronics vol .13, NO, 4 July 1998

[19] - Ahmet M.Hava Russel j kerkman, thomas A.lipo seng-ki-sul

« dynamique overmodulation caractéristiques of triangle intersection PWM methods »

IEEE transactions on industry applications society 5-9 october 1997

[20]-Rakesh parekh

« VF control of 3-Phase induction Motor Using Space Vector Modulation »
Microchip technology Inc 2005
