

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

**COMMANDE PAR MLI VECTORIELLE D'UN
ONDULEUR ALIMENTANT UN MOTEUR A
CAGE**

Proposé et dirigé par :
- Monsieur : BENDAIKHA A. Malik

Présenté par :
- BRAHIMI Mohamed El Amine
- BABAHA Azmi

Année universitaire : 2007/2008

Remerciements

*Nous remercions bien sincèrement tous nos
enseignants qui ont participé le long de ces années à
notre formation sous la direction de chef de
département Mr. B. BENDJAIMA,
et plus particulièrement notre promoteur Mr.
BENDAIKHA A.MALIK pour ses
encouragements et ses conseils très bénéfiques qui
nous dirigent vers un travail bien organisé.*

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à mes parents qui me présentent l'exemple de dévouement de sacrifice et de l'honnêteté, à mes frères, à mes sœurs, à HAMADA, ISMAIL, ALAA, ALI et tous mes amis, et à tous les enseignants.

Enfin je tien remercie tout particulièrement Mr. BEDAIKHA A.MALIK,

Brahimi Mohamed El Amine

Sommaire

Introduction Générale	01
------------------------------------	----

Chapitre I : Modélisation de l'onduleur triphasé et l'étude des différentes stratégies de commande

Introduction	03
I-1. L'Onduleur triphasé en pont complet.....	03
I-1.1. Définition.....	03
I-1.2. Principe des divers types d'onduleurs.....	03
I-1.3. Propriété de l'onduleur	04
I-1.4. Différents types d'onduleurs	05
I-1.4.1. Onduleur de courant.....	05
I-1.4.2. Onduleur de tension.....	05
I-1.5. Domaine d'utilisation.....	05
I-2. Modèle de commande de l'onduleur de tension.....	06
I-3. Stratégies de commande des onduleurs.....	08
I-3.1. Commande en pleine onde.....	08
I-3.2. La technique de commande par hystérésis.....	09
I-3.3. Modulation de largeur d'impulsion.....	11
I-3.3.1. Modulation Sinus-Triangle.....	12
I-3.3.1.1 – Principe.....	12
I-3.3.1.2 – Propriétés.....	13
I-1.3.3. MLI vectorielle.....	13
Conclusion	14

Chapitre II : Commande par MLI Vectorielle de l'onduleur triphasé

Introduction	15
II-1. Modulation vectorielle.....	15
II-1.1. Principe.....	15
II-1.2. Algorithme de la MLI vectorielle	18
II-3. Schémas de modulation.....	19
II-3-1 La séquence alignée à droite (SVM1).....	19
II-3-2 La séquence symétrique (SVM2).....	19
II-3-3 La séquence alternante de vecteur nul (SVM3).....	20
II-3-4 La séquence non commuté de courant le plus élevé (SVM4).....	20
II-4. Calcule des temps de commutation.....	21
II-5. Propriétés	23
Conclusion	24

Chapitre III : Modélisation de la machine asynchrone

Introduction	25
III-1. Modèle mathématique de la machine.....	25
III-1.1. Hypothèses.....	25
III-1.2. Equations électriques.....	26
III-1.3. Equations magnétiques.....	26
III-2. Transformation du système triphasé.....	27
III-2.1. Intérêt des matrices de transformations.....	27
III-2. 2. Transformation de PARK	27
III-2. 3. Application de la transformation de RARK	28
III-2.3.1. Equations électriques d'enroulement triphasé dans les axes d et q ...	28
III-2.3.2. Equations magnétiques d'enroulement triphasé dans les axes d et q..	29
III-2.3.3. Equations des tensions	30
III-2.3.4. Expressions du couple électromagnétique et de la puissance	30
III-2.3.5. Equation du mouvement.....	31
III-3. Choix du référentiel d-q.....	31
III-4. Modélisation sous forme d'état de la MAS.....	31
III-4.1. Représentation d'état.....	31
III-4.2. Représentation d'état du modèle de MAS dans repère α, β	32
III-5. Simulation et interprétation.....	32
III-5.1. Résultats de la simulation.....	33
III-5.2. Interprétation des courbes.....	33
Conclusion	34

Chapitre IV : Association Onduleur triphasé-Machine asynchrone

Introduction	35
IV- 1. Simulation	35
IV-2. Résultats de simulation	36
IV-2.1. Commande en pleine onde	36
IV-2.2. Commande par MLI Sinus-Triangle	37
IV-2.2.a. Cas ou $r=0.866$	37
IV-2.2.b. Cas ou $r=1$	40
IV-2.3. Commande par MLI Vectorielle.....	43
IV-2.3.a. Cas ou $r=0.866$	43
IV-2.3.b. Cas ou $r=1$	48
IV-2.3.c. Cas ou $r=1.1547$	53
IV- 3. Interprétation des résultats	58
IV- 3.1. Onduleur commandé en pleine onde.....	58
IV- 3.2. Onduleur commandé par MLI sinusoïdale	58
IV- 3.3. Onduleur commandé par MLI Vectorielle.....	59
Conclusion	60

Conclusion Générale.....	61
---------------------------------	-----------

Annexe A
Bibliographie

Liste de figures

Fig.1.1	Schéma de principe de l'onduleur.....	04
Fig.1.2	Onduleur associé à un moteur.....	06
Fig.1.3	La forme de signal de commutation.....	08
Fig.1.4	La forme de tension générée par un onduleur commandé en pleine onde.....	09
Fig.1.5	Représentation de la logique de commutation.....	09
Fig.1.6	Représentation du contrôle du coutant.....	10
Fig.1.7	Principe de la modulation sinus-triangle.....	12
Fig.1.8	Moyenne instantanée.....	12
Fig.1.9	Représentation des vecteurs de tensions dans le plan (α - β).....	14
Fig.2.1	Onduleur triphasé en pont complet.....	15
Fig.2.2	Créneaux de tension V_{AO} ou V_{BO} ou V_{CO}	16
Fig.2.3	Représentation de polygone de commutation.....	18
Fig.2.4	Algorithme de la MLI vectorielle.....	18
Fig.2.5	Signaux des gâchettes dans SVM1.....	19
Fig.2.6	Signaux des gâchettes dans SVM2.....	20
Fig.2.7	Signaux des gâchettes dans SVM3.....	20
Fig.2.8	Signaux des gâchettes dans SVM4.....	21
Fig.2.9	Calcul de V_α et V_β	22
Fig.3.1	Representation schematique d'une MAS.....	26
Fig.3.2	Représentation des enroulements fictifs d'axes (d-q).....	29
Fig.3.3	La réponse de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré suivi d'une introduction d'un couple de charge de 20 N.m à t=0.5 sec.....	33
Fig.3.4	La réponse de la MAS alimentée par un onduleur à hystérésis suivi d'une introduction d'un couple de charge de 20 Nm à t=0.5 sec.....	33
Fig.4.1	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé en pleine onde, et le courant de phase statorique I_a	36
Fig.4.2	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé en pleine onde.....	36
Fig.4.3	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=6$).....	37
Fig.4.4	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle (pour $r=0.866$ et $m=6$).....	37
Fig.4.5	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=12$).....	38

Fig.4.6	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle (pour $r=0.866$ et $m=12$).....	38
Fig.4.7	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=18$).....	39
Fig.4.8	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle (pour $r=0.866$ et $m=18$).....	39
Fig.4.9	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=6$).....	40
Fig.4.10	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle (pour $r=1$ et $m=6$).....	40
Fig.4.11	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=12$).....	41
Fig.4.12	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle (pour $r=1$ et $m=12$).....	41
Fig.4.13	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=18$).....	42
Fig.4.14	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle (pour $r=1$ et $m=18$).....	42
Fig.4.15	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=6$).....	43
Fig.4.16	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=0.866$ et $m=6$).....	43
Fig.4.17	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=18$).....	44
Fig.4.18	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=0.866$ et $m=18$).....	44
Fig.4.19	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=36$).....	45
Fig.4.20	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=0.866$ et $m=36$).....	45

Fig.4.21	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=42$).....	46
Fig.4.22	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=0.866$ et $m=42$).....	46
Fig.4.23	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=48$).....	47
Fig.4.24	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=0.866$ et $m=48$).....	47
Fig.4.25	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=6$).....	48
Fig.4.26	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1$ et $m=6$).....	48
Fig.4.27	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=18$).....	49
Fig.4.28	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1$ et $m=18$).....	49
Fig.4.29	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=36$).....	50
Fig.4.30	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1$ et $m=36$).....	50
Fig.4.31	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=42$).....	51
Fig.4.32	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1$ et $m=42$).....	51
Fig.4.33	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=48$).....	52
Fig.4.34	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1$ et $m=48$).....	52
Fig.4.35	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1.1547$ et $m=6$).....	53
Fig.4.36	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1.1547$ et $m=6$).....	53

Fig.4.37	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1.1547$ et $m=18$).....	54
Fig.4.38	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1.1547$ et $m=18$).....	54
Fig.4.39	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1.1547$ et $m=36$).....	55
Fig.4.40	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1.1547$ et $m=36$).....	55
Fig.4.41	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1.1547$ et $m=42$).....	56
Fig.4.42	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1.1547$ et $m=42$).....	56
Fig.4.43	Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1.1547$ et $m=48$).....	57
Fig.4.44	Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1.1547$ et $m=48$).....	57

Liste de Tableaux

Tableau 2.1	Calcul des vecteurs de tension.....	17
Tableau 2.2	Description des séquences de conduction des interrupteurs.....	22
Tableau 4.1	Tableau récapitulatif.....	60

Liste de Notations Et Symboles

A, B, C	:	Indices des phases statoriques
a, b, c	:	Indices des phases rotoriques
s, r	:	Indice relatif au stator et rotor respectivement
d	:	Indice de l'axe direct
q	:	Indice de l'axe en quadrature
o	:	Indice de l'axe homopolaire
[P]	:	Matrice de Park
[P ⁻¹]	:	Matrice inverse de Park
[L _{ss}]	:	Matrice d'inductance statorique
[L _{rr}]	:	Matrice d'inductance rotorique
[M _{rs}]	:	Matrice inductance mutuelle rotor-stator (influence du stator sur le rotor)
[M _{sr}]	:	Matrice inductance mutuelle stator-rotor (influence du rotor sur le stator)
[V _s]	:	Vecteur tension statorique
[V _r]	:	Vecteur tension rotorique
[I _s]	:	Vecteur courant statorique
[I _r]	:	Vecteur courant rotorique
[Φ _s]	:	Vecteur flux statorique
[Φ _r]	:	Vecteur flux rotorique
[V _{AC}]	:	Tensions alternatives équilibrées
[V _{dc}]	:	Tensions continues
V	[V]	: Tension
I	[A]	: Courant
Φ	[Wb]	: Flux
M	[H]	: Inductance mutuelle maximale lorsque l'axe A coïncide avec l'axe a (θ=0)
l _s	[H]	: Inductance propre d'une phase statorique
l _r	[H]	: Inductance propre d'une phase rotorique
M _s	[H]	: Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
M _r	[H]	: Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
J	[Kg.m ²]	: Moment d'inertie des masses tournantes
f	[N.m.s/rad]	: Coefficient de frottement visqueux
p		: Nombre de paire de pôles
U ₀	[V]	: Tension de l'étage continue de l'onduleur
L _s	[H]	: Inductance cyclique propre du stator (l _s -M _s)
L _r	[H]	: Inductance cyclique propre du rotor (l _r -M _r)
L _m	[H]	: Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor (3M/2)
R _s	[Ω]	: Résistance statorique

R_r	[Ω]	: Résistance rotorique
T_s	(L_s/R_s)	: Constante du temps statorique
T_r	(L_r/R_r)	: Constante du temps rotorique
σ	1- (L_m^2/L_sL_r)	: Coefficient de dispersion de Blondel
Ω	[rad/s]	: Vitesse de rotation mécanique
ω	[rad/s]	: Vitesse de rotation électrique ($\omega = p \Omega$)
ω_s	[rad/s]	: Pulsation électrique statorique
ω_{sl}	[rad/s]	: Pulsation de glissement ($\omega_c - \omega$)
ω_c	[rad/s]	: La vitesse angulaire du système d'axes (d, q) par rapport au système d'axes triphasé statorique
θ	[rad]	: La position angulaire du rotor par rapport au stator
θ_{sl}	[rad]	: L'angle électrique entre a et d ($\theta_c - \theta$)
θ_c	[rad]	: L'angle électrique entre A et d
C_e	[N.m]	: Couple électromagnétique
C_r	[N.m]	: Couple résistant imposé à l'arbre de la machine
$f \Omega$	[N.m]	: Couple de frottement visqueux
$V_{an,bn,cn}$	[V]	: Les tensions des phases de la charge
$V_{réf}$	[V]	: Tension de référence (sinusoïdale)
V_p	[V]	: Porteuse triangulaire
V_m	[V]	: Amplitude de la tension de référence
ω	[rad/s]	: Pulsation électrique
$f_{réf}$	[Hz]	: Fréquence de la tension de référence
f_m	[Hz]	: Fréquence de modulation
m		: L'indice de modulation
r		: Le coefficient de réglage en tension
MLI		: Modulation de largeur d'impulsion
THD	$\frac{\sqrt{\sum_{i=2}^n h_i^2}}{h_1}$: Taux de distorsion harmonique

Introduction Générale

Grâce aux nombreuses avancées technologiques, aussi bien dans le domaine des semi-conducteurs de puissance, de la conception des machines électriques, que dans les méthodes de traitement de l'énergie électrique, les applications de moyennes et fortes puissances à vitesse variable sont de plus en plus réalisées à base d'ensembles convertisseurs statiques - machines électriques [1].

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié, ces dernières années, d'avancées méthodologiques et technologiques significatives. En effet les progrès de l'électronique numériques et les développements des composants de puissance permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande irréalisables. Ce qui était dévolu dans le passé aux machines à courant continu est maintenant l'apanage des moteurs à courants alternatifs [7].

Les onduleurs sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable surtout dans la commande des moteurs à courant alternatif spécialement le moteur à cage, ceux-ci peuvent être commandés par des différentes stratégies de commande afin d'obtenir une meilleure approximation à un signal sinusoïdale [8].

La majorité des lois de commande sont exécutés par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui se réalise par de plusieurs méthodes, parmi lesquelles : MLI sinus-triangle, MLI précalculée, MLI vectorielle...etc.

Notre travail consiste à étudier l'MLI vectorielle, on l'appliquant sur un onduleur triphasé en pont complet qui alimente un moteur à cage, en comparant les résultats de simulation avec celles d'autres qui sont obtenus par la commande en pleine onde et l'MLI sinus-triangle.

Notre mémoire est organisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la présentation et la modélisation de l'onduleur triphasé en pont à deux niveaux. Nous examinons tout particulièrement les différentes techniques de commande de ce type d'onduleur, et pour ne pas alourdir ce chapitre, nous reportons l'étude de la MLI vectorielle au chapitre suivant.

Le deuxième chapitre porte sur l'étude et le développement de l'algorithme de la commande par la MLI vectorielle.

Dans **le troisième chapitre**, nous présentons la modélisation de la machine à courant alternatif (moteur à cage) dans le référentiel à deux axes.

Le quatrième chapitre comporte l'étude comparative entre la commande en pleine onde, la MLI vectorielle et la MLI sinusoïdale.

Introduction :

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation.

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivent plusieurs stratégies, afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde.

Nous présenterons, dans ce chapitre, l'alimentation de la machine constituée d'une source de tension continue et d'un onduleur de tension à deux niveaux, et sa modélisation. En suite nous représenterons des différentes stratégies de commande d'un onduleur de tension.

I-1.1. Définition :

Un onduleur est un convertisseur statique assurent la conversion continu – alternatif, par exemple, si on dispose à l'entrée d'une tension continue et si, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur tantôt à l'une, tantôt à l'autre des bornes d'entrée, on peut obtenir entre les bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative.

Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle, cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par modulation de largeur d'impulsions (pulse with modulation, en anglo-saxon).

Si l'établissement, le maintien puis l'ouverture des connexions entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs, l'onduleur est dit autonome [3, 4, 8].

I-1.2. Principe des divers types d'onduleurs :

Nous présentons le principe des onduleurs dans le cas où la sortie est monophasée et utilisons le schéma en pont à quatre " interrupteurs" K_1, K_2, K'_1 et K'_2 de la figure 1.1.

On suppose que la source placée du côté continu est parfaite et que les interrupteurs sont parfaits (chute de tension directe nulle, courant de fuite nul, commutations instantanées).

On désigne par :

- _ i et u , le courant et la tension d'entrée.
- _ i' et u' , le courant et la tension de sortie.
- _ i_{k1} et v_{k1} , le courant à travers K_1 et la tension à ses bornes.

- _ i_{k2} et v_{k2} , le courant à travers K_2 et la tension à ses bornes.
- _ T , la période de fonctionnement de l'onduleur et ces grandeurs de sortie.

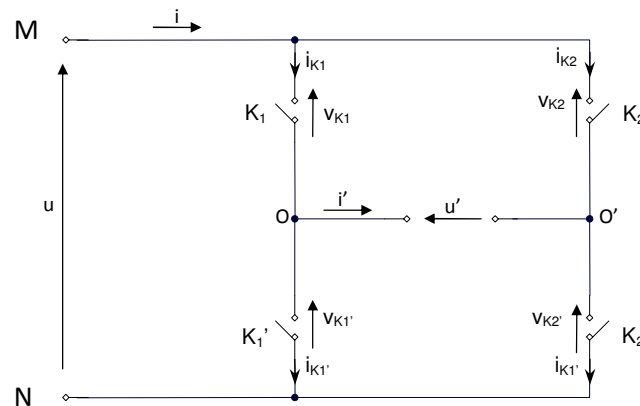


Figure 1.1-Schéma de principe d'un onduleur.

On suppose que l'onduleur est commandé en " pleine onde ", c'est -a- dire que :

- pour $(0 < t < T/2)$, K_1, K_2' sont fermés, K_2, K_1' ouverts :
 - $u' = u; i = i'$
 - $i_{k1} = i'; v_{k1} = 0$
- pour $(T/2 < t < T)$, K_2, K_1' sont fermés, K_1 et K_2' ouverts :
 - $u' = -u; i = -i'$
 - $i_{k1} = 0; v_{k1} = u$

Il suffit de suivre les variations de i_{k1} et de v_{k1} ; les courants dans les autres interrupteurs et les tensions à leurs bornes s'en déduisent directement :

$$i_{K2'} = i_{k1} ; \quad v_{k2'} = v_{k1} ;$$

➤ $i_{k2} = i_{k1}' \quad , \quad \text{avec} : i_{k1}'(t+T/2) = i_{k1}(t) ;$

$$v_{k2} = v_{k1}' ; \quad \text{avec} : v_{k1}'(t+T/2) = v_{k1}(t) ;$$

➤ $i_{k2} = i_{k1}' \quad , \quad \text{avec} : i_{k1}'(t+T/2) = i_{k1}(t) ;$

$$v_{k2} = v_{k1}' ; \quad \text{avec} : v_{k1}'(t+T/2) = v_{k1}(t) ;$$

I-1.3. Propriété de l'onduleur :

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et de récepteur entre les quels il est monté.

Cela conduit à distinguer :

- Les onduleurs de tension alimentés par une source de tension continue.
- Les onduleurs de courant alimentés par une source de courant continue.

La nature de la source est défini au point de vu des commutations, la nature de la source de tension continue imposée celle du récepteur de courant alternatif, un onduleur de courant alimente un récepteur de tension [3].

I-1.4. Différents types d'onduleurs :

La variation de la vitesse de la machine est assurée grâce à leur alimentation par des convertisseurs statiques. Cette variation est obtenue par action sur une action ou un courant permettant la commande simultanée de la fréquence et de l'amplitude du signal.

Il existe essentiellement deux types de convertisseurs statiques qui permettent de réaliser ces deux opérations

I-1.4.1. Onduleur de courant.

L'onduleur de courant transforme un courant continu en courants triphasés dans les enroulements de la machine. Il peut fonctionner en commutation naturelle, c'est le cas des machines synchrones. La commutation forcée est réalisée pour toutes les autres machines. Ce type d'onduleur ne permet que le réglage de la fréquence des grandeurs de sortie, l'amplitude de celle-ci doit être réalisée par ajustement de la grandeur d'entrée [6].

I-1.4.2. Onduleur de tension

L'onduleur de tension transforme en tension alternative triphasée une tension continue. Il impose une forme de tension déterminée à la machine quelque soit le courant absorbé et travaille en commutation forcée. Une commande adéquate permet le réglage de la fréquence et de l'amplitude des grandeurs de sortie.

Les différentes structures de convertisseurs de base peuvent se ramener à deux familles [3], [6].

I-1.5. Domaine d'utilisation :

Les onduleurs de tension à fréquence fixe sont utilisés, par exemple, pour réaliser des alimentations des sécurités, on s'efforce alors de maintenir la tension de sortie constante quelle que soit la charge.

Les onduleurs de tension à fréquence variable serve à réaliser des entraînements à vitesse variable avec moteur à courant alternatif.

Les onduleurs de courant sont utilisés dans les entraînements à vitesse variable des moteurs à courant alternatif.

I-2. Modèle de commande de l'onduleur de tension :

Les couples d'interrupteurs (K_{11} et K_{12}), (K_{21} et K_{22}), (K_{31} et K_{32}) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors.

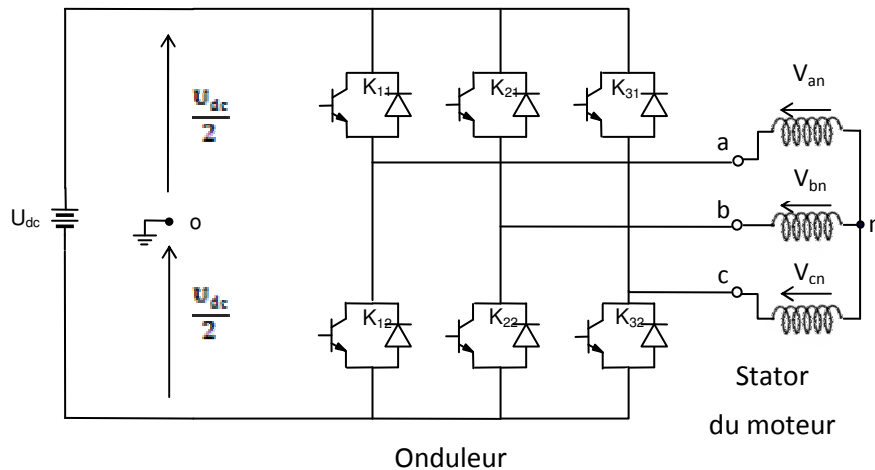


Figure 1.2- Onduleur associé à un moteur.

Pour simplifier l'étude, on suppose que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, c'est-à-dire K_{ci} ($c \in \{1, 2, 3\}, i \in \{1, 2\}$) supposés idéalisés.
- La charge est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

Donc :

$$\text{Interrupteur ouvert} \Leftrightarrow I_{ci} = 0, \quad V_{Kci} \neq 0 ;$$

$$\text{Interrupteur fermé} \Leftrightarrow I_{ci} \neq 0, \quad V_{Kci} = 0 ;$$

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

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (1.1)$$

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

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (1.2)$$

Tel que :

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

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

Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} est en équilibre, alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (1.3)$$

La substitution de (1.3) dans (1.2) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (1.4)$$

En remplaçant (1.4) dans (1.2), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (1.5)$$

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

$$[V_{AC}] = [T][V_{dc}] \quad (1.6)$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}, \quad [V_{dc}] = \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}, \quad [V_{AC}] = U_{dc} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix}$$

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

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

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

Ainsi l'onduleur est modélisé par cette matrice de transfert [T].

I-3. Stratégies de commande des onduleurs :

Nous étudions les stratégies suivantes :

1. commande à pleine onde ;
2. commande par bonde à hystérésis ;
3. commande avec MLI ;

L'analyse des différentes stratégies sera basée sur la bonde de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sorties.

I-3.1. Commande en pleine onde :

Dans ce type de commande, la génération des signaux de commande de l'onduleur est effectuée en transformant un signal sinusoïdal en un signal carré pour chaque phase selon l'algorithme suivant:

$$\text{Si } \sin(\omega t) > 0 \iff S(t) = 1$$

$$\text{Si } \sin(\omega t) < 0 \iff S(t) = 0 \quad (1.8)$$

Où :

$\sin(\omega t)$: est le signal sinusoïdal ;

$S(t)$: est le signal carré résultant de la commande.

La figure (1.3) représente le signal sinusoïdal et le signal de commutation générée.

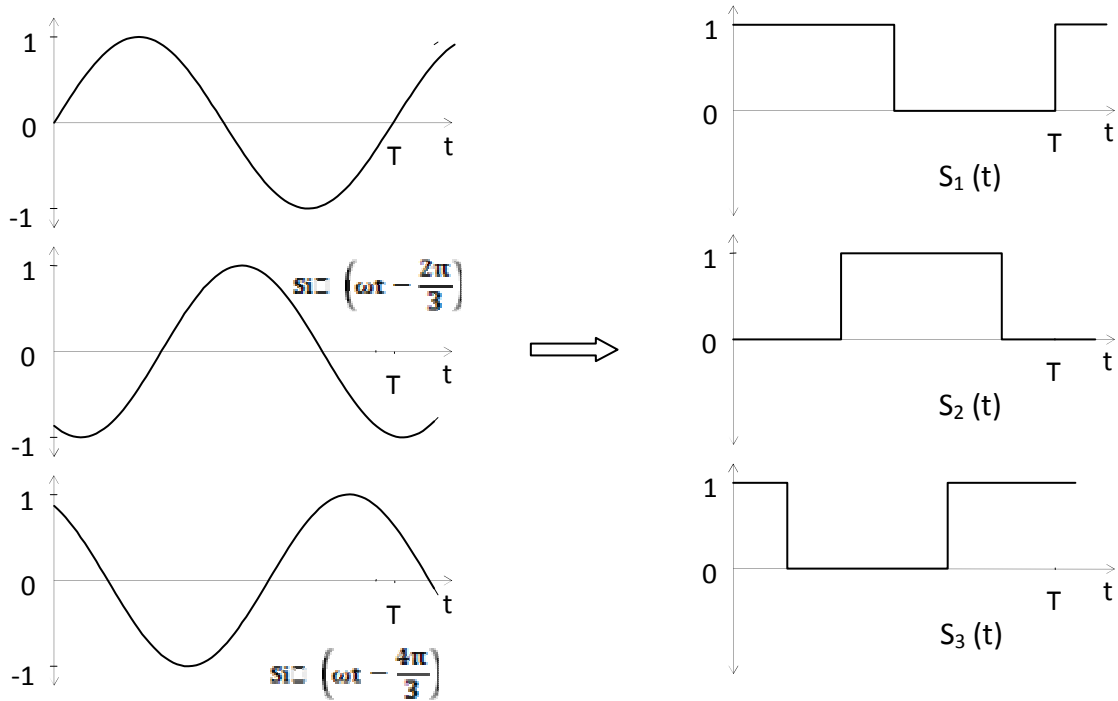


Figure 1.3- La forme de signal de commutation.

La Figure (1.4) présente la tension de phase obtenue à la sortie d'un onduleur commandé en pleine onde.

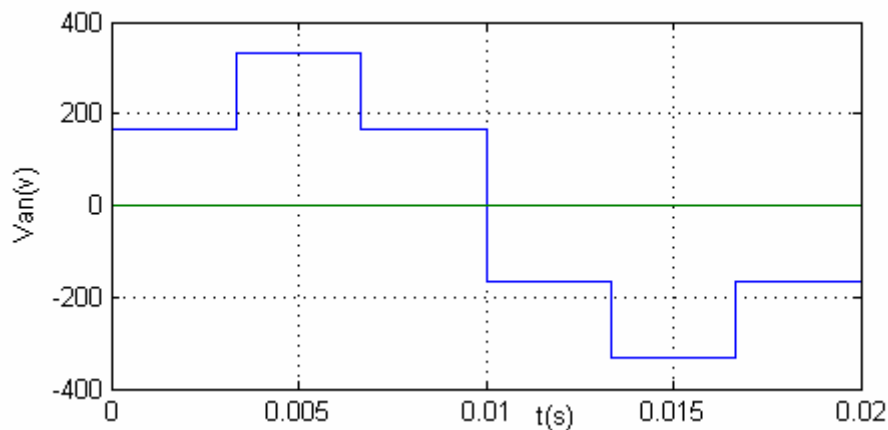


Figure 1.4- La forme de tension générée par un onduleur commandé en pleine onde.

I-3.2. La technique de commande par hystérésis:

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant. La commutation logique est réalisée par trois contrôleurs à hystérésis, un pour chaque phase, comme le montre la fig. (1.5)

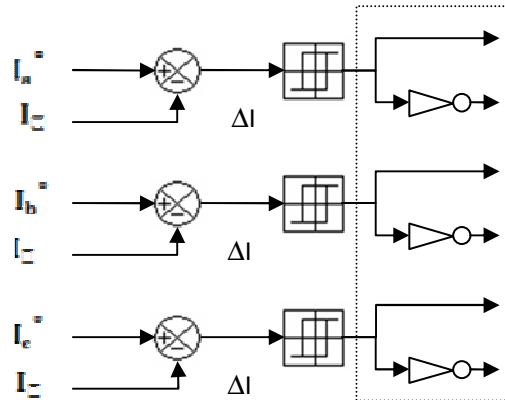


Figure 1.5- Représentation de la logique de commutation.

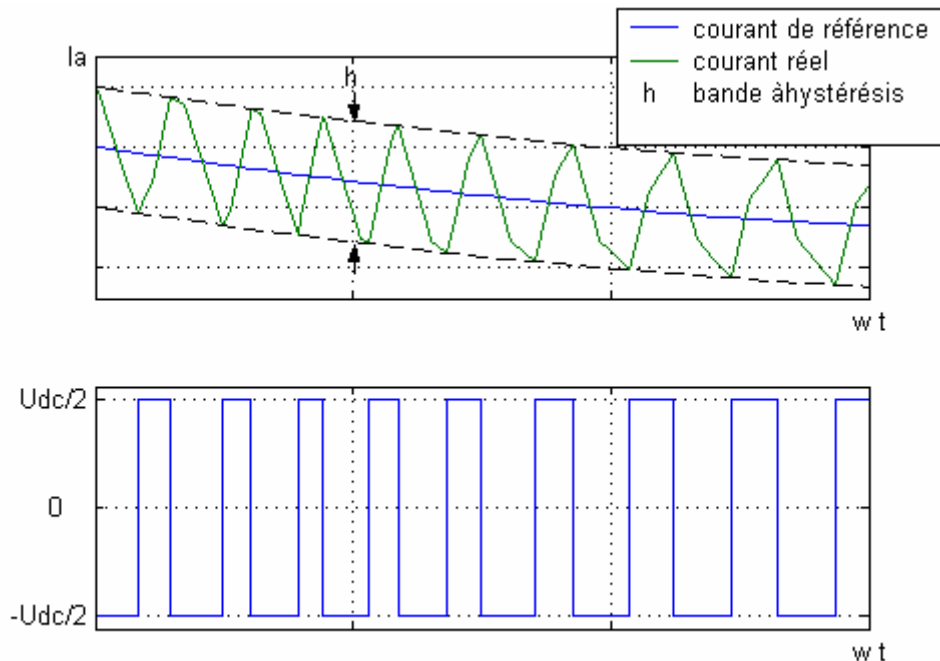


Figure 1.6- Représentation du contrôle du courant.

Les courants de référence sont donnés par:

$$\begin{cases} I_a^* = \sin(\omega t) \\ I_b^* = \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_c^* = \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.9)$$

Quand le courant instantané dans une phase s'écarte de sa référence, chaque contrôleur impose une commutation aux interrupteurs du bras de l'onduleur correspondant et le maintient à

l'intérieur de sa bande d'hystérésis ΔI . Cette technique est également connue sous le nom fourchette de commutation [7].

Pour augmenter le courant de la phase, la tension entre la phase affiliée et le neutre égale à la demi-tension continue ($1/2 U_{dc}$), jusqu'à ce que le segment supérieur de la bande soit atteint. La tension ($-1/2 U_{dc}$) est appliquée jusqu'à ce qu'on aboutisse à la limite inférieure de la bande.

Evidemment, les performances dynamiques de cette stratégie sont excellentes et sa mise en œuvre est relativement simple, puisque la tension maximale est appliquée du moment que l'erreur du courant est dans les limites prédéterminées.

Cette commande est très adaptée pour les organes ayant une action à deux positions comme c'est le cas ici, elle consiste à changer la polarisation de la tension de sortie de l'onduleur de telle sorte à maintenir le courant dans une bande centrée autour de la référence. Malgré sa simplicité de mise en œuvre sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients [6]. Tels que :

- Pendant les régimes transitoires, l'erreur du courant n'est pas strictement limitée, les valeurs des courants peuvent sortir de la bande d'hystérésis en raison de l'indépendance des trois régulateurs face au couplage imposé par l'onduleur. Celui-ci n'autorise ainsi que le contrôle effectif de deux tensions parmi trois.
- La fréquence de commutation est variable ce qui exige un aménagement particulier dans le contrôle des commutations (butées sur les durées du blocage et de conduction des semi-conducteurs du convertisseur).
- Le contrôleur d'hystérésis produit des subharmoniques inférieures involontaires.
- La fréquence de commutation produit des pertes et spécialement dans les basses modulations.

Le contrôle du courant par hystérésis est utilisé pour les fonctionnements à fréquences de commutation élevée.

I-3.3. Modulation de largeur d'impulsion :

Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques représentent les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI et PWM pour *pulse width modulation*), permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

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

Dans la majorité des cas, l'onde idéale est sinusoïdale. La MLI permet de rapprocher du signal désiré. Cependant, cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde MLI entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes joule dans la ligne et le convertisseur), dans la charge (pertes joule, fer et par courants de Foucault). Elles génèrent dans les machines tournante des oscillations de couple, des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques. Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système. Il faut donc minimiser ces harmoniques [3].

I-3.3.1. Modulation Sinus-Triangle :

I-3.3.1.1 - Principe :

La MLI sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par les porteuses. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées de $2\pi / 3$ à la même fréquence [3], [4].

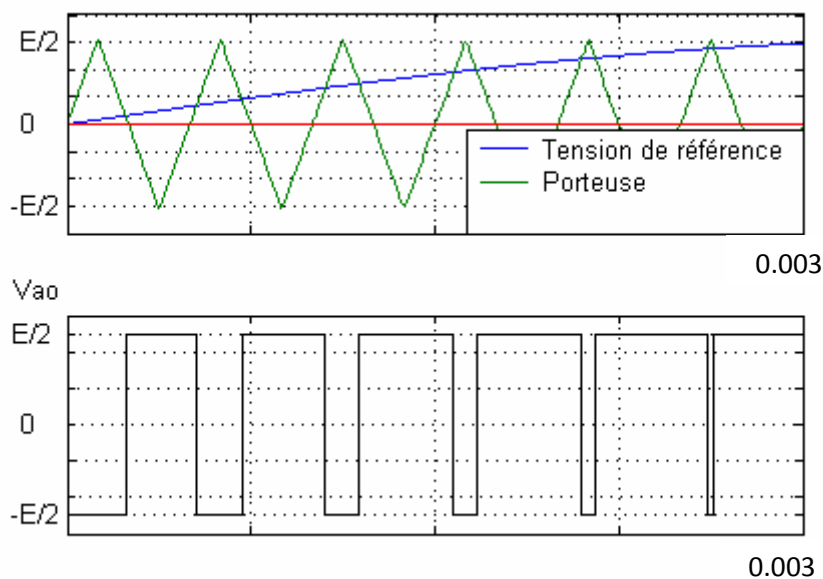


Figure 1.7- Principe de la modulation sinus-triangle.

Les instants d'échantillonnages ne sont pas répartis à des intervalles contrairement à la MLI vectorielle.

La porteuse étant triangulaire, il y a proportionnalité entre v_{ref} et le temps t^+ de fermeture de l'interrupteurs T_x^+

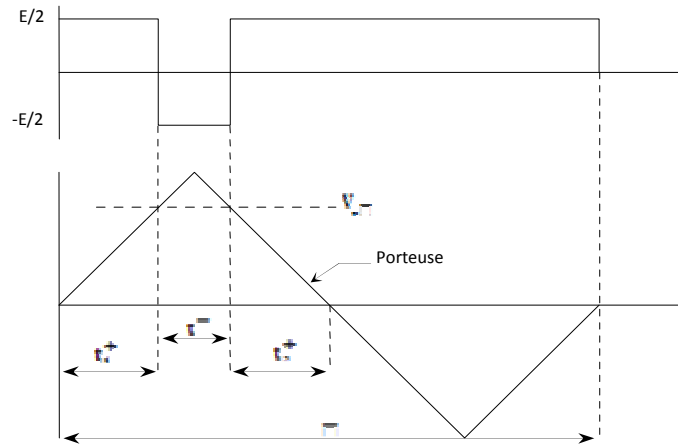


Figure 1.8- Moyenne instantanée.

$$\alpha = \frac{t^+}{T} = 0.5 \left(1 + \frac{V_{ref}}{\frac{E}{2}} \right) \quad \text{avec sur la figure} \quad t^+ = t_1^+ + t_2^+ + \frac{T}{2}$$

Pour $v_{ref} = 0$, on a $\alpha = 0$.

La valeur moyenne du signal modulé sur une demi période de la porteuse est égale a la valeur instantanée au point d'intersection entre la modulante (référence) et la porteuse .On défini ainsi la valeur instantanée [4].

I-3.3.1.2- Propriétés:

Si la référence est sinusoïdale, on défini trois grandeurs :

- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence.
- Le coefficient de réglage en tension « r » égal au rapport de l'amplitude de tension de référence à la valeur crête $E/2$ de l'onde de modulation.
- L'angle de calage δ (pour une MLI synchrone).

La modulation est synchrone si m est entier, la tension de sortie est la périodique de période $1/f_{référence}$. La modulation est asynchrone dans le cas contraire, en particulier, lorsque la tension de référence varie continûment.

II-1.3.3. MLI vectorielle

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation, donnant huit configurations possibles. Ces huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan ($\alpha - \beta$) par huit vecteurs de tension notés de \vec{V}_0 à \vec{V}_7 ; parmi ces vecteurs, deux sont nuls, les autres étant répartis régulièrement à tous les 60° . Le principe de MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur V_s de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur. Les valeurs de ces projections, assurant le calcul des temps de commutations désirées, correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons t_1 et t_2 ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période T_{com} de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_{com} [1].

$$\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = \vec{0}$$

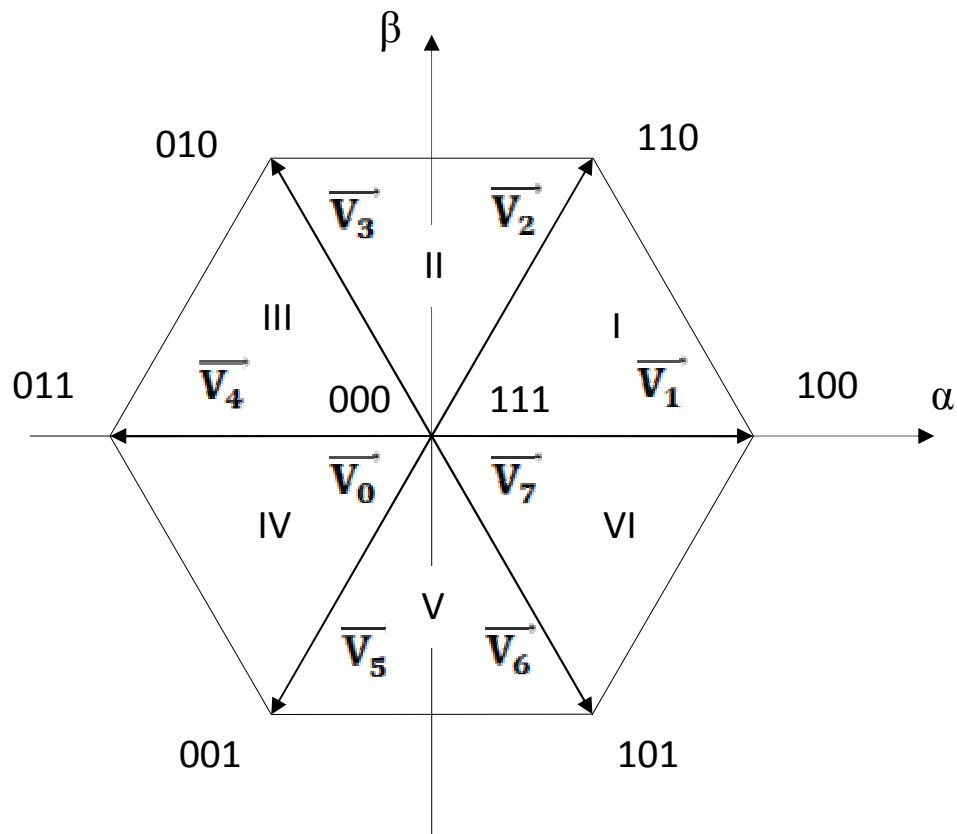


Figure 1.9- Représentation des vecteurs de tensions dans le plan (α - β).

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons fait l'explication des points essentiels sur l'onduleur de tension triphasé en pont complet à deux niveaux, dans un style de prise de notes voulu simple, suivi d'une élaboration de son modèle de fonctionnement.

Suivi de l'aspect théorique des différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé en pont complet à savoir la stratégie de commande pleine onde, l'hystérésis, l'MLI sinusoïdale, suivi de l'analyse spectrale de tensions de sortie de l'onduleur.

Pour l'MLI vectorielle, nous avons la détaillé dans le chapitre suivant.

Introduction :

La modulation vectorielle est utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'onde arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Elle sera étudiée sur un onduleur triphasé. Ce chapitre est consacré pour cette technique de modulation.

II-1. Modulation vectorielle :

II-1.1. Principe :

Les tensions de référence sont la tension simple désirée V_{in} . Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- le signal de référence est échantillonné à intervalles régulier T .
- pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période dont la valeur moyenne est égale à la valeur de 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 (pour une MLI discontinue, l'état d'un des interrupteurs de chaque demi-pont reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augment les harmoniques).

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases, elle est appelé MLI vectorielle ou «space vector PWM» [2, 3, 4].

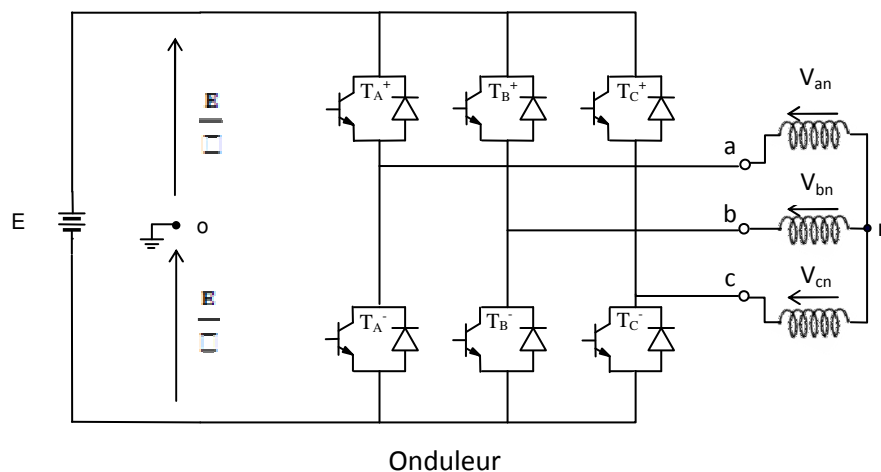
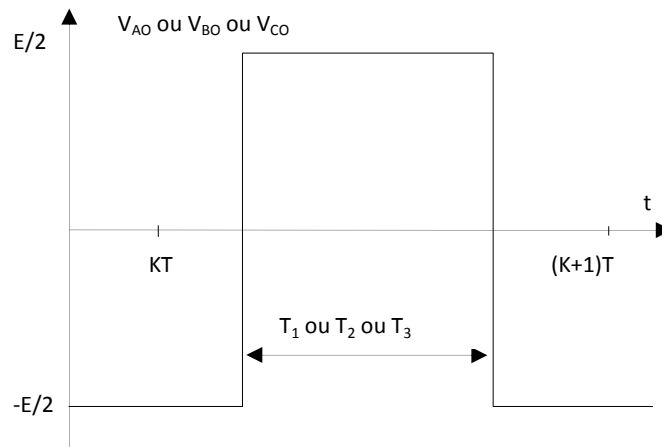


Figure 2.1- Onduleur triphasé en pont complet.

$$\vec{V}_s = \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$$

Les tensions de référence sont les tensions simples désirées au point neutre.

Or les tension générées par une MLI sont référencées par rapport au point milieu fictif «o» de la source de l'onduleur.

Figure 2.2- Crénneau de tension V_{AO} ou V_{BO} ou V_{CO} .

Les tensions entre phases sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (2.1)$$

Si la charge est équilibrée :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (2.2)$$

D'où :

$$V_{an} = \frac{1}{3} (V_{ab} - V_{ca})$$

$$V_{an} = \frac{1}{3} (V_{bc} - V_{ab}) \quad (2.3)$$

$$V_{an} = \frac{1}{3} (V_{ca} - V_{bc})$$

Et donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (2.4)$$

Et le potentiel du point neutre est donné par :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (2.5)$$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions, appliquons la transformation triphasée / diphasée respectant le transfert de puissance :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Un analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tensions $\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$ correspondants [3]:

T_A^+	T_B^+	T_C^+	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	
0	0	0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	$\overline{V_0}$
0	0	1	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	$\frac{-E}{\sqrt{6}}$	$\frac{-E}{\sqrt{2}}$	$\overline{V_5}$
0	1	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3	$\frac{-E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\overline{V_3}$
0	1	1	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	$\frac{-\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	$\overline{V_4}$
1	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3	$\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	$\overline{V_1}$
1	0	1	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{-E}{\sqrt{2}}$	$\overline{V_6}$

1	1	0	E/2	E/2	-E/2	E/3	E/3	-2E/3	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_2
1	1	1	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	\vec{V}_7

Tableau 2.1- Calcul des vecteurs de tension.

$\vec{V}_{s\alpha}$ et $\vec{V}_{s\beta}$ prennent un nombre fini de valeurs définissant les limites de 6 secteurs dans le plan α, β (figure 2.3)

$$\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = \vec{0}$$

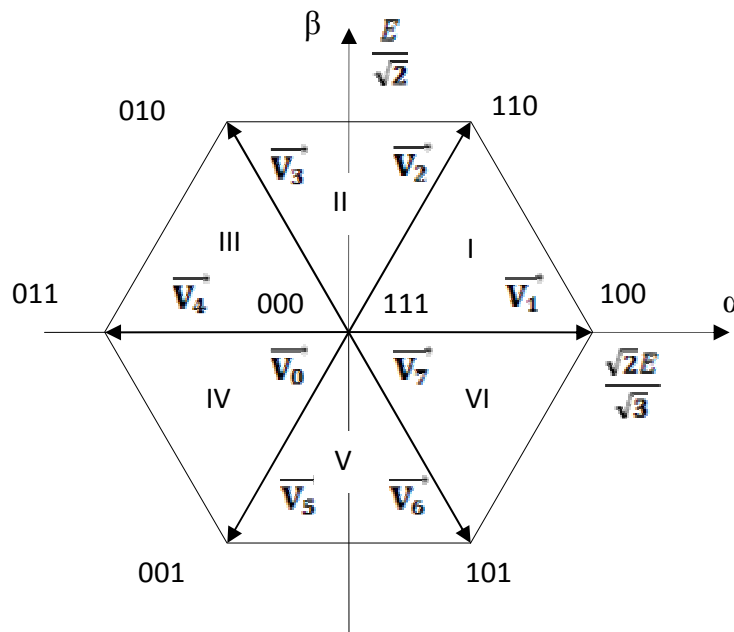


Figure 2.3- Représentation de polygone de commutation.

Il s'agit alors de déterminer la position du vecteur de consigne dans ce repère α, β et le secteur dans lequel il se trouve [3], [4]. Celui-ci est limité par deux des vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} définis dans le tableau 2.1.

II-1.2. Algorithme de la MLI vectorielle :

Le choix des séquences s'effectue suivant l'algorithme décrit sur la figure 2.4.

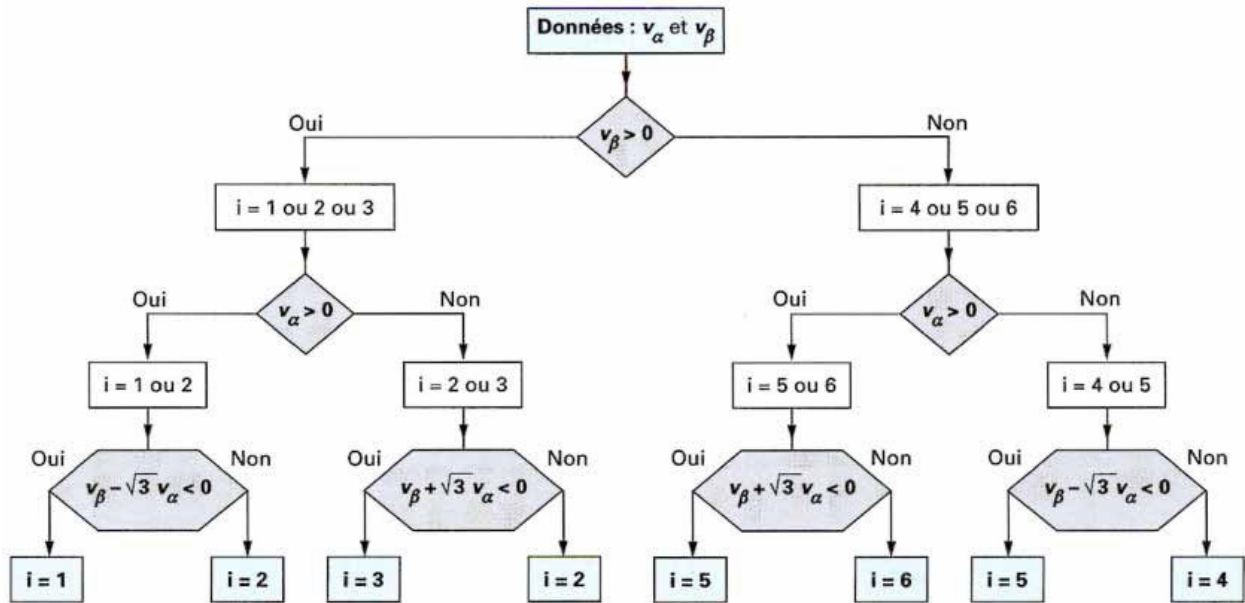


Figure 2.4-Algorithm de la MLI vectorielle.

II-3 Schémas de modulation

II-3-1 La séquence alignée à droite (SVM1)

Cet algorithme d'une manière simple synthétise le vecteur de tension de sortie, au début du cycle de modulation T_m est on met en fonction tous les interrupteurs inférieurs (ou supérieurs) et les arrêter séquentiellement de sorte que le temps d'utilisation T_0 du vecteur de tension nul soit divisé entre V_7 (ppp) et V_0 (nnn) [9].

Ce schéma de commutation est montré sur la Fig.2.5 pendant deux périodes de modulation.

La Fig.2.5 représente les signaux de déblocage des bras supérieurs de l'onduleur. Dans un cycle T_m de modulation, il y'a trois commutations des interrupteurs supérieurs et trois commutations des interrupteurs inférieurs.

L'exécution de la séquence alignée à gauche, où la séquence des vecteurs est exactement opposée à la séquence alignée à droite [9].

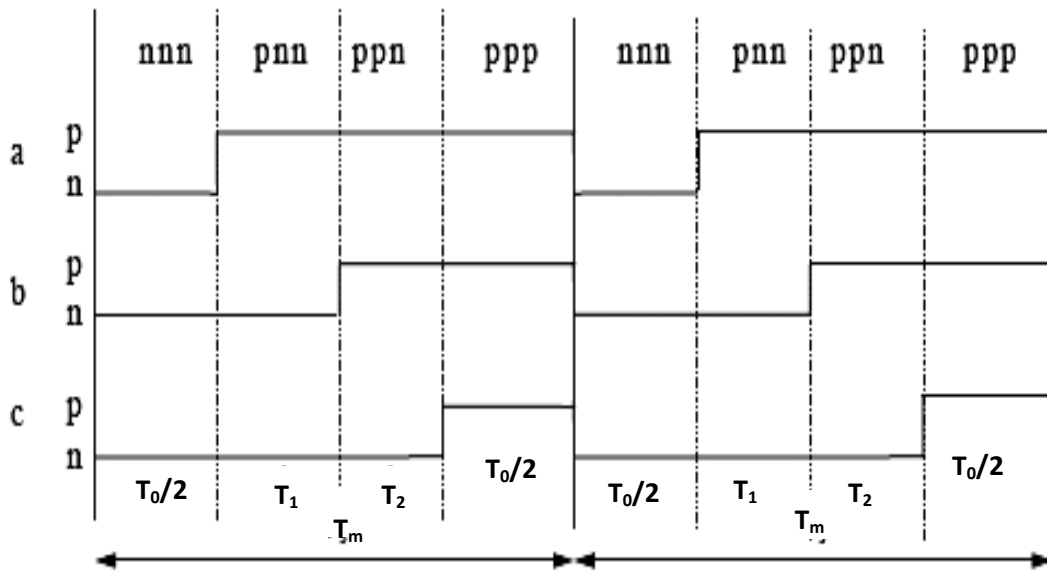


Figure 2.5- Signaux des gâchettes dans SVM1.

II-3-2 La séquence symétrique (SVM2)

Pour avoir la symétrie dans la forme d'onde de commutation comme le montre la Fig.2.6. Le nombre de commutations dans une période de modulation est six. Ce schéma a le même nombre de commutation que SVM1, trois interrupteurs ouverts et trois interrupteurs fermés. Les pertes due à l'ouverture et la fermeture est similaire a celle de SVM1 [9].

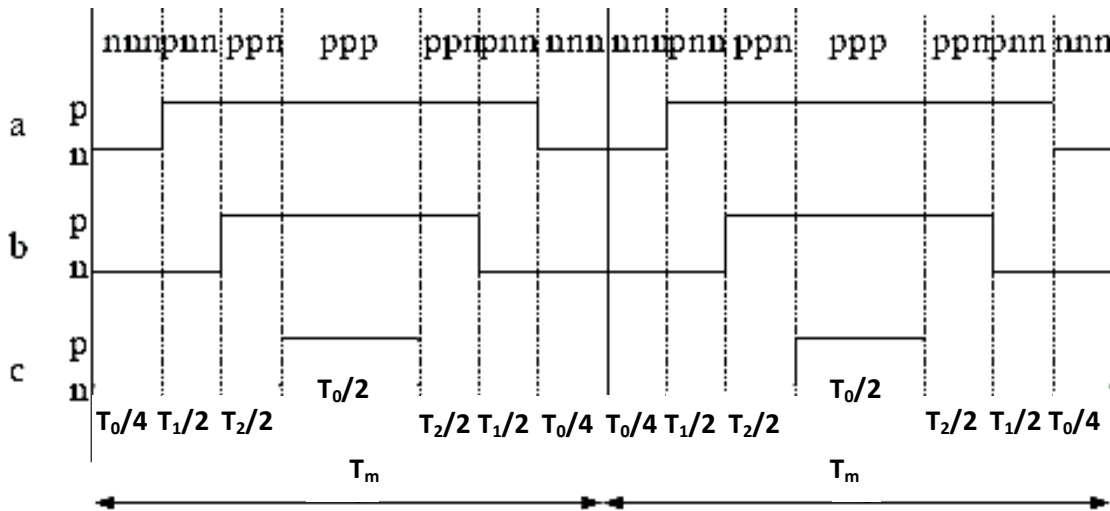


Figure 2.6- Signaux des gâchettes dans SVM2.

II-3-3 La séquence alternante de vecteur nul (SVM3)

Dans ce schéma, les vecteurs nuls V_7 (**ppp**) et V_0 (**nnn**) sont employés alternativement dans les cycles adjacents de telle sorte que la fréquence de commutation soit divisée en deux [9], comme montré sur la Fig. 2.7.

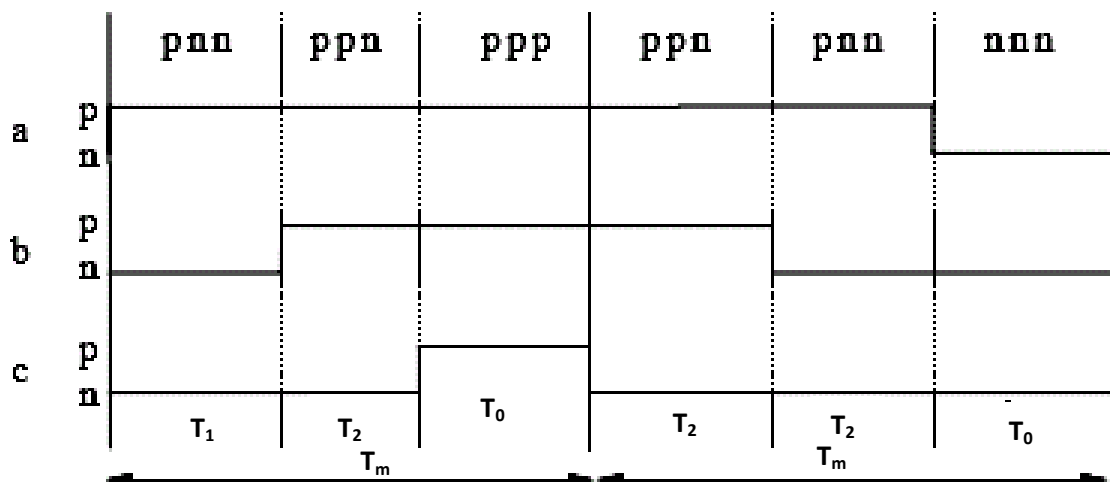


Figure 2.7- Signaux des gâchettes dans SVM3.

II-3-4 La séquence non commuté de courant le plus élevé (SVM4)

Ce schéma, est basé sur l'effet que les pertes de commutations sont approximativement proportionnelles à l'amplitude du courant commuté et par conséquent il serait avantageux d'éviter de commuter les bras de l'onduleur portant le courant instantané le plus élevé [9].

C'est possible dans la plupart des cas, parce que tous les vecteurs d'état de commutation (**SSV**) adjacent diffèrent dans l'état de commutation dans le même bras. Par conséquent, on utilise seulement un vecteur nul V_7 (**ppp**) ou V_0 (**nnn**) dans un secteur donné, un des bras ne doit pas être commuté, comme montré dans la Fig.2.8.

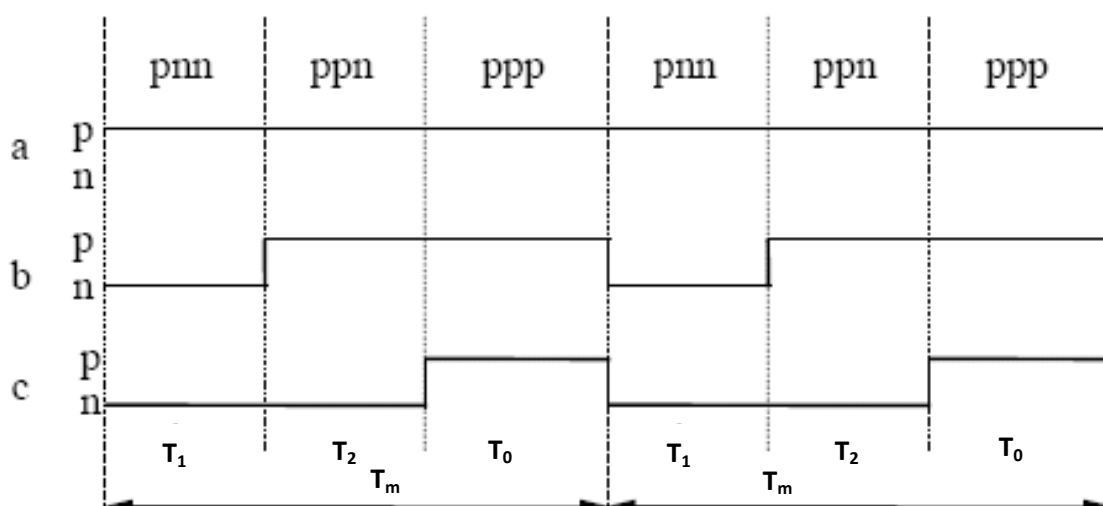


Figure 2.8- Signaux des gâchettes dans SVM4.

II-4. Calcule des temps de commutation :

Nous avons fait le choix de SVM2 pour avoir la symétrie dans la forme d'onde de commutation.

En utilisant les notations ci-dessous, il faut évaluer $V_{s\alpha} = V_s \sin(60^\circ - \gamma)$ et $V_{s\beta} = V_s \sin(\gamma)$ en fonction des temps d'application des séquences définies précédemment (T_1 pour $\overline{V_1}$ et T_2 pour $\overline{V_2}$) :

Dans le secteur 1 :

$$V_s \sin(\gamma) = V_2 \frac{T_2}{T} \cos(30^\circ) = V_2 \frac{T_2 \sqrt{3}}{T \cdot 2} \quad (2.7)$$

$$V_s \sin(\gamma) = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E \frac{T_2 \sqrt{3}}{T \cdot 2} = \frac{E}{\sqrt{2}} \frac{T_2}{T} \quad (2.8)$$

Donc

$$T_2 = \frac{\sqrt{2}}{E} V_s \sin(\gamma) T \quad (2.9)$$

$$V_s \sin(60^\circ - \gamma) = V_1 \frac{T_1}{T} \cos(30^\circ) \quad (2.10)$$

Donc

$$T_1 = \frac{\sqrt{2}}{E} V_s \sin(60^\circ - \gamma) T \quad (2.11)$$

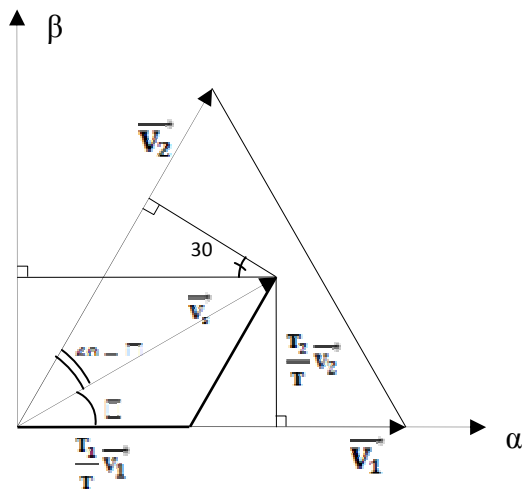
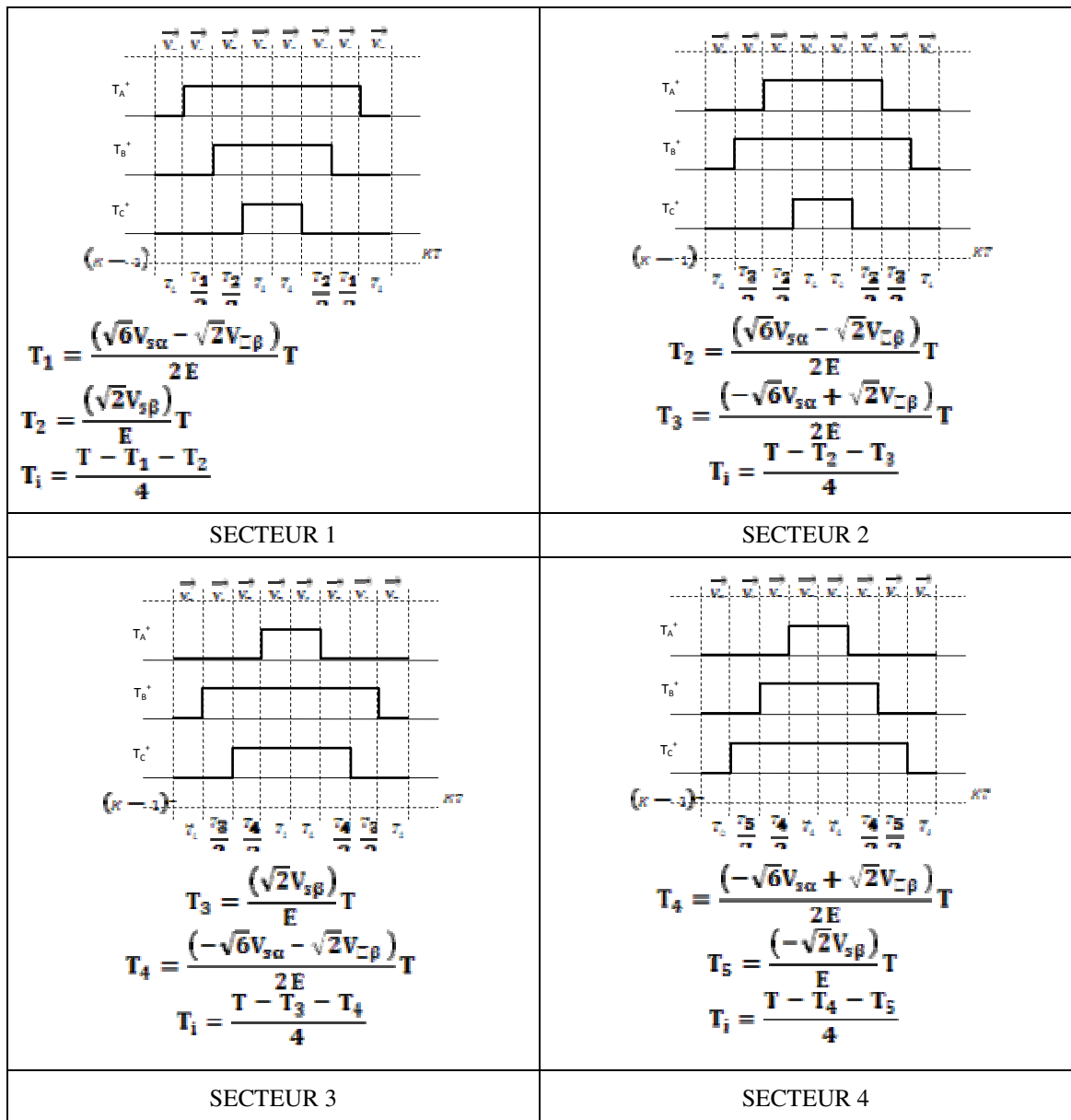


Figure 2.9- Calcul de V_α et V_β .

En effectuant le même calcul pour chaque secteur, la construction suivante est obtenue [4]:



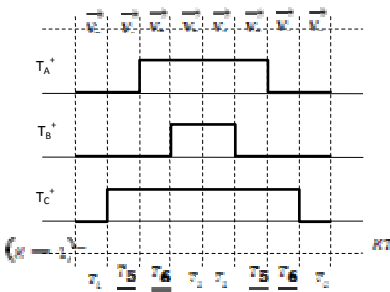
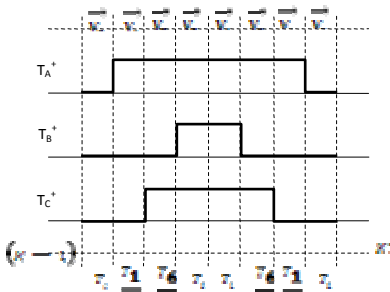
 $T_5 = \frac{(-\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta})}{2E} T$ $T_6 = \frac{(\sqrt{6}V_{s\alpha} - \sqrt{2}V_{s\beta})}{2E} T$ $T_i = \frac{T - T_5 - T_6}{4}$ <p>SECTEUR 5</p>	 $T_1 = \frac{(\sqrt{6}V_{s\alpha} + \sqrt{2}V_{s\beta})}{2E} T$ $T_6 = \frac{(-\sqrt{2}V_{s\beta})}{E} T$ $T_i = \frac{T - T_1 - T_6}{4}$ <p>SECTEUR 6</p>
---	---

Tableau 2.2- Description des séquences de conduction des interrupteurs.

II-5. Propriétés :

Tant que l'extrémité du vecteur \vec{V}_s reste à l'intérieur de l'hexagone défini par les extrémités des vecteurs \vec{V}_1 à \vec{V}_6 . On définit le rapport « r » tel que :

$$r = \frac{2V_m}{E} \tag{2.12}$$

Donc : $r \leq \frac{2}{\sqrt{3}} = 1,1547$ (2.13)

Une période de grandeurs de sortie correspond à un tour de vecteur \vec{V}_s dans le plan α, β . Si la fréquence de modulation est égale à m fois la fréquence des grandeurs de sortie, chaque période de modulation correspond, dans le plan α, β , à un secteur d'ouverture angulaire $2\pi/m$, au centre duquel se trouve le vecteur de référence qu'on souhaite obtenir en sortie.

Sur chaque période de modulation, les durées qu'on doit imposer aux deux configurations correspondant aux deux vecteurs de sortie entre lesquels se trouve le vecteur \vec{V}_s et par conséquent le temps ou il faut prendre une configuration donnant un vecteur de sortie nul.

On a donc deux degrés de liberté [3]:

- Le choix de la configuration qui fournit le vecteur de sortie nul

- L'ordre dans lequel on fait se succéder les trois configurations durant la période de modulation.

D'ordinaire on prend pour m un multiple de 6, soit :

$$m = 6k ; k \in [1, 2, 3...]$$

Ce qui donne le même nombre k de périodes de modulation dans chacun des six secteurs défini dans le plan α, β par les vecteurs $\overline{V_1}$ à $\overline{V_6}$.

Les degrés de liberté peuvent être utilisés [3]

- Pour minimiser le nombre de commutation
- Pour produire un système triphasé de sortie présentant les propriétés de symétrie.

Conclusion :

Nous avons fourni les relations génériques, pour la méthode MLI vectorielle (de séquence symétrique), permettant le calcul des différents rapports cycliques de chaque bras de l'onduleur durant une période de modulation, et cela pour tous les secteurs parcourus par le vecteur tension.

Introduction :

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation de la machine asynchrone, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande, est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement [5], [7].

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, d'un point de vue de l'automaticien, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix de repère, le vecteur d'état et les entrées-sorties possibles du moteur. Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (d, q) , soit fixe au stator (α, β) . Ces référentiels sont définis à partir du référentiel triphasé naturel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adaptées.

III-1. Modèle mathématique de la machine**III-1.1. Hypothèses**

On suppose la machine asynchrone à cage, triphasé au stator et au rotor, on peut en effet considérer le bobinage triphasé équivalent.

On suppose également que:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme en négligeant l'effet de l'encoche ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault peuvent être négligés ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et que l'effet de peau est négligeable.

On admet de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases du stator et du rotor est à répartition sinusoidale [5]. On suppose la machine bipolaire pour ne pas avoir à distinguer angles géométriques et angles électriques.

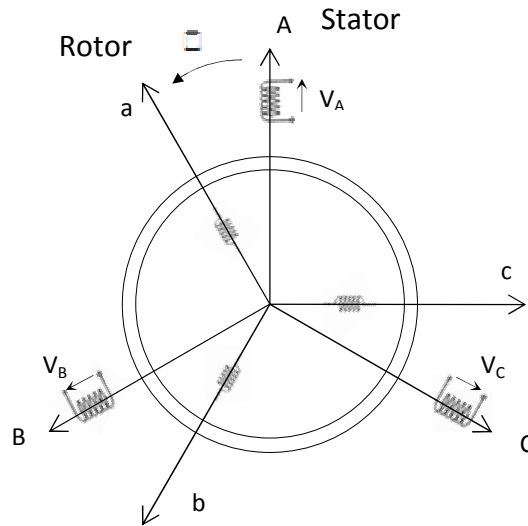


Figure 3.1- Représentation schématique d'une MAS.

III-1.2. Equations électriques:

$$[\mathbf{V}_s] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (3.1)$$

$$[\mathbf{V}_r] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{I}_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (3.2)$$

Avec:

$$[\mathbf{V}_s] = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{I}_s] = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix}, \quad [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{V}_r] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{I}_r] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix}, \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \vdots \\ \vdots \end{bmatrix}$$

Les matrices des résistances statorique et rotorique de la MAS sont:

$$[\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ \vdots & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ \vdots & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

III-1.3. Equations magnétiques:

Les hypothèses que nous avons présentées conduisent à des relations linéaires entre le flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielle comme suit:

$$[\Phi_s] = [\mathbf{L}_{ss}][\mathbf{I}_s] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{I}_r] \quad (3.3)$$

$$[\Phi_r] = [\mathbf{M}_{rs}][\mathbf{I}_s] + [\mathbf{L}_{rr}][\mathbf{I}_r] \quad (3.4)$$

Les matrices d'inductances sont:

$$[\mathbf{L}_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{L}_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

On obtient le modèle asynchrone triphasé :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_s]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}][I_r]) \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}][I_r]) + \frac{d}{dt}([M_{rs}][I_s]) \end{cases} \quad (3.5)$$

III-2. Transformation du système triphasé

III-2.1. Intérêt des matrices de transformations :

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste variable pour la machine réelle. Parmi les transformations utilisées, on cite celles de Park.

III-2. 2. Transformation de PARK :

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, flux et aux tensions un changement de variable faisant intervenir l'angle θ_c entre l'axe du système triphasé statorique et le système biphasé d'axes (d-q), sachant que la matrice de transformation est notée $[P(\theta_c)]$ tel que :

$$[P(\theta_c)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_c & \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_c & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Et :

$$[P(\theta_c)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_c & -\sin \theta_c & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_c - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_c - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_c + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_c + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

III-2. 3. Application de la transformation de PARK :

III-2.3.1. Equations électriques d'enroulement triphasé dans les axes d et q :

Dans ce paragraphe, nous allons donner les équations électriques de la MAS dans le système biphasé en appliquant la transformation de Park aux équations (3.1) et (3.2).

▪ Pour le stator on applique la transformation linéaire l'équation (3.1), on obtient :

$$[P(\theta_c)]^{-1} [V_{sc}] = [R_s] \{ [P(\theta_c)]^{-1} [I_{sc}] \} + \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} [\Phi_{sc}] \} \quad (3.8)$$

En multipliant l'équation (3.6) par $[P(\theta_c)]$ des deux cotés on obtient :

$$[V_{sc}] = [R_s] [I_{sc}] + [P(\theta_c)] \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} [\Phi_{sc}] \} \quad (3.9)$$

D'autre part :

$$\frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} [\Phi_{sc}] \} = [\Phi_{sc}] \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} \} + [P(\theta_c)]^{-1} \frac{d}{dt} \{ [\Phi_{sc}] \} \quad (3.10)$$

Alors :

$$[V_{sc}] = [R_s] [I_{sc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sc}] + [\Phi_{sc}] [P(\theta_c)] \frac{d}{dt} \{ [P(\theta_c)]^{-1} \} \quad (3.11)$$

On démontre que :

$$[P(\varphi)] \frac{d}{dt} \{ [P(\varphi)]^{-1} \} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\varphi}{dt} \quad (3.12)$$

On obtient le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c \\ \omega_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Pour le rotor on utilise l'équation (3.2) et on fait les mêmes démarches que celles faites pour le stator. On obtient le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{s-r} \\ \omega_{s-r} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Le système est équilibré, donc :

$$V_{so} = V_{ro} = 0 \quad (3.15)$$

- Pour la transformation de Park faite au niveau du stator, l'angle α est remplacé par θ_- .
- Pour la transformation de Park faite au niveau du rotor, l'angle α est remplacé par $\theta_s - \alpha$ tel que : $\theta_{sl} = (\theta_- - \theta)$.

III-2.3.2. Equations magnétiques d'enroulement triphasé dans les axes d et q :

En appliquant la transformation de Park aux équations (3.3) et (3.4) et en développant les expressions des flux, elles deviennent :

- Pour le stator :

$$[\Phi_{sc}] = [P(\theta_c)] \{ [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \} \quad (3.16)$$

Soit :

$$[\Phi_{sc}] = [P(\theta_c)] [L_{ss}] \{ [P(\theta_c)]^{-1} [I_{sc}] \} + [P(\theta_c)] [M_{sr}] \{ [\alpha(\theta_c)]^{-1} [I_{rc}] \} \quad (3.17)$$

- Pour le rotor :

$$[\Phi_{rc}] = [P(\theta_r)] \{ [M_{rs}] [I_s] + [L_{rr}] [I_r] \} \quad (3.18)$$

Soit :

$$[\Phi_{rc}] = [P(\theta_r)] [M_{rs}] \{ [P(\theta_c)]^{-1} [I_{sc}] \} + [P(\theta_r)] [L_{rr}] \{ [\alpha(\theta_r)]^{-1} [I_{rc}] \} \quad (3.19)$$

On aboutit à la relation matricielle entre les vecteurs flux et les courants dans le repère (d-q) :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Le système est équilibré, donc :

$$\Phi_{s0} = \Phi_{r-} = 0 \quad (3.21)$$

D'après la relation matricielle (3.20) on peut représenter notre machine par la fig. (3.2)

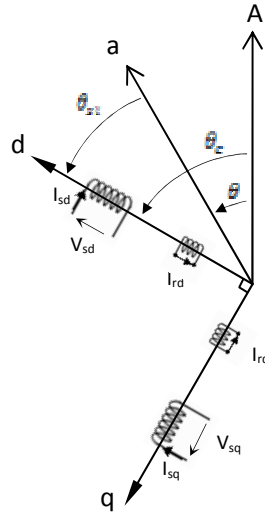


Figure 3.2- Représentation des enroulements fictifs d'axes (d-q).

III-2.3.3. Equations des tensions :

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la MAS dans le repère d'axe (d-q) :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -L_s\omega_c & pL_m & L_m\omega_c \\ L_s\omega_c & R_s + pL_s & L_m\omega_c & pL_m \\ pL_m & -L_m\omega_{sl} & R_r + pL_r & -L_r\omega_{sl} \\ L_m\omega_{sl} & pL_m & L_r\omega_{sl} & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$V_{rd} = V_{rq} = 0 \quad (3.23)$$

III-2.3.4. Expressions du couple électromagnétique et de la puissance :

Nous avons exprimé les équations de la machine, mais il reste également le couple électromagnétique. Ce dernier peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance électrique instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axe (d-q) est donnée par l'expression suivante :

$$\mathbf{P_e} = \mathbf{V_{sd} I_{sd}} + \mathbf{V_{sq} I_{sq}} \quad (3.24)$$

Elle se décompose en trois termes :

1. Puissance dissipée en pertes joules

$$\mathbf{R_s (I_{sd}^2 + I_{sq}^2)} + \mathbf{R_r (I_{rd}^2 + I_{rq}^2)} \quad (3.25)$$

2. Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source

$$I_{sd} \frac{d\Phi_{sd}}{dt} + I_{sq} \frac{d\Phi_{sq}}{dt} + I_{rd} \frac{d\Phi_{rd}}{dt} + I_{rq} \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \quad (3.26)$$

3. Puissance mécanique

$$P_m = (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \omega_c + (\Phi_{rd} I_{rq} - \Phi_{rq} I_{rd}) \omega_{sl} \quad (3.27)$$

Et d'autre part on a :

$$C_e = P_m / \Omega = p(P_m / \omega) \quad (3.28)$$

En faisant appel aux flux ou aux courants à partir du système d'équation (3.20), on peut avoir plusieurs expressions scalaires du couple toutes égales. Le choix de celle à utiliser dépendra du vecteur d'état choisi. Donc, il en résulte les expressions du couple :

- $C_e = p L_m (I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd})$
- $C_e = p (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd})$
- $C_e = p (\Phi_{rq} I_{rd} - \Phi_{rd} I_{rq})$
- $C_e = p (L_m / L_r) (\Phi_{rq} I_{rd} - \Phi_{rd} I_{rq})$ (3.29)

III-2.3.5. Equation du mouvement

Pour avoir un modèle complet de la machine, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse...). L'expression décrivant la dynamique de la partie mobile de la machine est exprimée par l'équation du mouvement suivante :

$$C_e - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (3.30)$$

III-3. Choix du référentiel d-q

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les gradeurs de la machine dans un repère (d-q), faisant un angle électrique θ_r avec le stator et θ_{sr} avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs c'est-à-dire qu'il est libre. Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d-q) qui dépendent de l'objectif de l'application.

- Repère d-q lié au stator (α, β) :

$$\text{Condition : } \omega_c = \frac{d}{dt}(\theta_c) = 0 \quad \text{et} \quad \omega_{sl} = -\omega$$

Ce référentiel est immobile par rapport au stator, utilisé pour l'étude du démarrage et freinage des machines à courant alternatif avec branchement de résistances.

- Repère d-q lié au rotor :

$$\text{Condition : } \omega_c = \frac{d}{dt}(\theta) = \omega \text{ et } \omega_{s1} = 0$$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires dans les machines asynchrones et synchrones.

- Repère d-q lié au champ tournant :

$$\text{Condition : } \omega_c = \omega_s \text{ et } \omega_{s1} = \omega_s - \omega$$

Ce dernier est utilisé pour le contrôle vectoriel du fait que les grandeurs de réglage deviennent continues.

III-4. Modélisation sous forme d'état de la MAS

III-4.1. Représentation d'état

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'état. Notre représentation sera du type :

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} \quad (3.31)$$

Cette forme sont possibles pour le choix du vecteur d'état. Cela dépendra de l'objectif tracé.

Pour notre étude on choisit :

- Variables de commande : V_{sd} et V_{sq} .
- Variables d'état : les flux Φ_{rd} , Φ_{rq} les courants I_{sd} , I_{sq} et Ω .
- Variables de sortie : les courants I_{sd} , I_{sq} .

En utilisant les relations (3.13), (3.14) et (3.20), et après arrangement le système prend la forme suivante :

$$\begin{aligned} \frac{dI_{sd}}{dt} &= -\left(\frac{1}{T_s\sigma} - \frac{(\sigma-1)}{T_s\sigma}\right)I_{sd} + \omega_c I_{sq} + \left(\frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}\right)\Phi_{rd} + \left(\frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}\right)\omega\Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} &= -\omega_c I_{sd} + \left(\frac{1}{T_s\sigma} - \frac{(\sigma-1)}{T_s\sigma}\right)I_{sq} - \left(\frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}\right)\omega\Phi_{rd} + \left(\frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma}\right)\Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega_{s1} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} I_{sq} - \omega_{s1} \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{sq} \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\text{Tel que } \omega = p\Omega, \quad \omega_{s1} = (\omega_c - \omega), \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad T_s = \frac{L_s}{R_s}.$$

III-4.2. Représentation d'état du modèle de MAS dans repère α, β

Pour cette étude, nous choisissons un repère (d, q) lié au stator ou (α, β). Donc, on prend en considération:

$$\omega_c = 0 \text{ et } \omega_{sl} = -\omega$$

La représentation d'état est donnée par (3.33):

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{\Phi}_{r\alpha} \\ \dot{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_{s\sigma}} + \frac{(1-\sigma)}{T_{r\sigma}}\right) & 0 & \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} & \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \\ 0 & -\left(\frac{1}{T_{s\sigma}} + \frac{(1-\sigma)}{T_{r\sigma}}\right) & -\frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega & \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$$

De plus, l'équation du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction de courants statoriques et du flux rotorique comme suit :

$$C_e = p (L_m/L_r) (\Phi_{rq} I_{rd} - \Phi_{rd} I_{rq}) \quad (3.34)$$

III-5. Simulation et interprétation :

Nous avons simulé notre machine alimentée par réseau triphasé équilibré 380/220 V, $f=50\text{Hz}$, puis par un onduleur de tension commandé en courant par hystérésis. Les simulations ont été effectuées sous Matlab-Simulink. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe A.

III-5.1. Résultats de la simulation

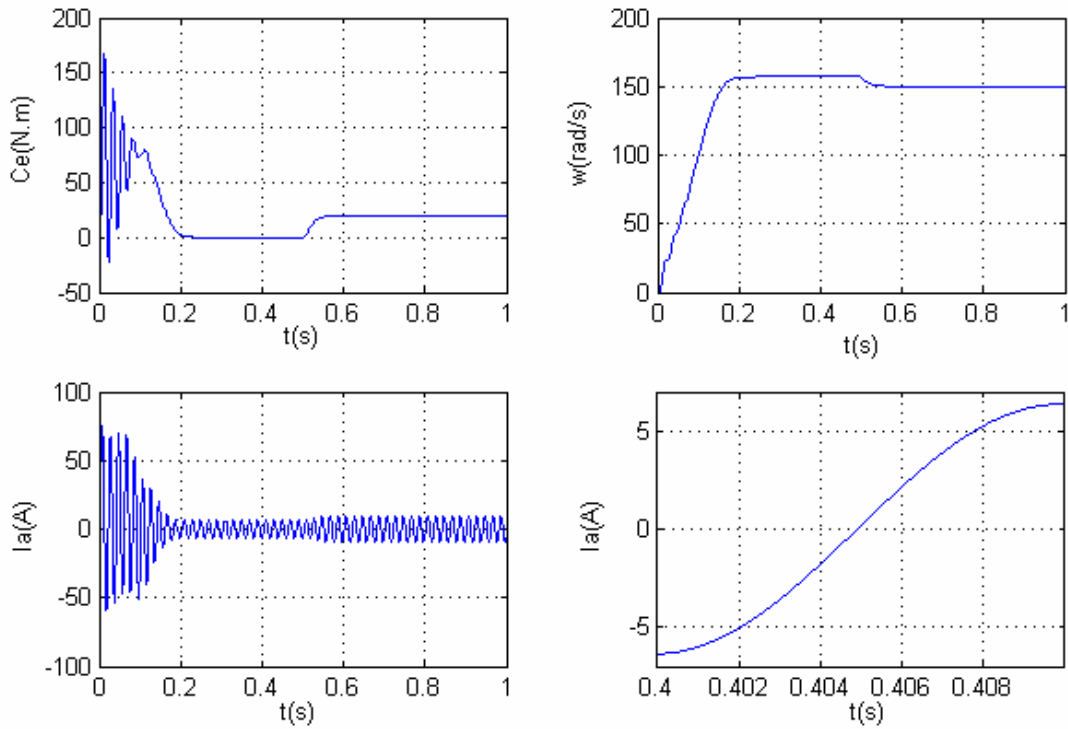


Figure 3.3- La réponse de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré suivi d'une introduction d'un couple de charge de 20 Nm à $t=0.5$ sec.

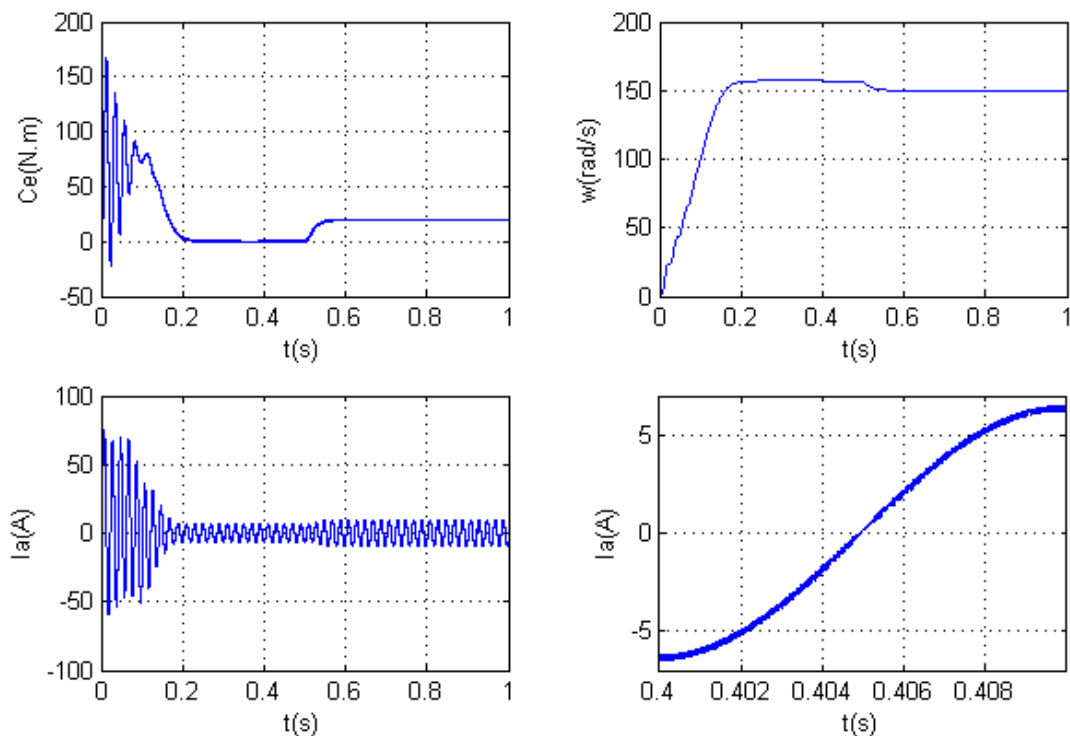


Figure 3.4- La réponse de la MAS alimentée par un onduleur à hystérésis suivi d'une introduction d'un couple de charge de 20 Nm à $t=0.5$ sec.

III-5.2. Interprétation des courbes

Les courbes de la Fig. 3.3 représentent les résultats de simulation pour un démarrage à vide ($C_r=0$). On a les simulations du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β) lié au stator. L'examen de ces courbes permet d'avoir un temps d'établissement (0.2 sec) de toutes les grandeurs.

La vitesse en régime permanent se stabilise à (157 rad/s) puisque le moteur possède 2 paires de pôles. Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de six fois le couple nominal. Ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique et après disparition du régime transitoire, il tend vers zéro. Il y a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage, égal à 5 fois environ le courant nominal. Le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

On a introduit un couple de charge $C_r= 20 \text{ N.m}$ à $t=0.5\text{sec}$, on constate que cette introduction a provoqué une diminution de la vitesse de rotation. Pour le courant, il y a une augmentation après l'application du couple de charge.

Conclusion

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone triphasé alimentée en tension et le modèle de Park (biphasé) équivalent, les résultats obtenus montrent la validité de notre modèle.

Introduction :

Dans ce chapitre nous réalisons l'association entre la machine asynchrone à cage et l'onduleur triphasé en pont complet, puis nous présentons les résultats de simulation de la technique MLI, ensuite on compare les résultats obtenus avec ceux de la commande en pleine onde et MLI sinusoïdale.

IV- 1. Simulation :

A l'aide du logiciel MATLAB, et dans l'environnement de SIMULINK nous créons un programme qui traite la modélisation de différentes lois de commande (en pleine onde, MLI sinus-triangle et MLI vectorielle), et la modélisation de l'onduleur triphasé en pont aussi la machine asynchrone à cage.

Nous avons simulé notre machine par un onduleur pour des valeurs différentes du coefficient de réglage r et de l'indice de modulation m , puis nous relevons les allures suivantes pour chaque loi de commande :

- La tension simple V_{an} , et la tension entre lignes V_{ab} .
- Le courant statorique I_a .
- Le spectre harmonique du courant I_a (à l'aide du bloc FFT).
- La variation de THD de courant I_a .
- Le couple électromagnétique.
- La vitesse rotorique.

NB : On fait un démarrage à vide puis on introduit un couple résistant $C_r=20N.m$ à l'instant $t=0.5s$.

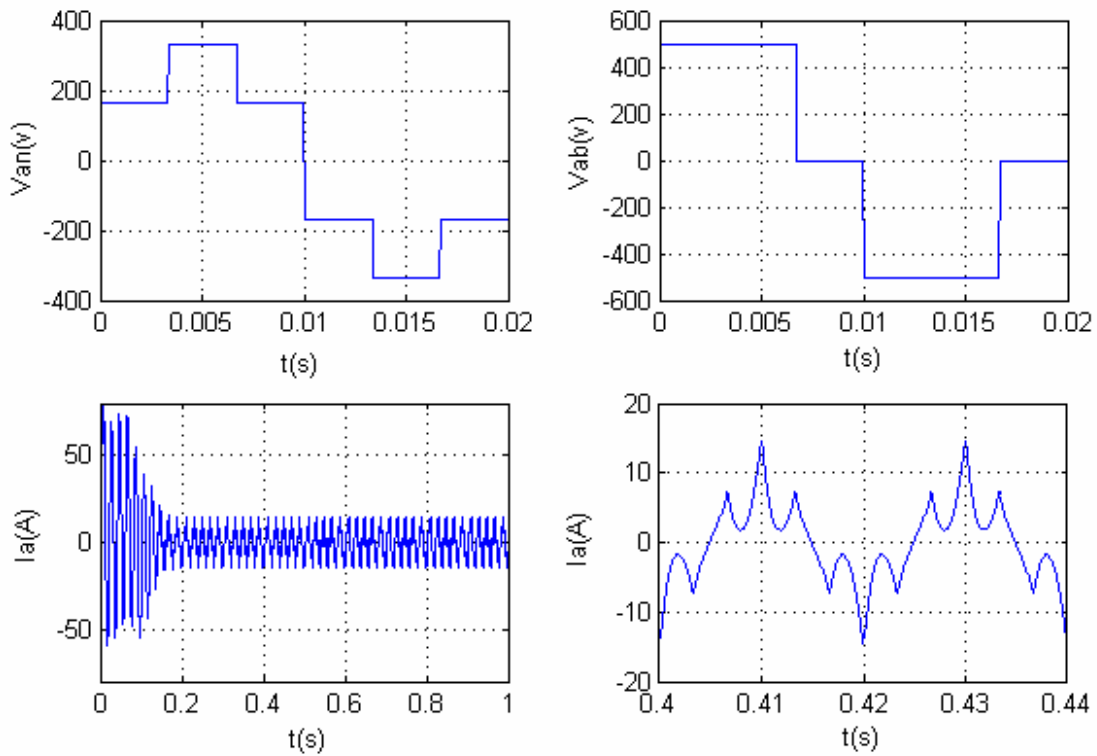
IV-2. Résultats de simulation :**IV-2.1. Commande en pleine onde :**

Figure 4.1- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé en pleine onde, et le courant de phase statorique I_a .

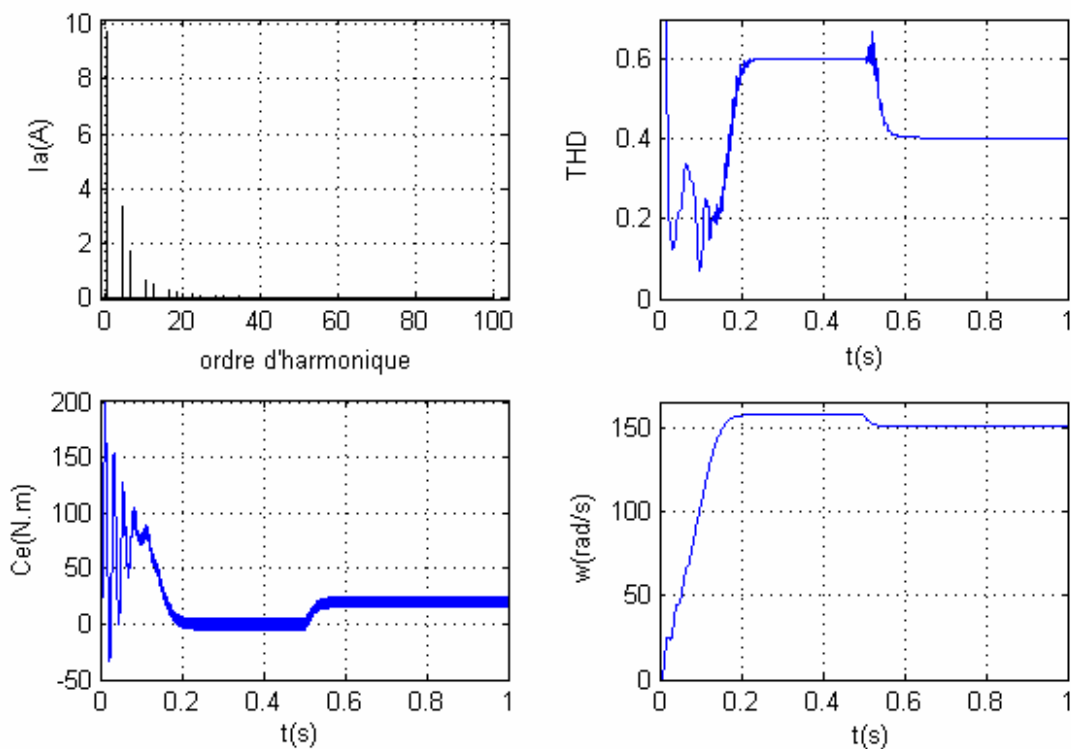


Figure 4.2- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé en pleine onde.

IV-2.2. Commande par MLI Sinus-Triangle :

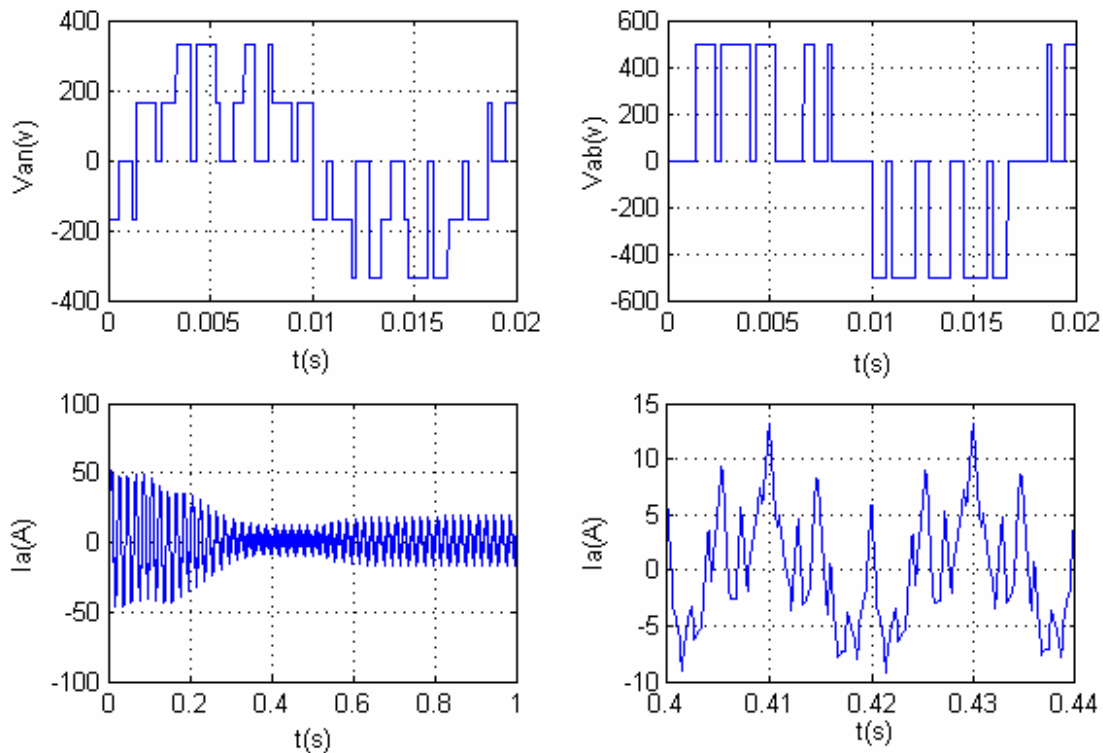
IV-2.2.a. Cas ou $r=0.866$:

Figure 4.3- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=6$).

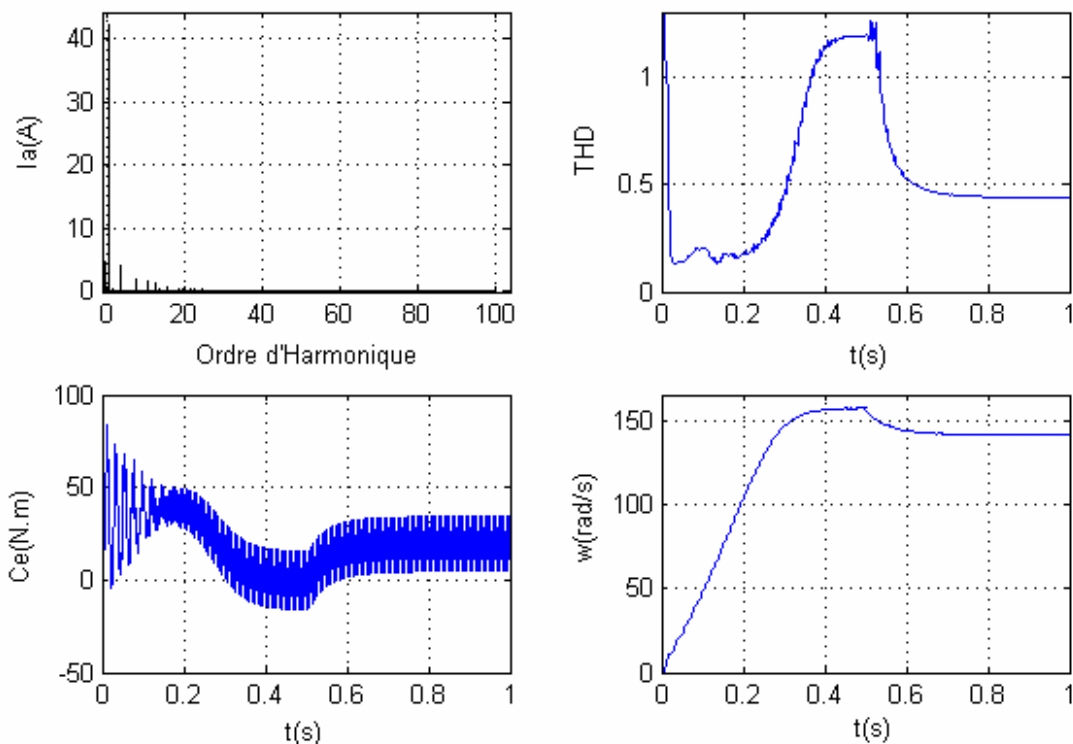


Figure 4.4- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle (pour $r=0.866$ et $m=6$).

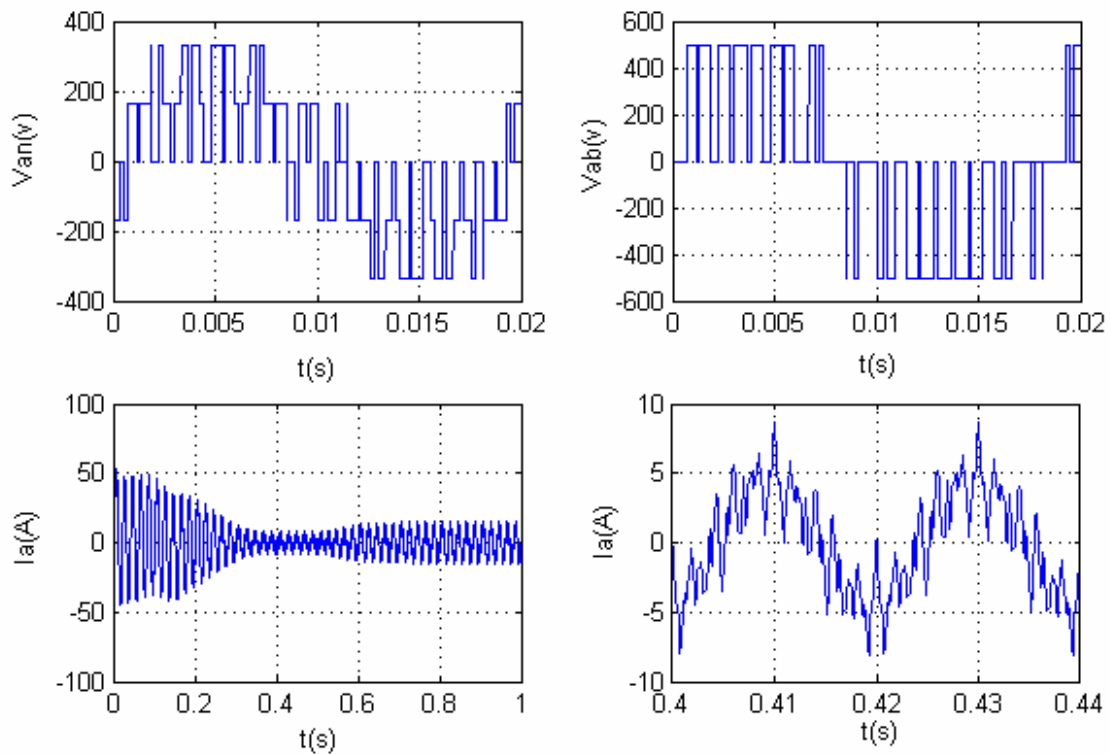


Figure 4.5- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=12$).

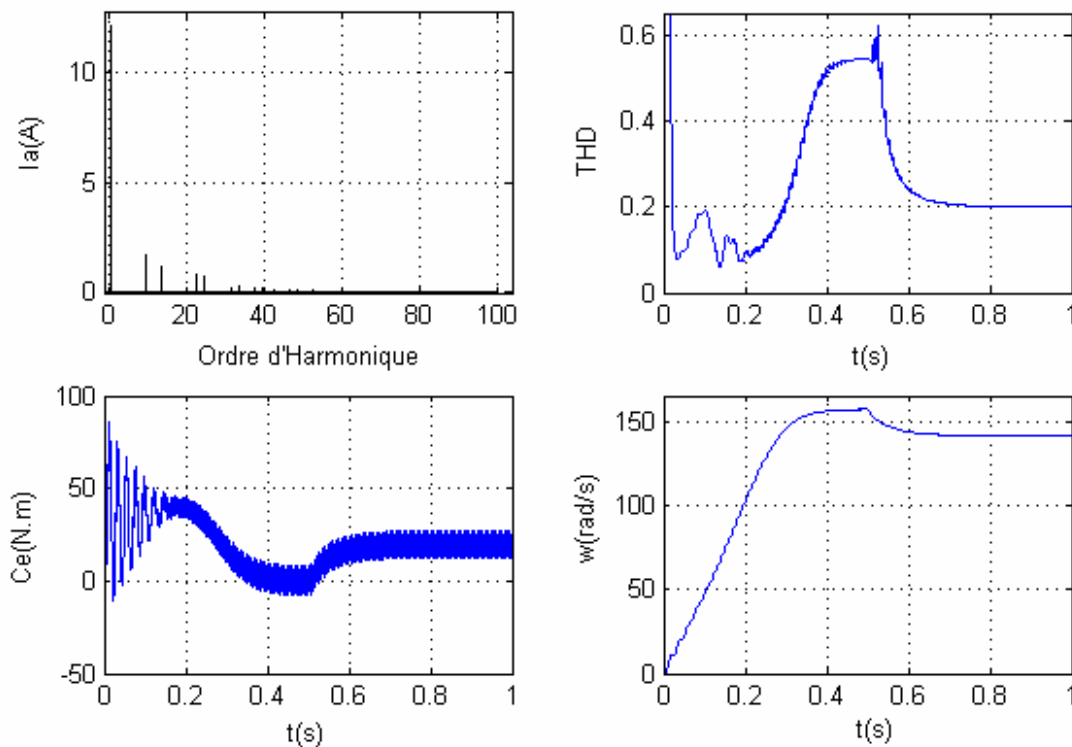


Figure 4.6- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle (pour $r=0.866$ et $m=12$).

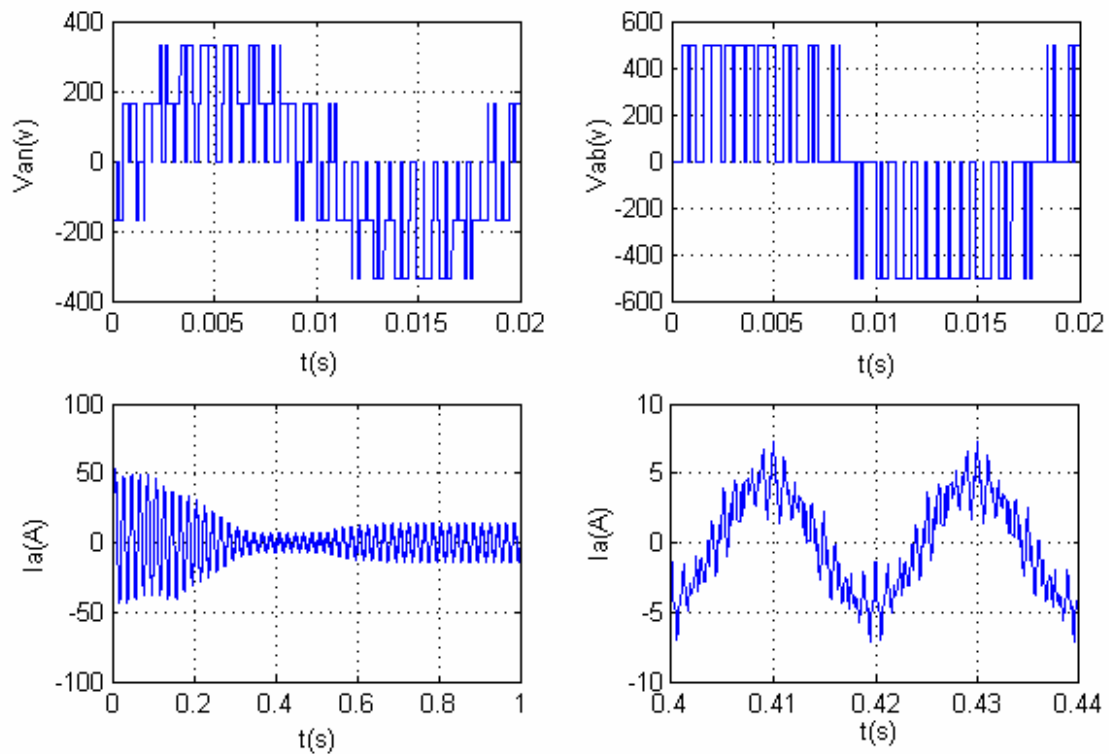


Figure 4.7- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=18$).

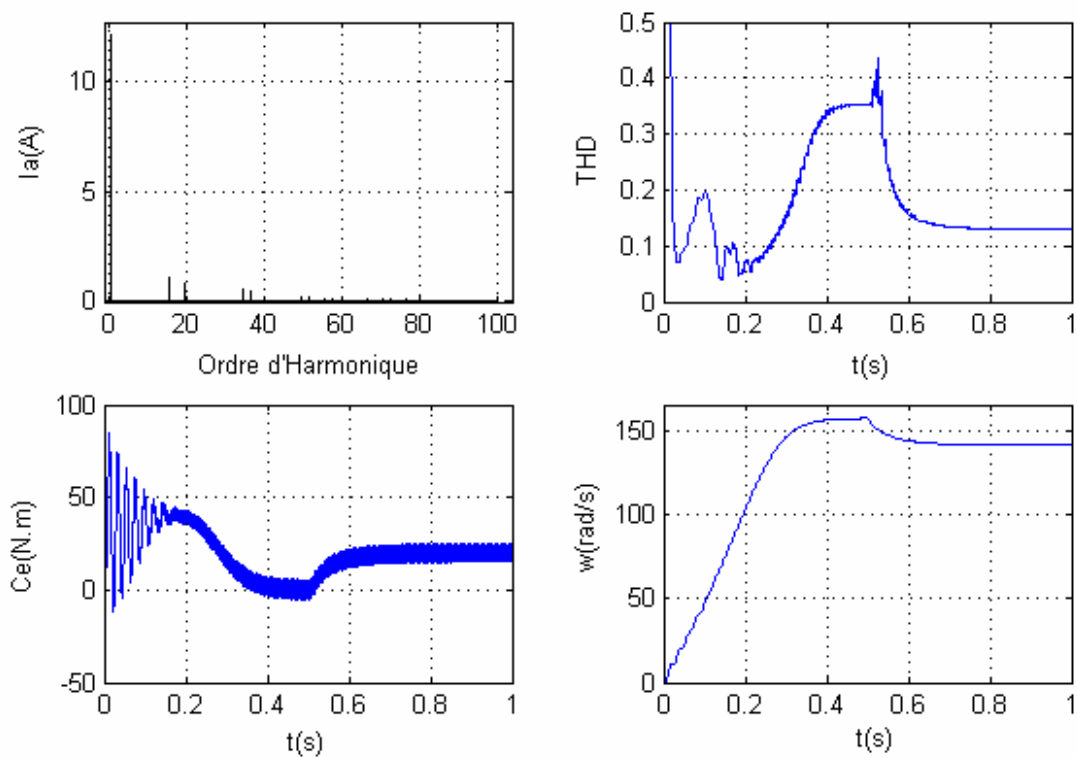


Figure 4.8- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle (pour $r=0.866$ et $m=18$).

IV-2.2.b. Cas ou $r=1$:

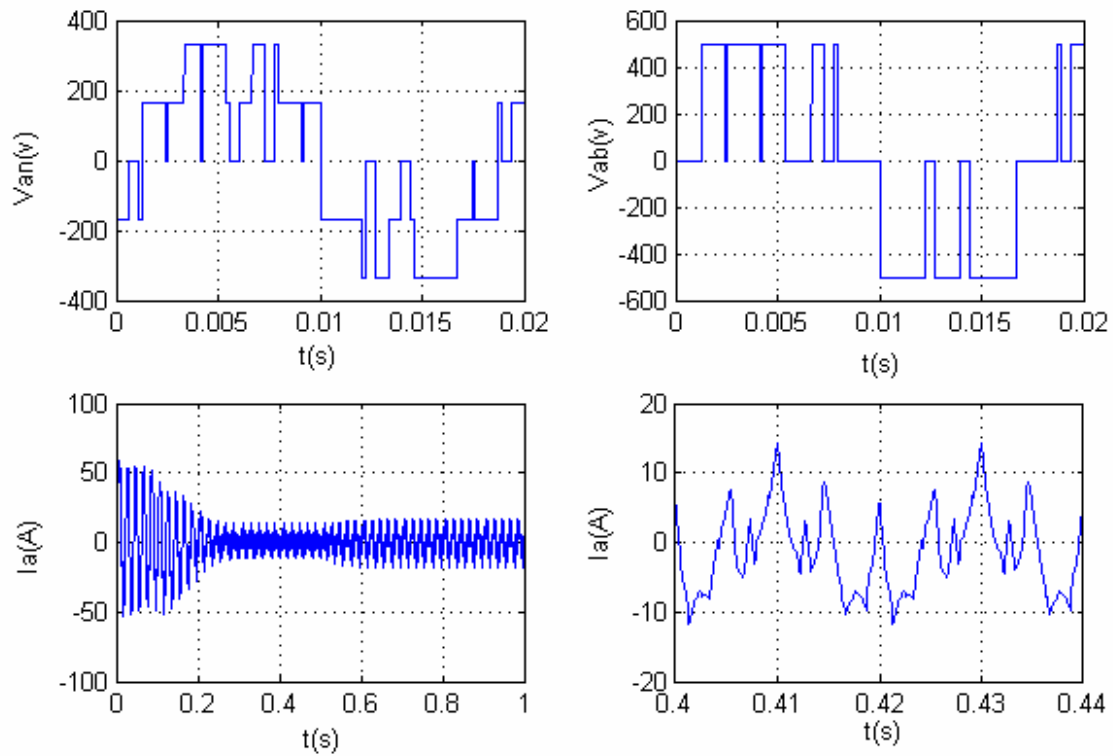


Figure 4.9- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=6$).

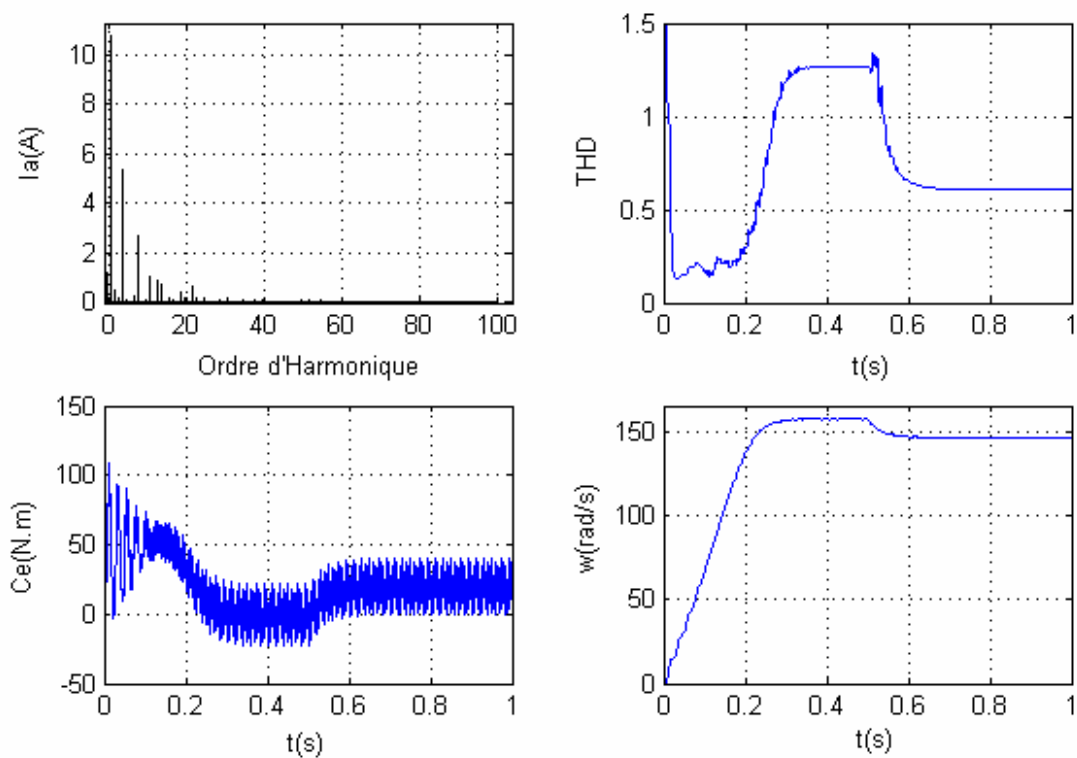


Figure 4.10- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle (pour $r=1$ et $m=6$).

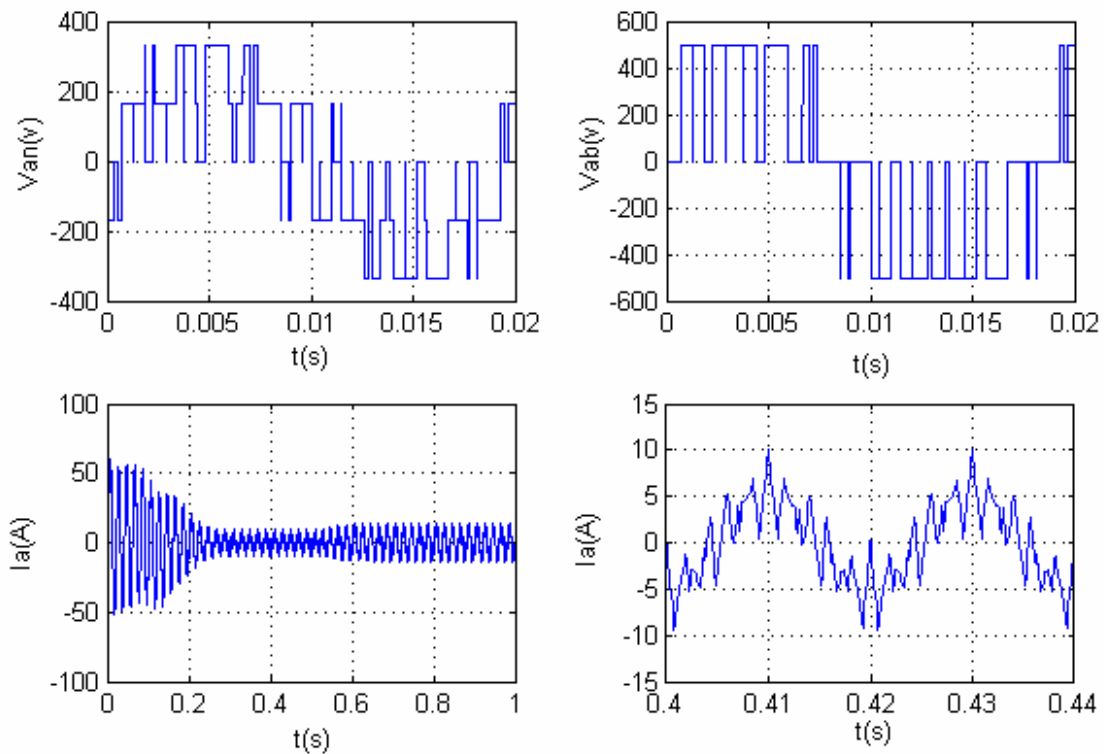


Figure 4.11- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=12$).

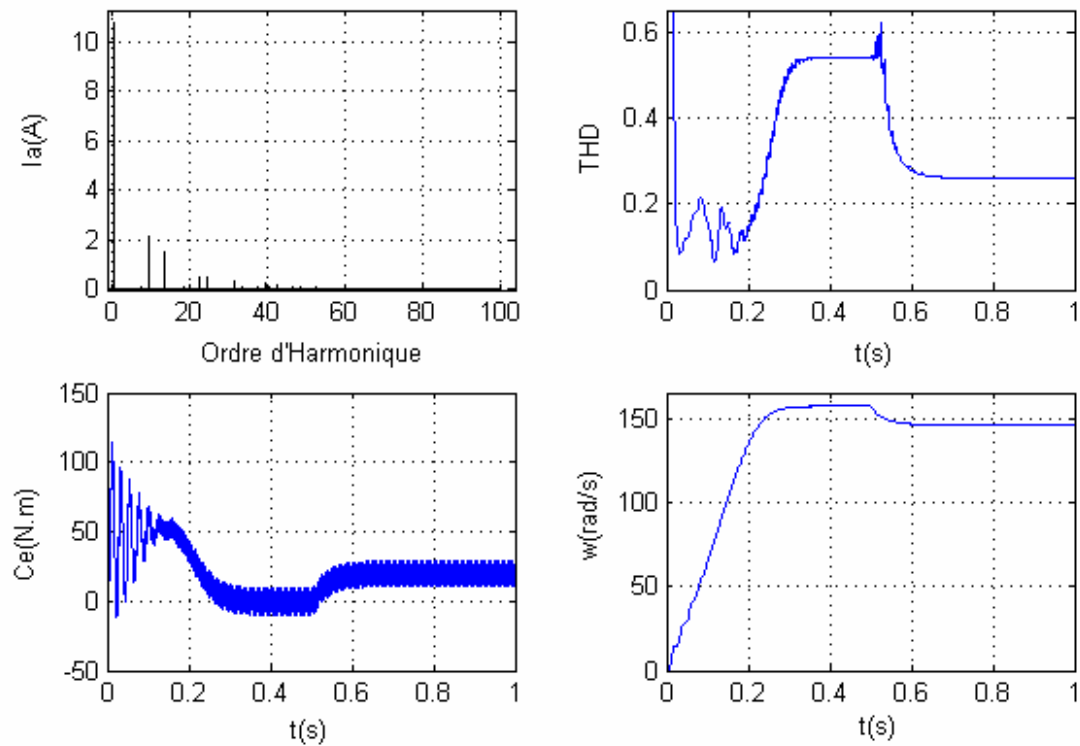


Figure 4.12- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle (pour $r=1$ et $m=12$).

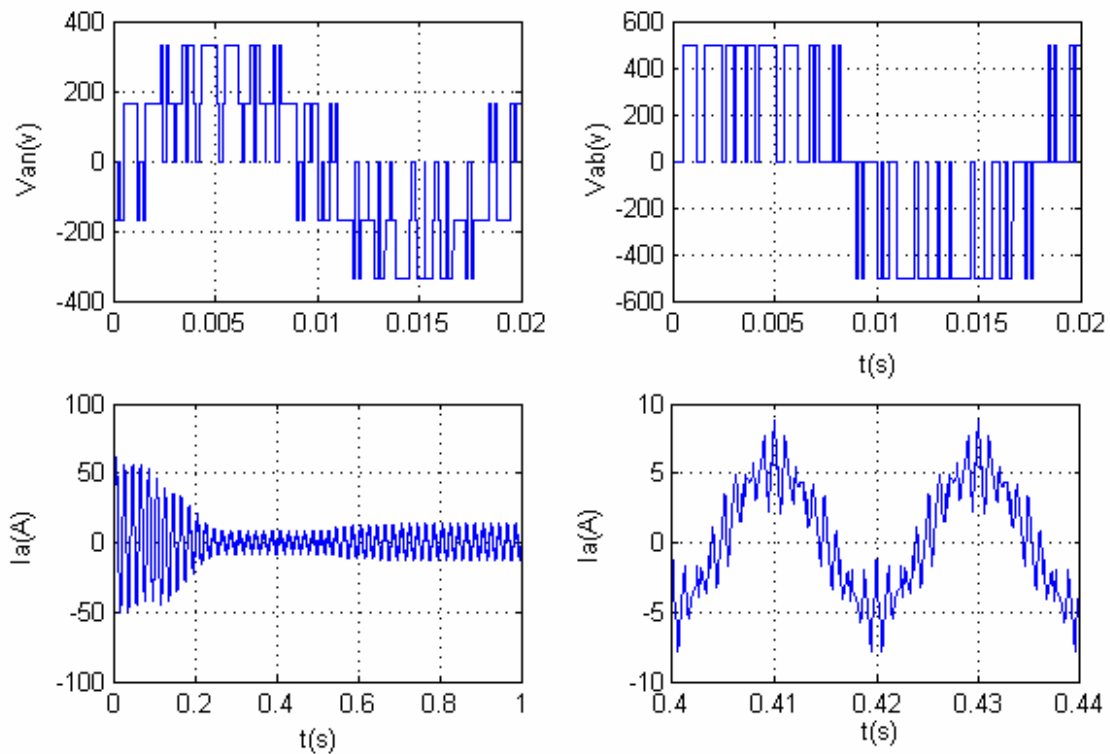


Figure 4.13- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=18$).

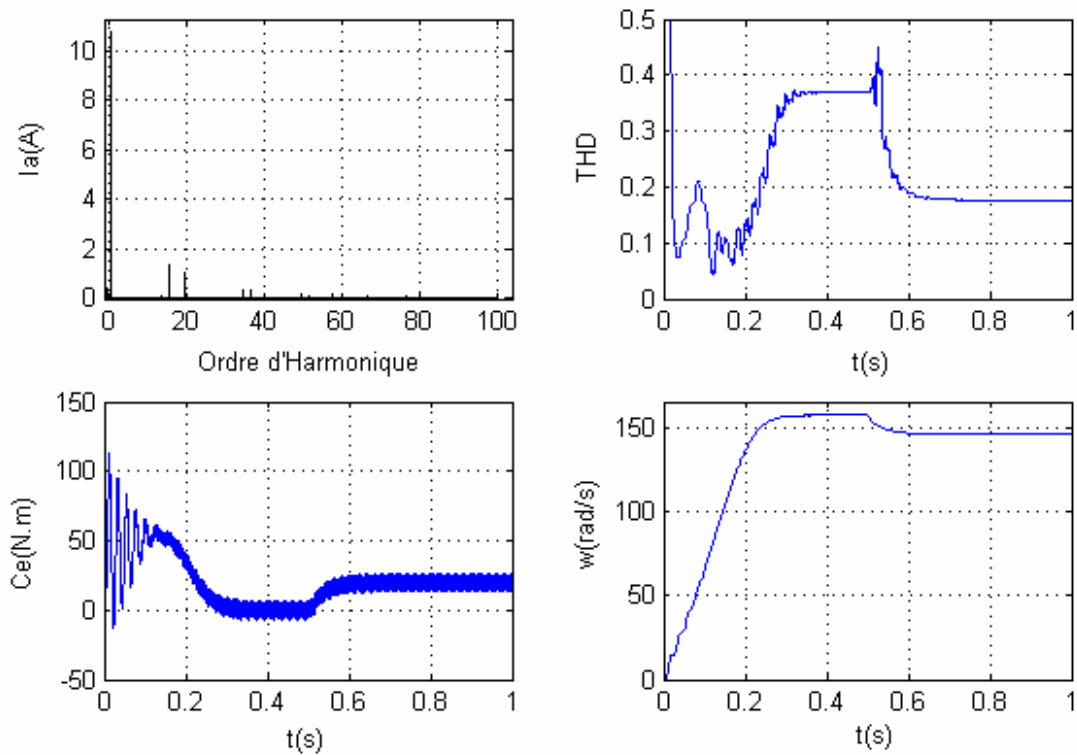


Figure 4.14- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI sinus-triangle (pour $r=1$ et $m=18$).

IV-2.3. Commande par MLI Vectorielle :

IV-2.3.a. Cas ou

$r=0.866$:

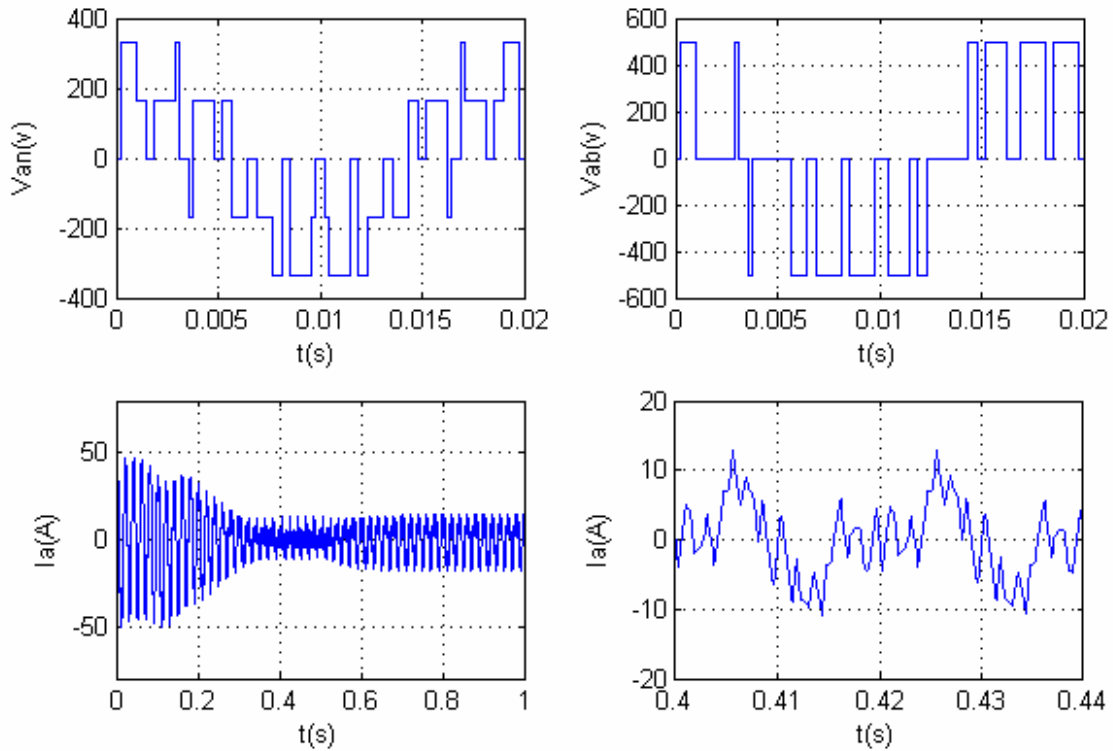


Figure 4.15- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=6$).

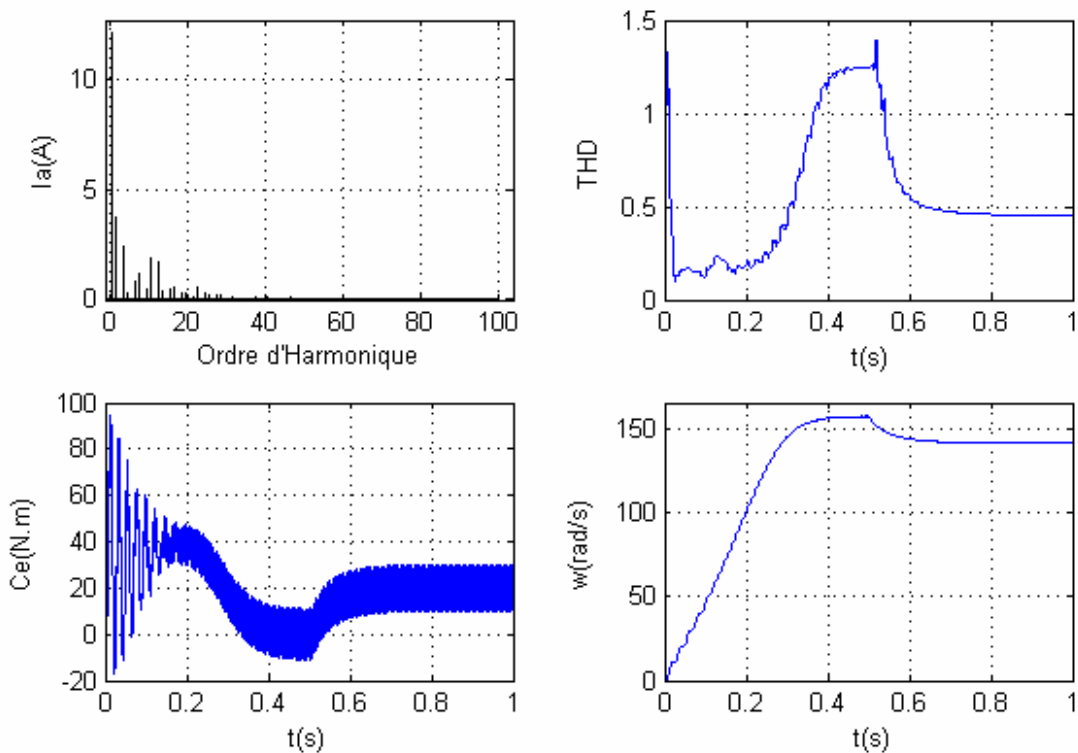


Figure 4.16- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=0.866$ et $m=6$).

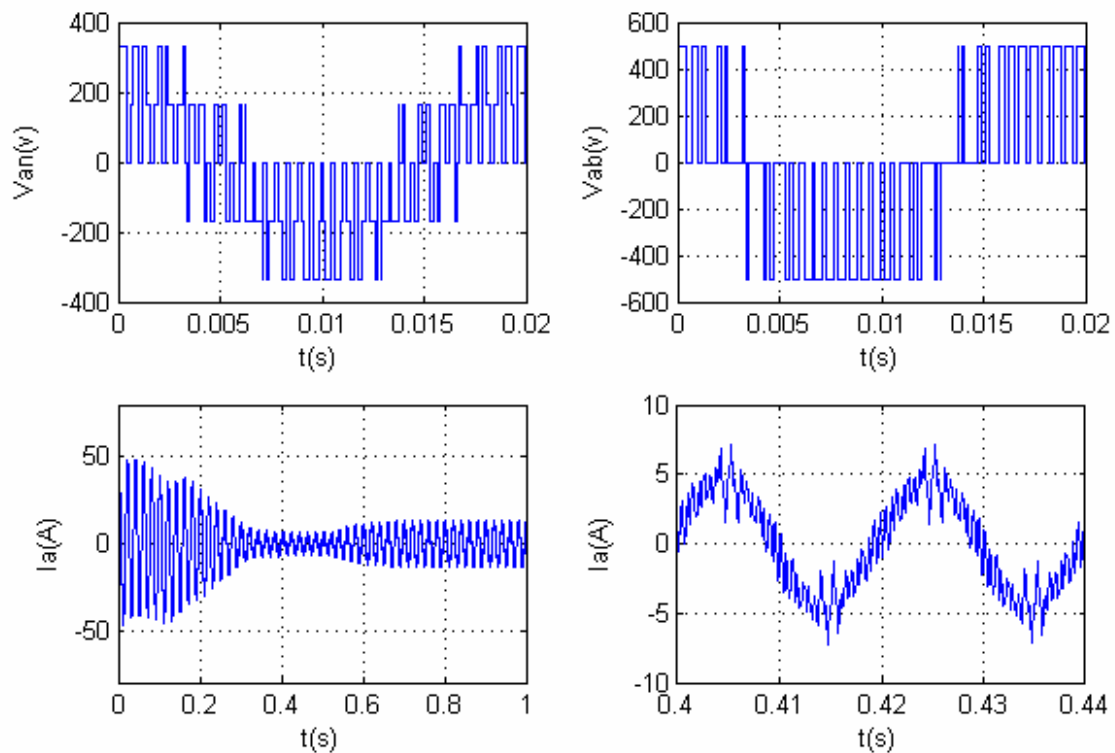


Figure 4.17- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=18$).

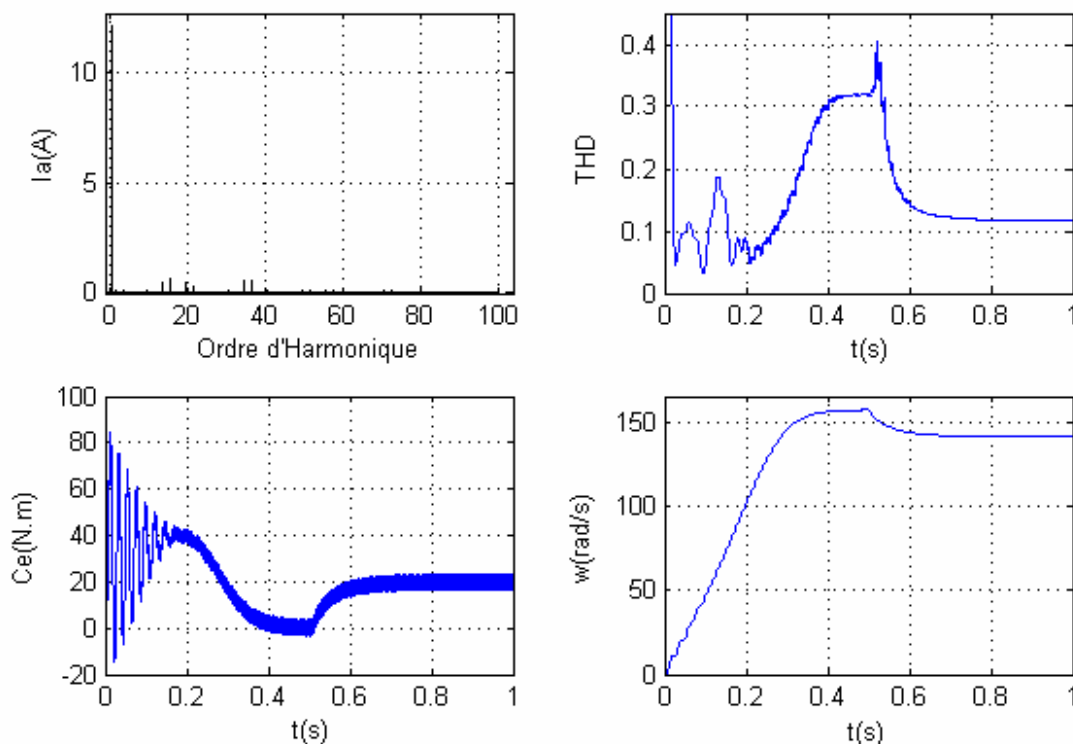


Figure 4.18- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=0.866$ et $m=18$).

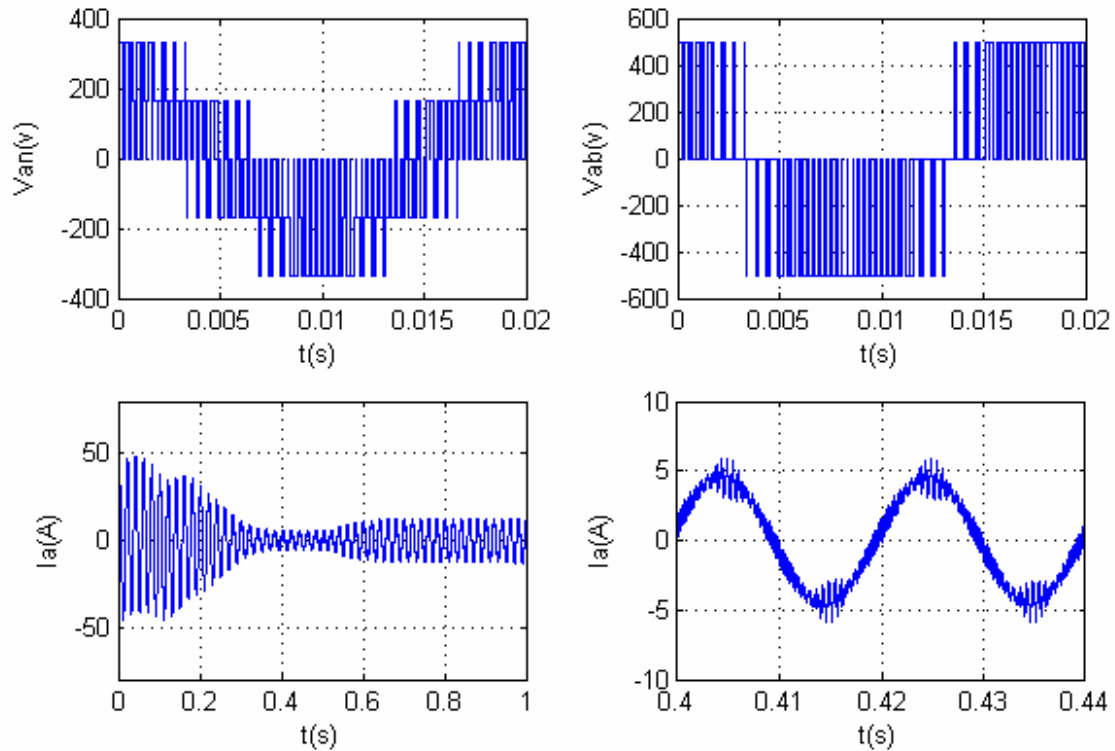


Figure 4.19- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=36$).

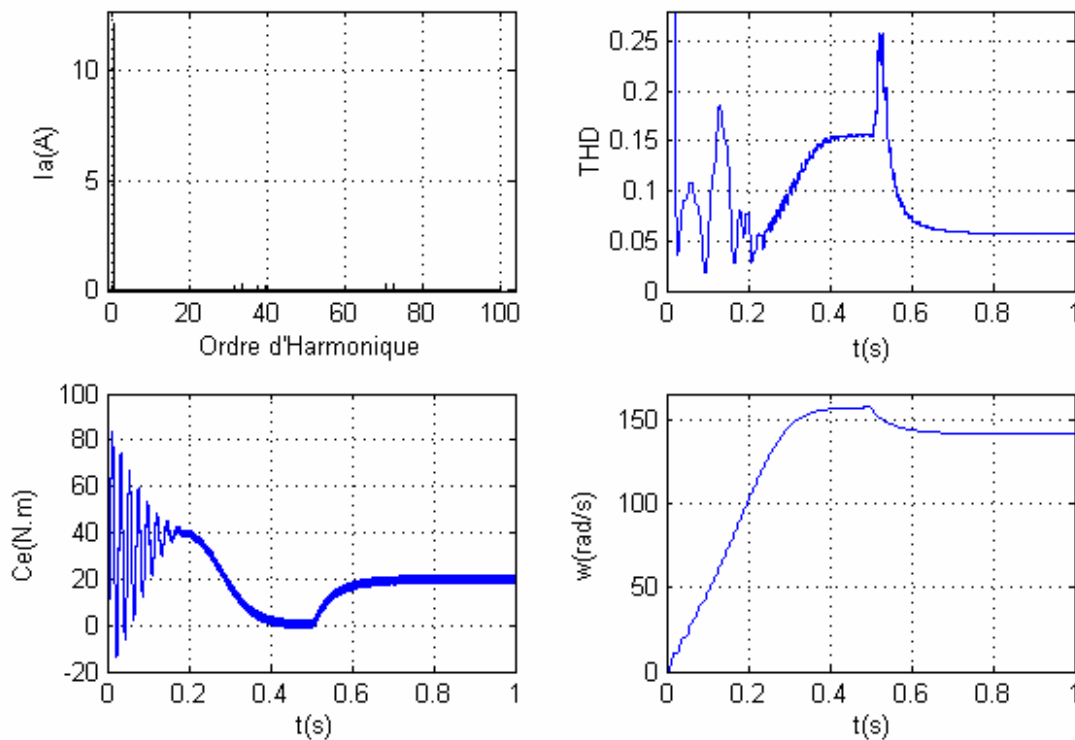


Figure 4.20- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=0.866$ et $m=36$).

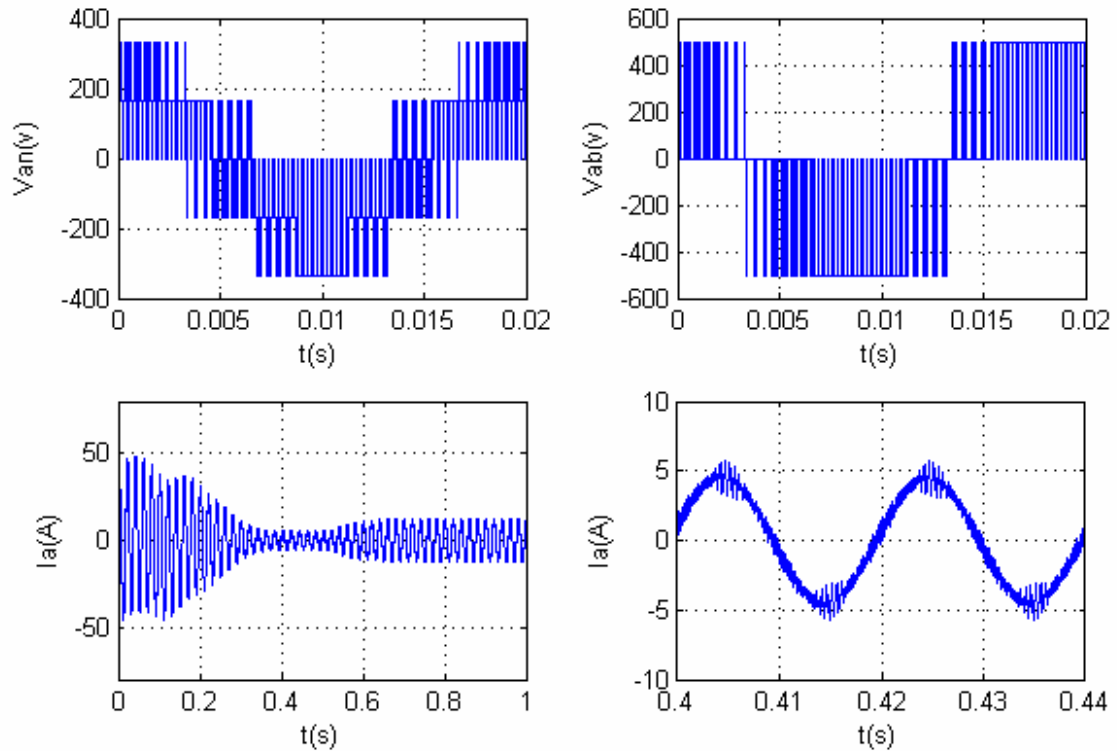


Figure 4.21- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=42$).

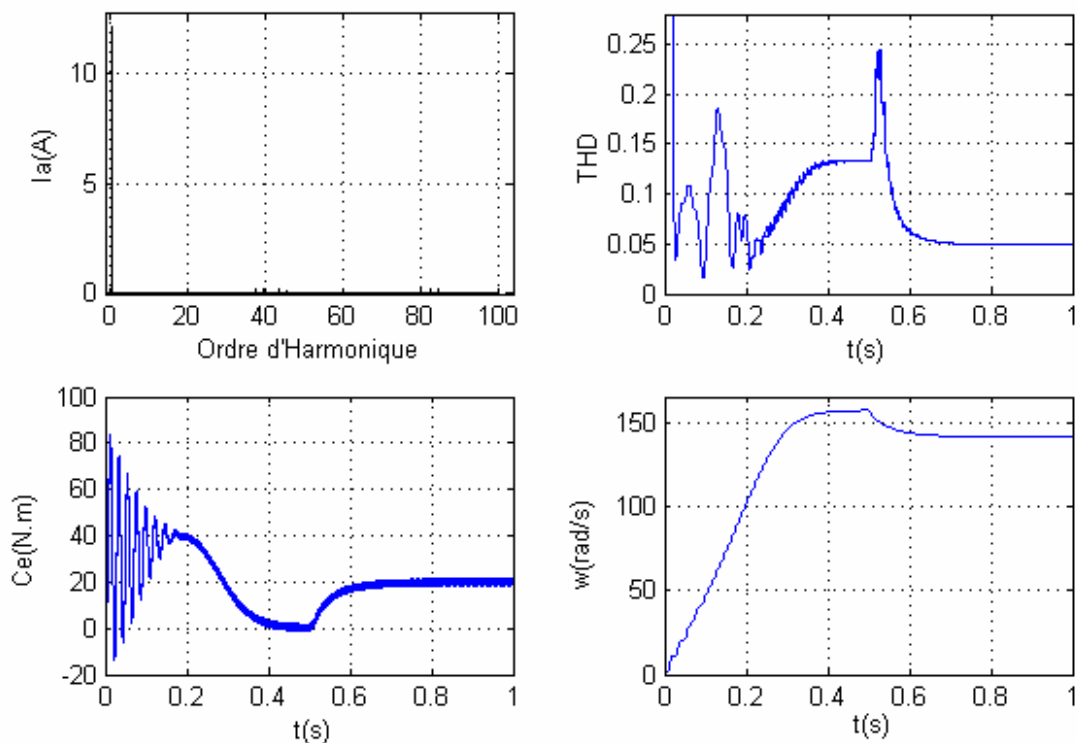


Figure 4.22- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=0.866$ et $m=42$).

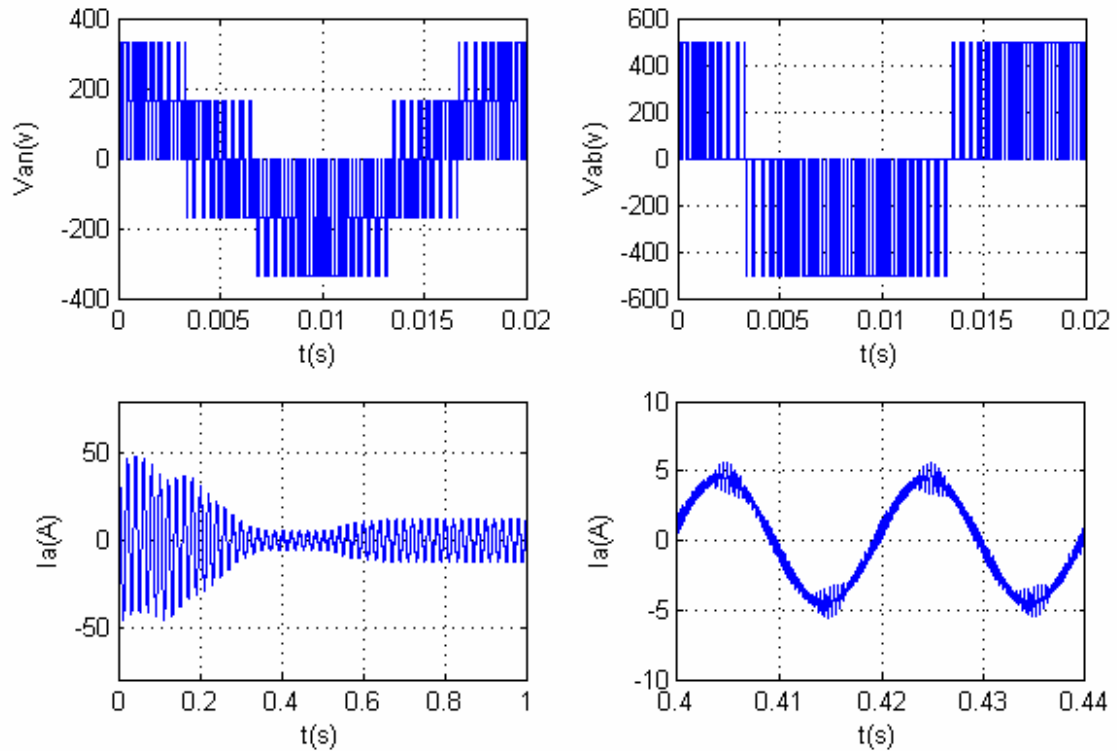


Figure 4.23- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=0.866$ et $m=48$).

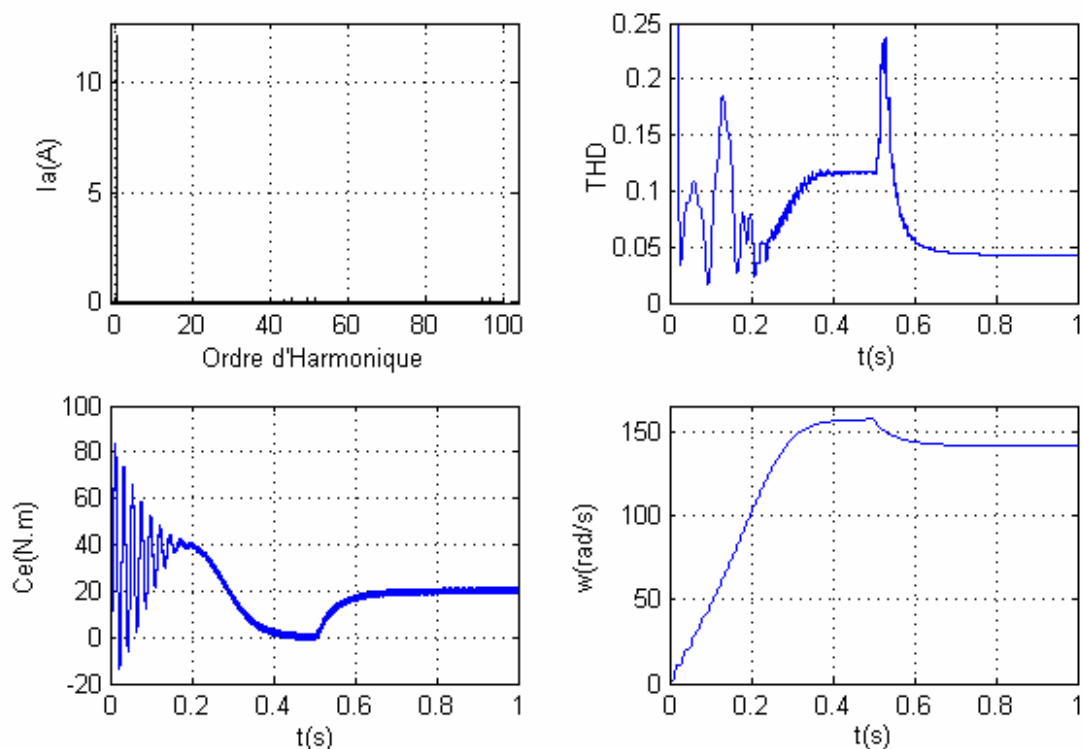


Figure 4.24- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=0.866$ et $m=48$).

IV-2.3.b. Cas ou $r=1$:

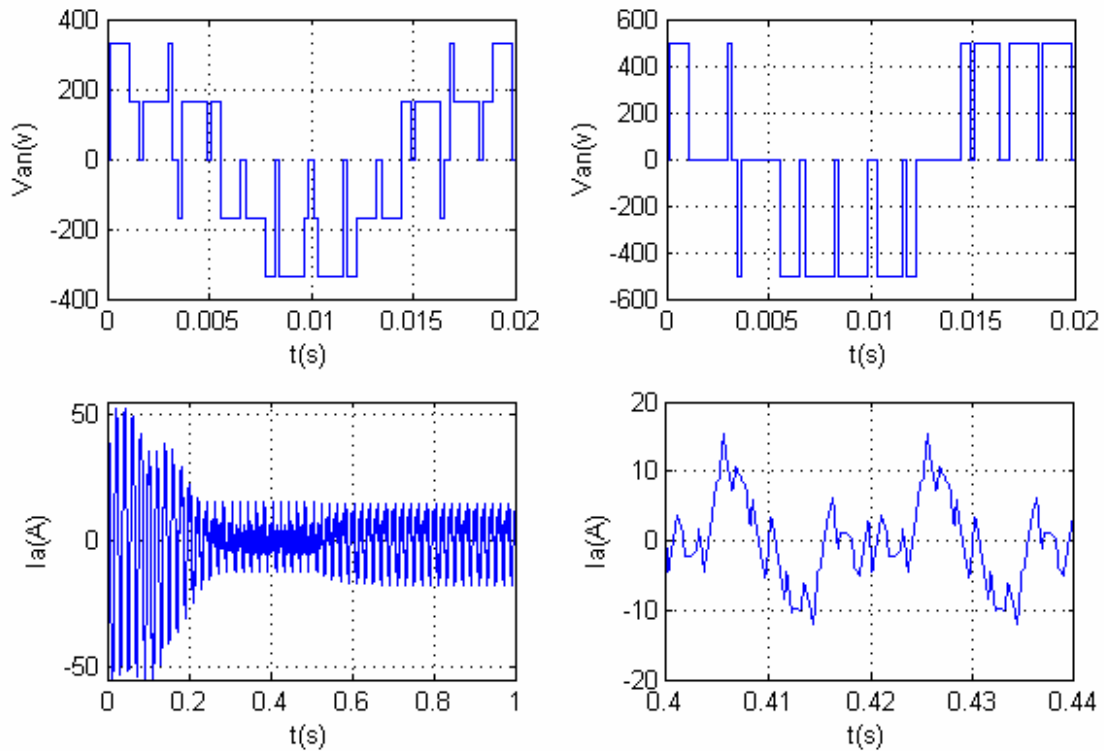


Figure 4.25- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=6$).

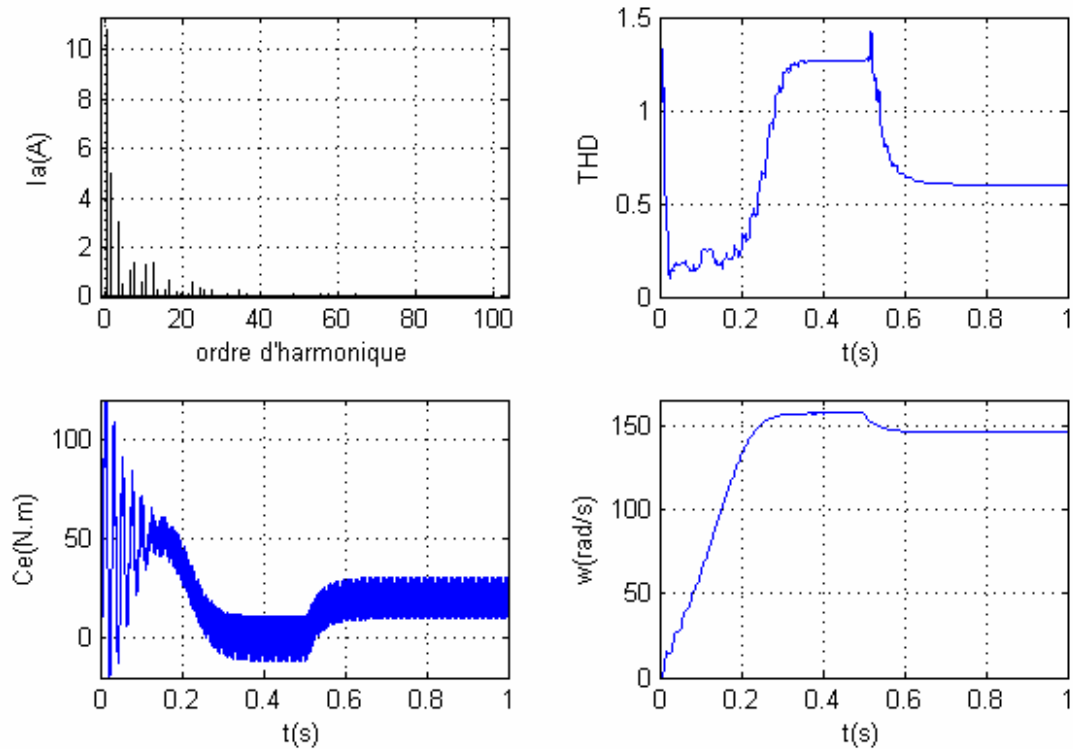


Figure 4.26- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1$ et $m=6$).

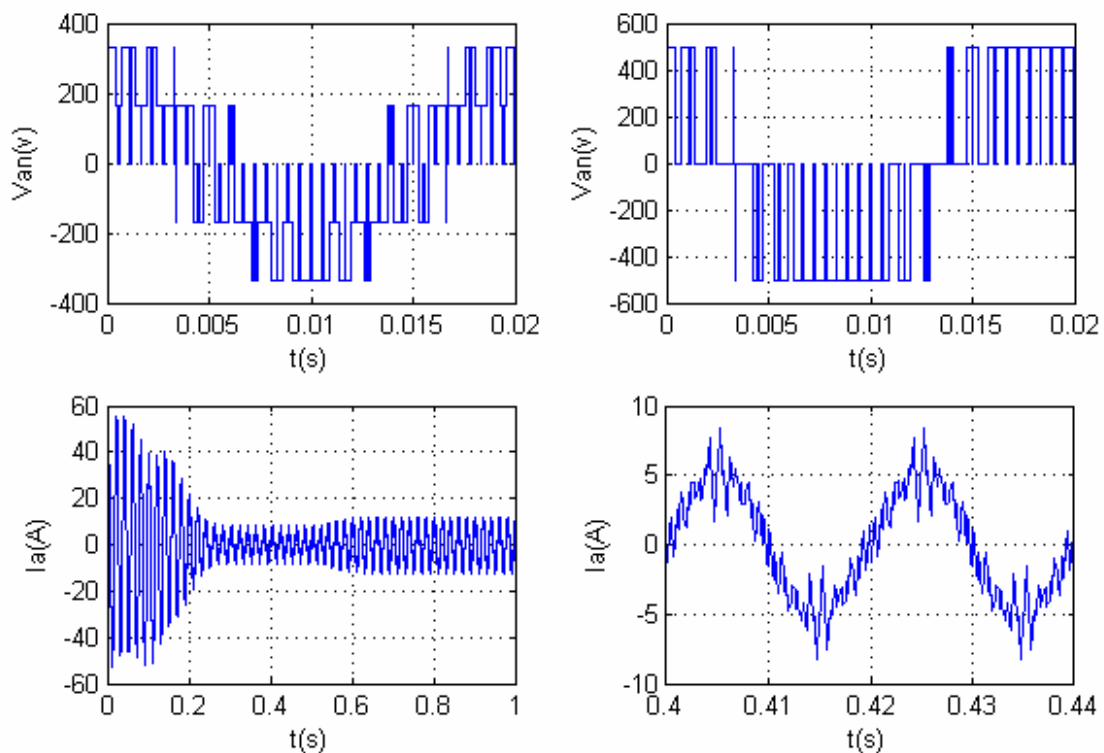


Figure 4.27- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=18$).

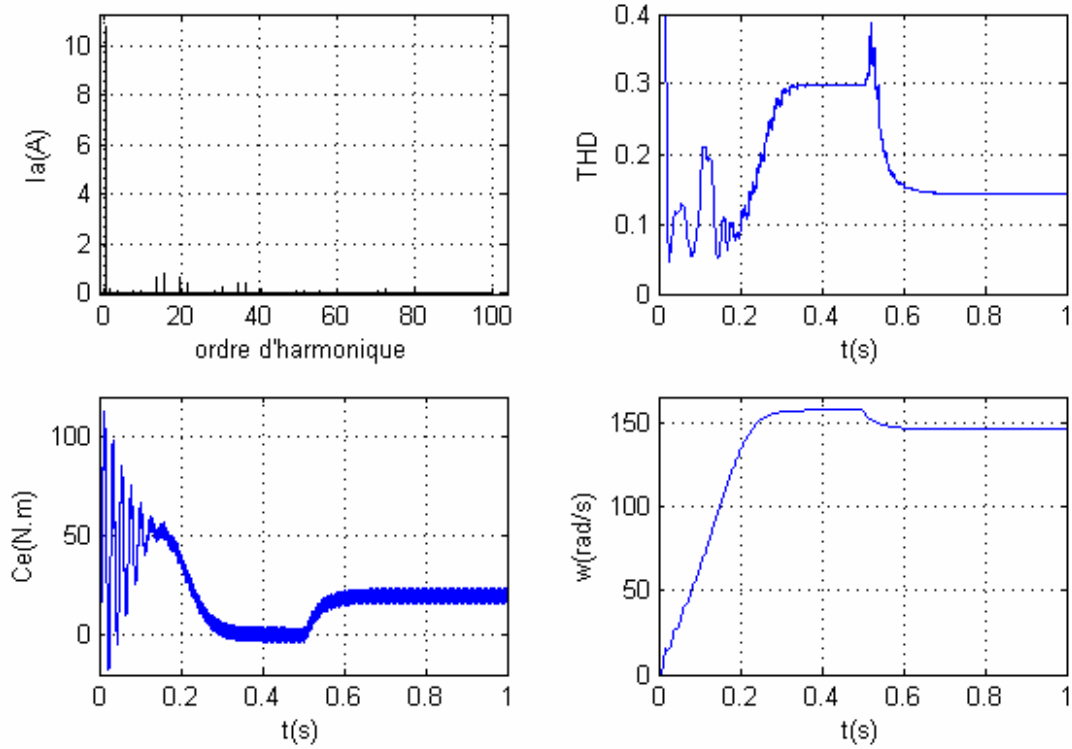


Figure 4.28- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1$ et $m=18$).

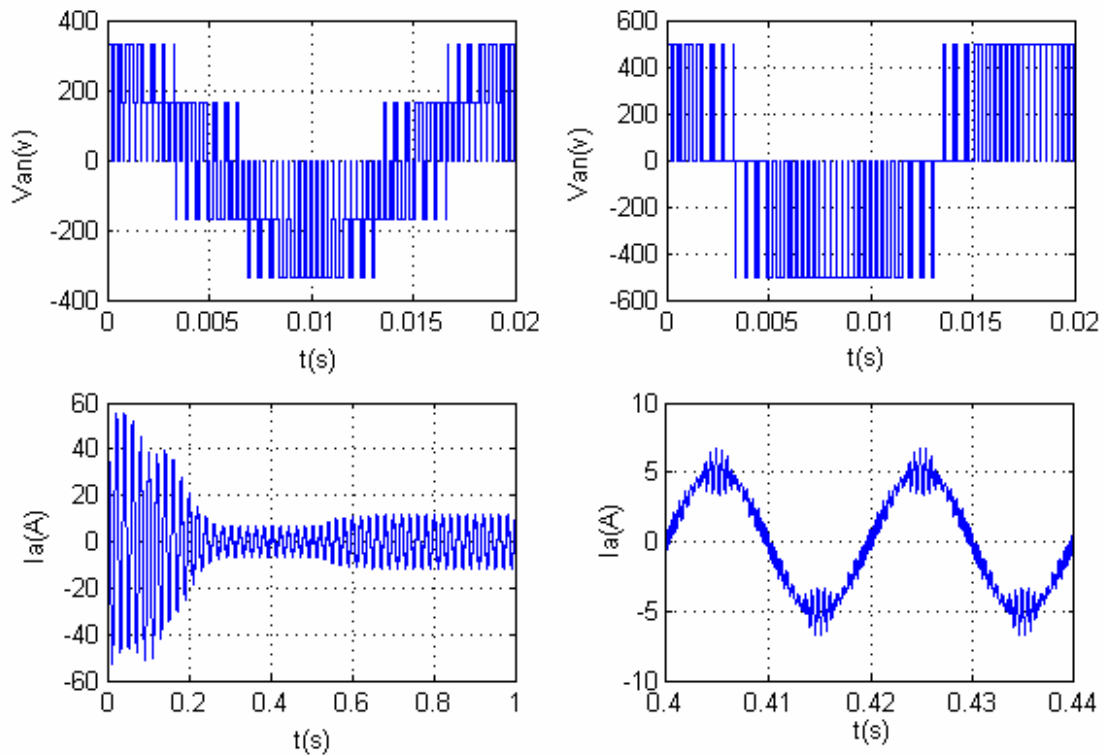


Figure 4.29- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=36$).

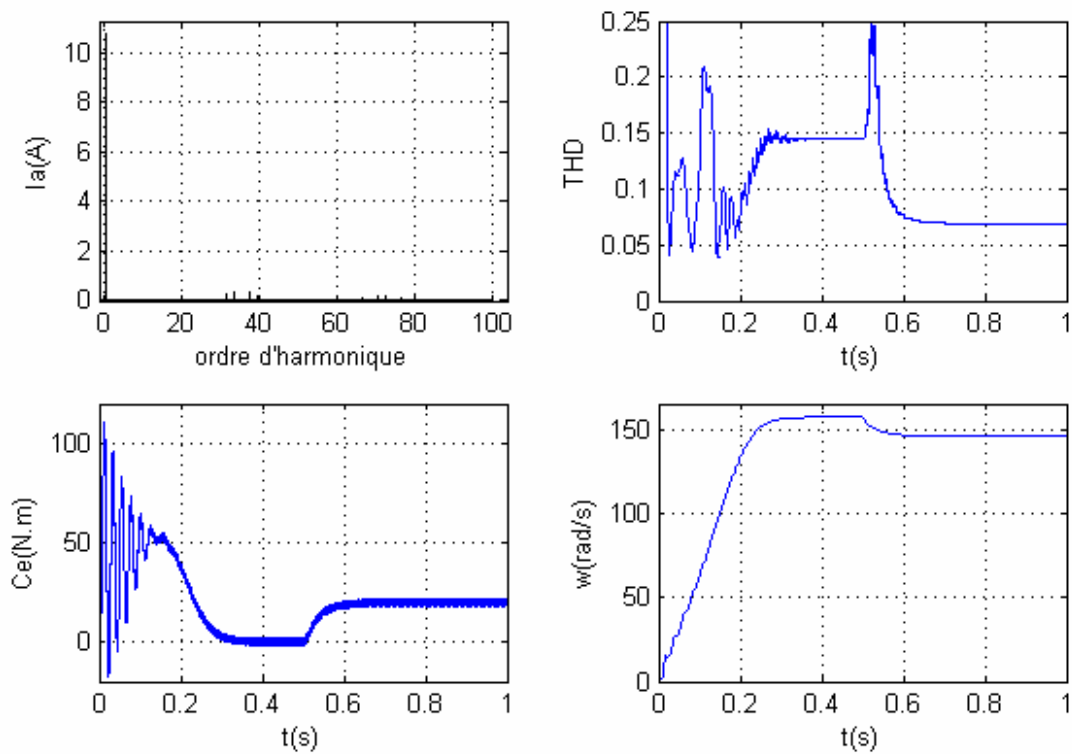


Figure 4.30- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1$ et $m=36$).

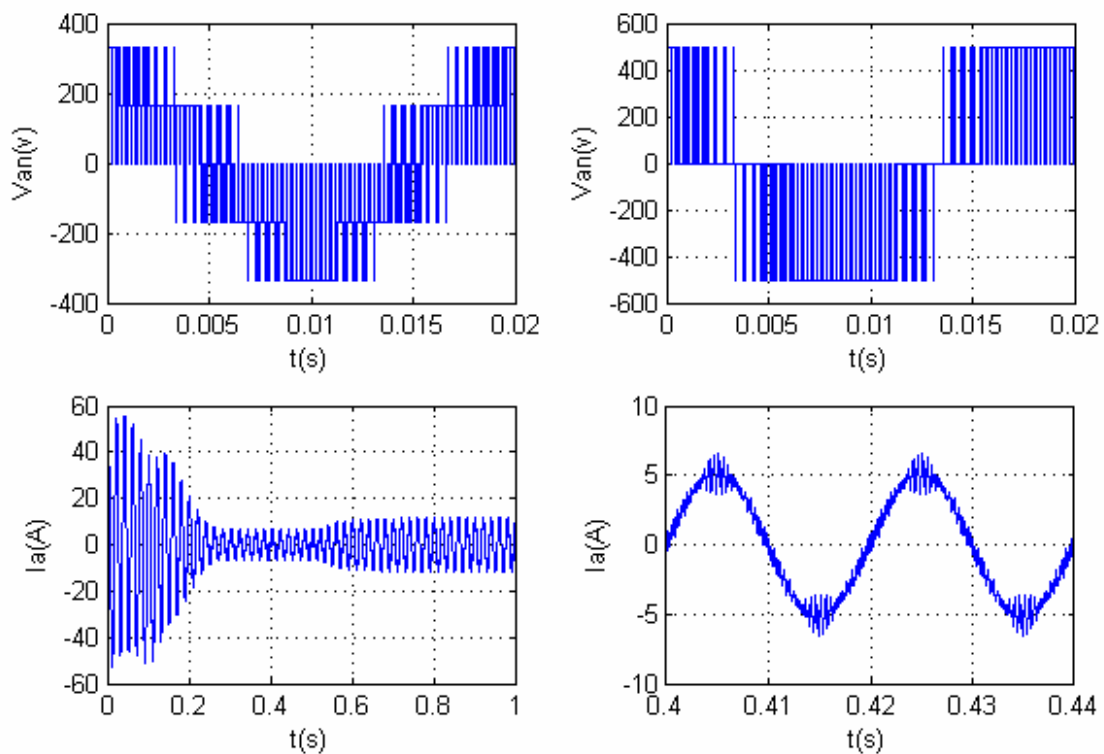


Figure 4.31- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=42$).

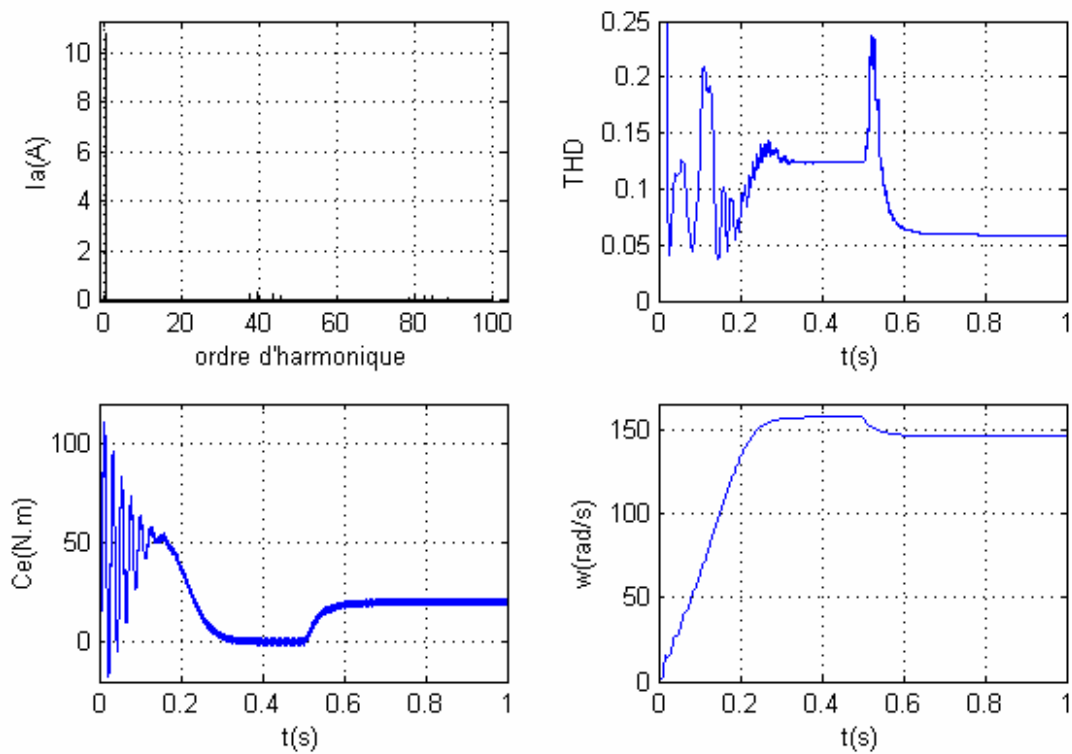


Figure 4.32- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1$ et $m=42$).

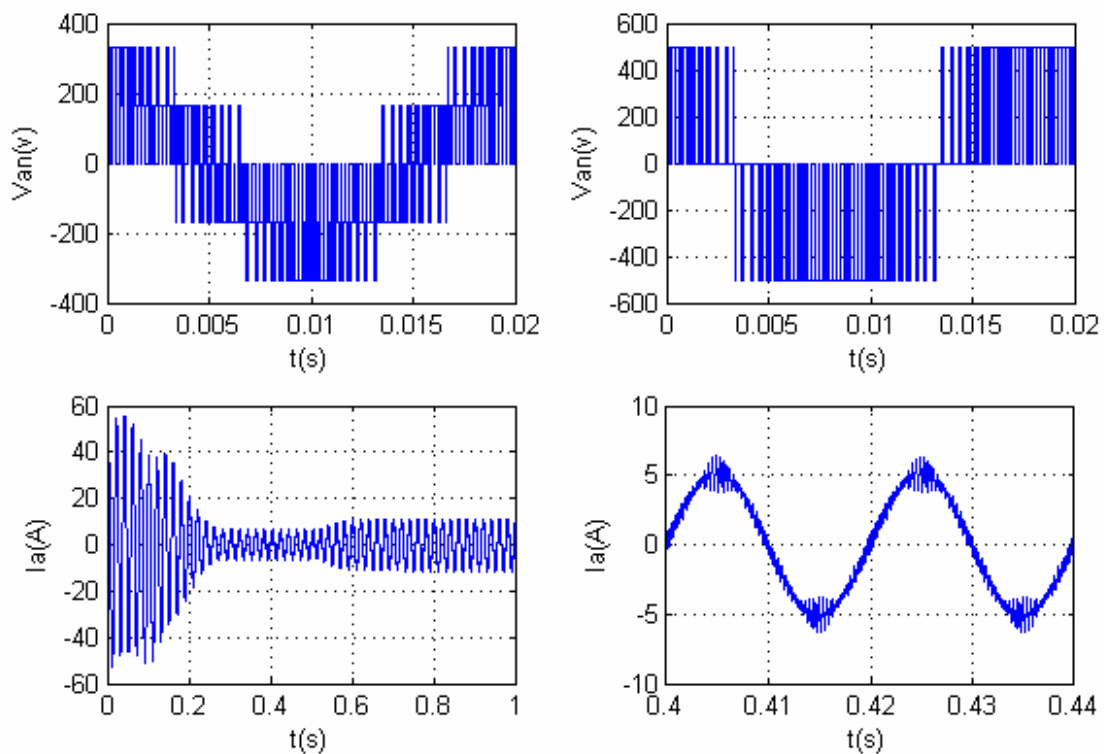


Figure 4.33- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1$ et $m=48$).

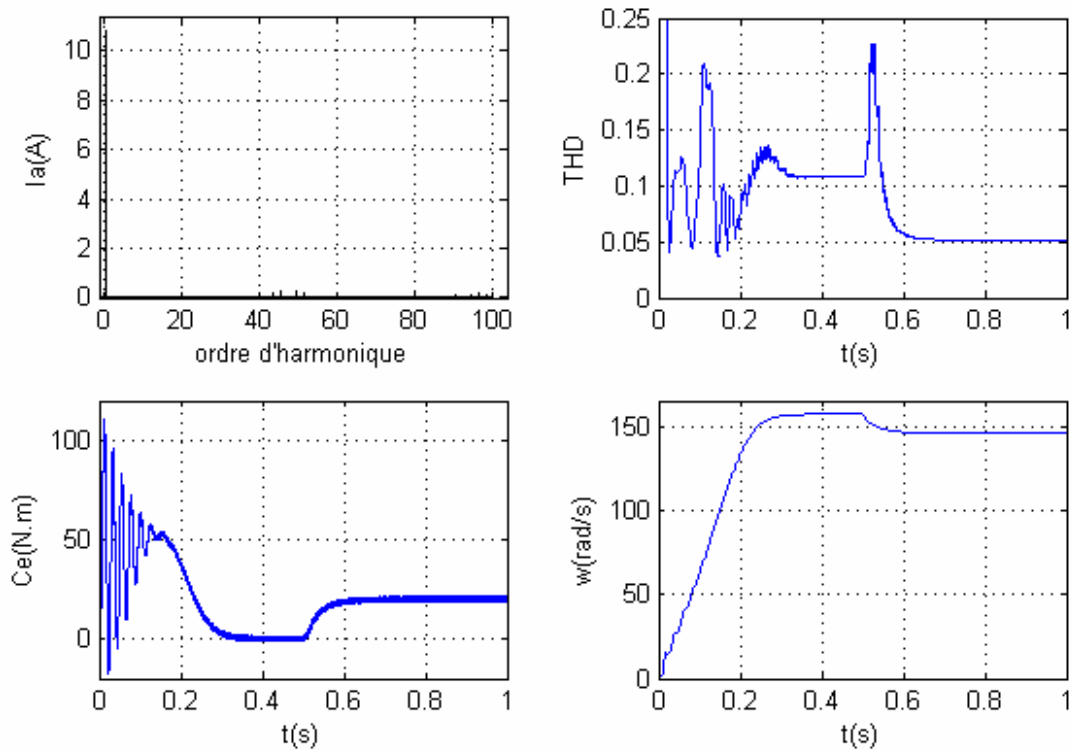


Figure 4.34- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1$ et $m=48$).

IV-2.3.c. Cas ou $r=1.1547$:

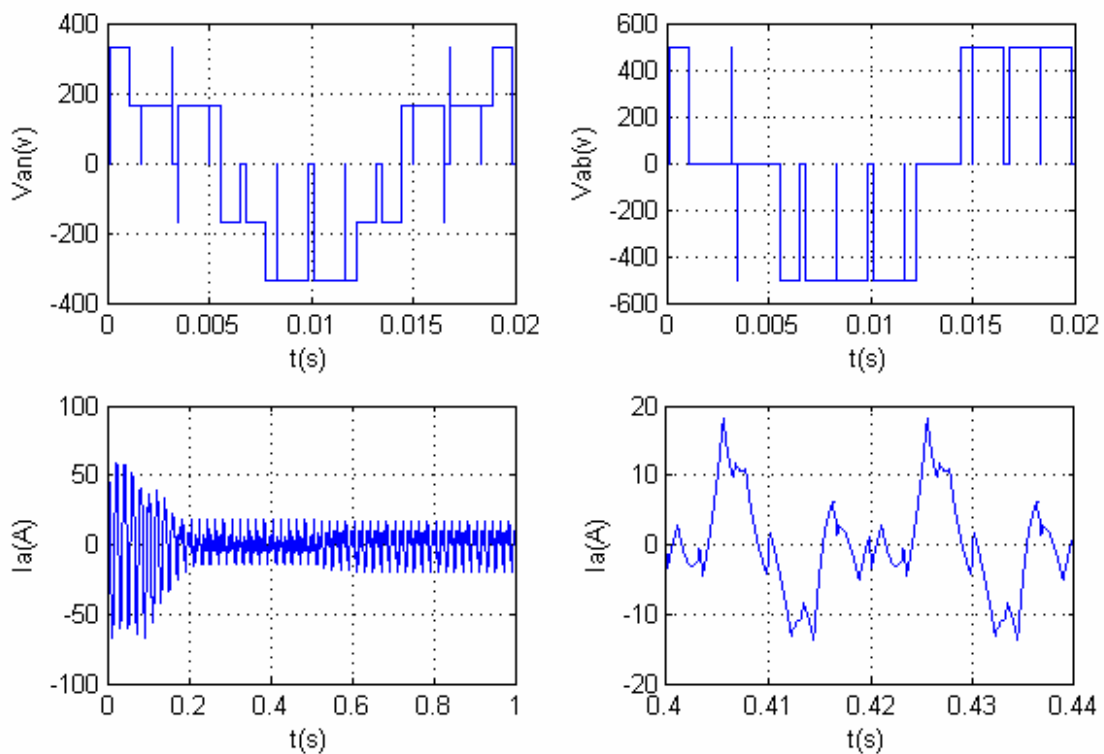


Figure 4.35- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1.1547$ et $m=6$).

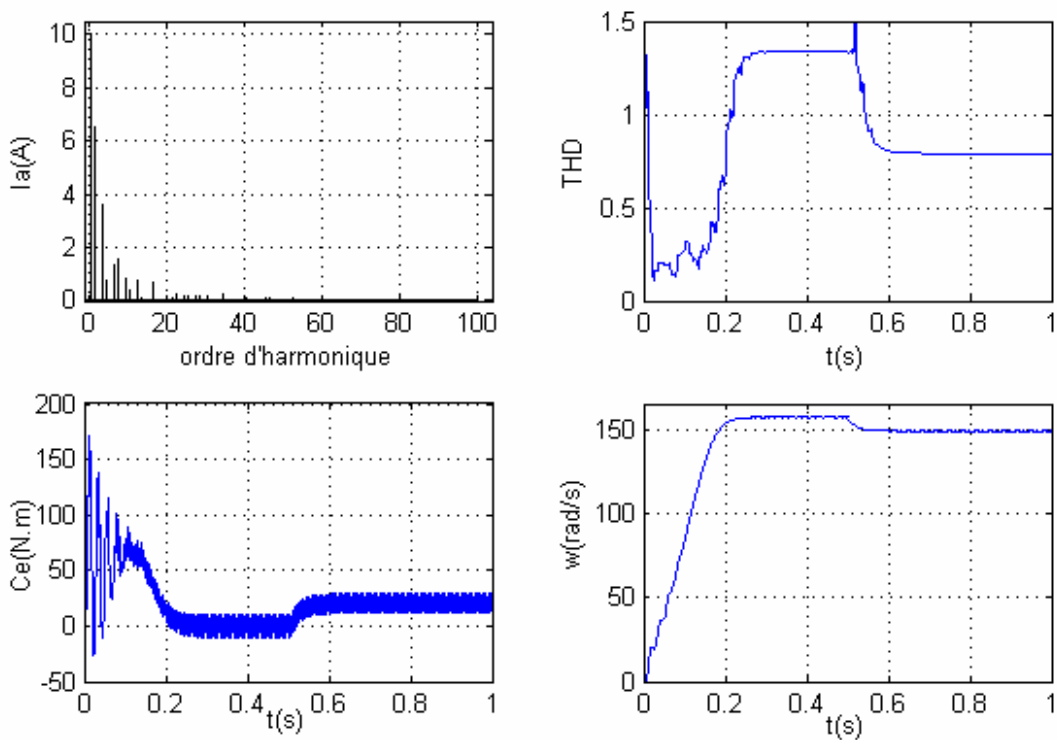


Figure 4.36- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1.1547$ et $m=6$).

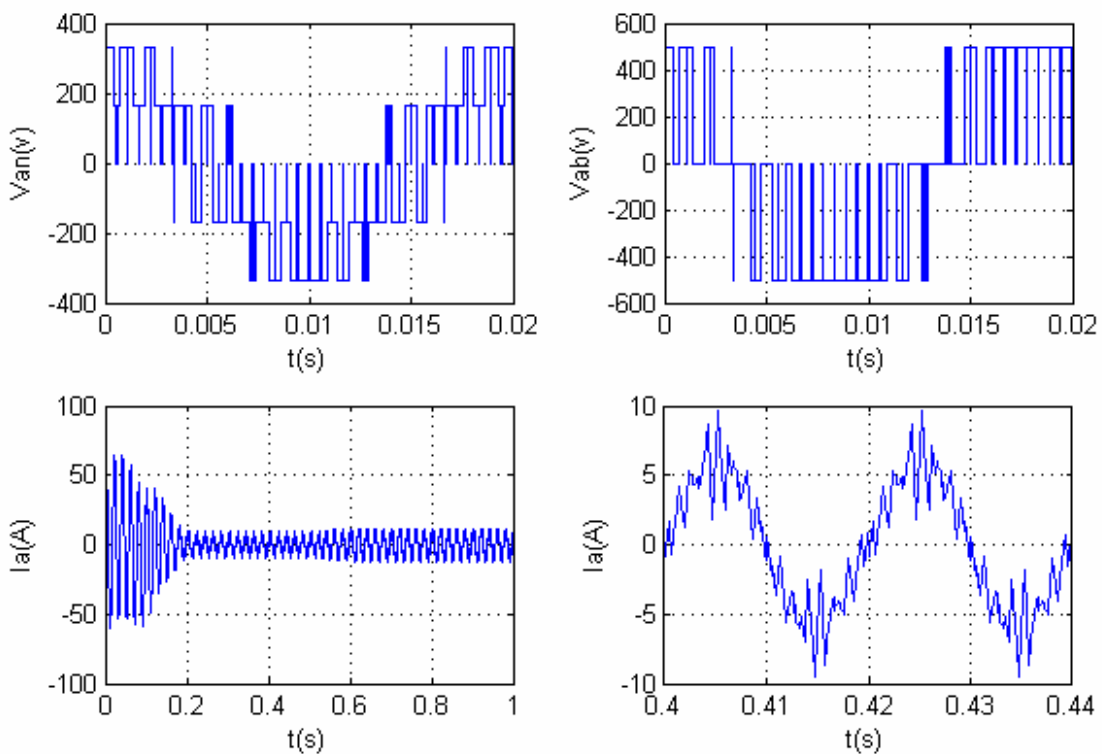


Figure 4.37- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1.1547$ et $m=18$).

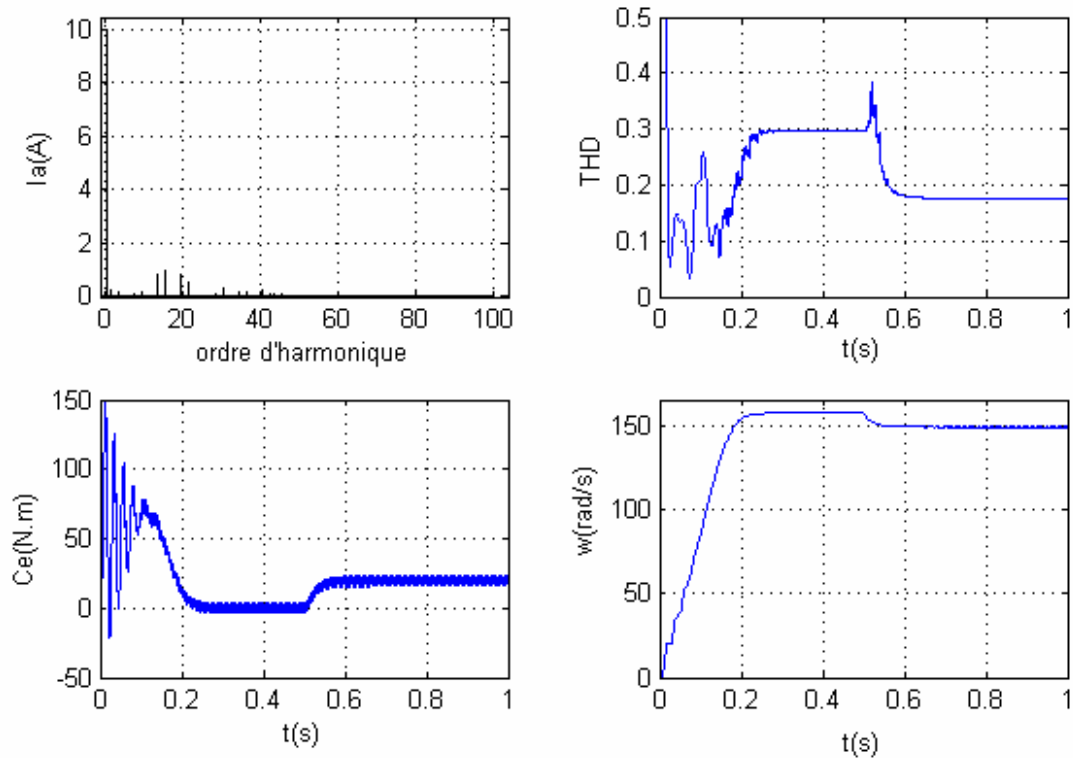


Figure 4.38- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1.1547$ et $m=18$).

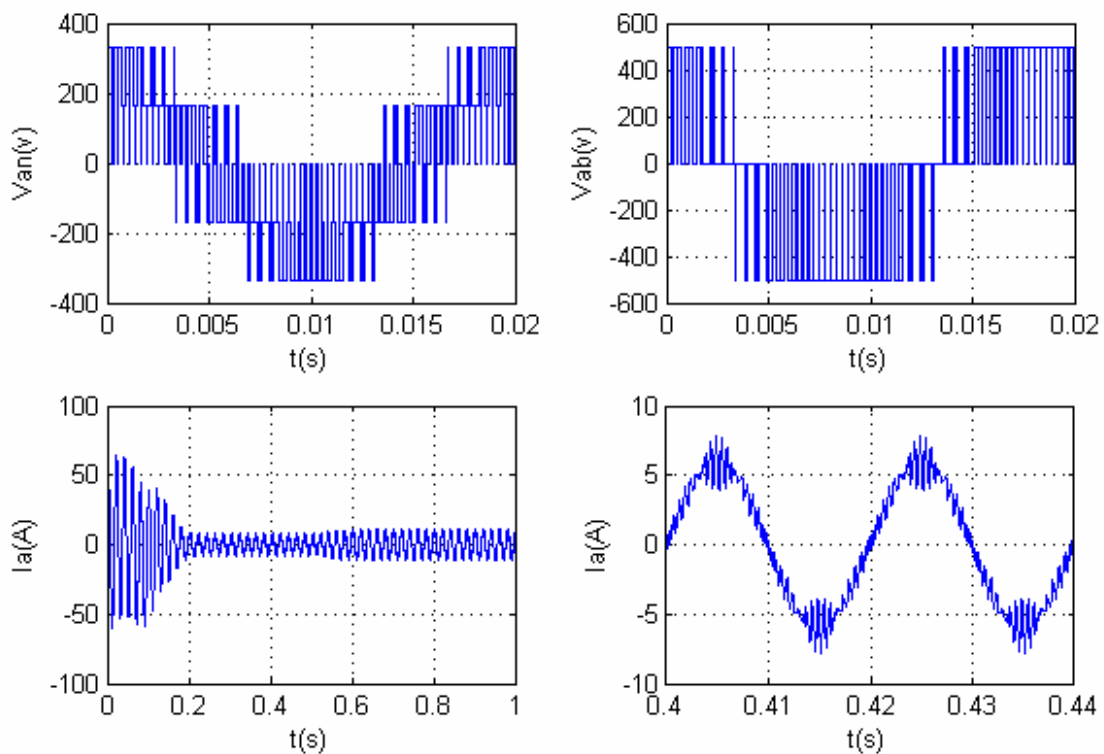


Figure 4.39- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1.1547$ et $m=36$).

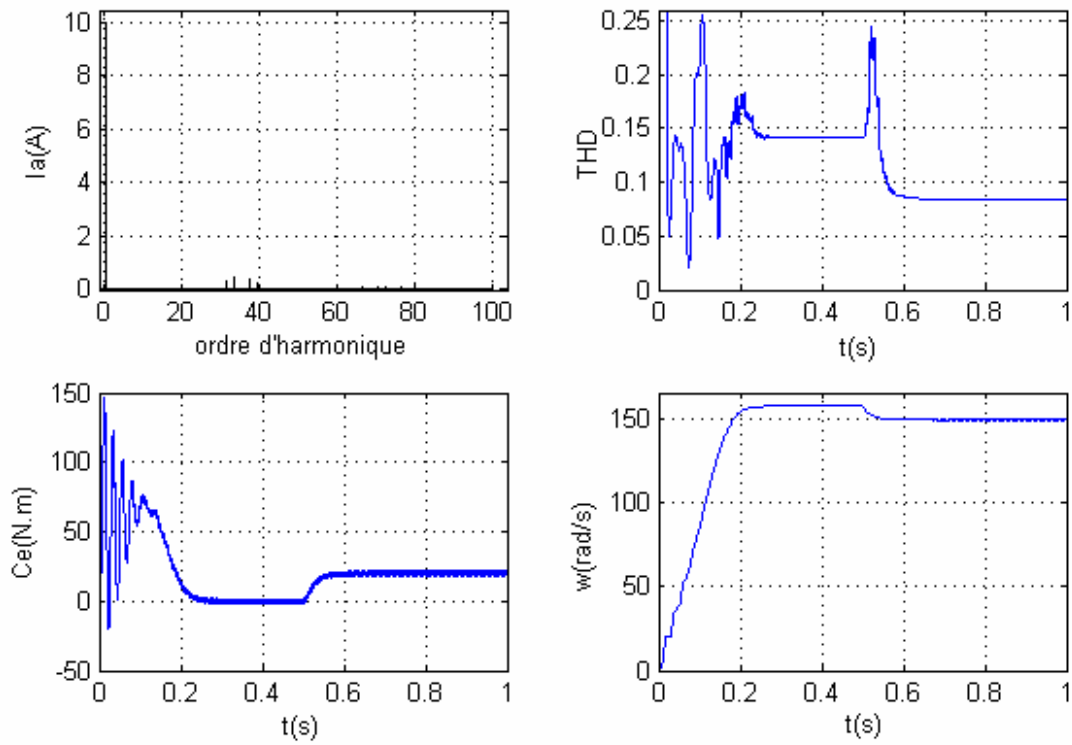


Figure 4.40- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1.1547$ et $m=36$).

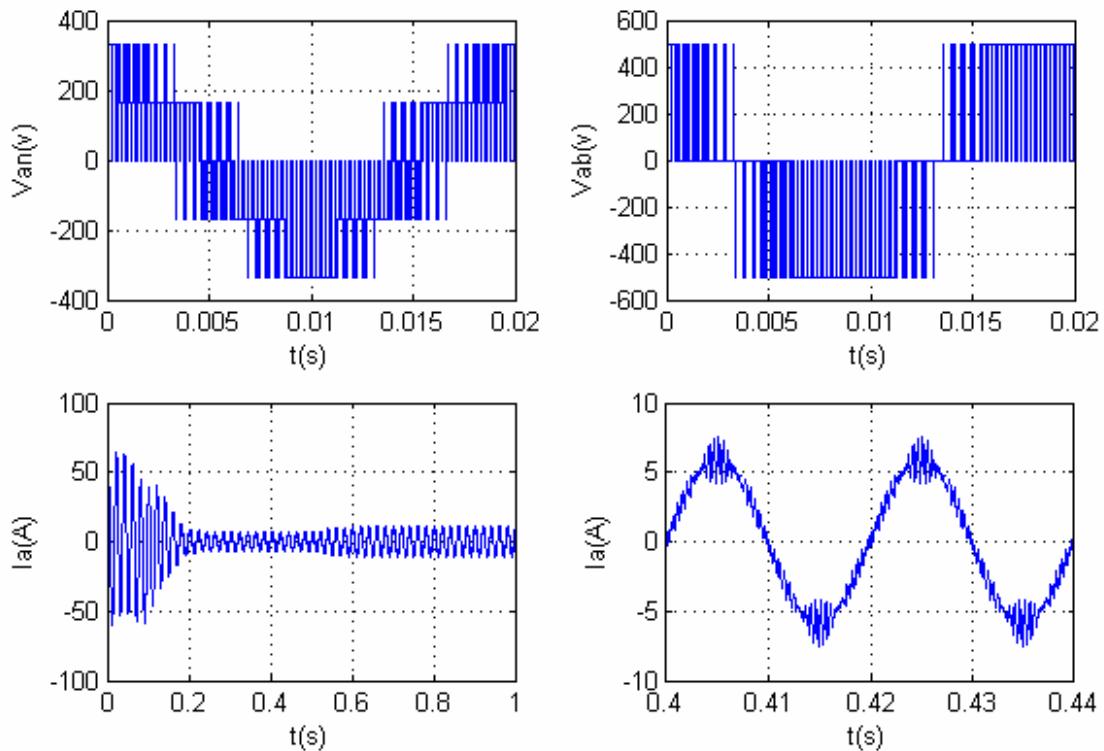


Figure 4.41- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1.1547$ et $m=42$).

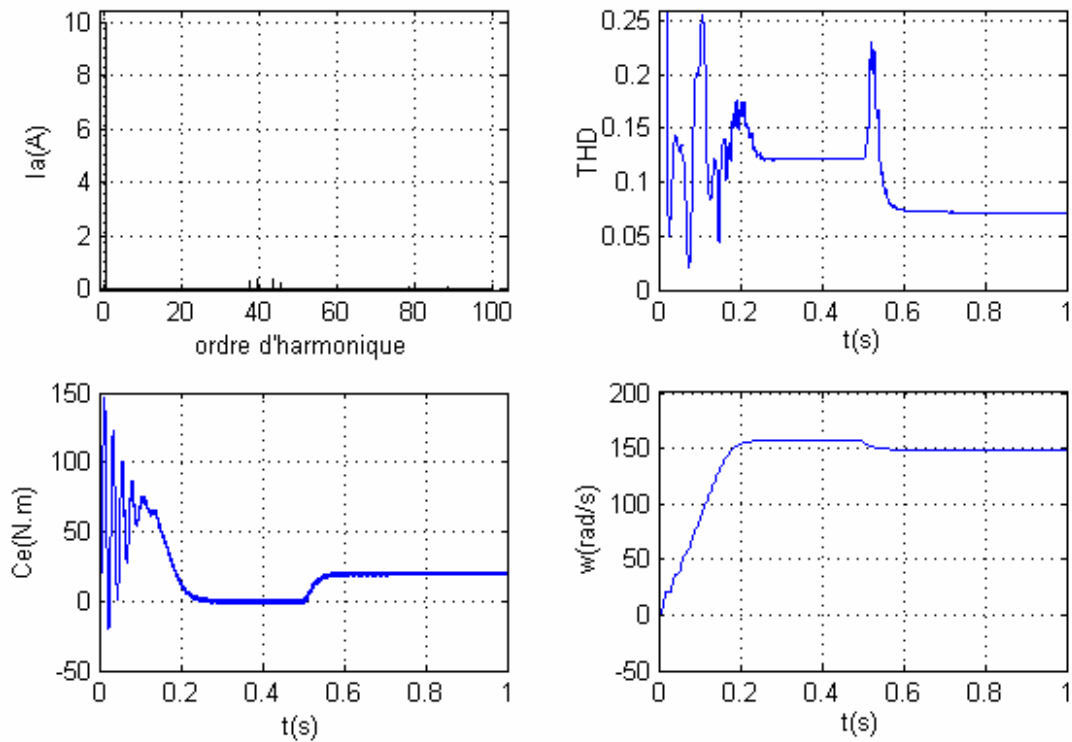


Figure 4.42- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1.1547$ et $m=42$).

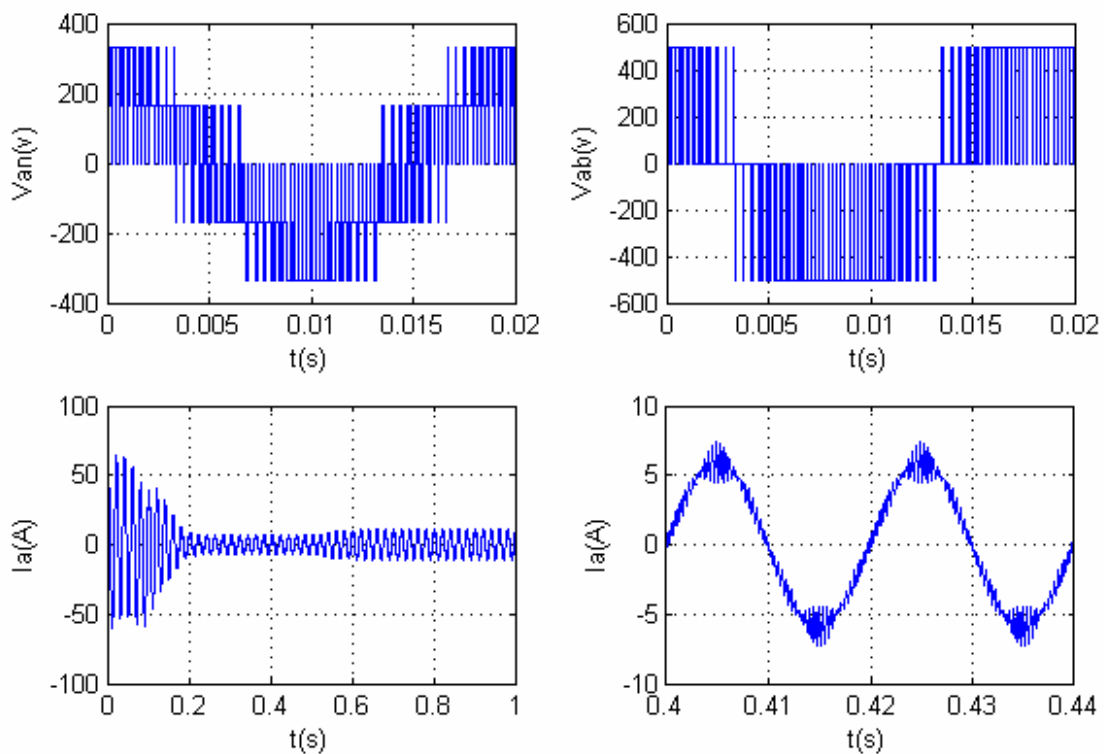


Figure 4.43- Les tensions V_{an} et V_{ab} générées par un onduleur commandé par MLI vectorielle, et le courant de phase statorique I_a (pour $r=1.1547$ et $m=48$).

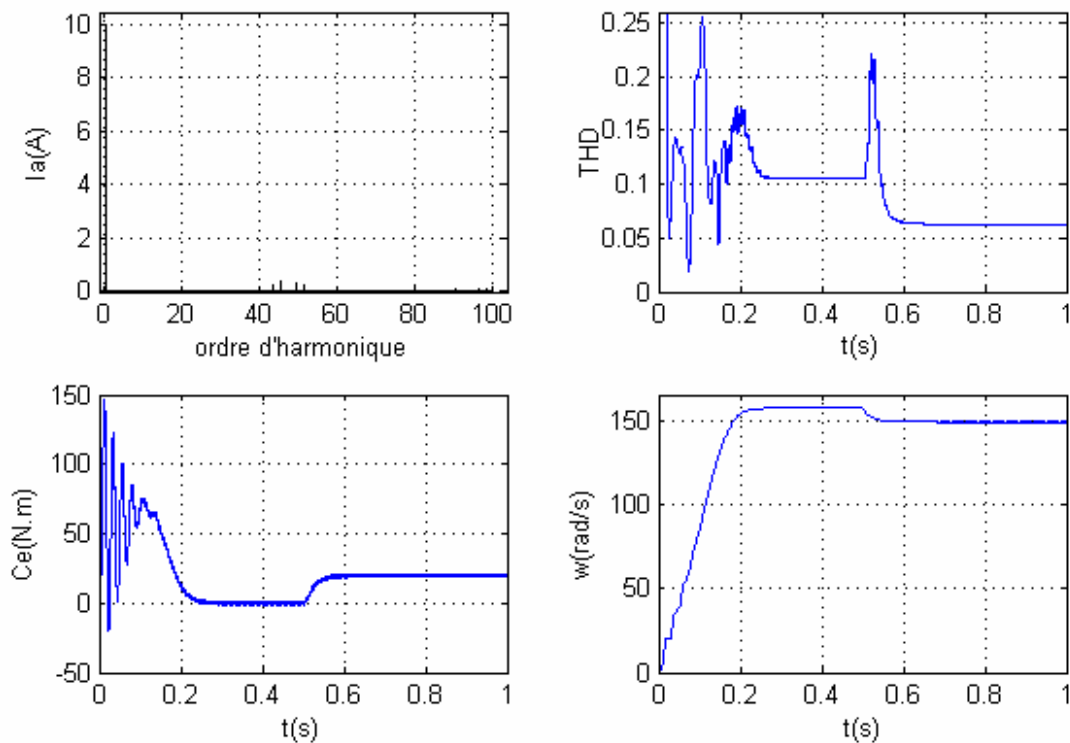


Figure 4.44- Le spectre harmonique et le THD du courant I_a , ainsi la variation de vitesse et couple électromagnétique de la machine alimentée par un onduleur commandé par MLI vectorielle (pour $r=1.1547$ et $m=48$).

IV- 3. Interprétation des résultats :

IV- 3.1. Onduleur commandé en pleine onde :

On remarque que :

- Les grandeurs de trois phases sont décalées entre elles de un tiers de période, ainsi ils forment un système triphasé équilibré.
- On remarque la présence des harmoniques d'ordre 5, 7, 11, 13 ... $6k \pm 1$.
- La croissance de rang n d'harmonique et suivi de la diminution d'amplitude. Se qui implique que les harmoniques d'ordre 5 et 7 présentent une grande amplitude par rapport au autres.
- Les harmoniques de rang multiple de 3 sont nulles, donc notre analyse spectrale est conforme avec la décomposition de Fourier (car le système est équilibré).
- L'allure du courant n'est pas parfaitement sinusoïdale.
- Le signal du courant statorique ne contient que les harmoniques impaires et la valeur de distorsion totale des harmoniques est $THD\% = 40.32\%$.

IV- 3.2. Onduleur commandé par MLI sinusoïdale :

On remarque que :

- Les impulsions de commande contiennent m créneaux, ces impulsions sont décalées entre elles de $(2\pi/3)$.
- Pour cette modulation, les raies se répartissent par groupe aux rangs : 1, $(m-2, m, m+2)$, $(2m-3, 2m-1, 2m+1, 2m+3)$...
- L'augmentation de m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées.
- La variation de r , provoque des variations au niveau de l'ordre de grandeur des harmoniques mais pas au niveau de leurs formes et dispositions, telle que les mêmes familles centrées autour de la fréquence de porteuse et ses multiples existent.
- L'amplitude des fondamentaux pour $m=6, 12$ et 18 est réduite effectivement pour $r=0.866$ par rapport aux amplitudes des fondamentaux pour $m=6, 12$ et 18 à $r=1$.
- Les amplitudes des harmoniques de la première famille sont réduites par rapport à celles de la deuxième famille pour la diminution de r .
- Le régime transitoire du moteur se prolonge quand r se diminue.
- La valeur de THD minimale est $\approx 8.23\%$ (pour $r=0.866$ et $m=18$).

IV- 3.3. Onduleur commandé par MLI Vectorielle :

On remarque que :

- Lorsque l'MLI vectorielle discrétisent un signal périodique, une analyse fréquentielle montre aisément que le spectre du signal obtenu est constitué de groupes de raies centrés autour des harmoniques de la fréquence de modulation $m f$. Les raies sont distantes entre elles de la fréquence du fondamental.
- Pour cette modulation, les raies se répartissent par groupe aux rangs : 1, $(m-4, m-2, m, m+2, m+4)$, $(2m-5, 2m-3, 2m-1, 2m, 2m+1, 2m+3, 2m+5)$...
- Par action sur r , on peut faire croître l'amplitude de fondamental, il en résulte une décroissance d'amplitude au niveau des harmoniques.

- L'augmentation de l'indice m rejette le déchet de tension à fréquences élevées.
- Le déplacement du vecteur de référence entre les secteurs (1 à 6) pendant chaque période.
- Les rapports cycliques des trois interrupteurs supérieurs sont décalés entre eux de un tiers de la période.
- Les impulsions de commande contiennent m créneaux, ces impulsions de commande sont décalées entre elles de un tiers de période.
- Les grandeurs de trois phases forment un système triphasé équilibré et elles sont décalées entre elles de un tiers de période.
- Pour les faibles Valeurs de m les allures de courant ne sont pas parfaitement sinusoïdales, mais avec l'augmentation de m l'allure de courant tend vers un signal plus proche du signal sinusoïdale.
- Le meilleur résultat obtenu avec $m=48$, où le signal du courant contient moins d'harmoniques et la valeur de distorsion totale des harmoniques est de $\text{THD}\%=04.28\%$.
- Avec une valeur fixe de m et par action sur le coefficient de réglage r on remarque que :
 - Pour r supérieur à $r=0.866$ on note l'augmentation de la distorsion totale des harmoniques THD, et l'augmentation de l'intervalle (temps) du régime transitoire du moteur.

D'après les résultats de simulation nous obtenons le tableau récapitulatif suivant :

stratégie	r	THD min	m	Harmoniques importants (rangs)
Commande pleine onde	---	0.4032	---	5, 7

MLI sinus-triangle	0.866	0.1300	18	m-2, m+2, 2m-1, 2m+1
	1	0.1766	18	m-2, m+2, 2m-1, 2m+1
MLI vectorielle	0.866	0.0428	48	m-4, m-2, m+2, m+4
	1	0.0515	48	m-4, m-2, m+2, m+4
	1.1547	0.0630	48	m-4, m-2, m+2, m+4

Tableau 4.1- Tableau récapitulatif.

Conclusion

D'après les résultats obtenus, le courant est presque sinusoïdale quand on commande l'onduleur par MLI vectorielle avec un indice de modulation $m=48$ et un coefficient de réglage $r=0.866$, il contient moins d'harmoniques (THD=4.28%).

En revanche, le THD de courant d'un onduleur commandé par MLI sinusoïdale atteint un minimum de 13% ($m=18$ et $r=0.866$). Pour la commande en pleine onde le signal de courant est plus riche en harmoniques par rapport aux commandes précédentes THD=40.32%.

Conclusion Générale

Afin d'opter une stratégie de commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux, pour imposer les formes optimales des courants de phases d'un moteur asynchrone à cage; nous avons modélisé, dans la première partie, l'onduleur triphasé en pont à deux niveaux, et mettre sous forme d'algorithme une tel stratégie de commande pour faciliter son exploitation.

La détermination en temps réel les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs fait l'appel à trois techniques :

- Utiliser les intersections d'une onde de référence généralement sinusoïdale avec une onde de porteuse généralement triangulaire (MLI sinus-triangle).
- Utiliser une bascule à hystérésis commandée par la différence entre une onde de référence et l'onde de la grandeur réelle (hystérésis).
- Utiliser la projection du vecteur de référence sur les vecteurs de commutation dans le plan α - β (MLI vectorielle).

La modélisation de la machine asynchrone, l'objet de troisième partie, est une étape très importante, se base sur les hypothèses simplificatrices et la transformation de PARK, afin de réduire le nombre d'équations.

L'étude du dernier chapitre nous a permis de faire une comparaison entre la commande par MLI vectorielle et les deux techniques de commande (en pleine onde et par MLI sinus-triangle) d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone à cage, les résultats obtenus montrent que la MLI vectorielle présente une meilleure approximation du fonctionnement optimal de la machine.

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

- Etude comparative entre la MLI vectorielle de séquence symétrique et les autres types de la MLI vectorielle.
- Réaliser cette stratégie de commande dans les conditions normales (non idéal).

ANNEXE

Paramètres des machines

La machine objet de notre étude est la machine asynchrone à cage de paramètres suivants :

Symboles	Description	Valeurs	Unités
R_s	Résistance statorique	1.2	Ω
R_r	Résistance rotorique	1.8	Ω
L_s	Inductance statorique	0.1554	H
L_r	Inductance rotorique	0.1568	H
L_m	Inductance mutuelle	0.15	H
J	Inertie du moteur	0.07	Kg.m^2
f	Coefficient de frottement	0.0001	N.m.s/rad
p	Nombre de paires de pôles	2	
P_n	Puissance nominale	4	KW
W_n	Vitesse nominale	157	rad/s
C_{en}	Couple électromagnétique	25	N.m
I_n	Courant nominale	13	A

Références

- [1] **A. MERABET** ; "Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone", Thèse de Doctorat, Université du Québec à Chicoutimi, 2007.
- [2] **E.E. El-kholy**, R. Kennel, A. El-refaei, S.A. El-Latif, F. Elkady ; "Robust space-vector current control ", Journal of ELECTRICAL ENGINEERING 57, NO. 2, 2006.
- [3] **F. LABRIQUE, G. SEGUIER, R. BAUSIERE** ; "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", 2^{ème} édition, TECHNIQUE & DOCUMENTATION-LAVOISIER, Paris, 1995.
- [4] **G. GUY, C. GUY** ; "Actionneurs électriques, principes modèles commande", édition Eyrolles, 2000.
- [5] **G. SÉGUIER, F. NOTELET** ; "Électrotechnique industrielle ", 3^{ème} édition, TECHNIQUE & DOCUMENTATION-LAVOISIER, Paris, 2006.
- [6] **S. HAMDUCHE** ; "Contribution a l'amélioration des structures de régulation des courants des machines à courant alternatif", Thèse de Magister, Université de Batna, 2007.
- [7] **H. TAMRABET** ; "Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone", Thèse de Magister, Université de Batna, 2006.
- [8] **T. WILDI, G. SYBILLE** ; "Électrotechnique", 3^{ème} édition, De Boeck Université, 2000.
- [9] **V.Himamshu Prasad** ; "Analysis and comparison of space vector modulation schemes for three-leg and four-leg voltage source inverters" Master of Science, Blacksburg, Virginia, 15 mai 1997.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DE DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par : Monsieur : BENDAIKHA A. Malik

Présenté par : - BRAHIMI Mohamed El Amine
- BABAH Azmi

Thème :

**COMMANDE PAR MLI VECTORIELLE D'UN ONDULEUR ALIMENTANT UN
MOTEUR A CAGE**

Résumé :

L'inconvénient principal des onduleurs est l'obtention de la tension alternative non sinusoïdale à la sortie. Ce problème influe d'une manière négative sur le moteur qui est conçu pour fonctionner avec une tension alternative sinusoïdale, cela engendre des pertes additionnelles aux niveaux des bobinages des moteurs et le rendement devient faible.

Pour résoudre ce problème, plusieurs travaux ont été réalisés pour minimiser les harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur, parmi ces méthodes : l'utilisation des différents lois de commande des convertisseurs, la commande par MLI vectorielle est devenue la méthode la plus employée pour commander l'onduleur afin d'obtenir une tension plus proche à la sinusoïdale.

Notre travail entre dans ce cadre c'est-à-dire l'utilisation de la commande vectorielle pour commander un onduleur alimentant un moteur à cage.

Mots clés :

MLI vectorielle, onduleur, machines électriques.