

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

BADKI MOKHTAR-ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITE DE BADJI MOKHTAR-ANNABA



جامعة باجي مختار - محاضرة -

Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electrotechnique

Année 2007

THESE

Présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat

**AMELIORATION DE LA QUALITE DE L'ENERGIE DELIVREE PAR UN
ONDULEUR MULTI NIVEAUX ALIMENTANT UNE MACHINE
ASYNCHRONE A CAGE.**

Option :
Commande Electrique

par :
Madame Kelaiaia Mounia Samira

Directeur de Thèse : Doghmane N. Prof. Univ. Annaba

Jury de soutenance

Président : Nemamcha M. Prof. Univ. Guelma
Examineurs : Debbache N. Prof. Univ. Annaba
 Tebbikh M. Prof. Univ. Guelma
 Bounaya K. M.C. Univ. Guelma

REMERCIEMENTS

A mon président de Jury

Monsieur Nemamcha M. : Professeur à l'université de Guelma

Qui a bien voulu me faire l'honneur
d'accepter la présidence de cette
soutenance .

Qu'il trouve ici l'expression de ma
déféréte gratitude et mes respectueux
remerciements pour la bienveillance et
l'intérêt qu'il a manifesté à mon égard.

A mon directeur de thèse

Monsieur Doghmane N. : Professeur à l'université d'Annaba

En témoignage de ma respectueuse
reconnaissance, qu'il me soit
permis de l'assurer de mon profond
dévouement.

A Messieurs . Debbache N. : Professeur à l'université d'Annaba,

Tebbikh. M. : Professeur à l'université de Guelma,

Bounaya. K. : Maître de conférence à l'université de Guelma.

Qu'il me soit permis de leurs exprimer
mon profond respect et mes très sincères
remerciements pour l'honneur qu'ils
m'ont fait en acceptant de siéger
à mon Jury.

A Monsieur Labar H. Maître de conférence à l'université de Annaba

Je le remercie pour ses idées et soutien,
qu'il trouve ici l'hommage
de ma respectueuse et sincère admiration

Résumé

Le développement de l'électronique dans le domaine de la fabrication des semi conducteurs qui font le compromis entre puissance et fréquence de coupure d'une part et les nouvelles technique de commande d'autre part, nous permet de mieux gérer l'environnement des entraînement à vitesse et/ou couple variables.

Une des pièces maîtresses des entraînements à vitesse variable sont les onduleurs. Les nouvelles tendances dans ce domaine sont l'utilisation des onduleurs multi niveaux.

Dans cette Thèse et à la différence des autres travaux parus dans l'étude des onduleurs multi niveaux , on a montré les limites en modulation et rapport d'amplification du circuit de commande dont on a prouvé la coïncidence avec les limites des Gto. L'autre point essentiel traité, est l'utilisation d'une et d'une seule porteuse pour les trois phases simultanément, et ce pour des fins de minimisation du coût de la conception du circuit de commande.

Enfin on a montré d'autres applications de l'onduleur trois niveaux dans le démarrage progressif des moteurs de grande puissance ainsi que le freinage des systèmes de levage.

Les recommandations ainsi que les solutions spécifiques à chaque cas sont également très détaillés.

ملخص

تطور الالكترونيك في مجال صنع النصف نوافل الدين يشكلون اتفاق بين القدرة و التوتر النقاط ع من جهة و تقنيات التحكم الجديدة من جهة أخرى يمكننا من تسيير جيد لمحيط المحركات الكهربائية دان السرعة أو/و العزم المتغير.

واحدة من أهم مكونات المحركات دان السرعة المتغيرة هي المبدلات من الساكن إلى المتغير. آخر التطورات في هذا الميدان تتمثل في استعمال المبدلات المتعددة الدرجات في هذه الأطروحة على الفرق مع البحوث الأخرى التي تناولت نفس الموضوع, بين الحدود لنصف نوافل دورة التحكم و كذلك استعمال ناقلة واحدة لثلاث نقاط تغذية المحرك الكهربائي. و هذا لغاية اقتصادية تتمثل في نقص تكلفة صنع دورة التحكم.

وأخيرا بينا استعمالات أخرى لمبدلات ثلاث درجات وذلك في الانطلاق المتدرج للمحركات الكهربائية ذات القدرة الكبيرة و كذلك في كبح هياكل الرفع

كل الوصيات و كذلك الحلول الخاصة بكل حالة نجدها مفصلة في هذه الأطروحة

Abstract

The rapid development of the capacity and the switching frequency of the power semiconductor devices and the continuous advance of the power electronics technology have made many change in static power converter environments and industrial motor drive with speed and/or torque change.

The essential component of these adjusted speed drives are the inverters. The novel applications in this area are the multi level inverters

In this Thesis and at the difference of the other works appeared in the study of the multilevel inverter, we showed the limits in modulation (m) and ratio of control circuit gain (r); where the coincidence with the limits of the Gtos has been proven. The other essential point, is the use of one and only one carrier frequency for the three phases simultaneously, in order to minimize the cost of the control circuit conception .

Finally, other applications of the three level inverter in the progressive starting of large power motors as well as the braking of the lifting systems are explained.

The recommendations and specific solutions to every case are also very detailed.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DES MACHINES ASYNCHRONES	
INTRODUCTION	6
I.1. CONSTRUCTION DE LA MACHINE	7
I.1.1. STATOR	7
I.1.2. ROTOR	7
I.1.3. ORGANES MECANIQUES	11
I.2. ALIMENTATION ET CARACTERISTIQUES DE FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE	12
I.2.1. DEMARRAGE DES MACHINES ASYNCHRONES	12
I.2.2. FREINAGE DES MACHINES ASYNCHRONES	16
I.2.3. VARIATION DE LA VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	17
CHAPITRE II : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	
II.1. REPRESENTATION SCHEMATIQUE	22
II.2. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	24
II.3. EQUATIONS ELECTRIQUES DE LA MACHINE ASYNCHRONE	24
II.4. EQUATION MECANIQUE	25
II.5. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	25
II.5.1. TRANSFORMATION DE PARK	27
II.5.2. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LE REPERE DE PARK	28
II.5.3. LE CHOIX DU REPERE DE REFERENCE	29
CHAPITRE III : MODELISATION D'UN ONDULEUR A DEUX NIVEAUX	
INTRODUCTION	32
III.1. MODELISATION ET FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS A DEUX NIVEAUX	34
III.1.1. Onduleur à conduction 180°	35
III.1.2. Onduleur à conduction 120°	37
III.1.3. Onduleur à commande MLI	37
III.2. MODELISATION D'UN BRAS DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX	37
III.2.1. DIFFERENTES CONFIGURATIONS D'UN BRAS	37
III.2.2. MODELE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX	39
III.3. PRINCIPE DE LA MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION	39
CHAPITRE IV : MODELISATION DES ONDULEURS MULTI NIVEAUX	
INTRODUCTION	46
INTERET DES CONVERTISSEURS STATIQUES MULTINIVEAUX	47
IV.1. MODELISATION DE ONDULEURS A TROIS NIVEAUX	48

IV.1.1. STRUCTURE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX	48
IV.1.2. CONFIGURATIONS ET FONCTIONNEMENT D'UN BRAS DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX	50
IV.1.3. MODELE DE LA COMMANDE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX	52
IV.1.4. FONCTIONS DE CONNEXION	53
IV.1.5. MODELISATION DES VALEURS INSTANTANEEES	54
IV.1.6. STRATEGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX	57
IV.1.7. CARACTERISTIQUES DE SORTIE DE L'ONDULEUR TROIS NIVEAUX	59
IV.1.8. ASSOCIATION CONVERTISSEUR MACHINE	62
IV.1.9. CONCLUSION & RECOMMANDATIONS	66
IV.2. MODELISATION DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX	67
IV.2.1. STRUCTURE DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX	67
IV.2.2. CONFIGURATIONS ET FONCTIONNEMENT D'UN BRAS DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX	68
IV.2.3. MODELE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX	73
IV.2.4. MODELISATION DES VALEURS INSTANTANEEES	74
IV.2.5. COMMANDE TRIANGULO-SINUSOIDALE	74
IV.2.6. CARACTERISTIQUES DE SORTIE DE L'ONDULEUR CINQ NIVEAUX	75
IV.2.7. ASSOCIATION CONVERTISSEUR MACHINE	78
IV.2.8. INTERPRETATION	81
CHAPITRE V : AUTRES DOMAINES D'APPLICATION DE L'ONDULEUR TROIS NIVEAUX	
V. AUTRES DOMAINES D'APPLICATION DE L'ONDULEUR TROIS NIVEAUX	83
V.1. DEMARRAGE D'UNE GRANDE MACHINE	83
V.2. SYSTEME DE LEVAGE	84
V.3. ENTRAINEMENT A VITESSE VARIABLE	86
V.3.1. REGLAGE DE LA VITESSE PAR LA TENSION DE SORTIE DE L'ONDULEUR	86
V.3.2. REGLAGE DE LA VITESSE PAR LA VARIATION DE LA FREQUENCE DE L'ONDULEUR	87
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES	91
ANNEXES	
A	94
B	94
C	95
BIBLIOGRAPHIE	96

LISTE DES FIGURES

Fig.	Titre
Chapitre I	
Fig.I.1.	représentation sur le plan dq des courants et tensions d'une machine asynchrone alimentée par le réseau
Fig.I.2.	vue de la cage d'écurueil du rotor de la machine asynchrone seul
Fig. I.3.	Caractéristique de démarrage d'un moteur asynchrone à cage
Fig. I.4.	différents organes de la machine asynchrone
Fig.I.5.	caractéristiques de sortie de la machine asynchrone
Fig.I.6.	courant de phase absorbé par la machine asynchrone
Fig.I.7.	effet de l'insertion des résistances sur les caractéristiques de sortie de la machine asynchrone
Fig.I.8	couplage des enroulements de la machine asynchrone sur la tension continue
Fig.I.9.	fonctionnement dans les quatre quadrants
Chapitre II	
Fig. II.1 :	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor .
Fig.II.2.	schéma équivalent monophasé de la machine asynchrone en régime permanent
Fig II.3. :	Le modèle de la machine asynchrone après transformation de PARK
Chapitre III	
Fig.III.1	Schéma de puissance de l'association Réseau → Convertisseur AC/DC & DC/AC → Machine
Fig.III.2.	Tensions délivrées par l'onduleur à conduction 180°
Fig.III.3	Tensions délivrées par l'onduleur à conduction 120°
Fig.III.4	bras d'un onduleur deux niveaux
Fig.III.5	état de fonctionnement des interrupteurs d'un bras de phase
Fig.III.6.	principe de fonctionnement de technique MLI
Fig.III.7	Tensions délivrées par l'onduleur à commande MLI
Chapitre IV	
Fig.IV.1.1.	Onduleur triphasé à trois niveaux
Fig.IV.1.2 .a.	Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire GTO – diode
Fig.IV.1.2 .b	un bras de l'onduleur à trois niveaux
Fig.IV.1.3	Les configurations possibles pour un bras de l'onduleur à trois niveaux
Fig.IV.1.4	représentation vectorielle des tensions pour différentes commutations
Fig.IV.1.5. .	tensions de sorties simples et composées délivrées par l'onduleur trois niveaux
Fig.IV.1.6.	Variation de la tension efficace de sortie de l'onduleur en fonction de r et m

Fig.	Titre
Fig.IV.1.7.	Spectre harmonique de la tension de sortie du convertisseur en 3 D.
Fig.IV.1.8.	Schéma de principe du modèle de simulation
Fig.IV.1.9.	variation vectorielle du courant de charge de la machine asynchrone
Fig.IV.1.10.	Spectre harmonique du courant de sortie du convertisseur en 3 D.
Fig.IV.1.11.	Variation du courant de démarrage de la machine asynchrone en fonction de r et m
Fig.IV.1.12.	Influence des indices de réglage sur les oscillations mécaniques du rotor du moteur asynchrone
Fig.IV.1.13.	Variation de la vitesse angulaire de la machine asynchrone en fonction de r et m
Fig IV.2.1	onduleur triphasé à cinq niveaux
Fig.IV.2.2	structure d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux
Fig.IV.2.3	Les configurations possibles d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux
Fig.IV.2.4.	Représentation vectorielle des tensions V_d et V_q pour différentes commutations
Fig.IV.2.5.	tensions de sorties simples et composées délivrées par l'onduleur cinq niveaux
Fig.IV.2.6	variation de la tension efficace de sortie de l'onduleur en fonction de r et m
Fig.IV.2.7.	spectre harmonique de la tension de sortie de l'onduleur en 3D
Fig.IV.2.8	modèle de simulation de l'association onduleur cinq niveaux à la machine asynchrone
Fig.IV.2.9	variation vectorielle du courant de charge d'une machine asynchrone
Fig.IV.2.10	variation du courant de démarrage de la machine asynchrone en fonction de r et m
Fig.IV.2.11	spectre harmonique du courant de sortie de l'onduleur en 3 D
Fig.IV.2. 12	variation de la vitesse angulaire de la machine asynchrone en fonction de r et m
Fig.IV.2.13	oscillations de l'arbre de la machine asynchrone en fonction de r et m
Chapitre V	
Fig.V.1	Impacte de la variation continue du coefficient de réglage sur les caractéristiques électriques et mécaniques du moteur asynchrone
Fig.V.2.	Influence de la dynamique de réglage de r sur U_g
FigV.3.	oscillations engendrées à la suite d'un arrêt :
Fig.V.4.	freinage commandé d'un système de levage
Fig.V.5.	principe de réglage par r

Fig.	Titre
Fig.V.6.	variation de la tension délivrée par l'onduleur trois niveaux en fonction de r pour $v_{ref}=220$; $m=24$;
Fig.V.7.	effet de la variation de la fréquence sur la vitesse de rotation de la machine asynchrone
Fig.V.8.	influence de la fréquence sur le courant de démarrage
Fig. V.9.	Insensibilité de la tension efficace par rapport à la fréquence
Fig.V.10.	effet de la fréquence sur le THDi
Fig.V.10.	effet de la fréquence sur le THDv

LISTE DES SYMBOLES

Chapitre I

Ω_s :	vitesse synchrone de rotation du champ tournant.
ω :	pulsation des courants alternatifs
p :	nombre de paires de pôles.
G :	glissement du rotor
n_s :	vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant
n :	vitesse de rotation du rotor
C_r	couple résistant de la machine entraînée
C_m	couple moteur
f :	coefficient de frottement

Chapitre II

$V_s(a,b,c)$:	tension statorique
R_s :	résistance statorique
L_{ss} :	inductance propre du stator
L_{rr} ;	inductance propre du rotor
Φ_s :	flux statorique
Φ_r :	flux rotorique
M_{sr} :	inductance mutuelle entre le stator et le rotor
I_s :	courant du circuit statorique
I_r :	courant du circuit rotorique
C_e :	couple électromagnétique
J :	moment d'inertie
θ :	angle de rotation de la machine
σ	coefficient de dispersion
V_{ds} :	tension d'axe direct statorique
V_{qs} :	tension d'axe quadratique statorique
i_{ds} :	courant d'axe direct statorique
i_{qs} :	courant d'axe quadratique statorique
i_{dr} :	courant d'axe direct rotorique
i_{qr} :	courant d'axe quadratique rotorique

Chapitre III

$V_{km}(a,b,c)$:	tension par rapport à M
U_{c1} ; U_{c2} :	tension continue
G_{ki} :	commande du GTO ki

Chapitre IV

F_{ki} :	fonction de connexions
$V(a,b,c)$:	tension simple
$V(ab\ bc\ ca)$:	tensions composées
F_p :	fréquence de la porteuse
m :	indice de modulation
T :	période
U_{pm} :	valeur crête de la porteuse
$V_{ref}(1,2,3)$:	tensions de références de l'onduleur
U_{eff} :	tension efficace de sortie de l'onduleur
τ_i ; τ_v :	THD de courant et de tension
I_d :	courant de démarrage

INTRODUCTION GENERALE

La dernière décennie a été marquée par des avancées technologiques sans précédent dans le domaine de l'électronique de puissance. Ces progrès technologiques sont de trois ordres :

- D'une part, les interrupteurs de puissance employés dans les structures de convertisseurs sont capables de commuter de plus en plus rapidement, et de tenir des tensions à l'état bloqué et des courants à l'état passant de plus en plus élevés.
- D'autre part, de nouvelles structures de convertisseurs sont apparues. Certaines d'entre elles favorisent des fréquences de commutation élevées (convertisseurs à commutation douce, ou dotés de circuits d'aide à la commutation). D'autres sont plutôt destinées à transférer des niveaux de puissance importants (structures multiniveaux, multicellulaires, et multicellulaires étagées ...).
- Enfin, parallèlement à l'émergence de ces nouvelles structures, les nouvelles stratégies de commande qui leur sont associées ont été mises au point et utilisées.

Grâce aux performances accrues des convertisseurs statiques, de nouveaux champs d'application se sont ouverts. Certains d'entre eux sont très exigeants en termes de performances dynamiques. Nous pouvons citer comme exemples le filtrage actif et la dépollution de réseaux électriques, l'alimentation de machines à courant alternatif pour des applications particulières, l'amplification de puissance (audio...). Pour de telles applications, il faudra un convertisseur idéal, qui génèrera une tension (ou un courant) de sortie rigoureusement identique à un signal de référence, à un facteur de proportionnalité près, y compris lorsque ce signal varie rapidement. Le transfert d'énergie entre la source et le récepteur sera alors idéalement contrôlé, et il n'y aura pas d'harmoniques indésirables sur la tension (ou le courant) de sortie du convertisseur. En réalité, les convertisseurs statiques ne peuvent fournir qu'une tension (ou un courant) découpé(e). Pour réduire les effets indésirables du découpage de la tension de sortie, et tendre ainsi un peu plus vers le 'convertisseur idéal', il existe trois moyens d'action :

- On peut augmenter le nombre de niveaux disponibles en sortie du convertisseur statique. Cela permet alors de réduire l'amplitude des fronts de la tension découpée, donc l'amplitude des raies harmoniques induites par le découpage.

- On peut également augmenter la fréquence de découpage de la tension de sortie, de manière à repousser plus loin les harmoniques de découpage, et en faciliter le filtrage. Cela n'est possible que si les interrupteurs statiques ne commutent pas déjà à leur fréquence maximale admissible.
- Enfin, on peut chercher à optimiser la stratégie de commande, de manière à assurer une poursuite du signal de référence, la meilleure possible, pour un convertisseur donné, commutant à une fréquence imposée par des limitations technologiques, et avec un nombre de niveaux donné.

L'objectif de ce travail de thèse concerne les deux premiers points.

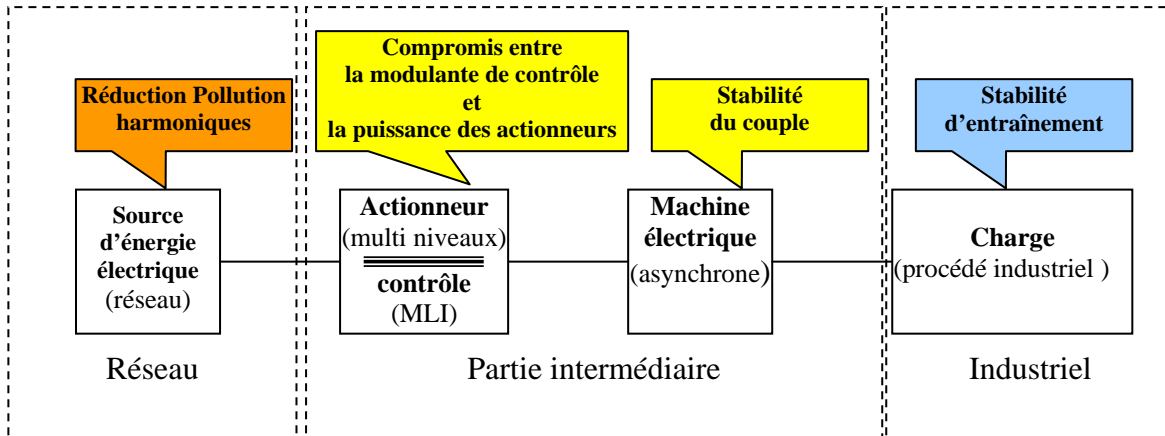
Nous avons organisé ce document en cinq chapitres.

- Le premier chapitre est entièrement consacré à la machine la plus utilisée à savoir la machine asynchrone. On y trouve tout ce qui est lié à la construction et au fonctionnement de la machine asynchrone et principalement celle à cage.
- Le second chapitre présente le modèle mathématique adopté de la machine à savoir le modèle de Park. Ce dernier constituera l'outil de base pour l'élaboration de la simulation de notre entraînement électrique.
- Le troisième chapitre rappelle brièvement la structure de l'onduleur à deux niveaux, les différentes techniques de commande adoptées.
- Le quatrième chapitre traite les onduleurs multi niveaux. L'objectif de notre recherche, s'exprime dans l'étude des deux configurations principales des onduleurs multicellulaires (onduleur trois et cinq niveaux). Dans ce chapitre on trouve aussi un état de l'art très détaillé des convertisseurs multi niveaux associés à la machine asynchrone commandée en modulation de largeur d'impulsion.
- Le cinquième chapitre est consacré à l'onduleur trois niveaux où on présente d'autres applications de ce convertisseur.

Enfin, en conclusion de cette thèse, nous envisagerons des axes de recherche pour améliorer la commande des machines asynchrones et élargir leur champ d'application.

Problématique

Les procédés comportant des échanges d'énergie qu'on peut rencontrer dans l'industrie telle que les fabriques à papier où les enroulements et les déroulements engendrent des échanges d'énergie, en passant par le réseau, le polluent. Pour améliorer globalement l'adéquation procédé/réseau on a recours de plus en plus aux convertisseurs de type MLI



Les onduleurs ont été utilisés dans l'alimentation des moteurs électriques à induction afin d'assurer une variation continue de la vitesse. En plus de la génération d'harmoniques ce type d'alimentation provoque des ondulations de la vitesse qui se convertissent en vibrations ce qui a imposé l'utilisation des moteurs à courant continu dans les TGV. Cette vibration conduit à une excentricité du rotor de la machine (dangereuse en grande vitesse). Ce problème peut être atténué en utilisant les techniques MLI, mais ces dernières restent insuffisantes car l'échantillonnage provoque des ondes électromagnétiques pulsatoires du couple qui entraînent des écarts énergétiques très importants (proportionnels à la puissance) ; lesquelles se manifestent par des sur-échauffements des actionneurs.

L'autre aspect à soulever est le compromis entre la fréquence de hachage et la fréquence de coupure de l'actionneur. Cette contrainte a limité l'utilisation de ce type de réglage de vitesse aux moteurs de faible puissance car la fréquence et la puissance de l'actionneur sont inversement proportionnels. A titre indicatif les GTO peuvent transférer une puissance allant jusqu'à 10MW mais avec une fréquence de hachage ne dépassant pas les quelques centaines de Hertz tandis que les transistors transfèrent moins que 100 kW sous des kilohertz de hachages.

Pour résoudre ces problèmes nous proposons une autre architecture des onduleurs. Avec une commande adaptée le modèle proposé permet de lever les contraintes suscités

Impact de la Thèse

Les années de recherche et d'investigation dans ce domaine nous ont permis d'atteindre les résultats Pédagogique, Economique et Scientifique suivants

Pédagogique

Les travaux et les résultats obtenus ont été très bien appréciés par le responsable du thème “*sûreté de fonctionnement des systèmes électriques.*” du laboratoire CEGELY-UMR de Lyon. Il a été proposé, dans ce sens d'initier une collaboration avec le laboratoire CEGELY de Lyon (dans le cadre d'un programme intégré) à orienter vers la réalisation pratique des propositions et recommandations données, sur les modèles embarqués et de puissances

Cet éventuel accord comportera dans son programme la formation des chercheurs et des étudiants en première et deuxième post graduation ainsi que le transfert des techniques nouvelles dans le domaine des onduleurs multi-niveaux et spécialement la structure que nous avons étudiée (l'onduleur trois niveaux ,NPC)

Economique

Cette Thèse a servi comme plate-forme pour l'élaboration du projet de recherche N° J2300/02/51/06 agréé en 2006 et intitulé “*amélioration de la qualité de l'énergie délivrée par un onduleur trois niveaux alimentant une machine asynchrone à cage.*”

Ce projet prendra en charge la réalisation d'un bras de l'onduleur comme premier résultat.

Scientifique

Les techniques proposées ont été très bien appréciées dans plusieurs congrès en France dont un article a été sélectionné comme best of et sera publié dans un numéro spécial d'une revue .Dans le même cadre la thèse a servi pour une publication dans une revue indexée et abstractée dans 7 bases de données.

CHAPITRE I

**DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT
DES MACHINES ASYNCHRONES**

INTRODUCTION

Le moteur asynchrone est de beaucoup le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer. Les machines triphasées, alimentées directement par le réseau, représentent la grande majorité des applications ; supplantant les machines monophasées aux performances bien moindres et au couple de démarrage nul. Les caractéristiques de courant absorbé et de couple de cette machine sont bien connues. Elles font apparaître très clairement une pointe d'intensité de 5 à 10 fois I_n ainsi qu'un à-coup de couple. La pointe d'intensité est nuisible pour le réseau d'alimentation et il sera quelquefois nécessaire de la réduire. L'à-coup de couple est gênant pour la mécanique entraînée ; il peut même avoir des conséquences destructives.

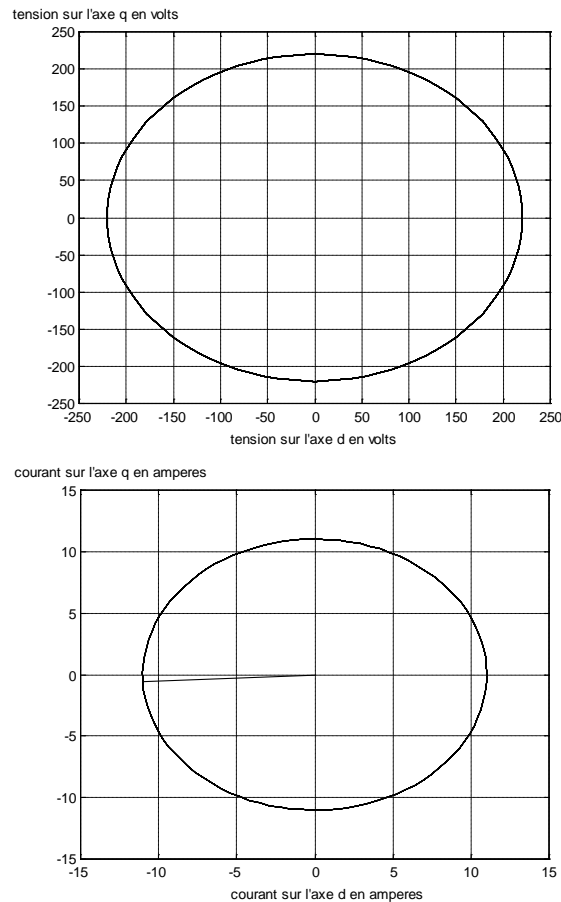


Fig.I.1. représentation sur le plan dq des courants et tensions d'une machine asynchrone alimentée par le réseau

I.1 CONSTRUCTION DE LA MACHINE

Une machine asynchrone est constituée [25] des principaux éléments suivants :

- * stator (partie fixe) constitué de disques en tôle magnétique portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- * rotor (partie tournante) constitué de disques en tôle magnétique empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement bobiné.
- * les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous ensembles

I.1.1. STATOR

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor ; dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe, le même. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. Dans une machine asynchrone triphasée le stator est constitué de trois enroulements (bobines) parcourues par des courants alternatifs triphasés et possède "p" paires de pôles.

Les courants alternatifs créent un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme

$$\Omega_s = \omega/p$$

Ω_s : vitesse synchrone de rotation du champ tournant , rad.s^{-1} .

ω : pulsation des courants alternatifs , rd.s^{-1} . $\omega = 2.\pi.f$

p : nombre de paires de pôles.

I.1.2. ROTOR

Le rotor n'est relié à aucune alimentation il tourne à la vitesse Ω inférieur à la vitesse de synchronisme Ω_s . On dit alors que le rotor glisse par rapport au champ tournant d'où la notion de glissement g dépendant de la charge est défini par

$$g = (n_s - n)/n_s = (\Omega_s - \Omega) / \Omega_s$$

n_s : vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant (tr.mn^{-1}).

n : vitesse de rotation du rotor (trs.mn^{-1}).

$\Omega_s = 2\pi n_s$ (rd.s^{-1}) et $\Omega = 2\pi n$ (rd.s^{-1})

Selon la construction du rotor on distingue

a. Rotor bobiné

Le rotor comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôle empilés sur l'arbre de la machine. Cet enroulement est obligatoirement polyphasé, même si le moteur est monophasé, et, en pratique, toujours triphasé à couplage en étoile. Les encoches, découpées dans les tôles sont légèrement inclinées par rapport à l'axe de la machine de façon à réduire les variations de réluctance liées à la position angulaire rotor/stator et certaines pertes dues aux harmoniques. Les extrémités des enroulements rotoriques sont sorties et reliées à des bagues montées sur l'arbre, sur lesquelles frottent des balais en carbone. On peut ainsi mettre en série avec le circuit rotorique des éléments de circuit complémentaires (résistances, électronique de puissance...) qui permettent des réglages de la caractéristique couple/vitesse. Ce type de moteur est utilisé essentiellement dans des applications où les démarrages sont difficiles et/ou nombreux ;

b. Rotor à cage

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné.

Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. Dans certaines constructions, notamment pour des moteurs à basse tension (par exemple 230/400 V), la cage est réalisée par coulée et centrifugation d'aluminium.

On démontre que, si le nombre de barres est suffisamment grand, la cage se transforme automatiquement en un circuit polyphasé de polarité adéquate. Ce type de moteur, beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné est, par conséquent, d'un prix de revient inférieur et d'une robustesse intrinsèquement plus grande (fig. 1.2). Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service. Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple). C'est pour remédier à cette situation qu'ont été développés deux autres types de cages (rotor à double cage et rotor à encoches profondes).

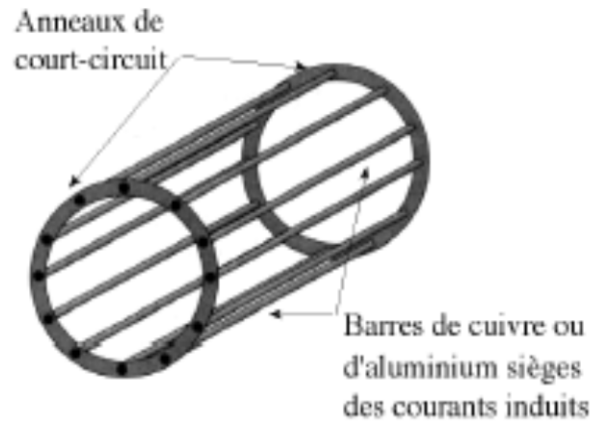


Fig.I.2. vue de la cage d'écureuil du rotor de la machine asynchrone seul

c. Rotor à double cage

Le rotor comporte deux cages coaxiales. L'une (fréquemment réalisée en laiton ou en bronze), externe, à résistance relativement élevée, est placée près de l'entrefer, L'autre (en cuivre), interne, de plus faible résistance, est noyée dans le fer. Au démarrage, le courant rotorique, de fréquence égale à la fréquence f du réseau d'alimentation, se situe essentiellement dans la cage externe, du fait de la faible pénétration des courants dans l'épaisseur du rotor (effet de peau). Sa relativement forte résistance réduit l'appel de courant et accroît le couple de démarrage. Au contraire, lorsque le moteur atteint son régime nominal de fonctionnement, normalement caractérisé par un faible glissement g , donc une fréquence rotorique basse, la cage interne de faible résistance est parcourue par la presque totalité du courant rotorique ce qui réduit le glissement donc les pertes rotoriques. On peut ainsi, obtenir des couples de démarrage C_d de deux à trois fois supérieurs à ceux du rotor à simple cage sans trop augmenter le glissement nominal.

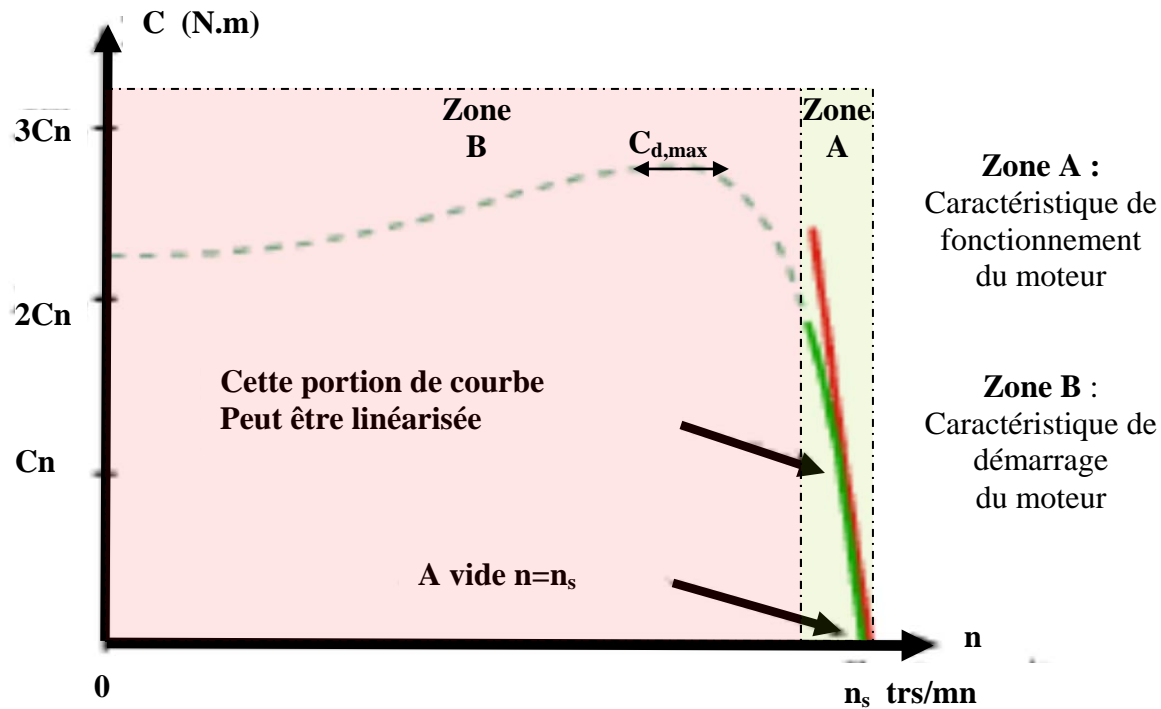


Fig. I.3. Caractéristique de démarrage d'un moteur asynchrone à cage

d. Rotor à encoches profondes

Le rotor à double cage est beaucoup plus difficile à construire que le rotor à simple cage et est donc d'un coût plus élevé. On peut pallier à cet inconvénient, tout en gardant une partie de ses avantages, en construisant une cage rotorique simple avec des barres très plates s'enfonçant profondément dans le circuit magnétique. Lors du démarrage, les lignes de courant se concentrent près de la périphérie et tendent ainsi à assigner une section de conducteur apparente réduite et, par conséquent, une résistance rotorique importante. En revanche, en marche normale, cet effet disparaît et les lignes de courant, en occupant la pleine section de la barre, retrouvent un circuit de faible résistance. Ce type de moteur, dit à encoches profondes, est très utilisé, notamment dans le cas des moteurs à haute tension à fort couple de démarrage. Il présente cependant l'inconvénient d'entraîner une augmentation du coefficient de dispersion des enroulements, donc une diminution du facteur de puissance du moteur, et bien sûr, d'exiger un diamètre de rotor plus important. Pour remédier à ce dernier inconvénient, on a parfois fait appel à des conducteurs ayant des formes plus compliquées, en trapèze, voire en L (la base du L étant en fond d'encoche).

I.1.3. ORGANES MECANIQUES

Le stator autoporteur reçoit de chaque côté un flasque sur lequel le rotor sera positionné grâce à des roulements à billes ou à rouleaux suivant le type de charge (axiale ou radiale). Un ventilateur est placé en bout d'arbre sur le rotor pour le refroidissement de la machine. Il peut être remplacé par une ventilation forcée motorisée pour le refroidissement aux vitesses lentes.

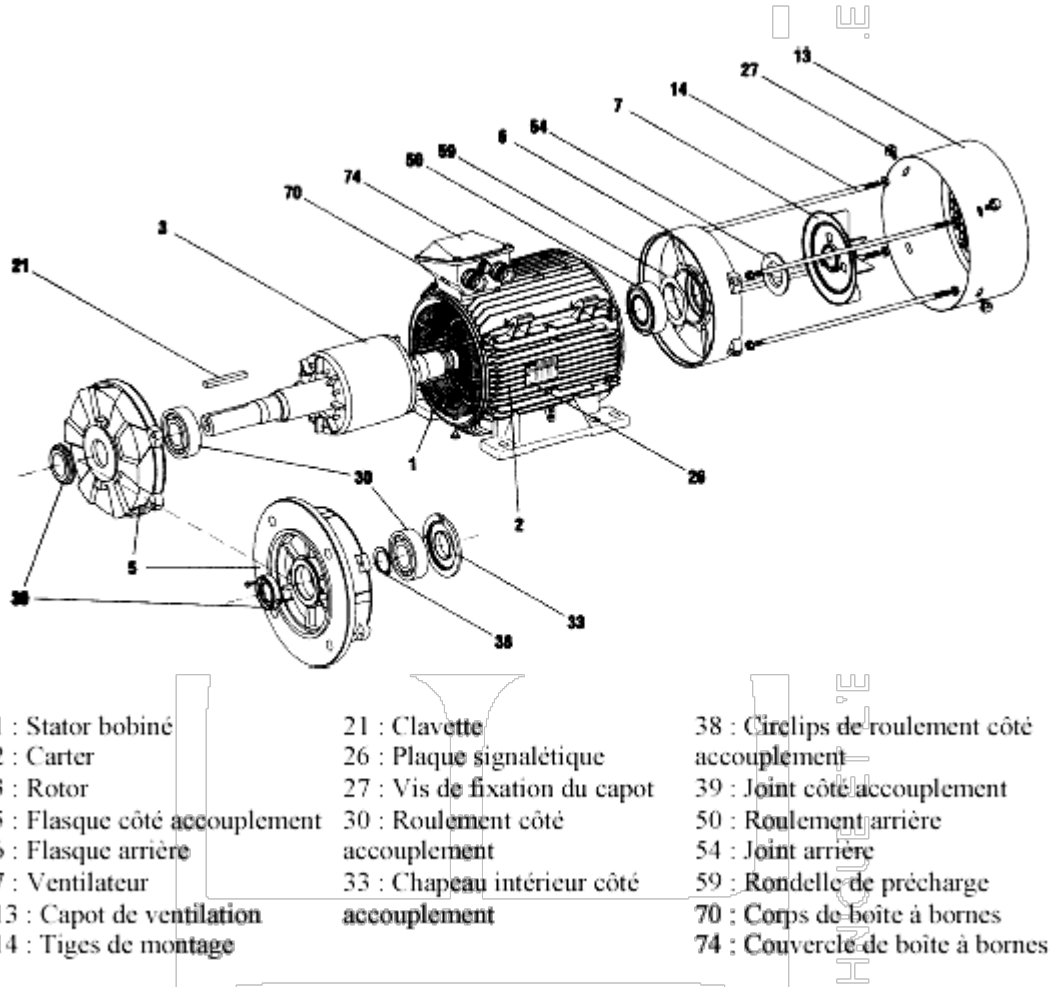


Fig. I.4. différents organes de la machine asynchrone

I.2. ALIMENTATION ET CARACTERISTIQUES DE FONCTIONNEMENT D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

I.2.1. DEMARRAGE DES MACHINES ASYNCHRONE

a. Démarrage direct

Caractéristiques en régime permanent :

Il semble assez naturel de vouloir raccorder la machine sur le réseau basse tension 230/400 V 50 Hz. Deux couplages sont alors possibles :

En étoile (Y) qui impose une tension simple à chaque enroulement ou en triangle (Δ) qui impose une tension composée à chaque enroulement ; mais il ne faut pas perdre de vue que plus la tension d'un réseau est faible, plus sa puissance de court circuit est faible, donc son impédance interne élevée. Cela signifie, pour un moteur d'une puissance donnée, que la chute de tension due au courant de démarrage sera d'autant plus importante que son alimentation se fera par un réseau de tension plus faible. Ces chutes de tension peuvent devenir insupportables pour le réseau comme pour le couple moteur. Lorsque le couple de démarrage est le critère le plus important, il faudra veiller à limiter la chute de tension pendant la phase de démarrage à 3% max. Ceci correspond à une diminution du couple de 6 à 8%. Il est souvent intéressant pour des moteurs de forte puissance d'opter pour des tensions d'alimentation plus élevées (Fig.I.3).

Caractéristiques en régime dynamique :

La caractéristique couple/vitesse en régime établi ne permet pas de voir l'évolution des grandeurs pendant la phase de démarrage. Cette phase transitoire fait apparaître une caractéristique couple/vitesse quelque peu différente.

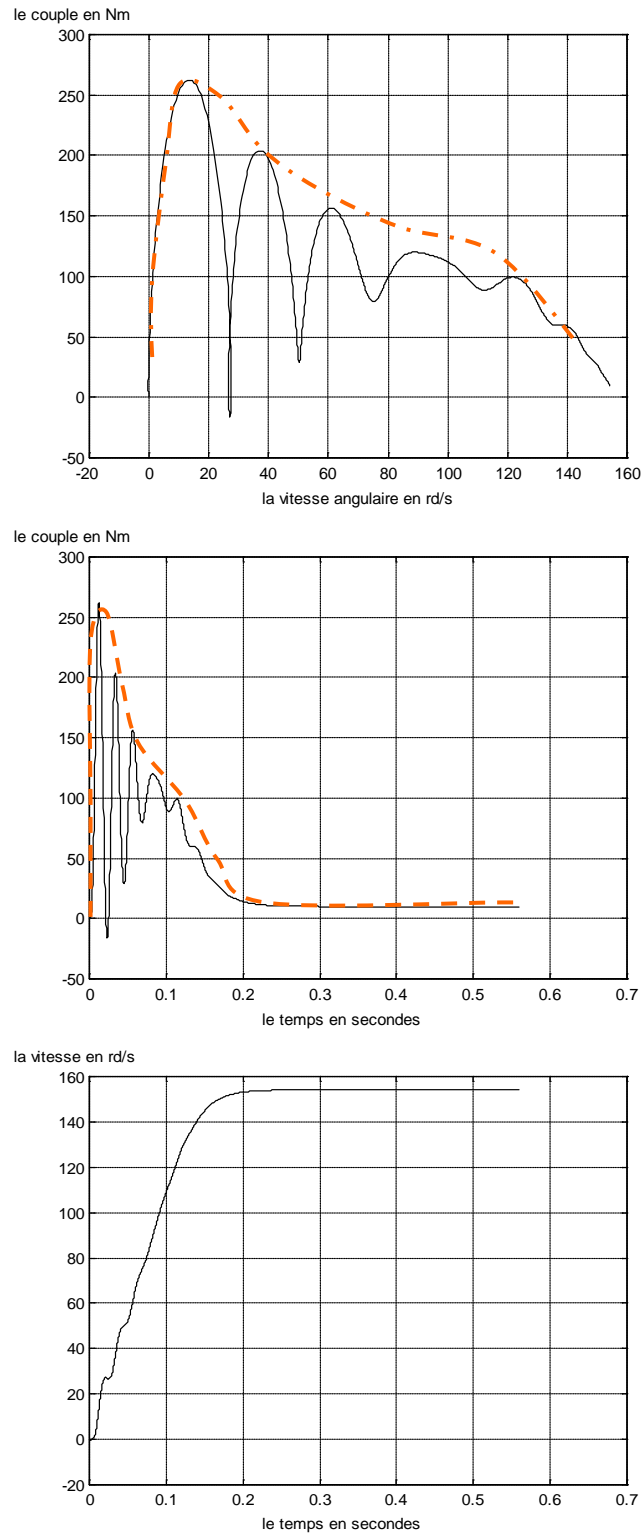


Fig.I.5. caractéristiques de sortie de la machine asynchrone

On retrouve ces ondulations de couple sur le relevé de l'évolution de la vitesse en fonction du temps (Fig.I.5). Sur le graphique ci-dessous on peut constater le relevé de l'évolution du courant en fonction du temps. On y relève quelques valeurs : le courant de démarrage $I_d = 130$ A pour un courant nominal indiqué sur la plaque signalétique de la machine de $I_n = 15$ A.

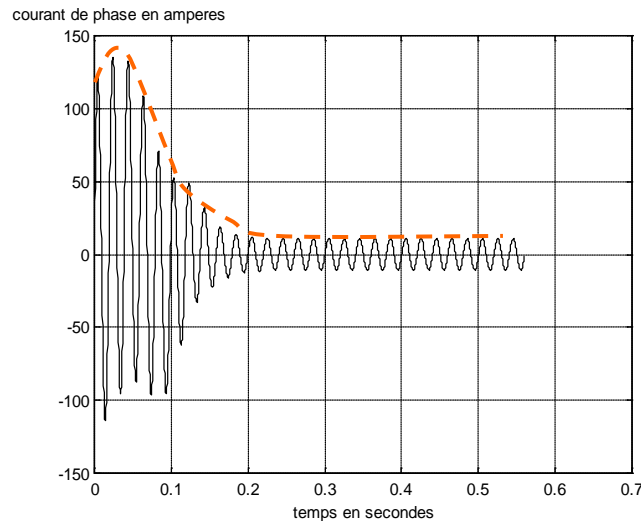


Fig.I.6. courant de phase absorbée par la machine asynchrone

b. Limitation du courant de démarrage

Pour les moteurs à cage la solution la plus couramment employée consiste à sous alimenter la machine pendant la phase de démarrage [26]. Il faut cependant que la charge mécanique permette cette sous alimentation car diminuer la tension dans un rapport $1/n$ entraîne une diminution du couple dans un rapport $1/n^2$. Les solutions techniques sont les suivantes :

Démarrage étoile - triangle : il nécessite la sortie des 6 bornes moteur et n'est envisageable que pour des petites puissances à cause de la brutalité des régimes transitoires lors des changement de couplage. C'est un procédé extrêmement simple et peu coûteux. Le couplage nominal de la machine doit être "triangle".

Insertion de résistances ou inductances statoriques : cette méthode permet d'avoir plusieurs crans de démarrage (Fig.I.7). Les résistances sont de type métallique ou électrolytique à variation continue. Cette solution est de plus en plus abandonnée au profit de solutions électroniques d'un coût voisin, d'un volume moindre et d'un rendement bien meilleur.

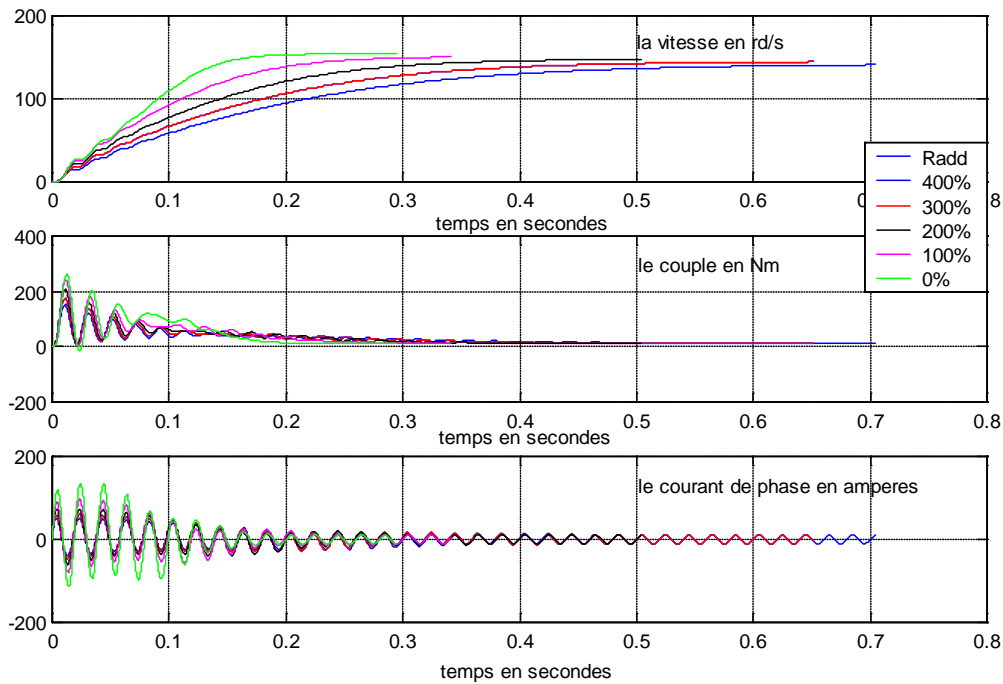


Fig.1.7. effet de l'insertion des résistances sur les caractéristiques de sortie de la machine asynchrone

Démarrage par autotransformateur à une ou plusieurs prises : il permet l'obtention d'un couple moteur plus élevé qu'avec une inductance statorique. Cette solution est également abandonnée au profit de solutions électroniques d'un coût inférieur.

Démarrage par gradateur de tension : il offre les mêmes performances que la solution précédente pour un coût et un encombrement moindre. Le couple résistant de la charge entraînée doit permettre un démarrage ; il sera donc nécessairement quadratique ($C_r = kv^2$, ventilation, pompage...). Des fonctionnalités supplémentaires peuvent lui être adjointes (démarrage à courant constant, dégomme de pompe, rampes d'accélération et de décélération)

Utilisation d'un onduleur de tension : Quoique plus souvent utilisé pour la variation de vitesse, l'onduleur de tension peut permettre de faire un démarrage souple avec limitation du courant dans les situations où aucune baisse du couple n'est possible.

Pour les moteurs à rotor bobiné, on a la possibilité d'insérer, lors d'un démarrage, des résistances dans le circuit rotorique. Cette solution permet à la fois de diminuer le courant de démarrage et d'augmenter le couple moteur. Les résistances sont de type métallique ou électrolytique à

variation continue. Dans ce cas, des solutions électroniques (gradateur rotorique) sont disponibles.

I.2.2. FREINAGE DES MACHINES ASYNCHRONES

a. Freinage par contre courant

Ce mode de freinage est obtenu par inversion de deux phases. Au moment de l'inversion, le glissement vaut presque 2, il se réduit ensuite rapidement sous l'effet du couple inverse par rapport au sens de rotation. Généralement, un dispositif électrique de coupure déconnecte le moteur du réseau au moment du passage à la vitesse nulle ($g=1$). Le couple de freinage moyen est, en général, supérieur au couple de démarrage pour des moteurs asynchrones à cage. La variation du couple de freinage dépend fortement de la conception de la cage rotorique. Ce mode de freinage implique un courant absorbé important, approximativement constant et légèrement supérieur au courant de démarrage.

Les sollicitations thermiques, pendant le freinage, sont 3 fois plus importantes que pour une mise en vitesse.

b. Freinage par injection de courant continu

Dans ce mode de freinage, le moteur asynchrone est couplé au réseau et le freinage est obtenu par coupure de la tension alternative et application d'une tension continue au stator. Quatre couplages des enroulements sur la tension continue peuvent être réalisés.

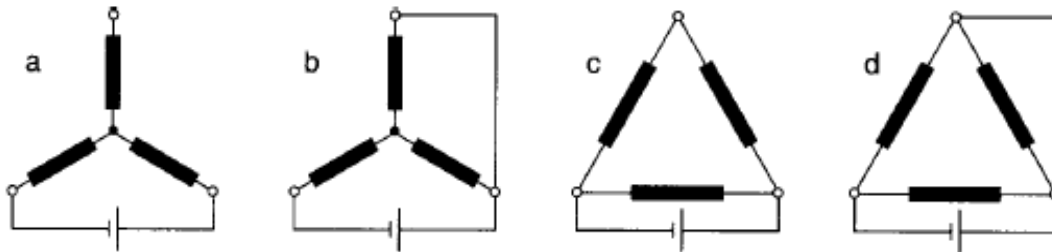


Fig.I.8 couplage des enroulements de la machine asynchrone sur la tension continue

La tension continue d'alimentation statorique est généralement fournie par une cellule de redresseur branchée sur le réseau. Les sollicitations thermiques sont approximativement 3 fois moins élevées que pour le mode de freinage par contre-courant.

c. Freinage en génératrice asynchrone

Ce mode de freinage s'applique aux moteurs multi vitesses lors du passage à la vitesse inférieure ou aux moteurs alimentés en fréquence variable lorsque celle-ci chute. Il est impossible d'obtenir l'arrêt complet du moteur par ce procédé. Les sollicitations thermiques sont approximativement identiques à celles qui sont obtenues par le démarrage à la vitesse inférieure dans le cas des moteurs à couplage Dahlander (rapport des vitesses 1 : 2). Le couple de freinage développé par la machine asynchrone, de vitesse inférieure, fonctionnant en génératrice asynchrone dans l'intervalle de vitesse ($2N_s$, N_s) est très important. Le couple maximal de freinage est sensiblement supérieur au couple de démarrage du moteur de vitesse inférieure.

d. Freinage mécanique

Des freins électromagnétiques (excitation en courant continu ou en courant alternatif) peuvent être montés à l'arrière des moteurs. Ils peuvent venir en complément d'un freinage électrique pour l'arrêt complet du moteur et son maintien en position sans alimentation. Ces freins sont toujours à manque de courant c'est à dire que le freinage se fait en l'absence d'alimentation du frein. Le dimensionnement et le choix de ce frein se font de la manière suivante :

La loi de la dynamique permet de déterminer le couple de freinage nécessaire pour immobiliser la charge en un temps donné par la norme ou le cahier des charges.

$$C_m = C_r + C_f + Jd(\omega)/dt$$

C_r est le couple résistant de la machine entraînée, qui peut être un couple de freinage (signe -) ou un couple d'accélération, dans le cas de charge entraînée (signe +). La détermination de C_f permet de choisir le frein.

I.2.3 VARIATION DE LA VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La grande majorité des applications d'entraînement par moteur électrique ne nécessite pas de réglage ou de maintien du couple, de la vitesse, de l'accélération ou d'autres grandeurs caractéristiques. Il n'est donc pas utile de mettre en œuvre des moyens de réglage de ces grandeurs. Un simple dispositif de démarrage peut s'avérer indispensable dans certains cas. La machine universelle pour les faibles puissances en alimentation monophasée et la machine asynchrone à cage sont les plus couramment utilisées pour une alimentation directe par le réseau.

Le point de fonctionnement statique dépend donc exclusivement des caractéristiques du réseau, de la machine, et de la charge entraînée. Bien entendu toute variation des caractéristiques de la machine, de la charge et du réseau d'alimentation se traduira par un déplacement du point de fonctionnement. Les accélérations et les décélérations dépendent, elles aussi, exclusivement des caractéristiques de la machine, de la charge et du réseau d'alimentation sans possibilité de réglage. Un certain nombre d'applications demandent une adaptation du couple, de la vitesse, de l'accélération ou d'autres grandeurs pour une conduite satisfaisante du procédé :

. Démarrage progressif du procédé, accélération et décélération contrôlée. . Contrôle précis du couple, de la vitesse en régime statique et/ou dynamique.

. Réglage/asservissement des flux de production à la demande.

L'investissement pour une solution en vitesse variable électronique ne se fera que si il apporte des gain en :

. * Qualité des produits finis (tôles pour l'industrie agro-alimentaire, papier...)

. * Economies de production (pompage/propulsion à débit variable...)

. * Souplesse d'exploitation (adaptation des flux de production à la demande...)

. * Réduction de maintenance (entraînement direct se substituant à des éléments mécaniques...)

Pour bien choisir un système d'entraînement à vitesse variable il est absolument nécessaire de connaître les contraintes imposées par la charge à l'ensemble réseau/convertisseur/machine.

Caractéristique couple vitesse de la machine entraînée,

- Inertie de la machine entraînée,

- Performances statiques et dynamiques attendues,

- Régime et service dans tous les cas d'exploitation.

On entend par régime l'ensemble des grandeurs électriques et mécaniques caractérisant le fonctionnement d'une machine à un instant donné.

On entend par service les différents régimes auxquels la machine est soumise avec leurs durées respectives et leur ordre de succession.

Le choix d'un ensemble convertisseur/machine pour une application spécifique résulte de l'adéquation la plus parfaite entre le cahier des charges, les solutions techniques disponibles à un instant donné, les moyens humains et la rentabilité financière de l'investissement.

a. Principe de la variation de vitesse des machines asynchrones

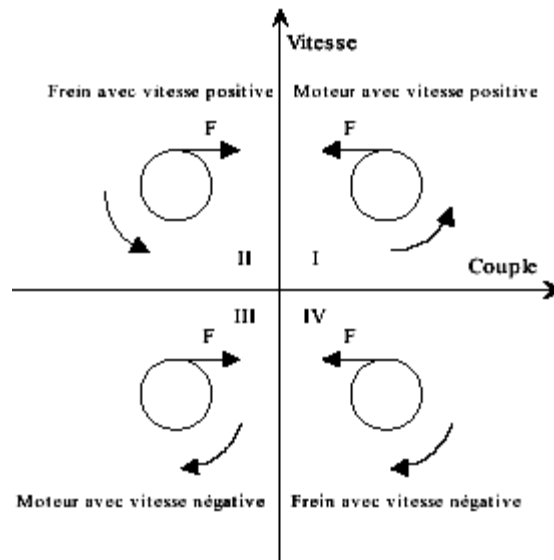


Fig.I.9. fonctionnement dans les quatre quadrants

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

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

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

* 2 Quadrants (I et IV) : la machine tourne dans les deux sens de rotation (pour le sens inverse la charge est nécessairement entraînée), le couple est toujours positif (accélérations contrôlées et décélération non contrôlées)

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

b. réglage de la vitesse de la machine asynchrone

Le point de fonctionnement (C, ω) dans le quadrant I en régime établi de l'ensemble machine plus charge se situe à l'intersection des caractéristiques $C_e = f(\omega)$ du moteur et $C_r = f(\omega)$ de la charge. Le réglage de la vitesse [26] de la machine asynchrone est donc obtenu en agissant sur le couple qu'elle produit, soit, si l'on se réfère à son expression ci-dessus : le nombre de paires de pôles, la tension d'alimentation de la machine, le glissement ou la fréquence d'alimentation de la machine.

Réglage par variation du nombre de paires de pôles

Donne une variation non continue de la vitesse. Ce mode n'est donc pas envisagé pour un réglage fin du point de fonctionnement désiré.

Réglage par variation de tension

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un gradateur triphasé. Cette solution est le plus souvent utilisée pour le démarrage de charges à caractéristique de couple quadratique ($C_r = k \cdot \omega^2$).

Réglage par action sur le glissement

L'utilisation de résistances rotoriques permet un réglage de la vitesse au dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. On essaiera donc de récupérer cette énergie transmise au rotor : c'est la cascade hypo synchrone réservée à la très forte puissance pour des machines à rotor bobiné.

Réglage par variation de fréquence

La fréquence de rotation de la machine étant, au glissement près, proportionnelle à la fréquence d'alimentation des enroulements statoriques, on essaiera de créer pour ces enroulements un réseau à fréquence variable ; ce sont les onduleurs de tension. On peut aussi chercher à injecter des courants dans les enroulement pour imposer le couple de la machine ; ce sont les Onduleurs de courant ou commutateurs de courant. On peut également convertir directement la fréquence du réseau industriel en une fréquence variable plus faible à l'aide d'un cyclo-convertisseur à commutation naturelle piloté lui aussi en fréquence en courant ou vectoriellement. Pour notre cas on utilisera ce mode de réglage en utilisant les onduleurs de tension.

CHAPITRE II

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1. REPRESENTATION SCHEMATIQUE

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

Dans les encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à P paires de pôles, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à $\frac{2\pi}{3}$. Les phases du stator sont alimentés par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

La structure électrique du rotor peut être réalisé :

- Soit par un système d'enroulement triphasé (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court circuit pendant les régimes permanents
- Soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage) .

Le champ statorique tourne à la vitesse de synchronisme Ω_s

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P}, \quad \omega_s, \text{ étant la pulsation du courant et de la tension statorique,}$$

p le nombre de paires de pôles.

La vitesse mécanique du rotor est notée Ω ; le rapport $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$, est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator

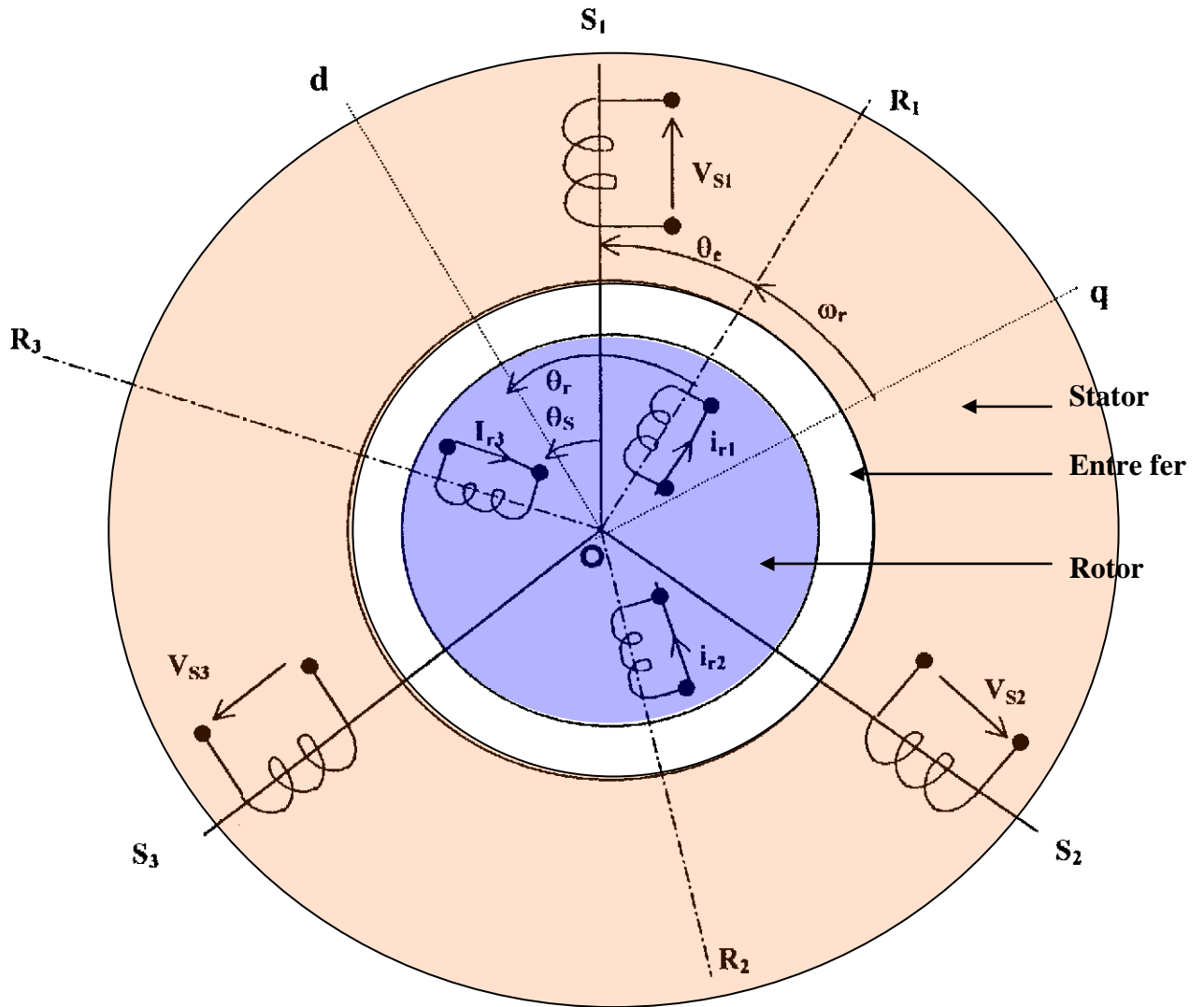


Fig. II.1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor .

II.2. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

La machine asynchrone, avec la répartition des ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices [15] .

- Entrefer constant
- Effets des encoches négligés
- La répartition spatiale de l'induction magnétique est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligées.

Parmi les conséquences de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additive du flux
- La variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leur axes magnétiques .

II.3. Equations électriques de la machine asynchrone

Les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques [15] s'écrivent :

$$\begin{aligned} (V_s) &= R_s (I_s) + \frac{d}{dt}(\phi_s) \\ (o) &= R_r (I_r) + \frac{d}{dt}(\phi_r) \end{aligned} \quad (\text{II-1})$$

les flux sont donnés par :

$$\begin{aligned} (\phi_s) &= (L_{ss})(I_s) + (M_{sr})(I_r) \\ (\phi_r) &= (L_{rr})(I_r) + (M_{rs})(I_s) \end{aligned} \quad (\text{II-2})$$

$$(V_s) = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}$$

$$(I_s) = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}$$

$$(I_r) = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} (L_{ss}) &= \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \\ (L_{rr}) &= \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

L'inductance mutuelle (matrice de couplage rotor-stator) s'écrit :

$$(M_{sr}) = L_m \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

$$(M_{sr}) = (M_{rs})^t$$

En remplaçant (I-2) dans (I-1) on obtient :

$$(V_s) = R_s(I_s) + \frac{d}{dt}((L_{ss})(I_s)) + \frac{d}{dt}((M_{sr})(I_r)) \quad (\text{II-4})$$

$$(o) = R_r(I_r) + \frac{d}{dt}((L_{rr})(I_r)) + \frac{d}{dt}((M_{rs})(I_s))$$

II.4. EQUATION MECANIQUE

Le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$C_e = p \cdot (I_s)^t \frac{d}{d\theta} (M_{sr})(I_r) \quad (\text{II-5})$$

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega \quad (\text{II-6})$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation de la machine).

II.5. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

L'application adéquate d'une tension de pulsation ω_s aux enroulements statoriques d'une machine asynchrone à cage, crée un champ magnétique statorique tournant. Ce champ induit dans le circuit fermé du rotor un champ magnétique rotorique tournant à une vitesse ω_r par rapport au rotor. Quand cette vitesse est additionnée à la vitesse électrique de rotation du rotor ω_e , on obtient selon la relation interne de la machine asynchrone, la pulsation statorique ω_s .

$$\omega_s = \omega_r + \omega_e$$

La machine asynchrone est souvent représentée de façon analogue à un transformateur équivalent monophasé, comme le montre le schéma de la Figure II.2. Ce modèle n'est valable qu'en régime permanent sinusoïdal à une fréquence fixe au stator [25]. Il comporte cinq paramètres et deux variables d'état. Il faut noter que la saturation des matériaux magnétiques ainsi que les pertes fer (pertes dans les matériaux magnétiques) ont été négligées. Ces dernières peuvent être introduites en ajoutant une résistance en parallèle avec la mutuelle inductance L_m . Mais, la valeur de cette résistance est difficilement mesurable.

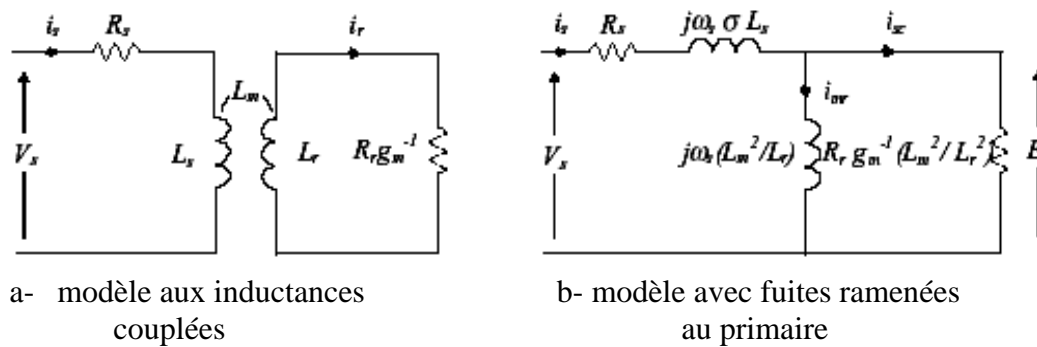


Fig.II.2. schéma équivalent monophasé de la machine asynchrone en régime permanent

Les paramètres qui apparaissent dans la Figure sont les suivants :

- * R_s et R_r sont respectivement les résistances des enroulements du stator et du rotor.
- * L_m est la mutuelle d'inductance correspondant au couplage entre le stator et le rotor.
- * L_s et L_r représentent respectivement les inductances cycliques du stator et du rotor.
- * σ est le coefficient de dispersion

$$\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$$

g_m est le glissement de la machine qui est défini par l'expression suivante :

$$g_m = \frac{\omega_r}{\omega_s} = \frac{\omega_s + \omega_e}{\omega_s}$$

II. 5.1. TRANSFORMATION DE PARK

La connaissance et l'étude des comportements statiques et dynamiques d'un moteur asynchrone sont basées sur une modélisation mathématique appropriée à son comportement réel. Dans cette modélisation le moteur asynchrone triphasé réel est remplacé par une machine biphasée fictive [15,17], mais magnétiquement équivalente, grâce à la transformation de Park et certaines hypothèses simplificatrices à retenir :

- * la machine est considérée parfaitement symétrique,
- * l'effet de saturation ainsi que les pertes dans le circuit magnétique ne sont pas considérées,
- * la répartition de l'induction dans l'entrefer est quasi-sinusoidale.

La transformation de Park Figure II.3 permet de faire le passage d'un système triphasé (a, b, c) vers un système (d, q, h) constitué des grandeurs diphasées équivalentes (d, q) et d'une composante homopolaire (h), qui n'est pas prise en compte dans le modèle usuel de la machine. La transformation de Park utilisée dans cette étude repose sur l'invariance de la puissance instantanée, ainsi, les équations employées pour la modélisation de la machine asynchrone sont définies par :

$$[X_d \ X_q \ X_h]^T = P(\theta_{ad})[X_a \ X_b \ X_c]^T$$

Avec la matrice de transformation :

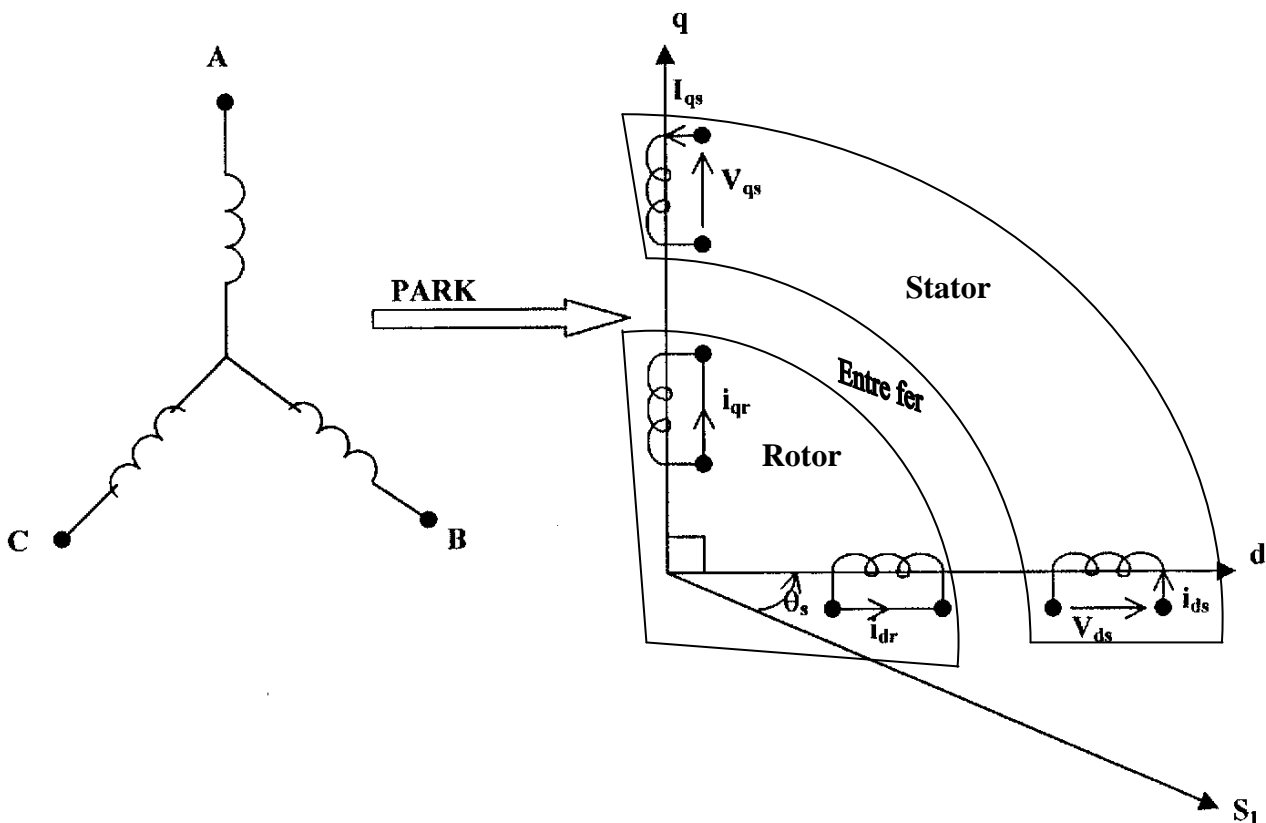


Fig II.3. : Le modèle de la machine asynchrone après transformation de PARK

$$P(\theta) = \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{bmatrix}$$

L'angle θ est le déphasage entre la direction de la phase a et celle de l'axe d . Celui-ci peut être quelconque et dépendre du temps. La transformation de Park inverse est définie par l'expression suivante :

$$[X_a \ X_b \ X_c]^T = P(\theta_{ad})^{-1} [X_d \ X_q \ X_h]^T$$

Avec,

$$P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

II.5.2. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LE REPERE DE PARK

Le modèle électrique général de la machine asynchrone [18,19] est décrit par un système d'équations non linéaires quel que soit le référentiel d'étude. Ainsi, pour le cas d'un repère d'axes direct et en quadrature (d, q) tournant par rapport au stator le modèle est décrit par (II.7). La vitesse électrique du moteur intervient aussi dans la modélisation

$$d\theta/dt = \omega_e$$

Elle s'exprime par rapport à la vitesse mécanique du moteur Ω_m et le nombre de paires de pôles P_p par :

$$\omega_e = P_p \cdot \Omega_m$$

Le rotor étant en court circuit dans les moteurs asynchrones à cage, alors $v_{rd} = v_{rq} = 0$.

$$\begin{aligned}
V_{ds} &= R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{qs} \\
V_{qs} &= R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{ds} \\
0 &= R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{qr} \\
0 &= R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{dr}
\end{aligned} \tag{II-7}$$

Ce modèle (II.7) est ensuite complété par l'expression du couple électromagnétique et par l'équation décrivant le mode mécanique,

$$\begin{aligned}
C_{em} &= P_p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} \cdot i_{sq} - \phi_{rq} \cdot i_{sd}) \\
\frac{d}{dt} \Omega_m &= -\frac{f_m}{J_m} \Omega_m + \frac{1}{J_m} (C_{em} - C_r)
\end{aligned}$$

C_r correspond au couple de charge. Pour le cas des machines de grande puissance les modes mécaniques sont beaucoup plus lents que les modes électriques. Ainsi le système d'équations (II. 7) peut être considéré quasi-stationnaire, voir linéaire, puisque les vitesses ω_e et ω_r varient lentement. Elles peuvent être considérées comme paramètres du système.

Les variables d'état décrivant les modes électriques, choisies parmi les composantes d'axes (d, q) peuvent être des flux et des courants tant statoriques que rotoriques. Puisqu'il est considéré que la machine asynchrone est linéaire, alors le changement des variables d'état peut s'effectuer à partir des relations entre les flux et les courants qui sont présentées ci-dessous

$$\begin{aligned}
\phi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} \\
\phi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \\
\phi_{dr} &= L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \\
\phi_{qr} &= L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs}
\end{aligned} \tag{II-8}$$

II.5.3. LE CHOIX DU REPERE DE REFERENCE

Bien que le choix de l'orientation du repère d'axes puisse être quelconque [15,17] , il reste déterminé pour l'objectif de l'application :

- Repère d'axes (d, q) fixe lié au stator $q_{ad}=0$. Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique ω_s . Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs $(d, q = a, b)$.

$$\frac{d\theta_s}{dt}=0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt}=-\omega_r$$

- Repère d'axes (d, q) lié au rotor. Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques ω_r . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement). La position du repère est déterminée généralement par intégration de la vitesse du moteur.

$$\frac{d\theta_s}{dt}=\omega_r \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt}=0$$

- Repère d'axes (d, q) lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continues, puisque la pulsation du champ tournant est égale à la pulsation des tensions statoriques $\omega_r=\omega_s$. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

$$\frac{d\theta_s}{dt}=\omega_s \quad \frac{d\theta_r}{dt}=\omega_s - \omega_r$$

Le repère choisi dans notre étude est le référentiel statorique.

CHAPITRE III

MODELISATION D'UN ONDULEUR A DEUX NIVEAUX

INTRODUCTION

Les convertisseurs statiques d'énergie électrique représentent le véritable cœur de tout système électrique ; à partir d'une source d'énergie brute, ils doivent alimenter les différents circuits en énergie, avec un flux maîtrisé et adapté aux conditions de fonctionnement. Si l'on sait aujourd'hui remplir toutes les fonctions de conversion, les concepteurs s'efforcent d'améliorer continuellement certaines performances. Si la réduction du coût d'exploitation global est bien souvent le critère principal pour l'utilisateur, cet objectif ultime doit être décomposé en plusieurs objectifs intermédiaires :

- augmentation du rendement,
- amélioration de la puissance massique et volumique,
- augmentation des performances dynamiques,
- réduction des perturbations,
- recherche d'une meilleure sûreté de fonctionnement.

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

L'évolution des performances des semi-conducteurs doit ainsi être accompagnée d'une refonte des circuits de l'électronique de puissance pour apporter une amélioration notable des équipements. L'amélioration des techniques de conversion statique de l'énergie a fait l'objet de nombreux travaux sur plusieurs types de convertisseurs. On essaiera dans la présente étude d'étudier l'onduleur triphasé à source de tension qui est, en fait, devenu le convertisseur le plus utilisé pour l'alimentation des machines alternatives triphasées .

Ce convertisseur a suscité et suscite encore un nombre impressionnant de travaux de recherche bien que différentes par leurs natures ; les stratégies de commande adoptées reposent en majorité sur le principe de modulation de largeur d'impulsion. L'objectif premier du système de modulation est de générer une amplitude maximale pour le fondamental de la tension ondulée (alternative) et des amplitudes minimales aux fréquences inutiles pour la charge utilisée.

DEFINITION

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif.. Alimenté en courant continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie en permettant ainsi l'obtention d'une sortie alternative.

Un onduleur "assisté" ou "non autonome" est un système de commutation à thyristors, à fréquence fixe, dont les instants de commutations sont imposés par la charge inductive et active. Son fonctionnement est réversible (redresseur \leftrightarrow onduleur). *Exemple* : redresseur en pont complet à Thyristors sur charge inductive.

Un onduleur "autonome" est un système de commutation à transistors ou à thyristors, de fréquence variable, dont les instants de commutations sont imposés par des circuits externes. La charge est quelconque. Cet onduleur n'est pas réversible.

Un onduleur (ou commutateur) de courant (Fig.III.1.) est intermédiaire entre ces deux systèmes. Deux groupes de thyristors (éventuellement de type GTO) et une inductance de lissage permettent un fonctionnement réversible à fréquence variable, sur une charge inductive et active.

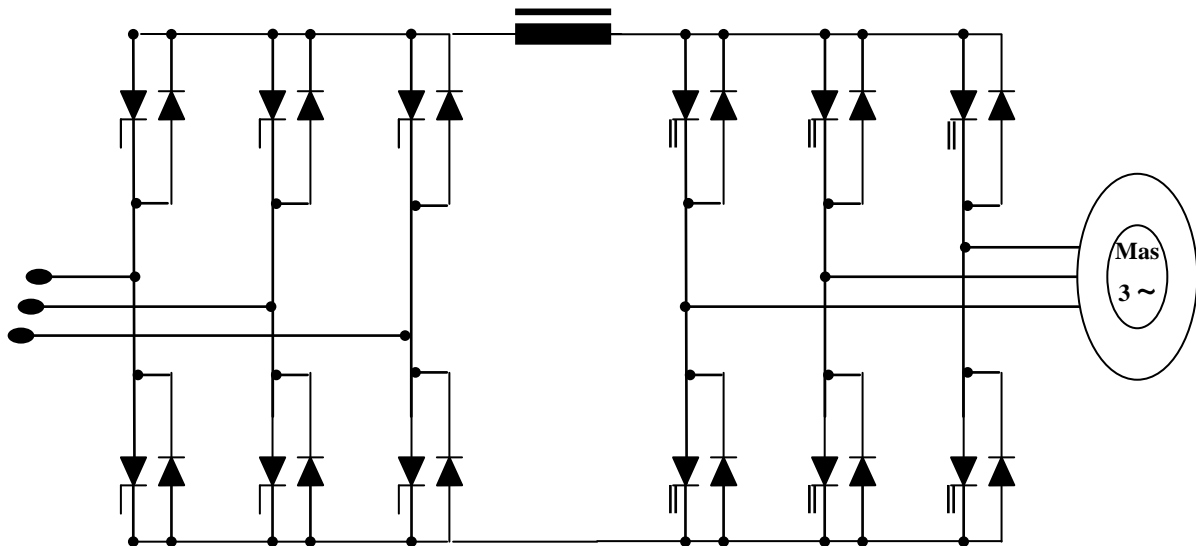
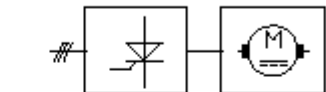
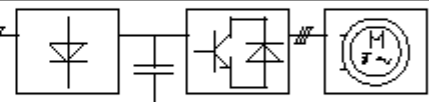
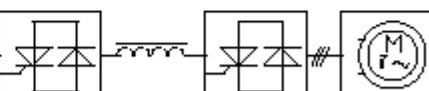


Fig.III.1 Schéma de puissance de l'association
Réseau \rightarrow Convertisseur AC/DC & DC/AC \rightarrow Machine

En résumé on retient le tableau récapitulatif [18] suivant

Résumé :

Type d'onduleur	Commutateurs	Réversibilité	Fréquence	Charge	Commutations	Schéma bloc (variateurs de vitesse)
Assisté	Thyristors	Oui	Fixe	Inductive et active	Par la charge	
De tension	Transistors ou thyristors	Non	Variable	Que l'on-que	Par un circuit de commande	
De courant	Thyristors	Oui	Variable	Inductive et active	Par la charge et par un circuit de commande	

On distingue deux types d'onduleurs autonomes

- les onduleurs de courant : ils sont alimentés par une source de courant continu donc la source impose le courant à l'entrée de l'onduleur qui l'impose à son tour à l'entrée du récepteur
- les onduleurs de tension : contrairement à l'onduleur de courant qui impose l'onde de courant, l'onduleur de tension impose l'onde de tension à la machine.

En fonction de leurs applications ces onduleurs sont classés en trois catégories

- . Les onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée
- . Les onduleurs à fréquences variables à commutation forcée
- . Les onduleurs d'entretien du circuit oscillant

Dans notre étude on utilise l'onduleur à fréquence variable à commutation forcée parce qu'il est capable d'alimenter n'importe quel type de machine à courant alternatif, comme on peut inverser sans difficulté l'ordre de succession de phases.

Ces onduleurs peuvent fonctionner depuis la fréquence nulle jusqu'à des fréquences atteignant plusieurs centaines de hertz

On distingue trois types d'onduleurs de tension alimentés par une source de tension continu

- Onduleur en créneau (à conduction 180° et 120°)..
- Onduleur à modulation de largeur d'impulsion

III.1. MODELISATION ET FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS A DEUX NIVEAUX

Le schéma de l'onduleur triphasé est le même pour les différentes techniques de commande ; seul la commande des interrupteurs est modifié.

III.1.1 Onduleur à conduction 180°:

Pour ce type d'onduleur chaque transistor conduit pendant 180° de plus, pour chaque séquence de fonctionnement nous avons trois transistors qui conduisent en même temps [8,27]

III.1.2 Onduleur à conduction 120°:

Dans cet onduleur chaque transistor conduit pendant 120° de plus, pour chaque séquence de fonctionnement nous avons deux transistors qui conduisent en même temps [8,27]

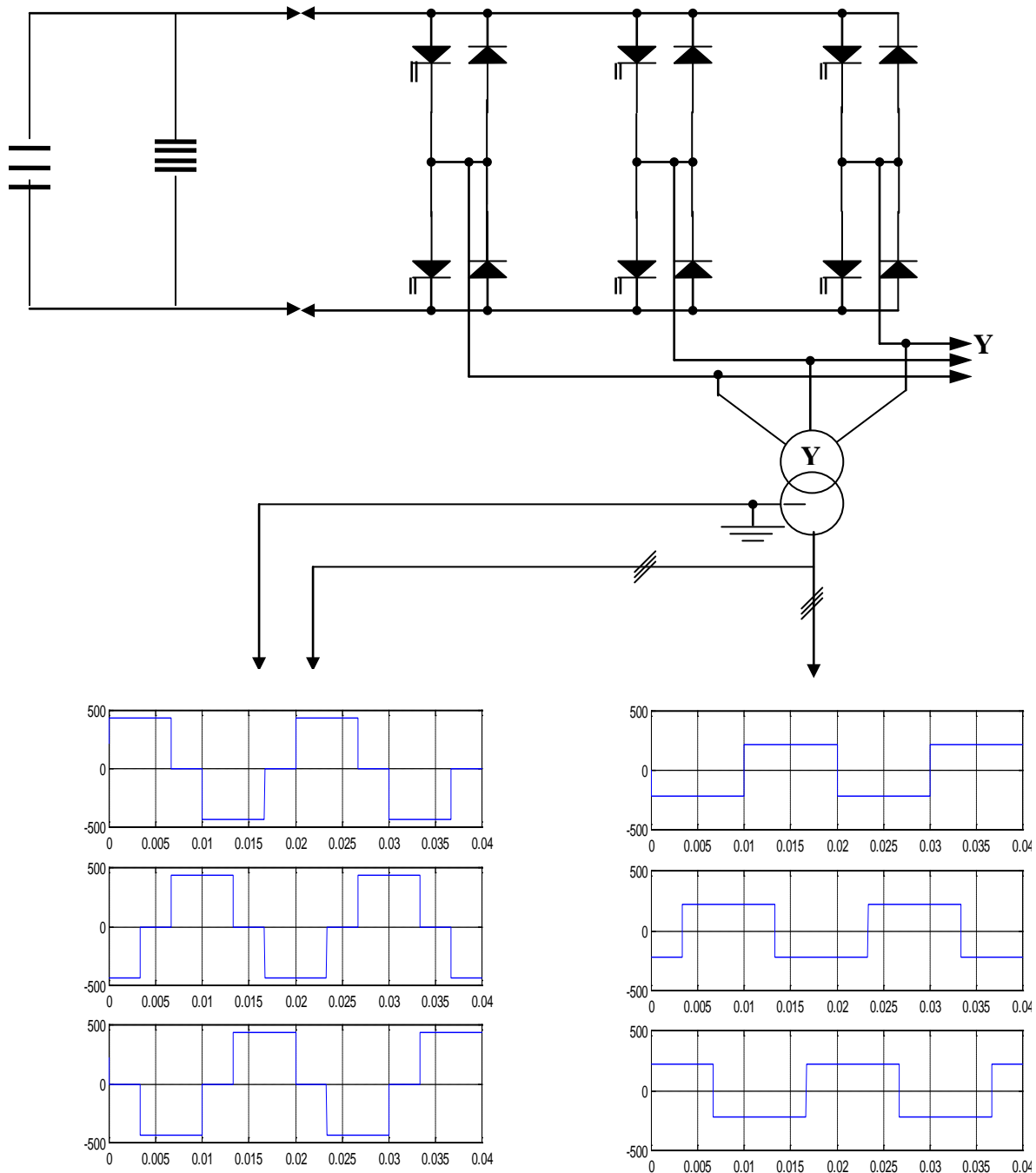


Fig.III.2. Tensions délivrées par l'onduleur à conduction 180°

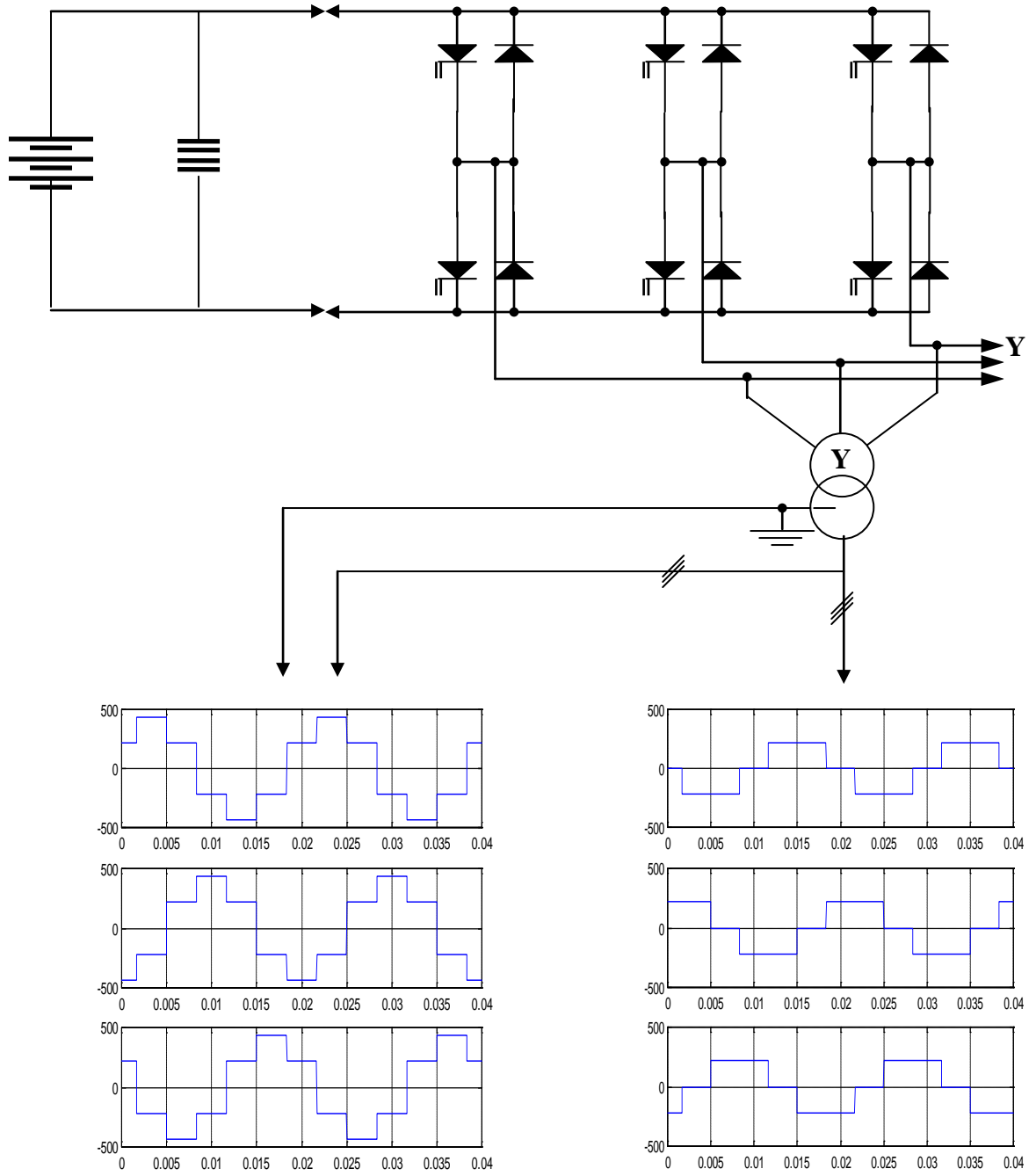


Fig.III.3 Tensions délivrée par l'onduleur à conduction 120°

Les tensions délivrées par ces deux types d'onduleurs sont très riches en harmoniques, donc des tensions bien loin de la sinusoïde d'alimentation idéale pour notre machine.

L'utilisation de cet onduleur n'est donc guère recommandée.

Ceci nous pousse à opter pour une autre technique de commande pour l'onduleur à deux niveaux à savoir la modulation de largeur d'impulsion.

III.1.3. Onduleur à commande MLI

La multiplication du nombre d'impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie présente deux avantages importants :

- Elle repousse vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage,
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

Dans un onduleur à modulation de largeur d'impulsion [16] la tension est constituée d'un train d'impulsion de largeur et d'espacement variable qui permet de réduire le taux d'harmoniques et avoir ainsi une onde de sortie qu'on peut facilement filtrer.

III. 2 MODELISATION D'UN BRAS DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX

III . 2 . 1 DIFFERENTES CONFIGURATIONS D'UN BRAS

Pour bien développer cette nouvelle technique de commande on présente un nouveau modèle de notre onduleur et, vue la symétrie de la structure, il est suffisant de présenter le modèle d'un seul bras de l'onduleur triphasé..Ce dernier peut avoir trois configurations pour sa structure[16,27].

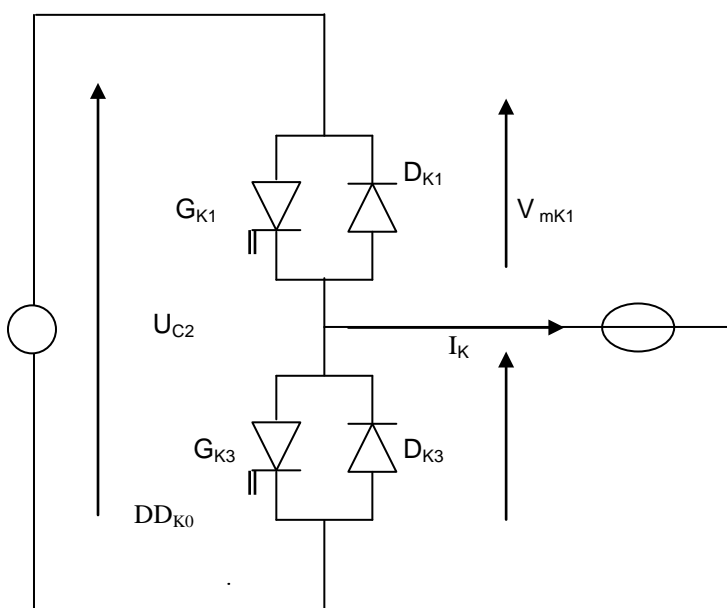
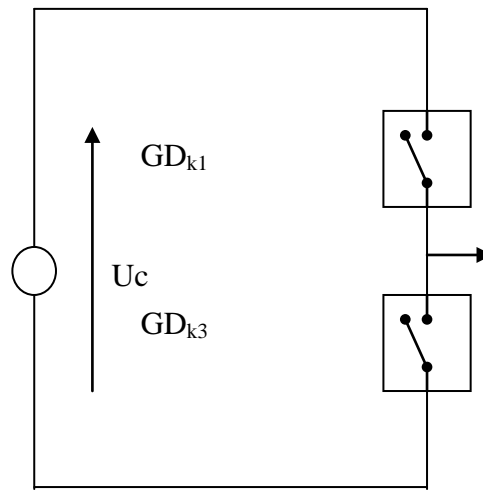


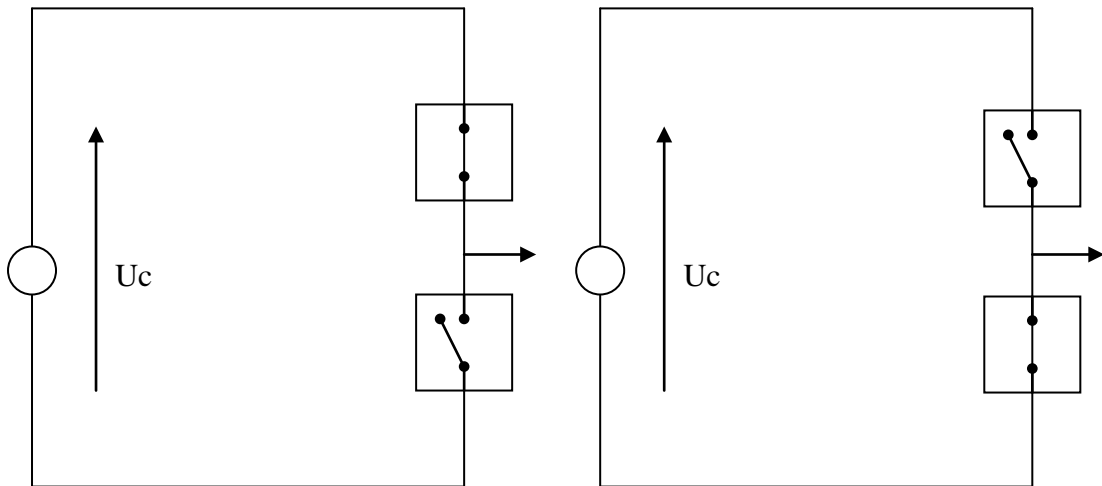
Fig.III.4 bras d'un onduleur deux niveaux

Le tableau suivant contient les valeurs V_K (le potentiel du point K par rapport au point milieu fictif M) caractérisant chacune des configurations

Configuration	Tension V_K
C_0	Dépend de la charge
$C_1 (G_{K1})$	U_C
$C_2 (G_{K2})$	$- U_C$



Configuration C_0



Configuration C_1

Configuration C_2

Fig.III.5 état de fonctionnement des interrupteurs d'un bras de phase

III.2.2 MODELE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR A DEUX NIVEAUX

Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable, qui permet à l'onduleur de délivrer les tensions V_K , désignées, on doit le faire fonctionner en mode commandable.

La commande appliquée est :

$$G_{k1} = \overline{G_{k2}} \quad (\text{III-1})$$

Cette commande va nous donner les deux créneaux de tension, ce qui permet le fonctionnement en mode commandable.

Ce tableau nous montre les résultats de cette commande :

G_{K1}	G_{K2}
0	1
1	0

tel que G_{Ki} : commande du GTO G_{Ki} et c'est cette commande qu'on adoptera par la suite dans notre étude

III.3 PRINCIPE DE LA MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION

L'onde de sortie est obtenue par la comparaison de deux signaux (fig III.6)

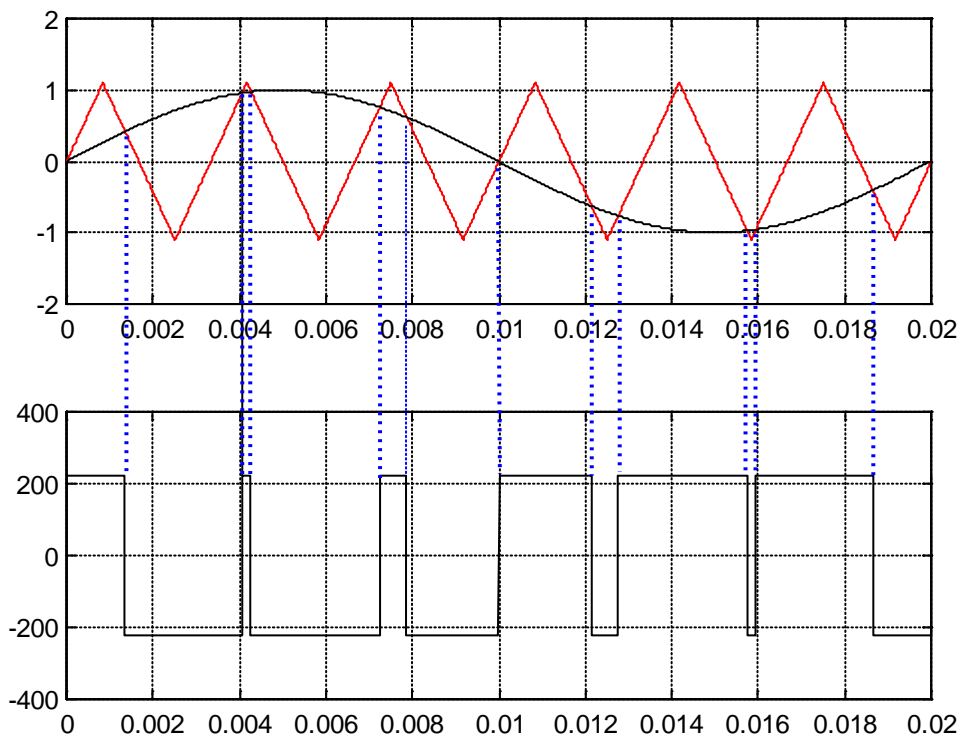


Fig.III.6. principe de fonctionnement de technique MLI

- . Un signal porteur, généralement triangulaire ou en dents de scie, d'amplitude A_p et de fréquence F_p ,
- . Un signal de référence rectangulaire ou sinusoïdale d'amplitude A_r et de fréquence F_r .

La fréquence du signal de sortie est celle du signal de référence, l'amplitude de la porteuse est fixe mais A_r peut varier

De cette nouvelle technique on obtient les tensions suivantes

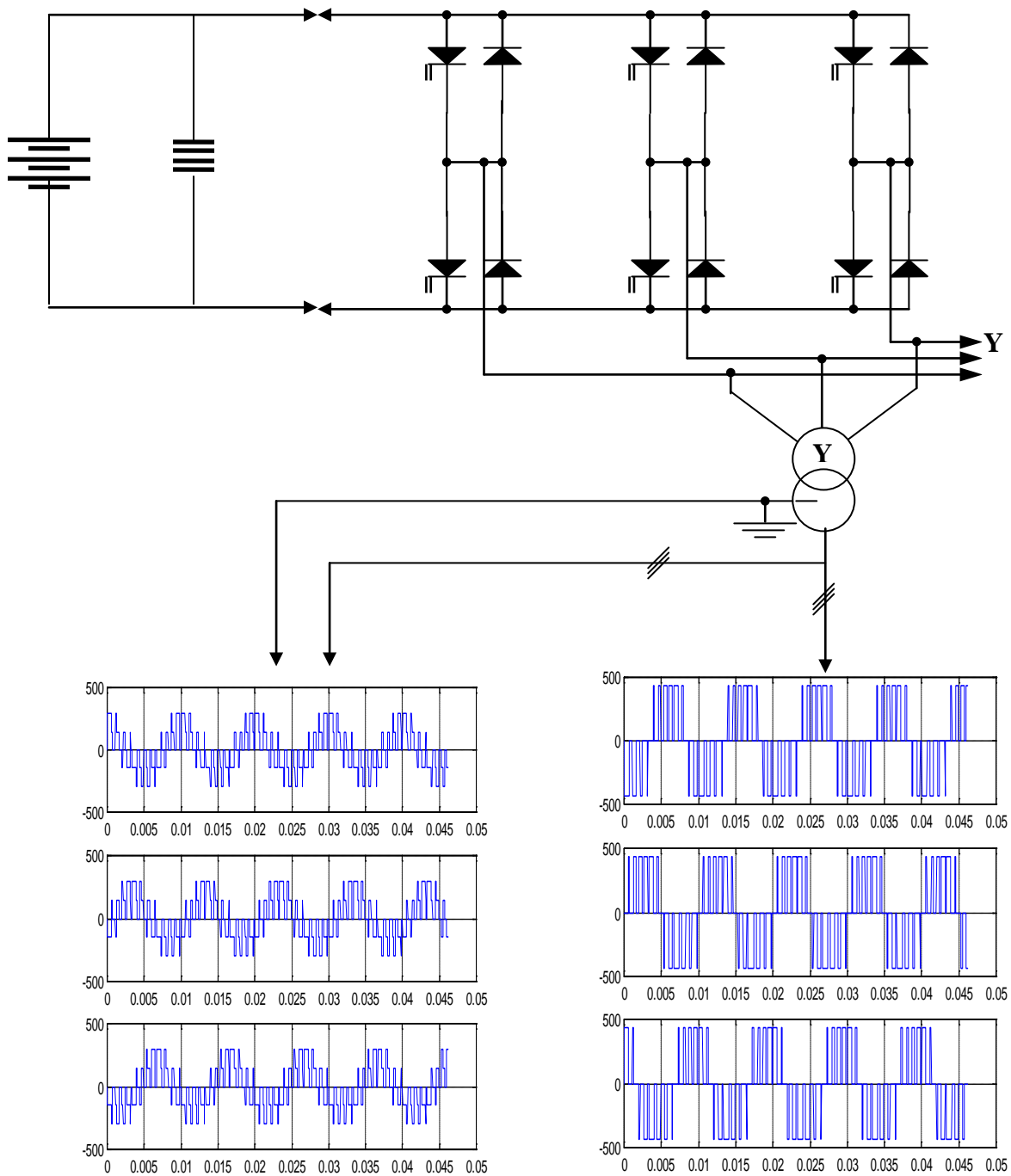
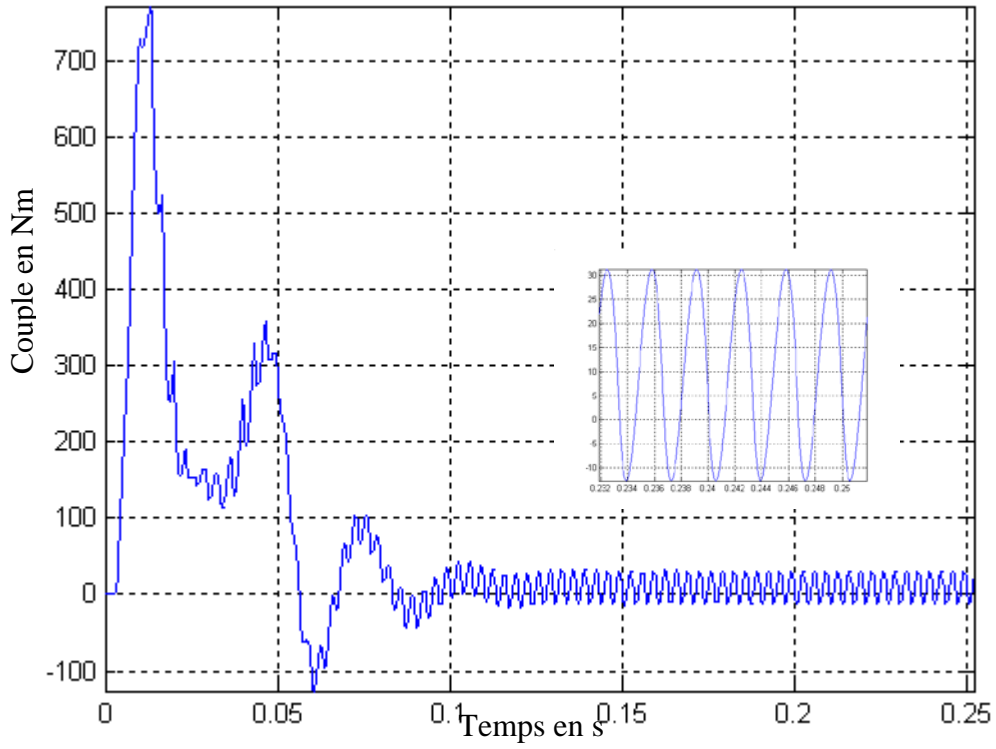


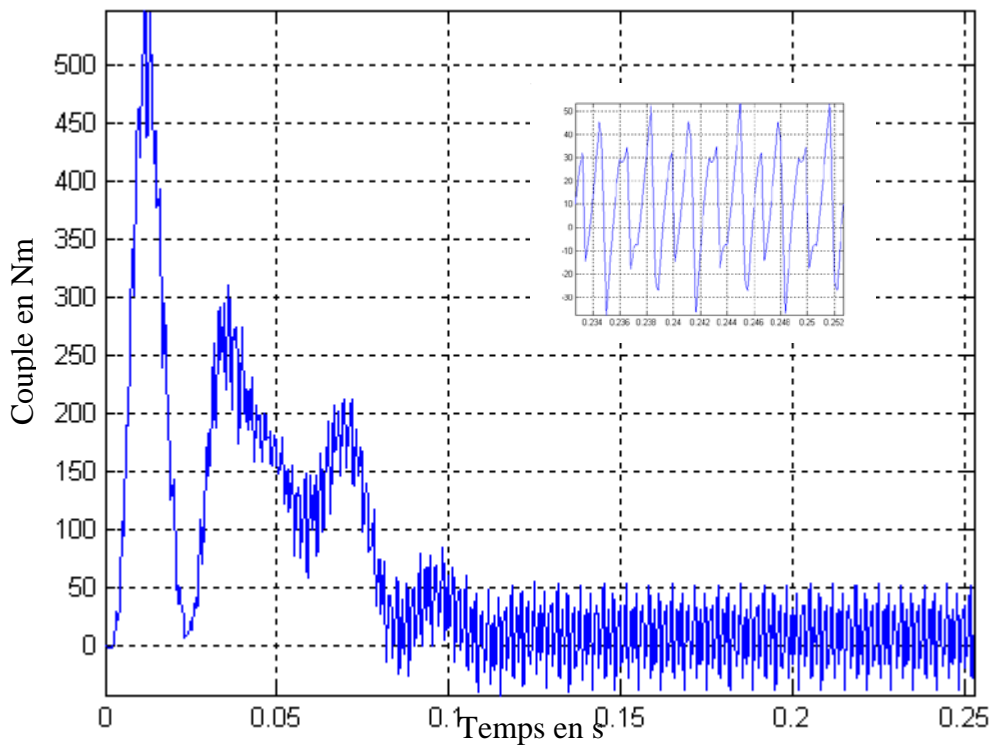
Fig.III.7 Tensions délivrée par l'onduleur à commande MLI

Les tensions obtenues sont nettement meilleures que celles obtenues pour l'onduleur en creneau, mais elles presentent toujours un taux d'harmoniques assez élevé.

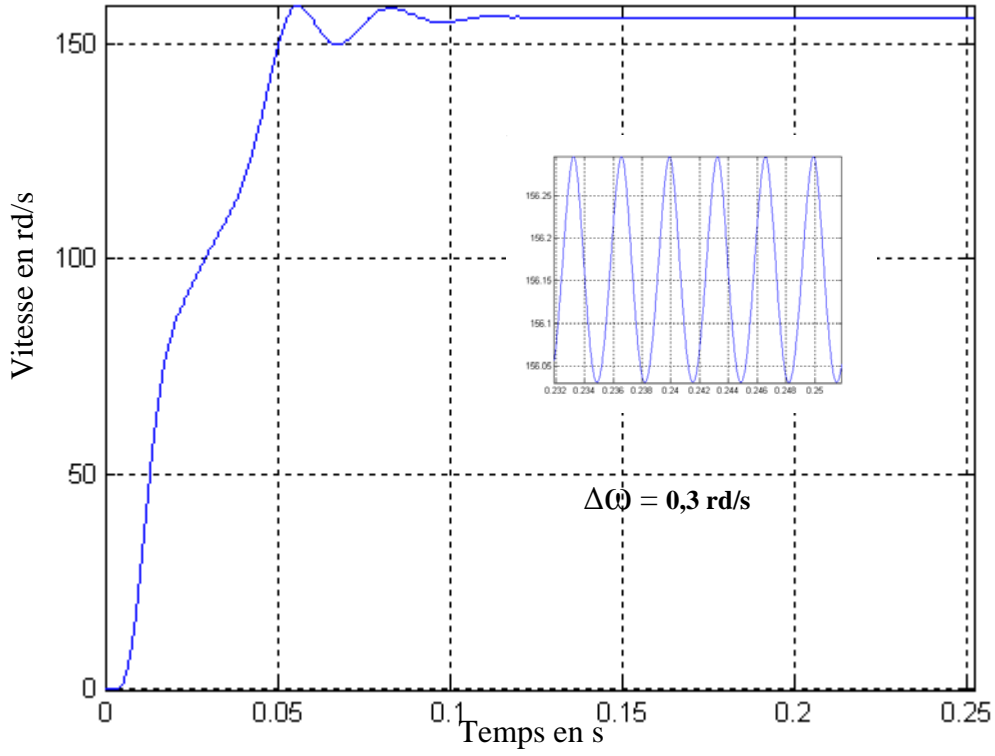
L'alimentation de la machine asynchrone mise en equation conformément au modele presenté dans le chapitre II par des tensions en MLI et en conduction 180° engendre des couples pulsatoires (Fig.III.8.a,b) augmentant les contraintes nuisibles pour les organes mecaniques de la machine. On les trouvent moins importants pour l'onduleur MLI ; on peut retenir la même remarque pour la vitesse (Fig.III.8.c,d). Le passage de la conduction 180° à la technique MLI donne une nette amelioration de la forme d'onde des courants de phase mais reste toujours insuffisante (Fig.III.8.e,f). ce qui nous a poussé à chercher d'avantage non pas une autre technique de commande mais plutot une autre structure d'onduleurs offrant une alimentation bien adaptee à notre entrainement asynchrone à savoir les onduleurs multiniveaux.



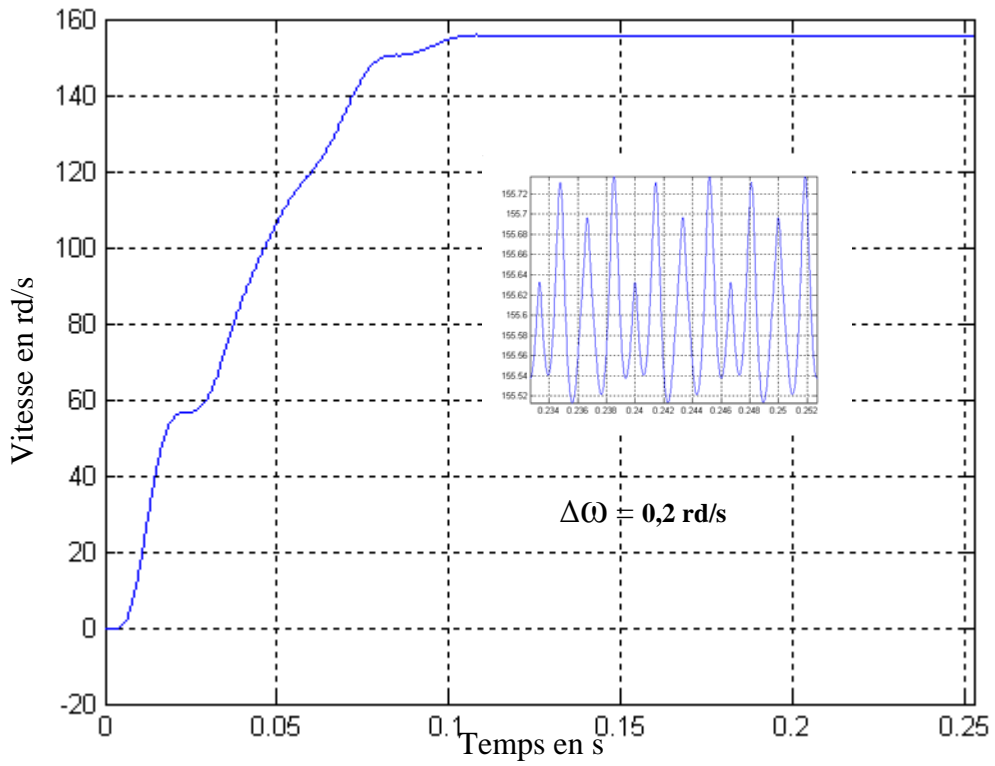
a) Onduleur deux niveaux 180°



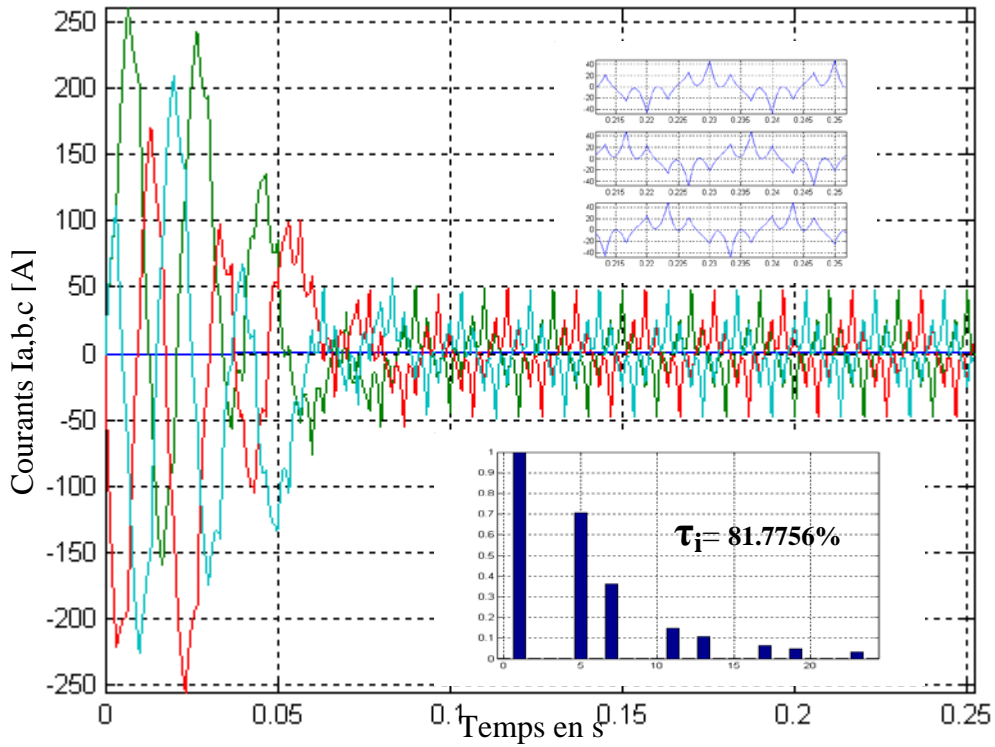
b) Onduleur deux niveaux MLI



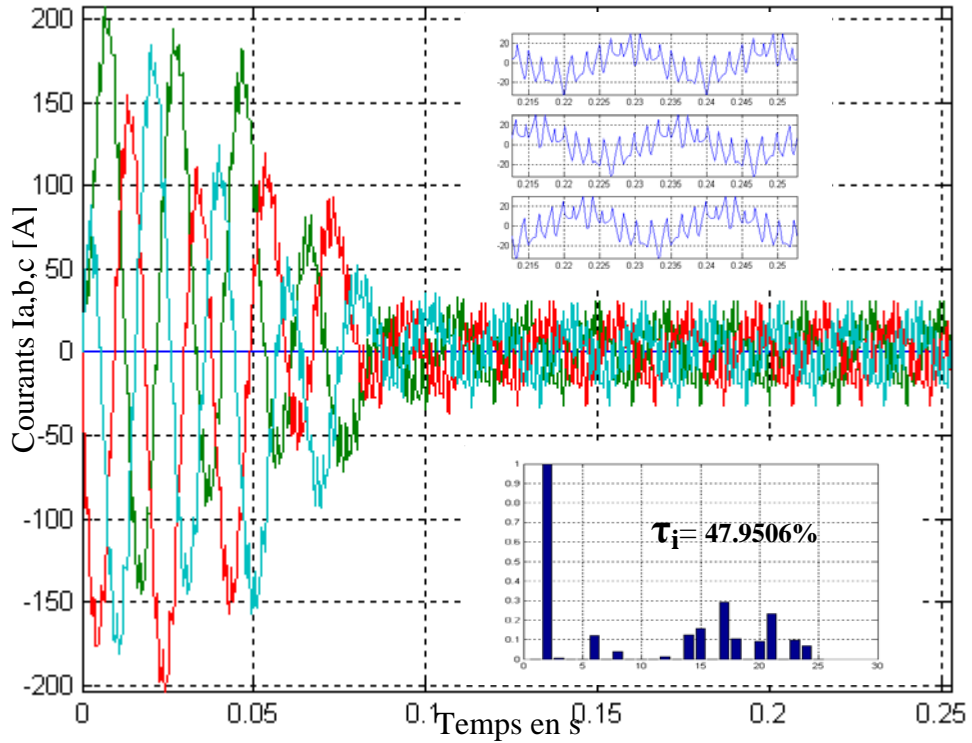
c) Onduleur deux niveaux 180°



d) Onduleur deux niveaux MLI



e) Onduleur deux niveaux 180°



f) Onduleur deux niveaux MLI

Fig.III.8 simulation comparative entre l'onduleur 180° et à MLI

CHAPITRE IV

MODELISATION DES ONDULEURS MULTI NIVEAUX

INTRODUCTION

Ces dernières années l'électronique de puissance a largement utilisé des semi-conducteurs de puissance tel que les transistors de puissances, les GTO et les transistors MOSFET , qui contribuent à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique par l'utilisation des techniques avancées et des moyens de contrôle optimal [4] .

Pour les convertisseurs de puissances à fréquence fixe et variable, l'augmentation de la capacité des GTO a permis d'obtenir des sources de tension à commande MLI comme principal moyen de contrôle, offrant une fiabilité d'ajustement de la tension et de la fréquence de sortie, en atténuant simultanément plusieurs harmoniques de basses fréquences.

Les tensions de liaison continues du convertisseur GTO conventionnel est d'environ 2000 volts par contre celle des capacités est supérieure à 4000 volts, [1], d'où l'incompatibilité des GTO existants avec ce mode de liaison. Donc pour les configurations d'onduleurs où la tension de liaison continue est supérieure à 4000 volts on utilise des connexions séries des GTO [2] ; dont la différence de conduction des phases de l'onduleur est 180° . Le contenu harmonique de la tension de sortie qui est la moyenne de tension de deux convertisseurs est plus réduite que celle du convertisseur monophasé.

Une autre configuration des convertisseurs de haute tension est donnée par les onduleurs multi-niveaux qui permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi-conducteurs. Il y a plusieurs configurations d'onduleurs multi-niveaux (l'onduleur à trois niveaux, l'onduleur à cinq niveaux, l'onduleur à sept niveaux ,...). Cette nouvelle configuration d'onduleurs garantie des tensions égales aux bornes des GTO et un contenu harmonique de la tension de sortie plus réduit que celui du convertisseur à deux niveaux [6] [3].

INTERET DES CONVERTISSEURS STATIQUES MULTINIVEAUX

Un convertisseur statique est dit « multi niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est, par conséquent, d'autant moins élevée. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multi niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmoniques .

IV.1. MODELISATION DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX

IV.1.1 STRUCTURE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé, se compose de trois bras, chaque bras est composé de quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes [7].

Chaque interrupteur est composé d'un GTO et une diode monté en tête bêche.

Le point milieu de chaque bras est reliée à une alimentation continue, de force électromotrice ($U_{C1} + U_{C2}$). Ces deux générateurs U_{C1} , U_{C2} étant connectés entre eux en un point noté M.

Le point M est connecté avec les deux diodes médianes (DD_{K1} , DD_{K2}).

La figure (Fig.IV.1.1) fournit une représentation schématique de cet onduleur.

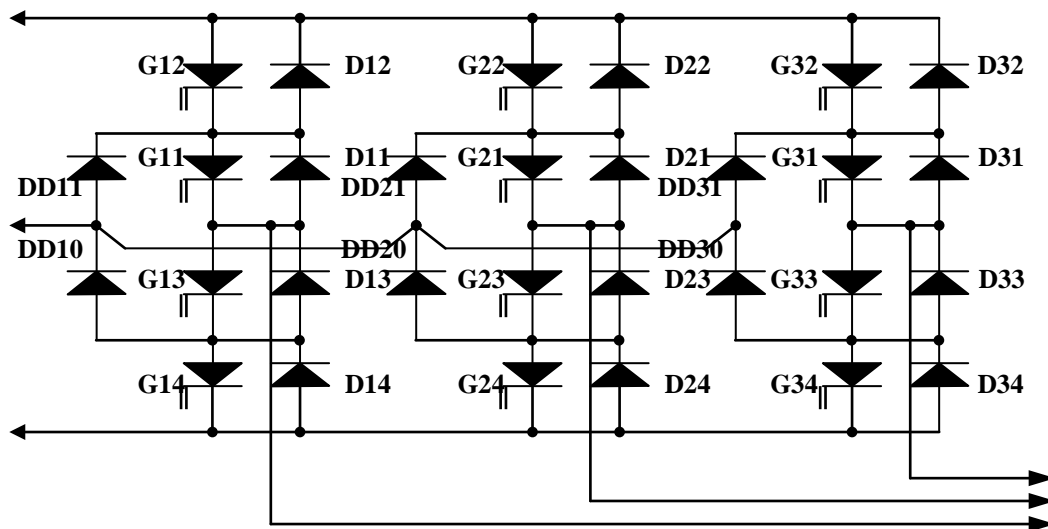


Fig.IV.1.1. Onduleur triphasé à trois niveaux

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire (GTO -diode) par un seul interrupteur bidirectionnel K_i (Fig.IV.1.2.a), et vue la symétrie de la structure, on présente la configuration d'un seul bras (Fig.IV.1.2.b)

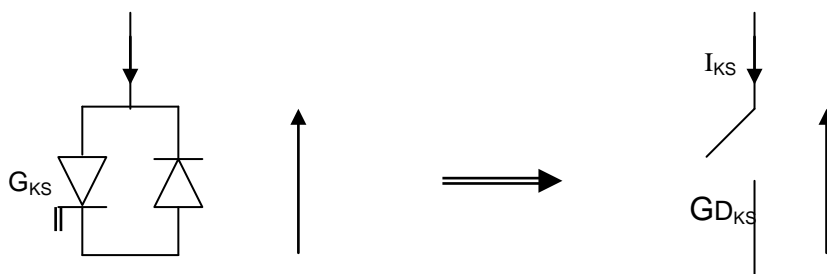


Fig.IV.1.2 .a. Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire GTO – diode

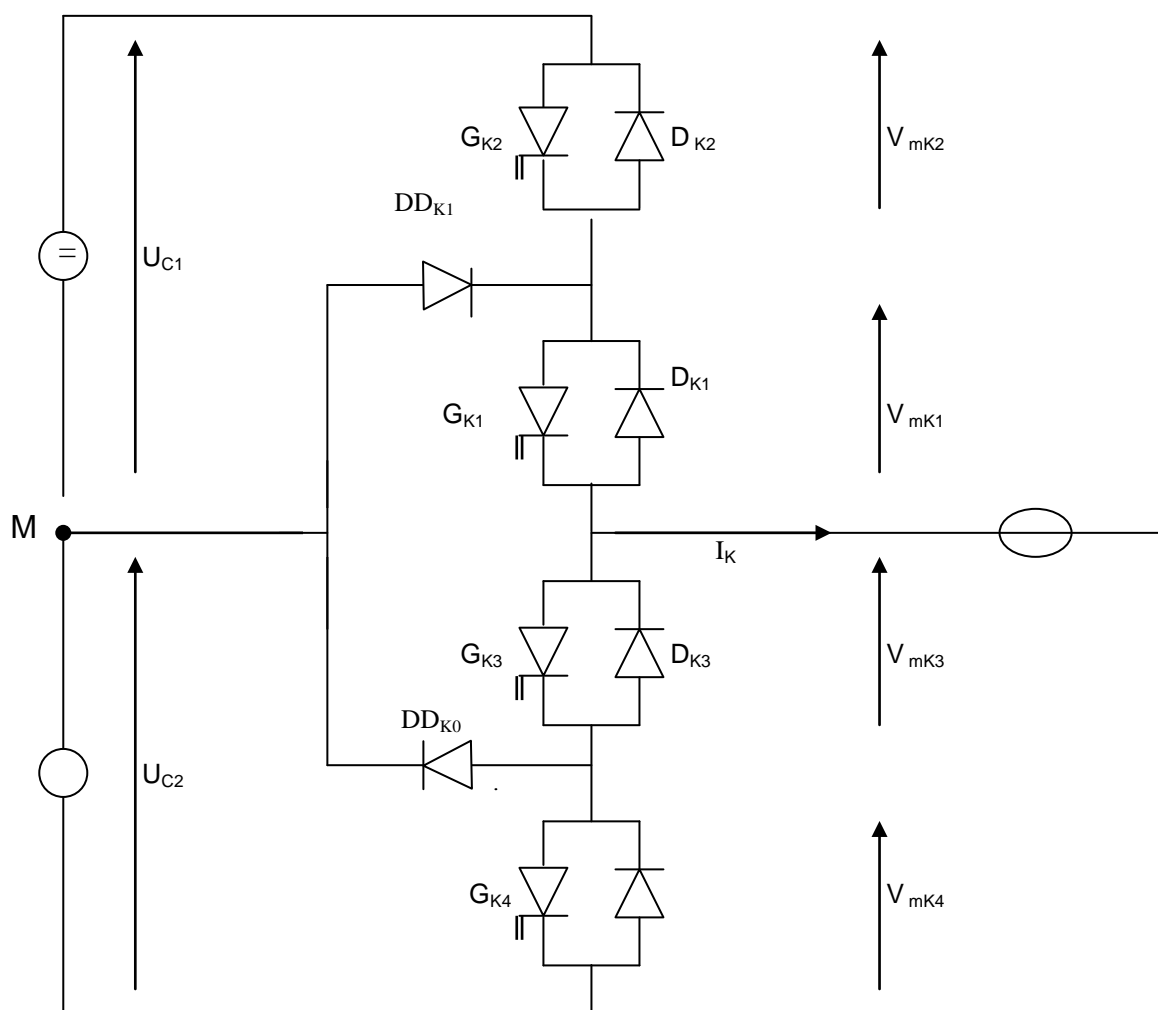


Fig.IV.1.2 .b un bras de l'onduleur à trois niveaux

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de :

- La commande externe G_{KS} (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bicommandable G_{KS}).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras.

IV.1.2 CONFIGURATIONS ET FONCTIONNEMENT D'UN BRAS DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

L'onduleur à trois niveaux étant symétrique, l'étude peut se limiter au fonctionnement d'un seul bras, où on distingue cinq configurations possibles (Fig.IV.1.3).

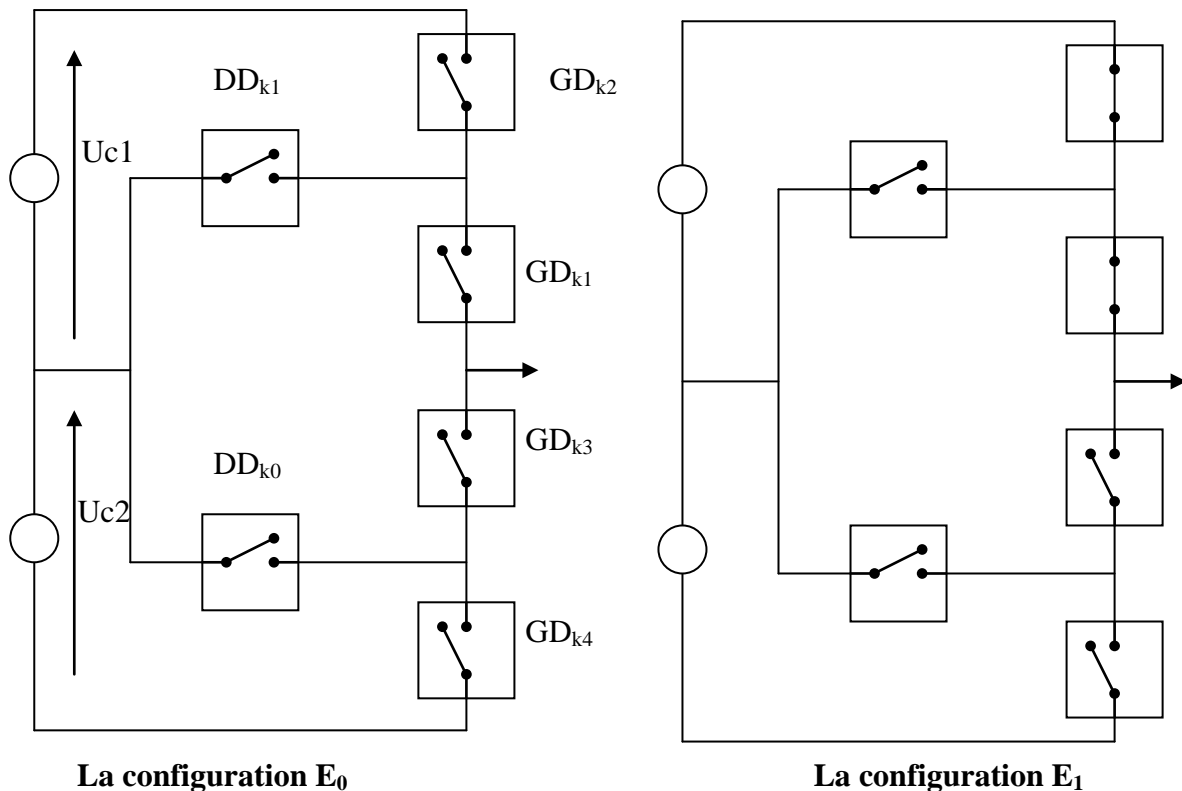
On donne ci dessous le tableau récapitulatif (tableau III.1) des grandeurs électriques caractérisant ces configurations.

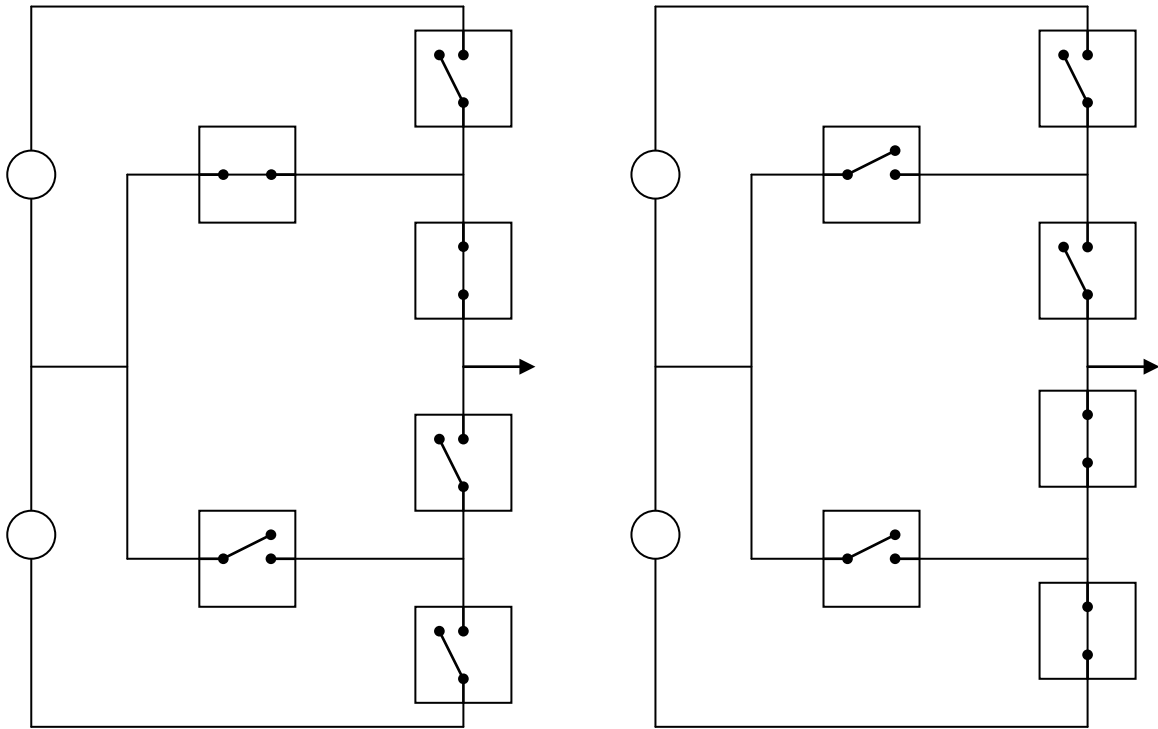
A la différence de l'onduleur deux niveaux, chaque demi bras de l'onduleur trois niveaux utilise non pas un interrupteur bidirectionnel mais deux, ce qui permet d'effectuer une commande décalée [7].

- Le point milieu c'est pour l'obtention de deux tensions U_{C1} et U_{C2} .

E_0	$I_K = 0$
E_1	$V_{KM} = U_{C1} = E_c / 2$
E_2	$V_{KM} = 0$
E_3	$V_{KM} = -U_{C2} = -E_c / 2$
E_4	$V_{KM} = 0$

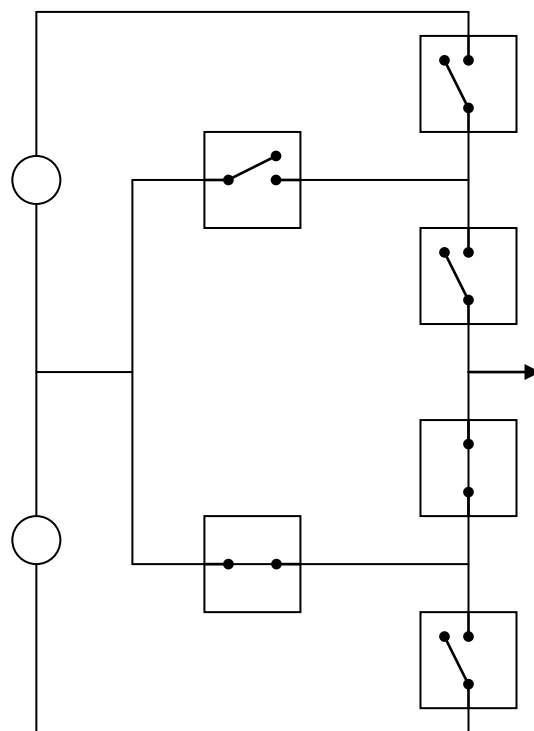
Tableau III.1 : Grandeurs connues pour chacune des configurations d'un bras K d'onduleur





La configuration E₂

La configuration E₃



La configuration E₄

Fig.IV.1.3 Les configurations possibles pour un bras de l'onduleur à trois niveaux

Ces structures décrivent toutes les configurations possibles avec l'onduleur de tension à trois niveaux

IV.1.3 MODELE DE LA COMMANDE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable qui permet à l'onduleur de délivrer les trois niveaux de tensions désirées, on doit le faire fonctionner en son mode commandable [6].

Trois commandes complémentaires peuvent être appliquées à un bras.

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{K1} = \overline{G_{K2}} \\ G_{K3} = \overline{G_{K4}} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} G_{K1} = \overline{G_{K3}} \\ G_{K2} = \overline{G_{K4}} \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} G_{K1} = \overline{G_{K4}} \\ G_{K2} = \overline{G_{K3}} \end{array} \right.$$

a- Commande N° 1

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{K1} = \overline{G_{K2}} \\ G_{K3} = \overline{G_{K4}} \end{array} \right.$$

G_{KS} : commande du GTO G_{KS} du bras K.

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

G_{K1}	G_{K2}	G_{K3}	G_{K4}	VKm
Off	On	Off	On	Inconnu (dépend de la charge)
Off	On	On	Off	$V = 0$ ou $I = 0$ (inconnue)
On	Off	Off	On	$V = 0$ ou $I = 0$ (inconnue)
On	Off	On	Off	$V = 0$

Tableau III.2

Cette commande rend le système pratiquement incommandable.

b- Commande N°2

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} G_{K1} = \overline{G_{K3}} \\ G_{K2} = \overline{G_{K4}} \end{array} \right.$$

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

G_{K1}	G_{K2}	G_{K3}	G_{K4}	VKm
Off	off	on	On	$- U_{C2} = - E_C/2$
Off	on	on	Off	(inconnue)
On	off	off	On	(inconnue)
On	on	off	Off	$U_{C1} = E_C/2$

Tableau III.3

La commande dans ce cas n'est possible qu'à deux niveaux.

c- Commande N°3

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} G_{K1} = \overline{G_{K4}} \\ G_{K2} = \overline{G_{K3}} \end{cases}$$

La table logique correspondante à cette commande est définie comme suit :

G_{K1}	G_{K2}	G_{K3}	G_{K4}	VKm
Off	off	on	On	$- U_{C2} = E_C/2$
Off	on	off	On	(inconnue)
On	off	on	Off	$V = 0$
On	on	off	Off	$U_{C1} = E_C/2$

Tableau III.4

Cette commande complémentaire rend le système totalement commandable à trois niveaux.

La commande N°3 est la seule qui permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possible pour un bras ($U_{C1}, 0, -U_{C2}$), avec $U_{C1} = U_{C2} = E_C/2$.

IV.1.4 FONCTIONS DE CONNEXION

Chaque interrupteur G_{DKS} ($K \in \{1,2,3\}, S \in \{1,2,3\}$) supposé idéal introduit une fonction de connexion F_{KS} .

Cette fonction vaut '1' si l'interrupteur est fermé, et '0' dans le cas contraire.

a- Relation entre les fonctions de connexion

Ainsi les fonctions de connexions des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes :

$$F_{K1} = 1 - F_{K4}$$

$$F_{K2} = 1 - F_{K3}$$

b- Relation entre les fonctions des demi bras

On définit la fonction de connexion du demi bras qu'on notera F_{Km}^b avec K : numéro du bras, $m = 1$ pour le demi bras du haut et $m = 0$ pour le demi bras.

Pour un bras K , les fonctions de connexions des demi bras s'expriment au moyen des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit :

$$F_{K1}^b = F_{K1} \cdot F_{K2}$$

$$F_{K0}^b = F_{K4} \cdot F_{K3}$$

F_{K1}^b est associé au demi bras du haut (la paire (G_{Dk1}, G_{Dk2}))

F_{K0}^b est associé au demi bras du bas (la paire (G_{Dk3}, G_{Dk4}))

IV.1.5 MODELISATION DES VALEURS INSTANTANÉES

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasé équilibrée.

* Tension simple aux bornes de chaque phase de la charge : V_A, V_B, V_C

* Tension entre point milieu K de chaque bras de l'onduleur et le point milieu M de l'alimentation continue de l'onduleur : V_{AM}, V_{BM}, V_{CM}

* Charge triphasée équilibrée couplée en étoile.

a- Les potentiels V_K

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu M, sont donnés par le système suivant :

$$\begin{aligned} V_{AM} &= F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{c1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{c2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot E_c / 2 \\ V_{BM} &= F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{c1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{c2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot E_c / 2 \\ V_{CM} &= F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{c1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{c2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot E_c / 2 \end{aligned} \quad (IV.1.1)$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexions des demi bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{aligned} F_{11}^b &= F_{11} \cdot F_{12} & F_{21}^b &= F_{21} \cdot F_{22} & F_{31}^b &= F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{10}^b &= F_{13} \cdot F_{14} & F_{20}^b &= F_{23} \cdot F_{24} & F_{30}^b &= F_{33} \cdot F_{34} \end{aligned} \quad (IV.1.2)$$

En traduisant ces fonctions de connexions des demi bras dans le système (IV.1.1) on aboutit à :

$$\begin{aligned} V_{AM} &= F_{11}^b \cdot U_{c1} - F_{10}^b \cdot U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot E_c / 2 \\ V_{BM} &= F_{21}^b \cdot U_{c1} - F_{20}^b \cdot U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot E_c / 2 \\ V_{CM} &= F_{31}^b \cdot U_{c1} - F_{30}^b \cdot U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot E_c / 2 \end{aligned} \quad (IV.1.3)$$

Le système d'équation (IV.1.3) nous permet d'avoir les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux qui s'expriment en fonction des deux tensions d'entrées U_{c1} et U_{c2}

On peut considérer l'onduleur à trois niveaux comme étant l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux et chaque bras de l'un de ces onduleurs sera un demi bras de l'onduleur à trois niveaux.

Dans ces conditions, nous pourrions définir le modèle liant les fonctions des demi bras et les tensions aux bornes de la charge V_A, V_B, V_C .

b- Tensions composées

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit :

$$\begin{aligned} V_{AB} &= V_{AM} - V_{BM} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) U_{c1} - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_{c2} \\ V_{BC} &= V_{BM} - V_{CM} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{31} \cdot F_{32}) U_{c1} - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_{c2} \\ V_{CA} &= V_{CM} - V_{AM} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) U_{c1} - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_{c2} \end{aligned} \quad (IV.1.4)$$

Dans le cas où $U_{c1} = U_{c2} = E_c/2$ le système (IV.1.4) devient :

$$\begin{aligned} V_{AB} &= \left[(F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24}) \right] \cdot E_c / 2 \\ V_{BC} &= \left[(F_{11} \cdot F_{12} - F_{31} \cdot F_{32}) - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34}) \right] \cdot E_c / 2 \\ V_{CA} &= \left[(F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14}) \right] E_c / 2 \end{aligned} \quad (IV.1.5)$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions des demi bras comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\}$$

Dans le cas où $U_{c1} = U_{c2}$, cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b & - & F_{10}^b \\ F_{21}^b & - & F_{20}^b \\ F_{31}^b & - & F_{30}^b \end{bmatrix} E_C / 2 \quad (\text{IV.1.6})$$

c- Tensions simples

Les tensions simples de sorties sont :

$$\begin{aligned} V_A &= (2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM})/3 \\ V_B &= (-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM})/3 \\ V_C &= (-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM})/3 \end{aligned} \quad (\text{IV.1.7})$$

sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b & - & F_{10}^b \\ F_{21}^b & - & F_{20}^b \\ F_{31}^b & - & F_{30}^b \end{bmatrix} E_C / 2$$

d- Courants d'entrée

En utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs les courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux en fonctions des courants de la charge I_A, I_B, I_C , s'expriment comme suit :

$$I_{d1} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot I_A + F_{21} \cdot F_{22} \cdot I_B + F_{31} \cdot F_{32} \cdot I_C \quad (\text{IV.1.8})$$

$$I_{d2} = F_{13} \cdot F_{14} \cdot I_A + F_{23} \cdot F_{24} \cdot I_B + F_{33} \cdot F_{34} \cdot I_C$$

Le système (IV.1.8) devient en remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion de demi bras :

$$\begin{aligned} I_{d1} &= F_{11}^b \cdot I_A + F_{21}^b \cdot I_B + F_{31}^b \cdot I_C \\ I_{d2} &= F_{10}^b \cdot I_A + F_{20}^b \cdot I_B + F_{30}^b \cdot I_C \end{aligned}$$

Le courant I_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrées (I_{d1}, I_{d2}) et des courants de charges I_A, I_B, I_C par la relation :

$$I_{d0} + I_{d1} + I_{d2} = I_A + I_B + I_C \quad (\text{IV.1.9})$$

D'où le courant I_{d0} :

$$I_{d0} = (I_A + I_B + I_C) - (F_{11}^b + F_{10}^b)I_A - (F_{21}^b + F_{20}^b)I_B - (F_{31}^b + F_{30}^b)I_C \quad (\text{IV.1.10})$$

où: pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, le vecteur d'état s'écrit :

$$[U_{c1} \ U_{c2} \ I_A \ I_B \ I_C]^t ,$$

et ses entrées internes sont :

$$[V_A \ V_B \ V_C \ I_{d1} \ I_{d2} \ I_{d0}] \text{ ou bien } [V_{AB} \ V_{BC} \ V_{CA} \ I_{d1} \ I_{d2} \ I_{d0}]$$

IV.1.6 STRATEGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

Introduction

Il nous importe ici de voir de quelle manière les signaux de commande de l'onduleur sont élaborés pour générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, pour cela différentes stratégies sont utilisées :

- Commande triangulo-sinusoidale avec une porteuse
- Commande triangulo-sinusoidale avec deux porteuses
- Technique d'élimination d'harmonique
- Technique d'injection d'harmonique
- Commande vectorielle

Dans la présente étude on se limitera au développement de la commande triangulo-sinusoidale et Pour des fins économiques on a opté de réduire au maximum le circuit de commande en utilisant à la différence des autres travaux ayant la même orientation, une seule porteuse unipolaire pour les trois phases simultanément, malheureusement cette considération nous limite dans le choix de la fréquence, qui doit obéir à la loi,

$$f_c = m/T$$

$$\text{Avec } m = k \cdot 6 \text{ , } k = 1, 2, 3, \dots, n$$

Afin d'éviter la création d'autres harmoniques paires et non caractéristiques, le principe d'amorçage des GTO reste le même (tab.III.3 & III.4) où on a les différentes séquences d'amorçages ainsi que les trois niveaux de tensions correspondants [20].

Gk1	Gk2	GK3	GK4	Vkm
Off	Off	On	On	$-U_c/2$
On	On	Off	Off	$U_c/2$
On	Off	On	Off	0

G_{ki} : commande du GTO du bras k . avec $K=1,2,3$

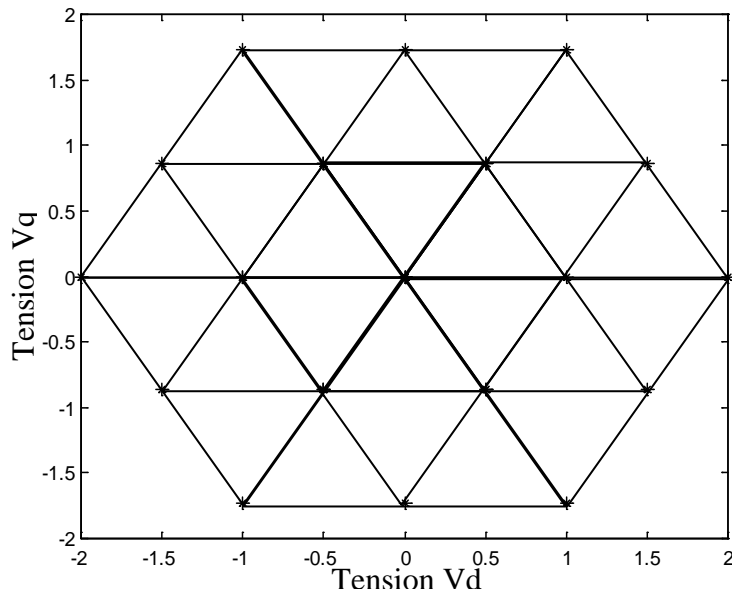


Fig.IV.1.4 représentation vectorielle des tensions pour différentes commutations

a- principe de la Commande triangulo - sinusoïdale

Le principe de cette stratégie est de comparer une tension de référence à une porteuse [20,22]. Cette dernière peut être triangulaire (unipolaire ou bipolaire), ou en dents de scie unipolaire ou bipolaire ; à ce propos, on note que les porteuses en dents de scie bipolaires permettent de donner des tensions de sorties ayant la symétrie par rapport à la demi période.

En revanche, les porteuses triangulaires permettent de donner les tensions de sorties ayant la symétrie par rapport au quart et à la demi période

La porteuse est définie par deux paramètres :

- L'indice de modulation 'm' est égal au rapport f_p/f des fréquences de la porteuse et de la fréquence de l'onde de référence.
- L'indice de réglage de tension 'r' est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête U_{pm} de la porteuse.

D'ordinaire la modulation est synchrone, c'est-à-dire que f_p est un multiple de f (m : entier), elle est dite asynchrone dans le cas contraire.

La qualité de l'énergie délivrée par le convertisseur est tributaire de m et r ; un des inconvénients des GTO est la fréquence de hachage limitée, donc de nouvelles orientations d'amélioration des performances de ce type de convertisseur serait le choix judicieux de la stratégie de commande.

b Commande triangulo – sinusoïdale à une seule porteuse

L'algorithme de cette stratégie pour un bras K peut se résumer en deux étapes :

Etape 1 : Détermination des signaux V_k .

$$\begin{aligned} |V_{ref_k}| \leq V_p &\Rightarrow V_k = 0 \\ |V_{ref_k}| > V_p \text{ et } (V_{ref_k} > 0) &\Rightarrow V_k = U_c/2 \\ |V_{ref_k}| > V_p \text{ et } (V_{ref_k} < 0) &\Rightarrow V_k = -U_c/2 \end{aligned} \quad (IV.1.11)$$

Etape 2 : Détermination des ondes de commande des interrupteurs :

$$\begin{aligned} V_k = 0 &\Rightarrow G_{k1} = 1, \quad G_{k2} = 0 \\ V_k = E_c / 2 &\Rightarrow G_{k1} = 1, \quad G_{k2} = 1 \\ V_k = -E_c / 2 &\Rightarrow G_{k1} = 0, \quad G_{k2} = 0 \end{aligned} \quad (IV.1.12)$$

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé utilisé, qui permettent d'avoir une symétrie triphasée équilibrée directe ou inverse, sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} V_{ref_1} &= V_m \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref_2} &= V_m \cdot \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref_3} &= V_m \cdot \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (IV.1.13)$$

IV.1.7 CARACTERISTIQUES DE SORTIE DE L'ONDULEUR TROIS NIVEAUX

Une fois la modélisation de l'onduleur est terminée, la commande choisie, on utilise le modèle de la Figure IV.1.5 afin de tirer les différentes tensions délivrées par l'onduleur.

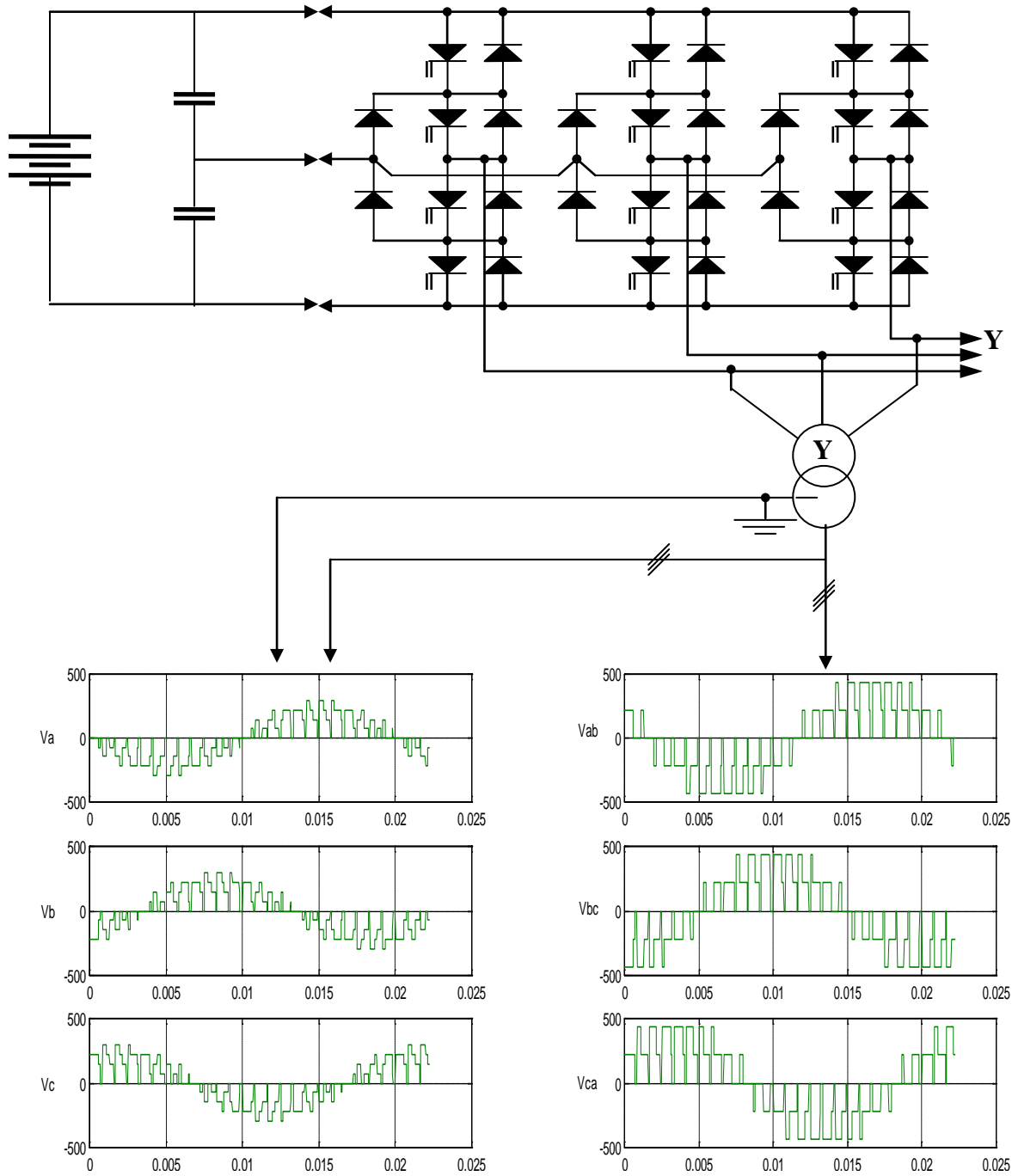


Fig.IV.1.5. . tensions de sorties simples et composées délivrées par l'onduleur trois niveaux

On effectue un balayage de toutes les combinaisons possibles de m et r comprises respectivement entre [6 :36] et [0.4 :1.2]. On obtient la tension représentée sur la Figure IV.1.6

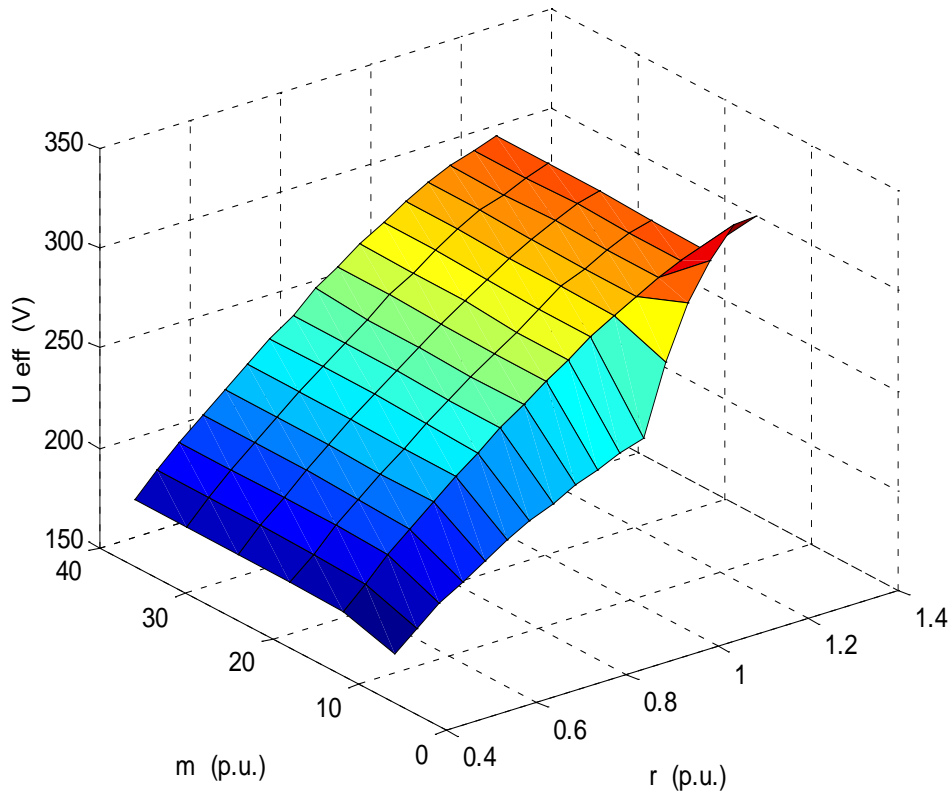


Fig.IV.1.6. Variation de la tension efficace de sortie de l'onduleur en fonction de r et m

- On définit aussi le taux d'harmoniques de tension τ_v :

$$\tau_v = 100 * [(\sum U_v^2) / U_1]^{1/2} \%$$

L'analyse des deux figures nous montre que :

La valeur efficace de la tension est aussi fonction de r et elle est monotone, donc l'augmentation de r au delà des limites supérieures fixées n'a qu'un but, celui d'augmenter la puissance utile (fig.IV.1.6). Le taux d'ondulation de la tension (fig.IV.1.7) diminue avec l'augmentation de r ; cependant il reste insensible aux variations de m . On estime fixer le taux admissible à 40% qui nous limite aux variations de r [0.8 :1.2]

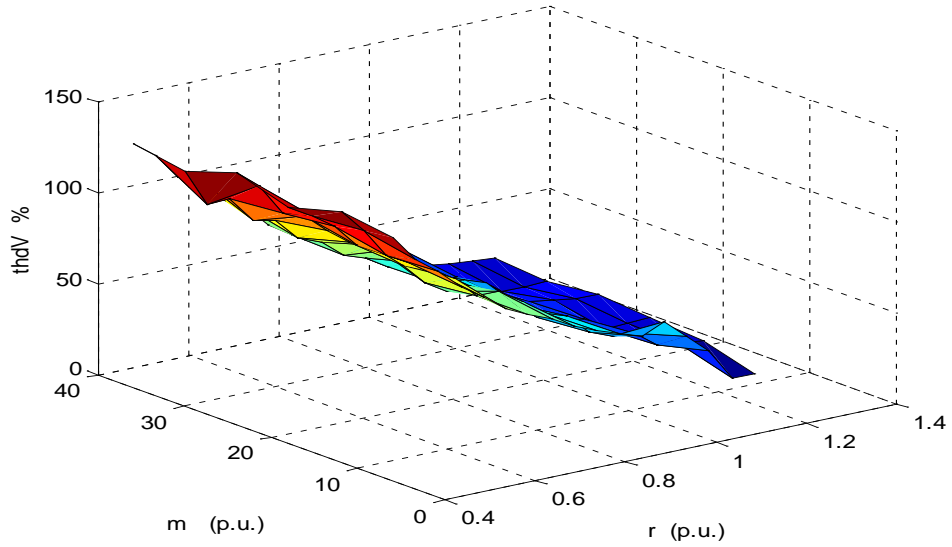


Fig.IV.1.7. Spectre harmonique de la tension de sortie du convertisseur en 3 D.

IV.1.8. ASSOCIATION CONVERTISSEUR MACHINE

Conformément aux descriptions faites auparavant on utilise dans l'association le modèle de la figure IV.1.8 afin d'extraire les points faibles et forts de la technique de commande choisie et dont tirer les recommandations. On alimente la machine asynchrone dont les données figurent dans l'append .A

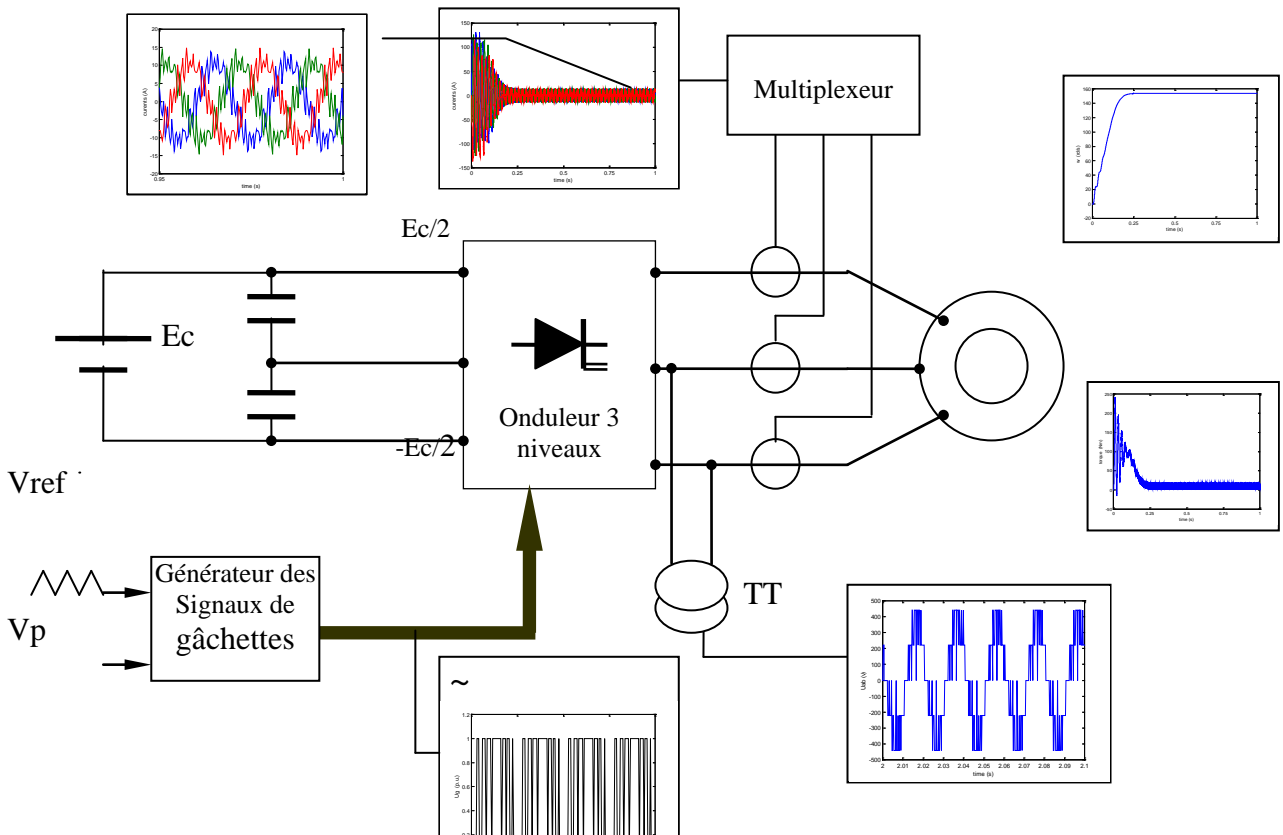
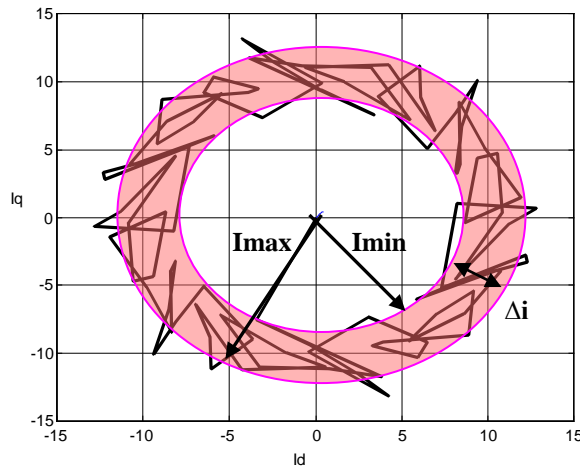
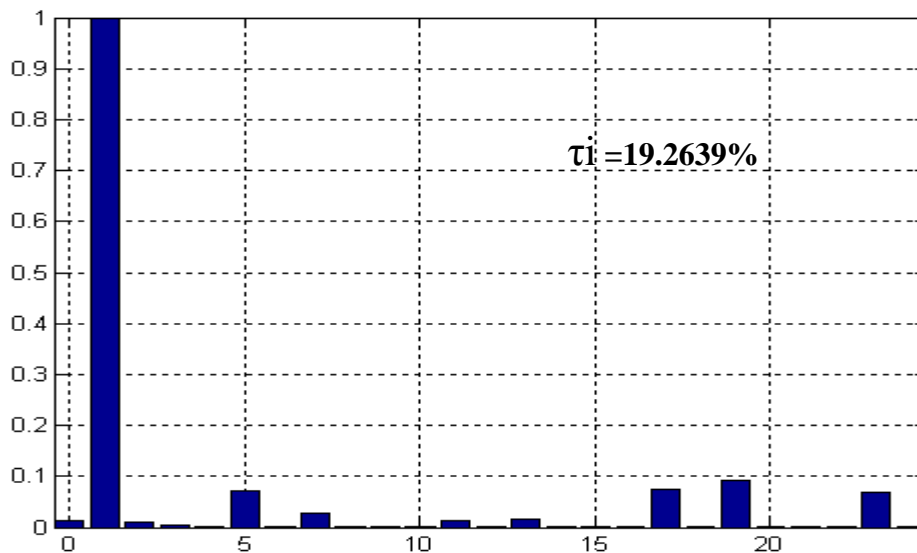


Fig.IV.1.8. Schéma de principe du modèle de simulation



a



b

Fig.IV.1.9. variation vectorielle du courant de charge de la Machine asynchrone

a- représentation quadratique

b- représentation fréquentielle

La valeur maximale I_{max} et minimale I_{min} du vecteur courant indiqué par l'anneau peut être une très bonne approximation du $thdi$ proportionnel à Δi

Les valeurs de m et r sont toujours comprises entre $[6 : 36]$ pour m et $[0.4 : 1.2]$ pour r .

On définit le taux d'harmonique du courant τ_i :

$$\tau_i = 100 * [(\sum I_{0^2}) / I_1]^{1/2} \%$$

On obtient alors les allures suivantes :

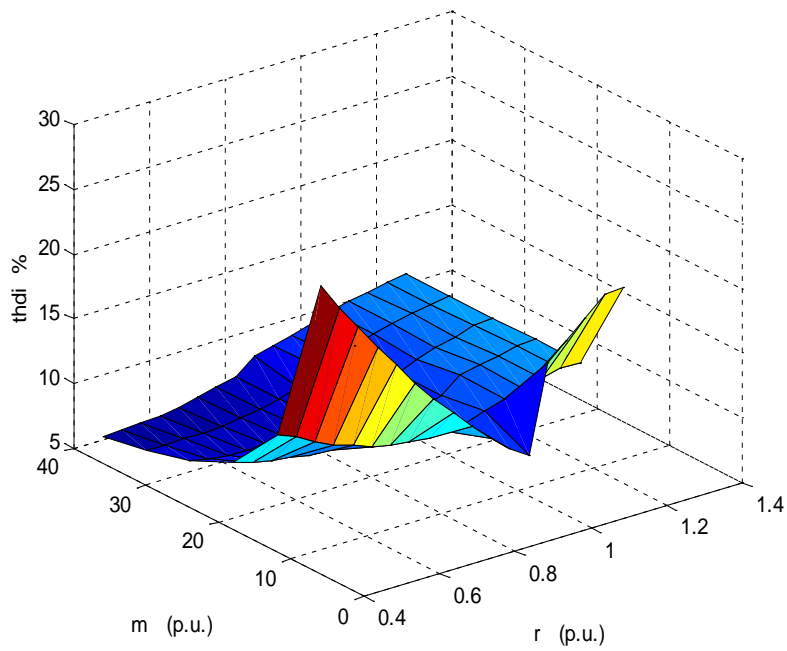


Fig.IV.1.10. Spectre harmonique du courant de sortie du convertisseur en 3 D.

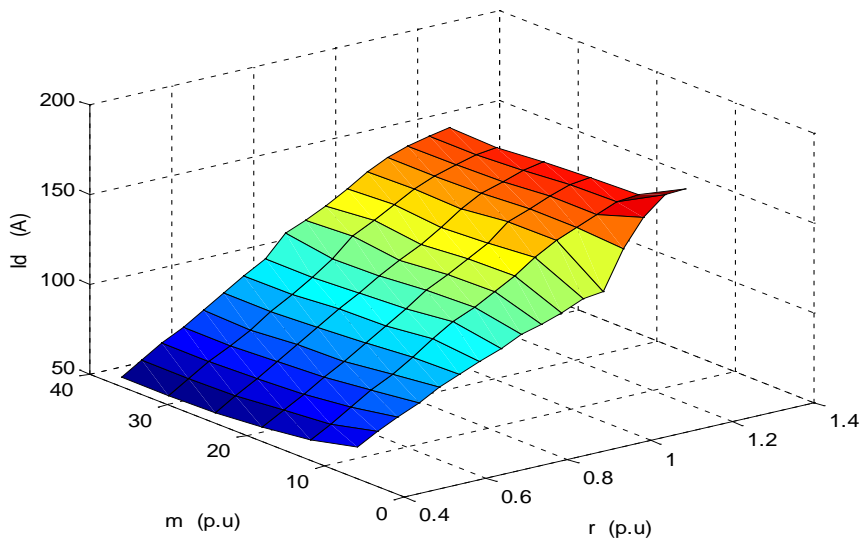


Fig.IV.1.11. Variation du courant de démarrage de la machine asynchrone en fonction de r et m

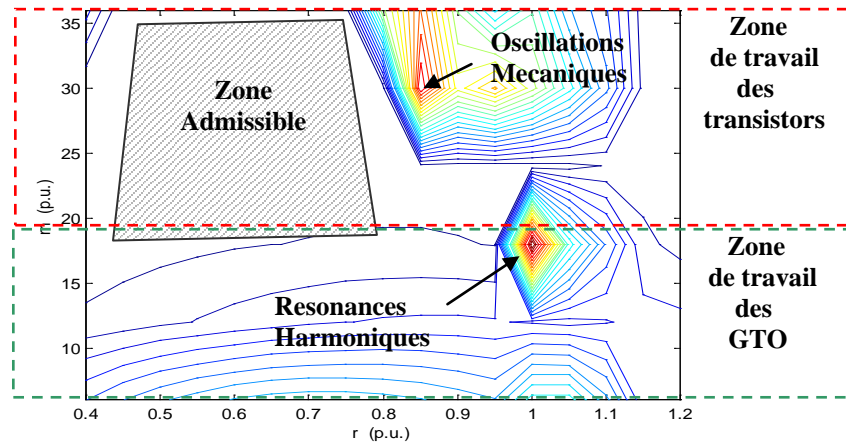


Fig.IV.1.12. Influence des indices de réglage sur les oscillations mécaniques du rotor du moteur asynchrone

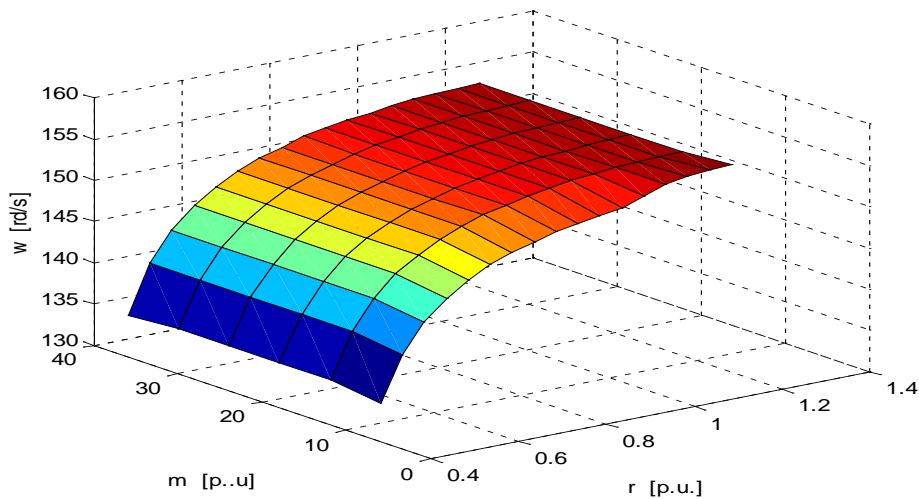


Fig.IV.1.13. Variation de la vitesse angulaire de la machine asynchrone en fonction de r et m

Le taux d'ondulations du courant sur les figures IV.1.9 et 10 montre que pour des faibles valeurs de m la variation de τ_i n'obéit plus à la loi imposant τ_v ; par contre ce taux est quasi stationnaire pour des indices de modulations m supérieur à 18. On a relevé le tracé du minimum de τ_i sur la figures IV.1.10 , où on remarque qu'on suivant ce minimum, r doit être plus limité à des valeurs [0.8 :0.95]. Cette limitation nous oriente sur l'utilisation des GTOs car ils ont effectivement cette plage de fréquence [6] . Sur cette même figure (Fig.IV.1.10), dans la zone de haute fréquence de modulation on a pas le même contenu harmonique que celui de la tension ($Thdv$) bien que l'actionneur ne suit pas parfaitement les signaux de commande ; car la perte de commutation est récupérée par les diodes de roue libre installées en tête bêche avec l'actionneur (le courant ne permet pas un saut discret entre deux valeurs)

- La vitesse w de la machine représenté sur la figure IV.1.13 montre que la variation de w ne dépend que de r qui ne nous offre pas une large gamme de variation et on remarque qu'au delà de $r=1$ la variation est infime .L'influence des variations de r et m s'observent également sur la caractéristique mécanique (fig.IV.1.12) où le fonctionnement sans friction intolérable est délimité dans le domaine hachuré sur la figure qui va nous imposer une autre restriction de r qui dépend du processus technologique auquel la machine est soumise [22] .

- gain de puissance

La valeur efficace de la tension est aussi fonction de r et elle est monotone, donc l'augmentation de r au delà des limites supérieures fixées n'a qu'un but, c'est d'augmenter la puissance utile fig.IV.1.6

IV.1.9 CONCLUSION & RECOMMANDATIONS :

Pour les onduleurs trois niveaux la valeur de l'indice de réglage r est limité à [0,8 : 0,95] , et l'indice de modulation m ne dépassant pas 18 p.u. , ce qui correspond bien aux limites supérieures des Gto actuellement commercialisables .

L'optimum de chaque convertisseur dépend aussi bien des indices r et m caractérisant la loi de commande que du processus technologique auquel la machine est soumise ; sur ce point on a aussi montré le diapason de travail admissible , où l'excitation ou l'atténuation des frictions (dont la tolérance dépend de la nature de la charge) peuvent être réglées par le choix simultané de r et m .L'amplification de ces frictions se voit dans différentes zones : le premier pic correspondant aux faibles valeurs de m peut être expliqué par la perturbation des courants harmoniques qui sont intenses dans cette zone . Par contre le pic correspondant aux grandes valeurs de m n'a pas la même explication car le taux d'harmoniques est réduit, donc, dans ce cas, on se rapproche de la résonance électromécanique. En se basant sur le même raisonnement on doit avoir un autre pic pour les faibles valeurs de r et m à cause du taux d'harmonique élevé ; dans ce cas la machine se comporte comme un circuit bouchon électromécanique .

On peut avoir un gain en puissance dépassant les 20% en agissant seulement sur le coefficient de réglage r au delà de 1 , tout en gardant la même valeur de la vitesse .

IV.2 MODELISATION DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX

Dans le même esprit d'analyse on augmente le niveau des paliers de la tension à cinq, on obtient alors une nouvelle configuration, à savoir l'onduleur cinq niveaux

IV.2.1 STRUCTURE DE L'ONDULEUR À CINQ NIVEAUX

L'onduleur triphasé à cinq niveaux est constitué de trois bras [5]; chaque bras comporte huit interrupteurs, six en série et les autres en parallèle plus les diodes médianes. Chaque interrupteur est composé d'un GTO et une diode montée en tête bêche (fig.IV.2.1) Pour simplifier d'avantage la représentation schématique de la figure IV.2.1 on représente chaque paire GTO-diode par un seul interrupteur bidirectionnel (GDks) et vue la symétrie de la structure on procède par bras.

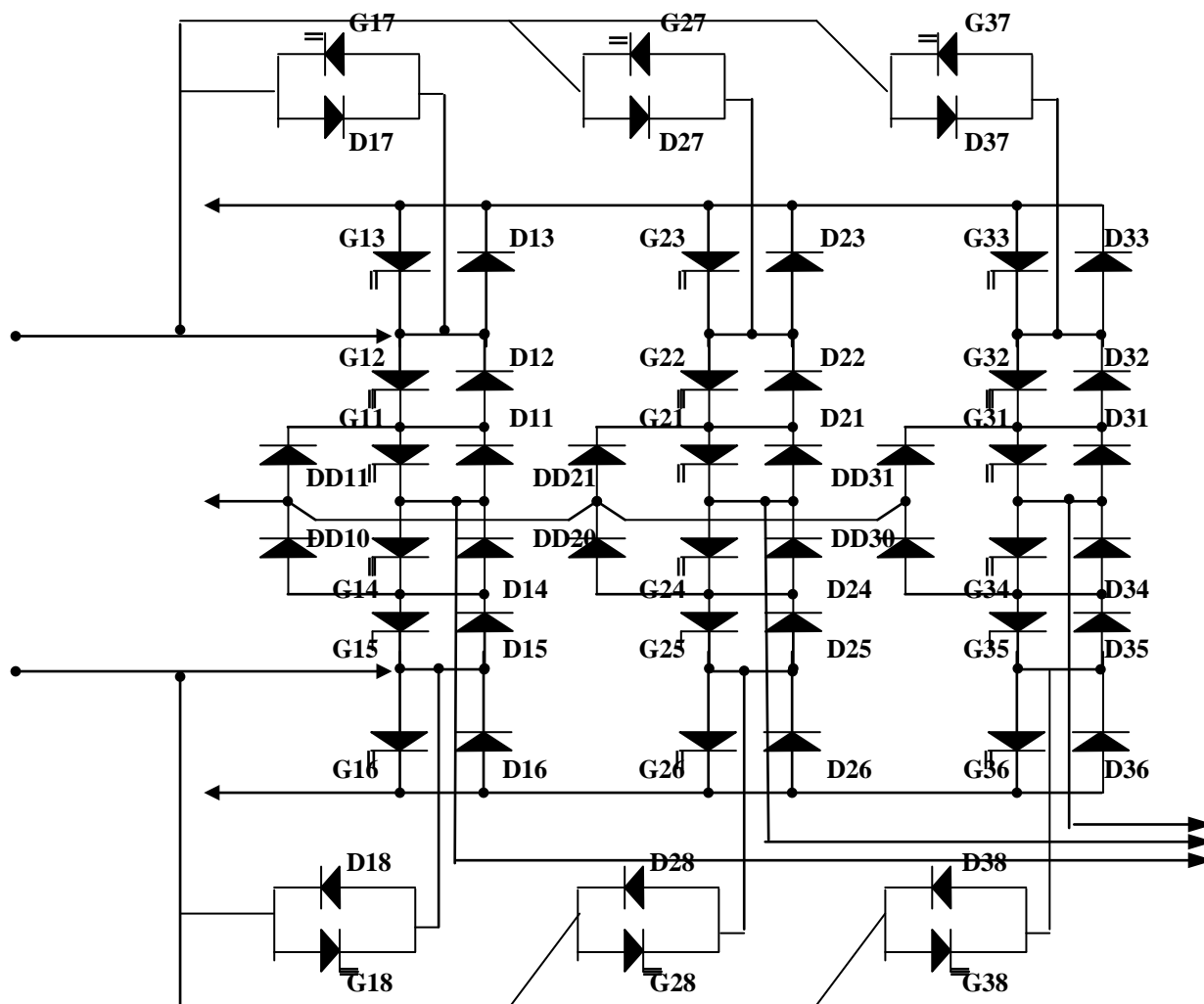


Fig IV.2.1 onduleur triphasé à cinq niveaux

IV.2.2 CONFIGURATIONS ET FONCTIONNEMENT D'UN BRAS DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX

Une analyse topologique d'un bras (fig.IV.2.2) montre sept configurations possibles [12] pour un bras. Ces configurations sont représentées sur la figure IV.2.3.

De ces configurations découle un tableau récapitulatif des grandeurs électriques caractérisant les différentes configurations.

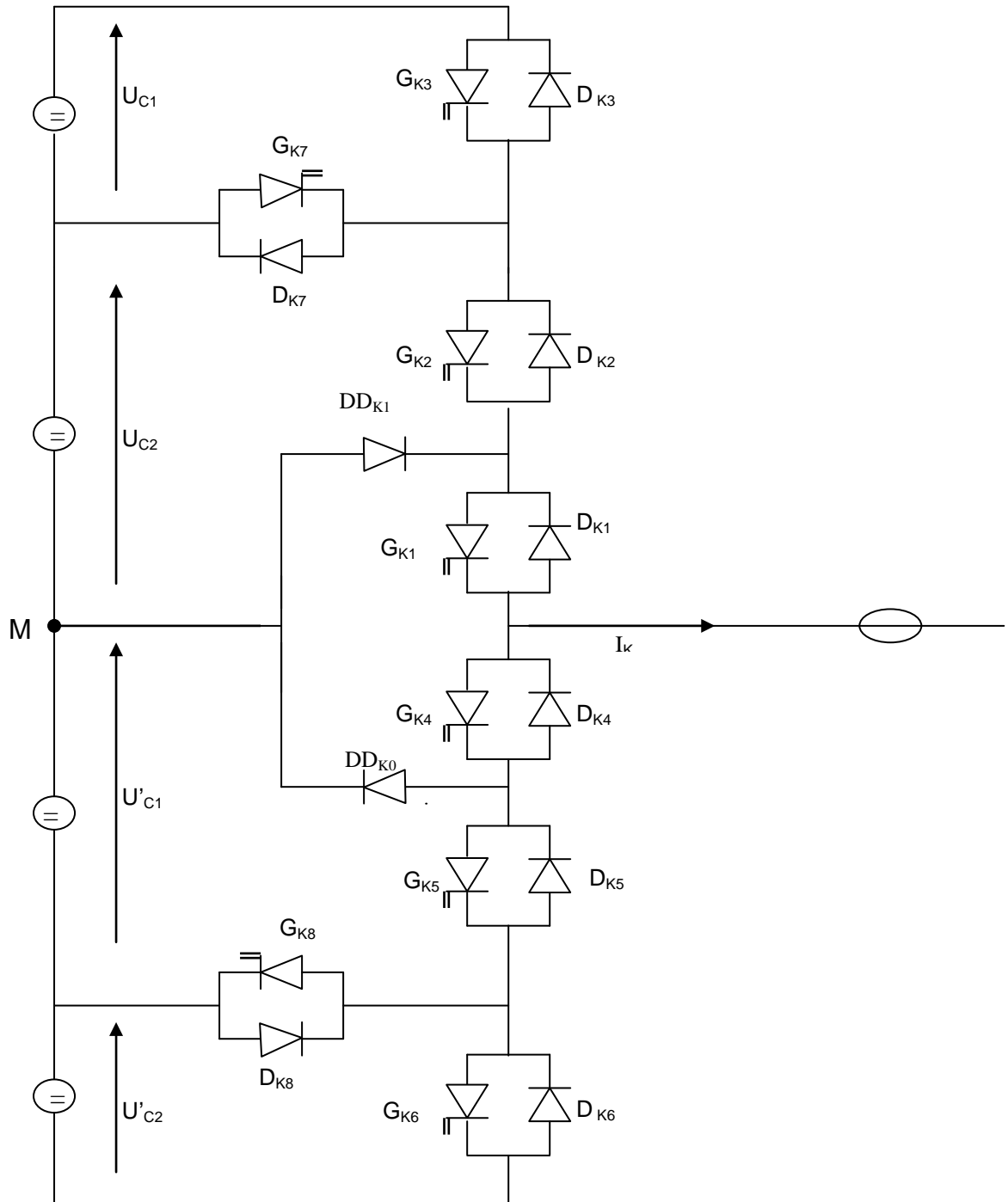
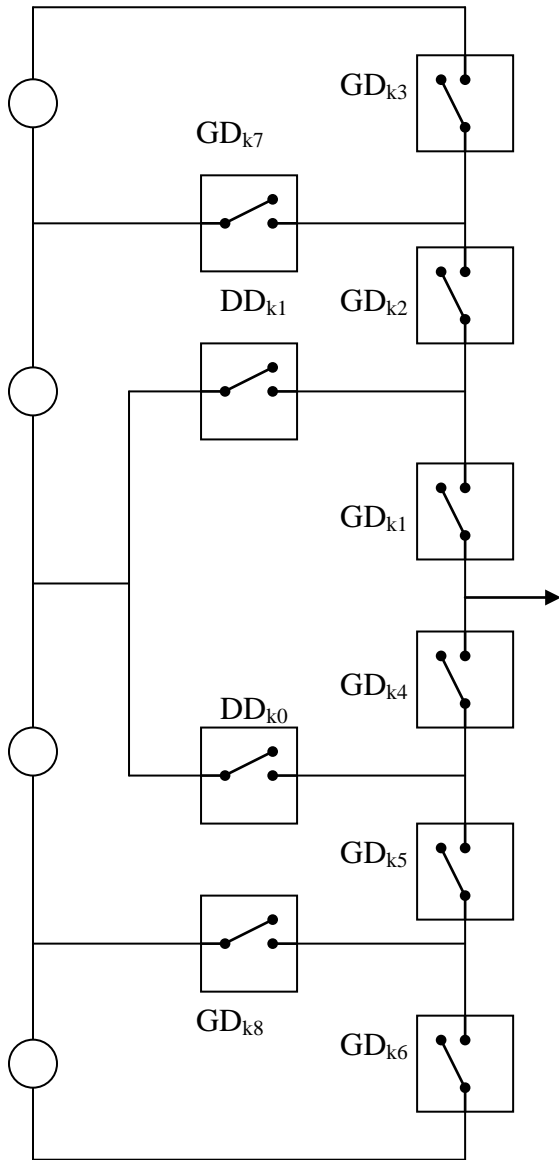
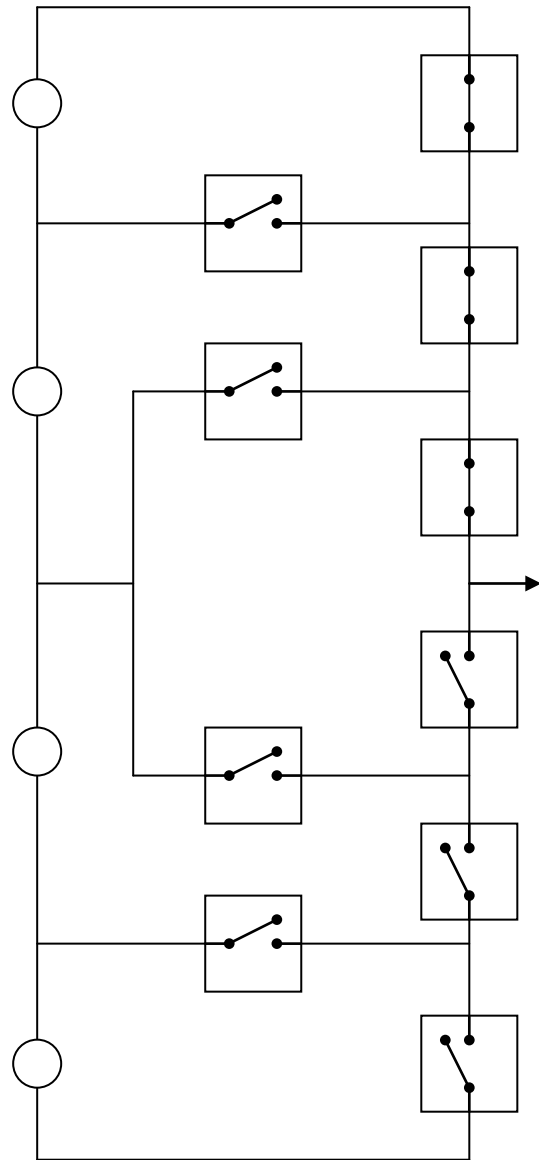


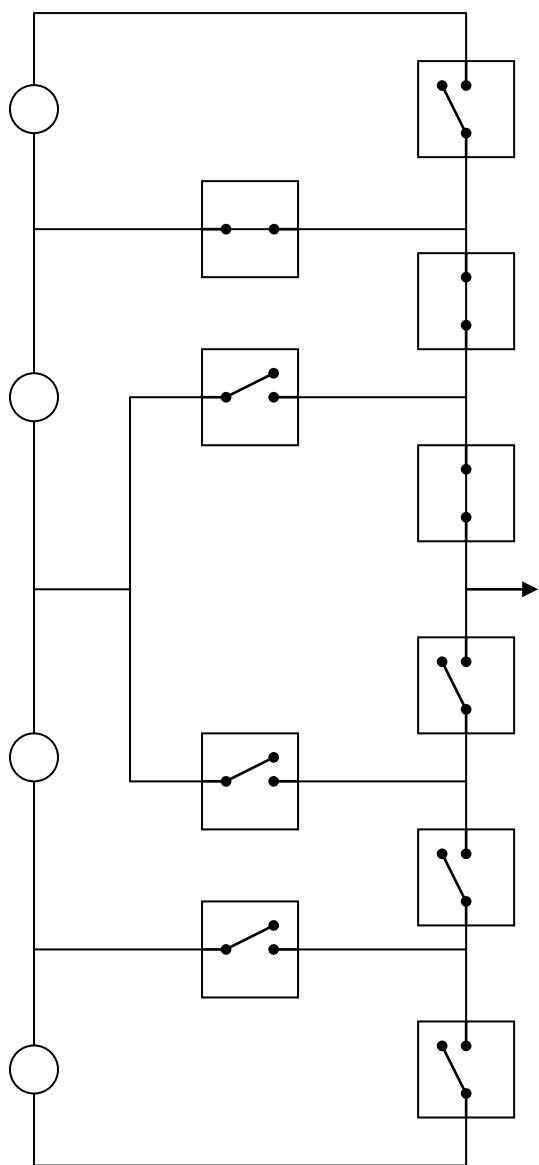
Fig.IV.2.2 structure d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux



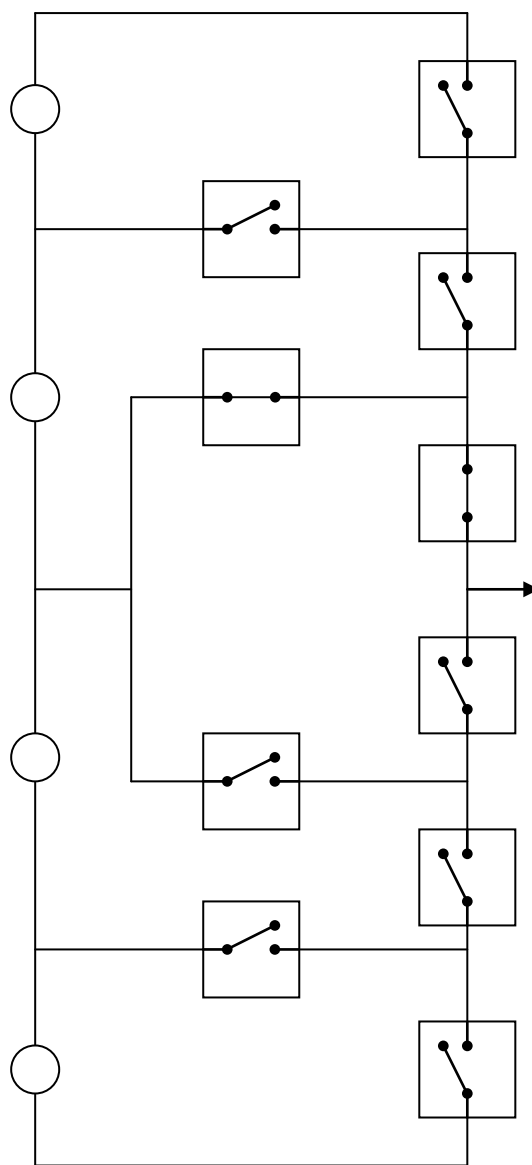
La configuration E_0



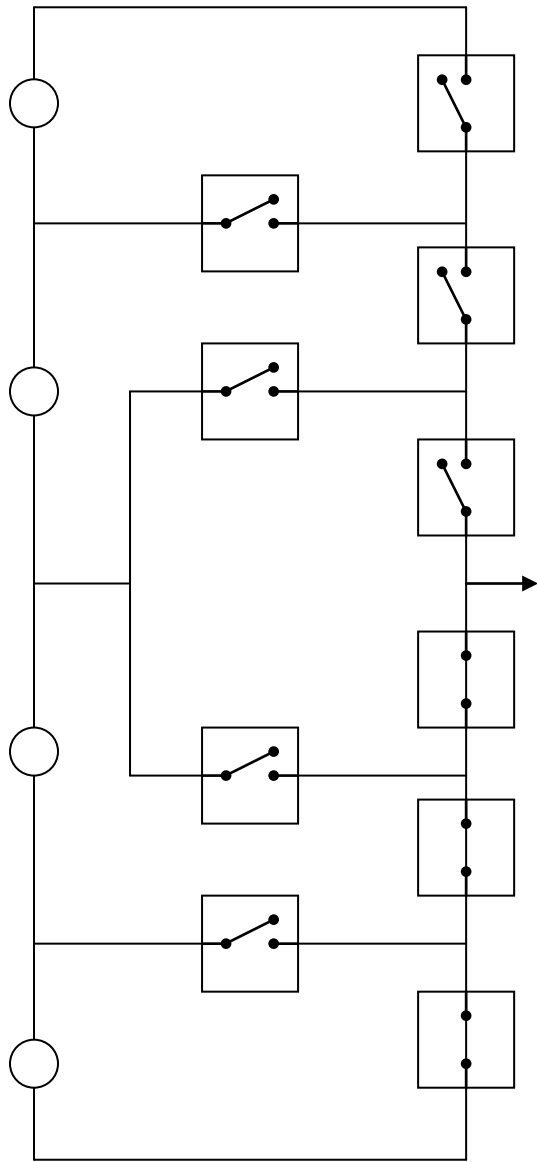
La configuration E_1



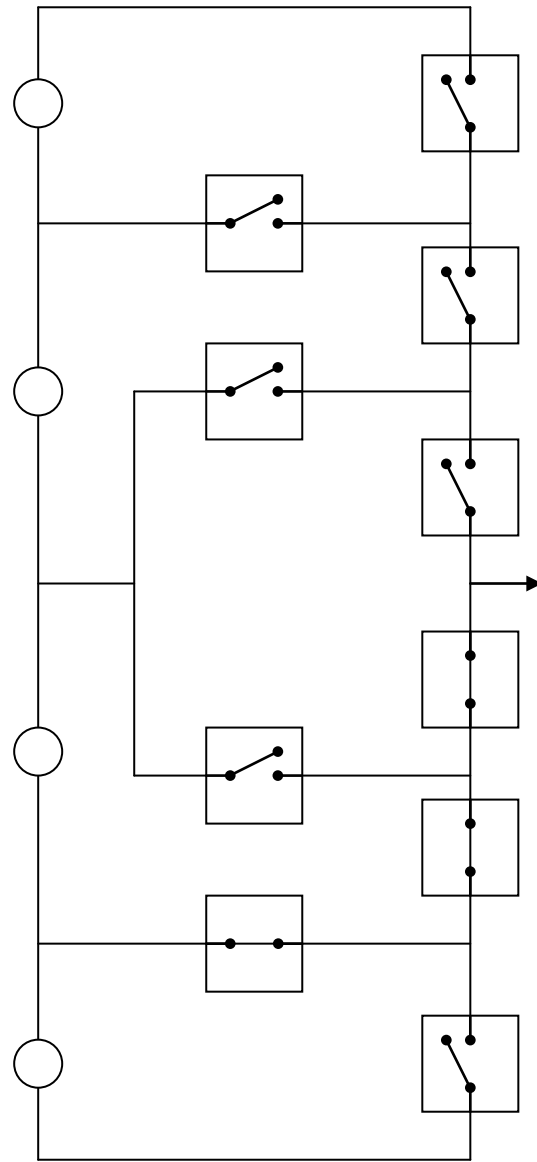
La configuration E₂



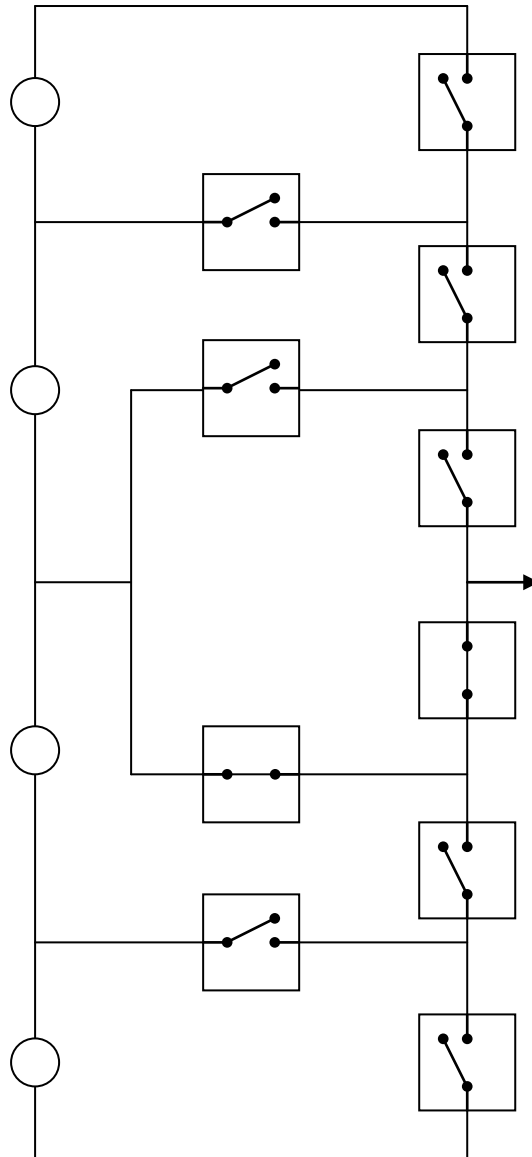
La configuration E₃



La configuration E₅



La configuration E₄



La configuration E₆

Fig.IV.2.3 les configurations possibles d'un bras de l'onduleur à cinq niveaux

Configuration	Grandeurs électrique
E0	$I_k=0$
E1	$2U_c$
E2	U_c
E3	0
E4	$-U_c$
E5	$-2U_c$
E6	0

Tableau IV.2.1 grandeurs électriques connues pour chacune des configurations d'un bras de l'onduleur

Cette nouvelle configuration d'onduleurs nous donne bien les cinq niveaux de tensions désirées.

IV.2.3 MODELE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR A CINQ NIVEAUX

Pour un bras K de l'onduleur à cinq niveaux, on définit la commande complémentaire comme suit [13],

$$G_{k1}=\overline{G_{k5}} \quad G_{k2}=\overline{G_{k4}} \quad \text{et} \quad G_{k3}=G_{k6}$$

De la on obtient le tableau logique de commande suivant

V _{km}	G _{k1}	G _{k2}	G _{k3}	G _{k4}	G _{k5}	G _{k6}
2U _c	1	1	1	0	0	0
U _c	1	1	0	0	0	0
0	1	0	0	1	0	0
-U _c	0	0	0	1	1	0
-2U _c	0	0	0	1	1	1

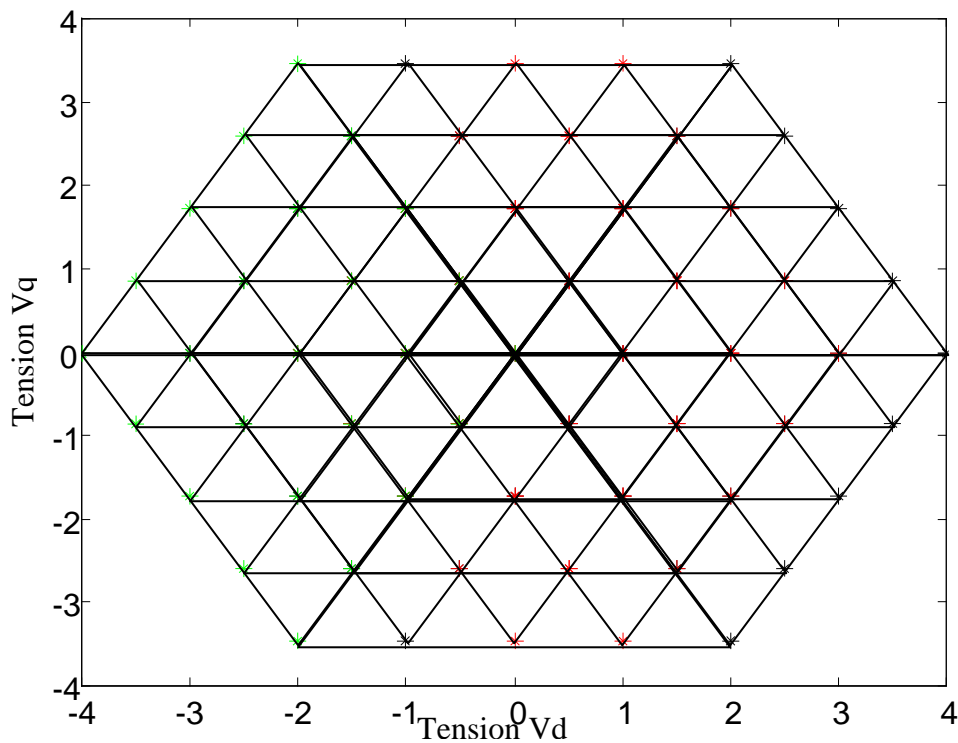


Fig.IV.2.4. Représentation vectorielle des tensions Vd et Vq pour différentes commutations

Fonctions de connexion

Avec la commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes

$$F_{k4}=1-F_{k2}, \quad F_{k5}=1-F_{k1} \quad \text{et} \quad F_{k6}=1-F_{k3}$$

On définit en plus la fonction de connexion du demi bras, qu'on notera :

F_{kbm} avec $m=1$ pour le demi bras du haut

$m=0$ pour le demi bras du bas

Pour un bras K, les fonctions de connexion des demi bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit

$$\begin{aligned} F_{k1}^b &= F_{k1} * F_{k2} * F_{k3} \\ F_{k0}^b &= F_{k4} * F_{k5} * F_{k6} \end{aligned}$$

IV.2.4 MODELISATION DES VALEURS INSTANTANEEES

Les tensions de sortie de l'onduleur par rapport au point M sont définies comme suit

$$V_{am} = F_{11} * F_{12} (1 - F_{13}) * U_{c1} + F_{11} * F_{12} * F_{13} (U_{c1} + U_{c2}) - F_{14} * F_{15} * F_{16} * U_{c1} - F_{14} * F_{15} * F_{16} * (U_{c1} + U_{c2})$$

$$V_{bm} = F_{21} * F_{22} (1 - F_{23}) * U_{c1} + F_{21} * F_{22} * F_{23} (U_{c1} + U_{c2}) - F_{24} * F_{25} * F_{26} * U_{c1} - F_{24} * F_{25} * F_{26} * (U_{c1} + U_{c2})$$

$$V_{cm} = F_{31} * F_{32} (1 - F_{33}) * U_{c1} + F_{31} * F_{32} * F_{33} (U_{c1} + U_{c2}) - F_{34} * F_{35} * F_{36} * U_{c1} - F_{34} * F_{35} * F_{36} * (U_{c1} + U_{c2})$$

Sachant que :

$$\begin{aligned} F_{11}^b &= F_{11} * F_{12} * F_{13} & F_{21}^b &= F_{21} * F_{22} * F_{23} & F_{31}^b &= F_{31} * F_{32} * F_{33} \\ F_{10}^b &= F_{14} * F_{15} * F_{16} & F_{20}^b &= F_{24} * F_{25} * F_{26} & F_{30}^b &= F_{34} * F_{35} * F_{36} \end{aligned}$$

Les fonctions des interrupteurs placés en parallèle sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} F_{17} &= F_{11} * F_{12} * (1 - F_{13}) & F_{27} &= F_{21} * F_{22} * (1 - F_{23}) & F_{37} &= F_{31} * F_{32} * (1 - F_{33}) \\ F_{18} &= F_{14} * F_{15} * (1 - F_{16}) & F_{28} &= F_{24} * F_{25} * (1 - F_{26}) & F_{38} &= F_{34} * F_{35} * (1 - F_{36}) \end{aligned}$$

Sous forme matricielle les tensions s'écrivent comme suit

$$\begin{bmatrix} V_{am} \\ V_{bm} \\ V_{cm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} * U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} * U_{c2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} * U_{c1}' + \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} * U_{c2}'$$

$$|U_{c1}| = |U_{c2}| = |U_{c1}'| = |U_{c2}'|$$

IV.2.5. COMMANDE TRIANGULO-SINUSOIDALE

Le principe de cette technique consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence [5] ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir), généralement sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire ou en dents de scie d'où l'appellation de commande triangulosinusoidale

Commande triangulosinusoidale à quatre porteuses

Cette stratégie est basée sur la comparaison de quatre porteuses triangulaires avec les tensions de référence $V_{refi}(i=1,2,3)$

L'algorithme de commande est défini comme suit

Si $V_{refi}(i=1,2,3) > 0$

Pour $0 \leq |V_{refi}| \leq U_c$

$V_{refi} > y_1$	$V_{im} = U_c$
$V_{refi} \leq y_1$	$V_{im} = 0$

Pour $U_c < |V_{refi}| \leq 2U_c$

$V_{refi} > y_2$	$V_{im} = 2 * U_c$
$V_{refi} \leq y_2$	$V_{im} = U_c$

Si $v_{refi}(i=1,2,3) < 0$

Pour $0 \leq |V_{refi}| \leq U_c$

$V_{refi} < y_3$	$V_{im} = -U_c$
$V_{refi} \geq y_3$	$V_{im} = 0$

Pour $U_c \leq |V_{refi}| \leq 2U_c$

$V_{refi} < y_4$	$V_{im} = -2 * U_c$
$V_{refi} \geq y_4$	$V_{im} = -U_c$

IV.2.6. CARACTERISTIQUES DE SORTIE DE L'ONDULEUR CINQ NIVEAUX

On utilise le modèle de simulation de la figure IV.2.5 pour obtenir les différentes tensions délivrées par cette nouvelle configuration d'onduleur.

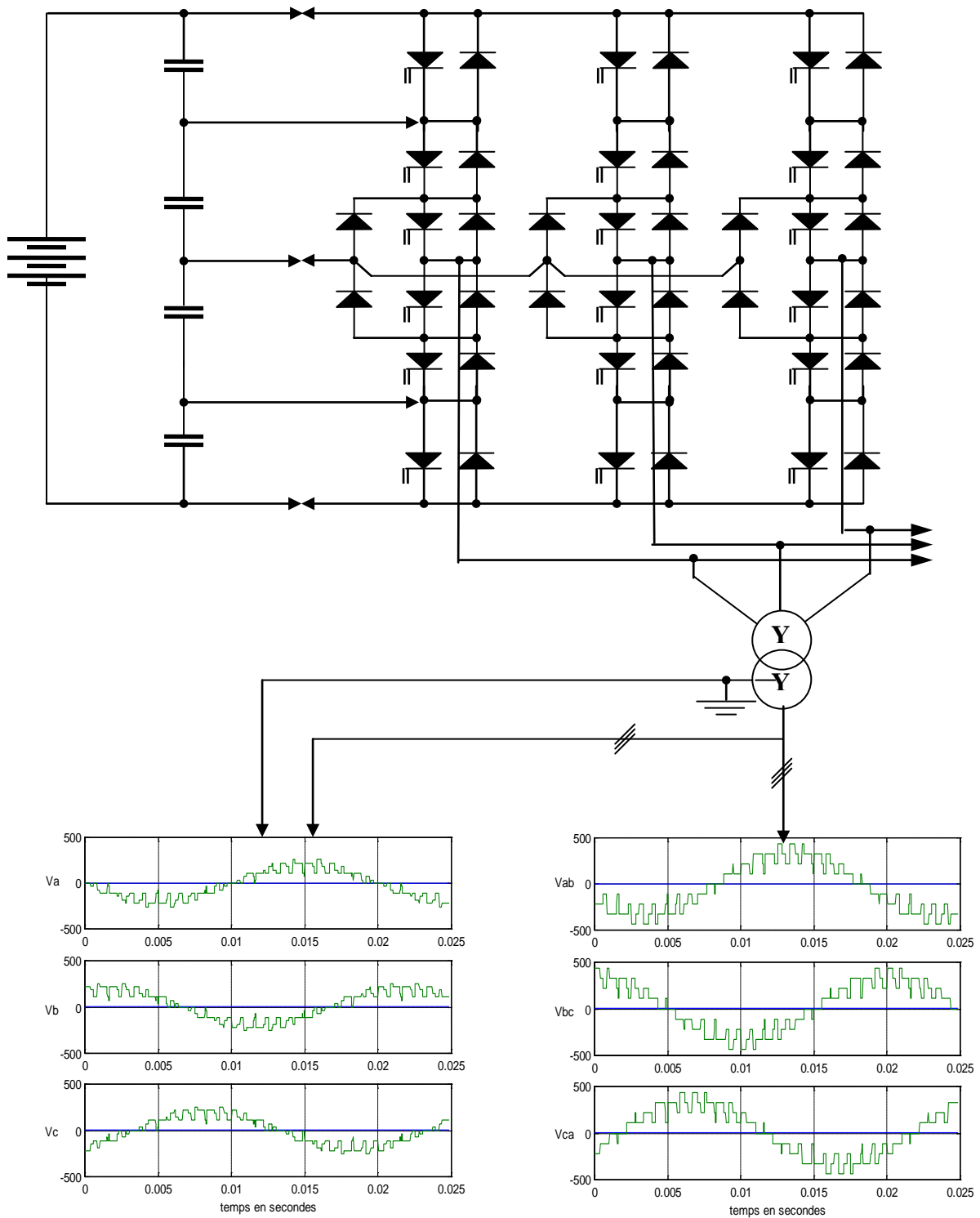


Fig.IV.2.5. tensions de sorties simples et composees aœuvres par l' onduleur cinq niveaux

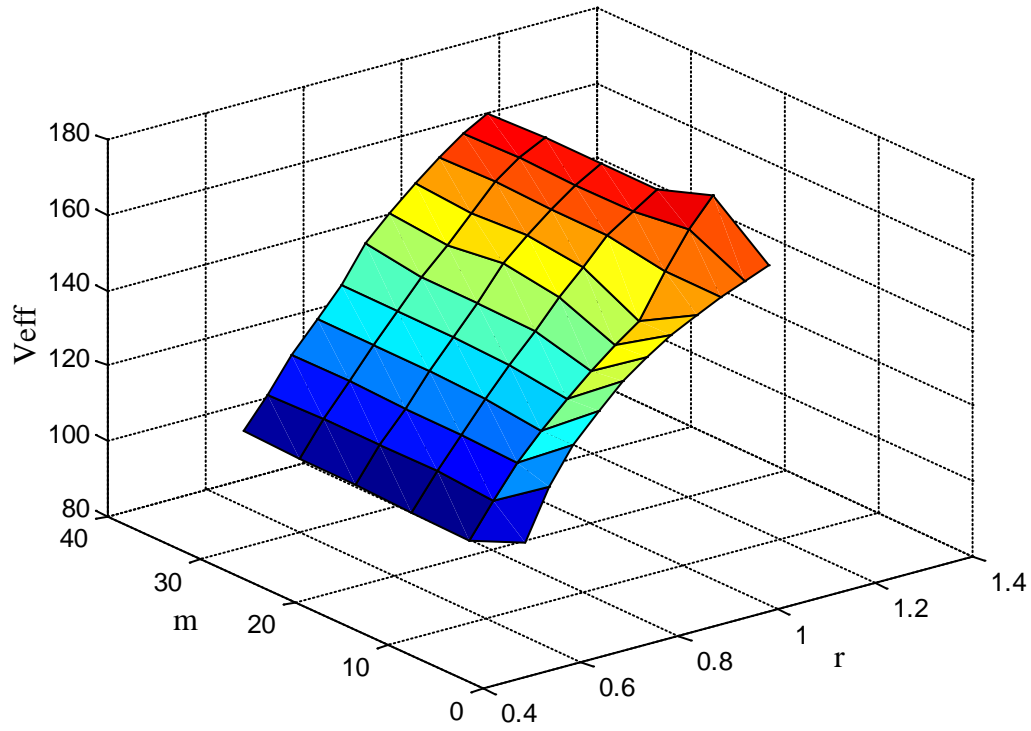


Fig.IV.2.6 variation de la tension efficace de sortie de l'onduleur en fonction de r et m

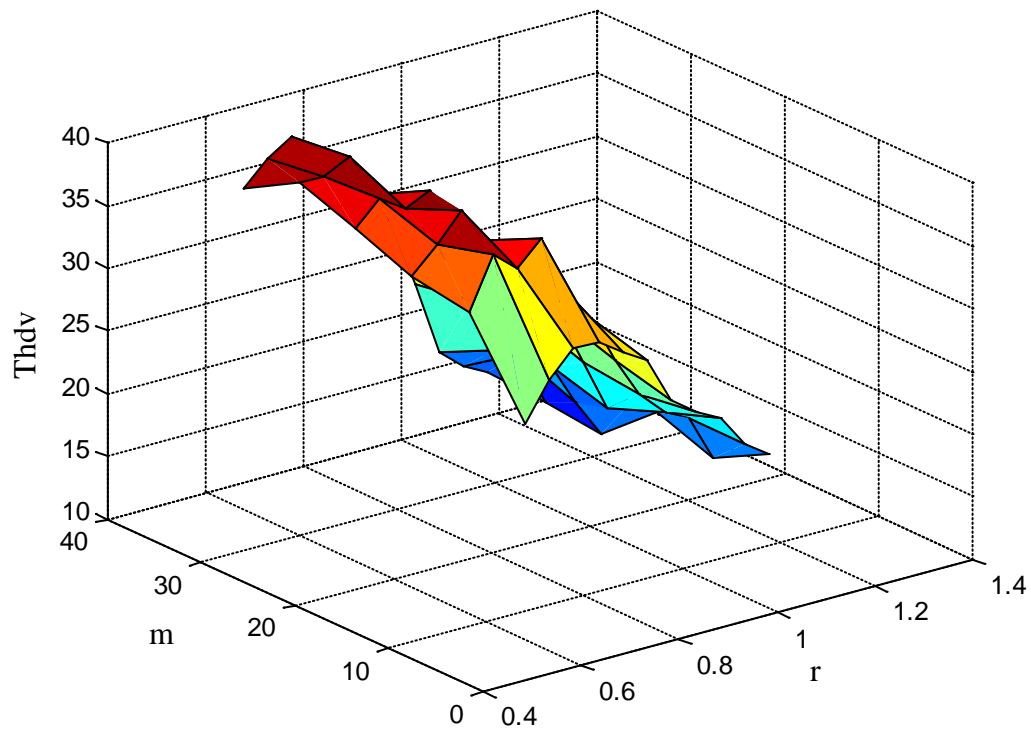


Fig.IV.2.7. spectre harmonique de la tension de sortie de l'onduleur en 3D

IV.2.7. ASSOCIATION CONVERTISSEUR MACHINE

Pour étudier le comportement de notre entraînement asynchrone alimenté par le biais de cette nouvelle configuration, on utilise le modèle de la figure IV.2.8

Dans cette simulation, les valeurs de m et r sont toujours comprises respectivement entre [6 :36] et [0.4 : 1.2]

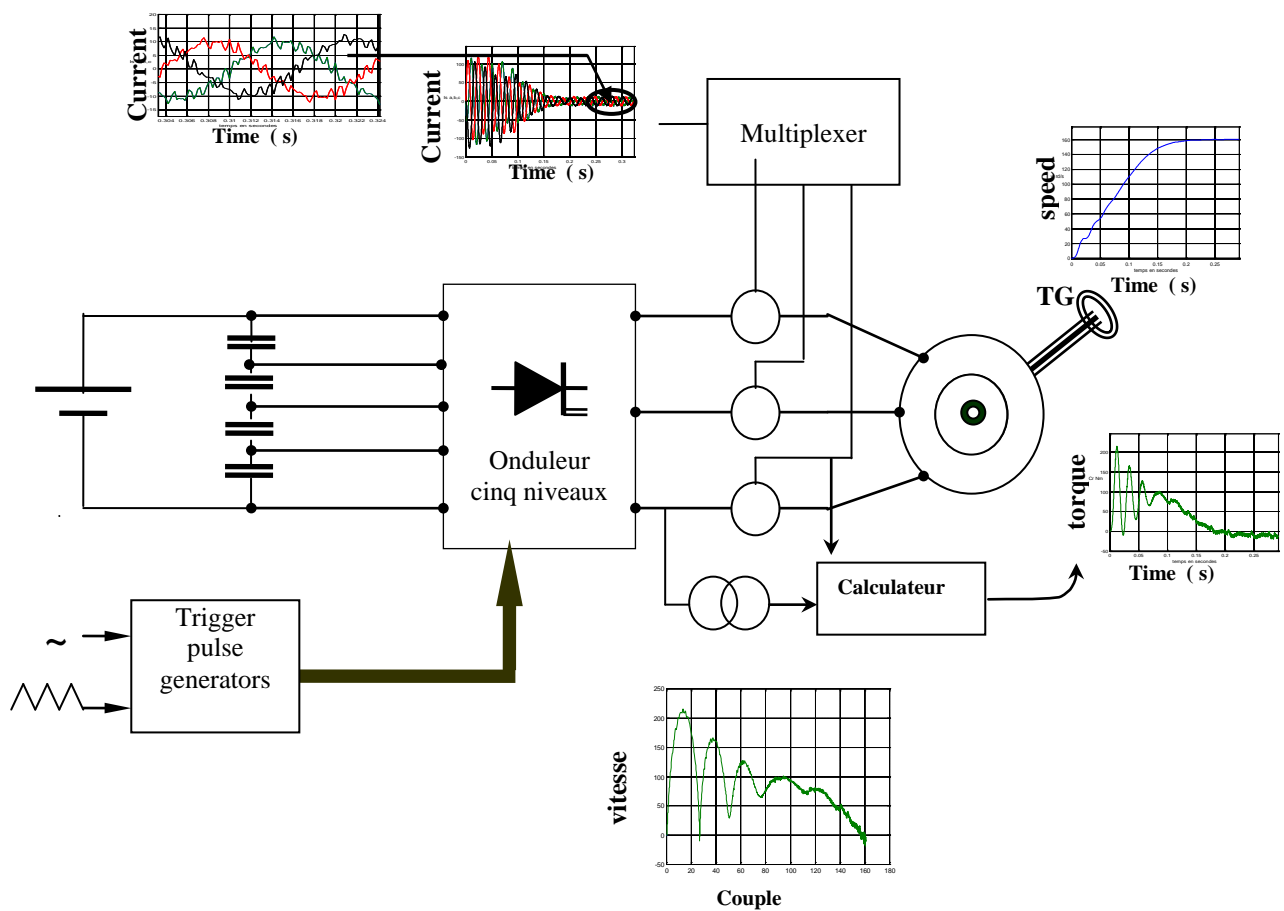


Fig.IV.2.8 modèle de simulation de l'association onduleur cinq niveaux à la machine . asynchrone

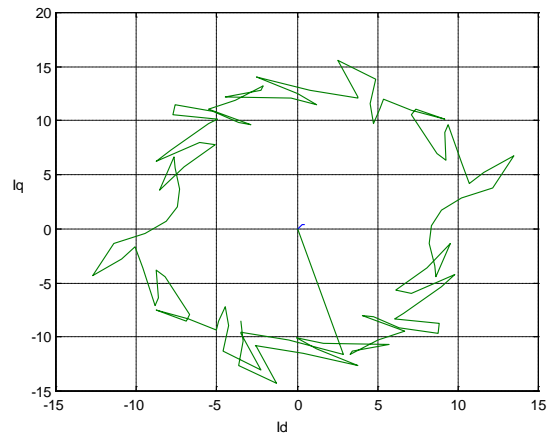


Fig.IV.2.9 variation vectorielle du courant de charge d'une machine asynchrone

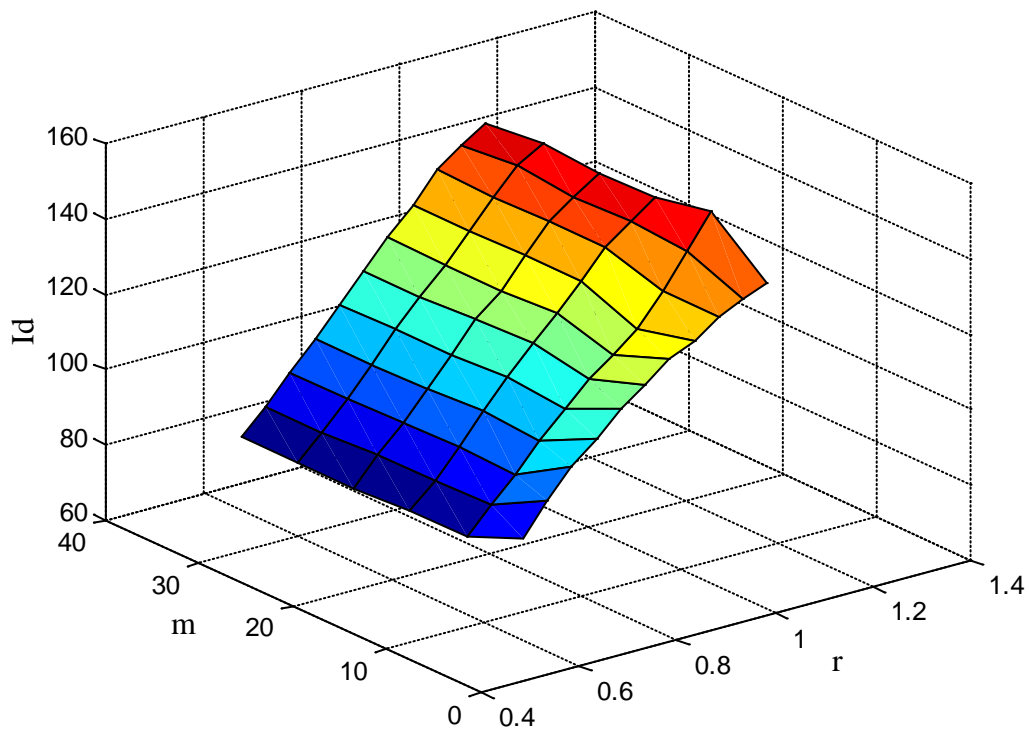


Fig.IV.2.10 variation du courant de démarrage de la machine asynchrone en fonction de r et m

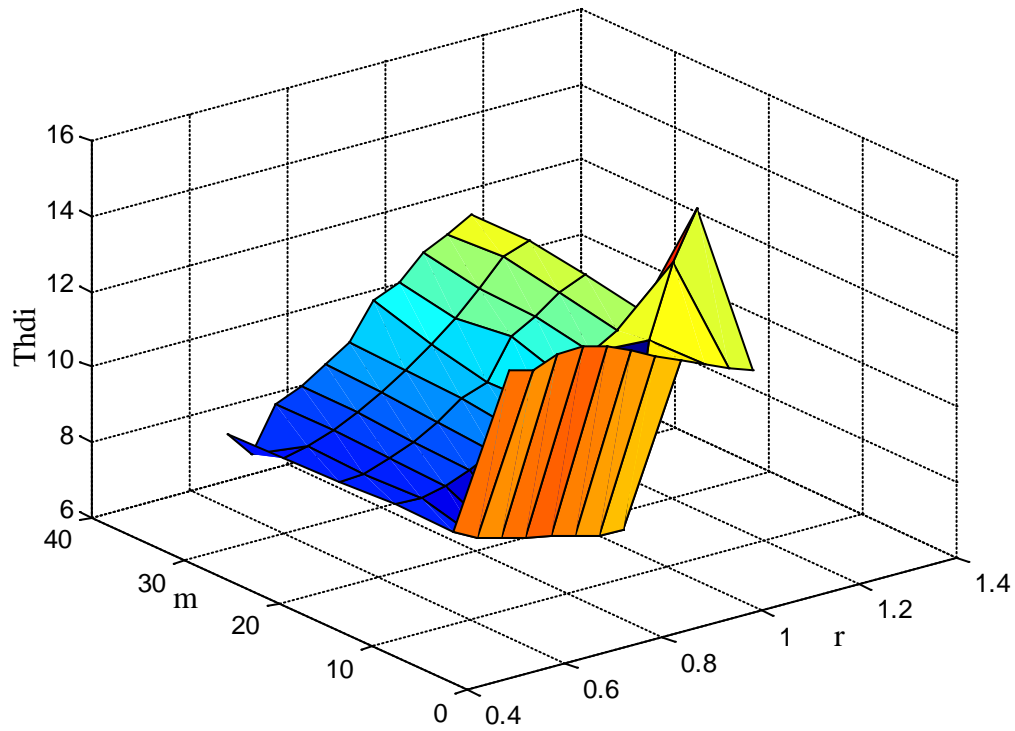


Fig.IV.2.11 spectre harmonique du courant de sortie de l'onduleur en 3 D

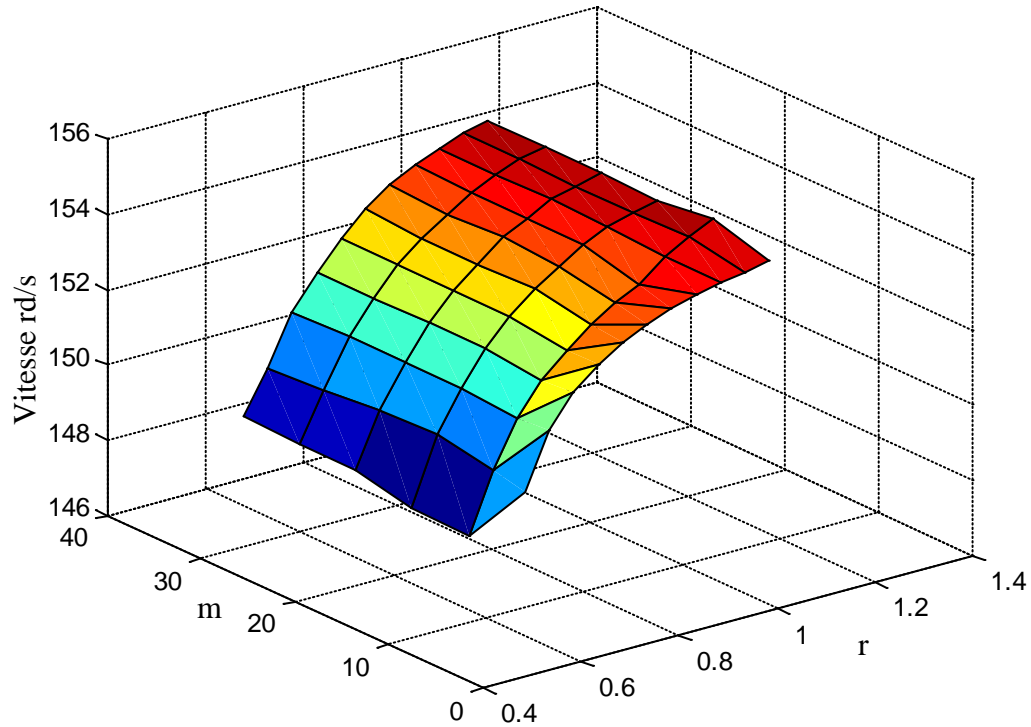


Fig.IV.2.12 variation de la vitesse angulaire de la machine asynchrone en fonction de r et m

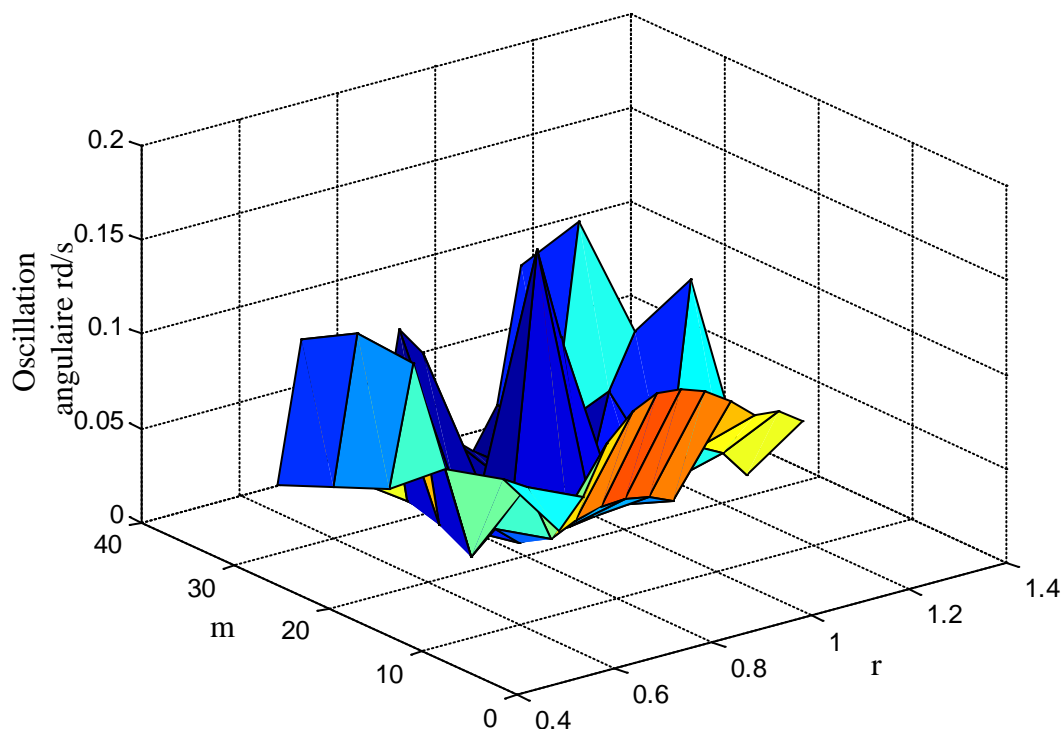


Fig.IV.2.13 oscillations de l'arbre de la machine asynchrone en fonction de r et m

IV.2.8. INTERPRETATION

L'onduleur cinq niveaux présente une meilleure facilité de réglage de vitesse puisque la pente est moins raide comparé à celle obtenue pour l'onduleur à trois niveaux (Fig.IV.12).. Cette remarque est valable pour le courant de démarrage, mais il est clair que les tensions et les courants obtenus se rapprochent d'avantage d'une sinusoïde (fig.IV.1.10)

Néanmoins, on a montré qu'avec une commande optimale de l'onduleur trois niveaux on peut se rapprocher à la limite des caractéristiques électriques et mécaniques qu'offrent l'onduleur à cinq niveaux sans pour autant augmenter l'encombrement et la complexité du circuit de commande.

Ce choix est conforme aux exigences technico-économiques.

CHAPITRE V

**AUTRES DOMAINES D'APPLICATION DE L'ONDULEUR
TROIS NIVEAUX**

V. AUTRES DOMAINES D'APPLICATION DE L'ONDULEUR TROIS NIVEAUX

V.1 DEMARRAGE D'UNE GRANDE MACHINE :

on a proposé l'utilisation d'un démarrage progressif (fig.V.1) pour les machines asynchrones de grande puissance, car au delà de 100 kw le démarrage Y/ Δ serait impossible à cause du fort appel de courant de commutation, donc on utilise souvent le démarrage rhéostatique qui réduit le rendement et qui nécessite plus d'espace [3], d'où on a jugé utile d'orienter ces techniques vers le démarrage progressif qui nous permet plus d'efficacité et de flexibilité (fig.V.2) (ajustement du temps de démarrage, des tensions de démarrage au besoin). D'après la représentation sur la figure IV.1.11 on voit bien que la dépendance de I_d par rapport à r est importante d'où l'idée du démarrage progressif (annexe B,C) des moteurs a fort appel de courant (fig.V.3).

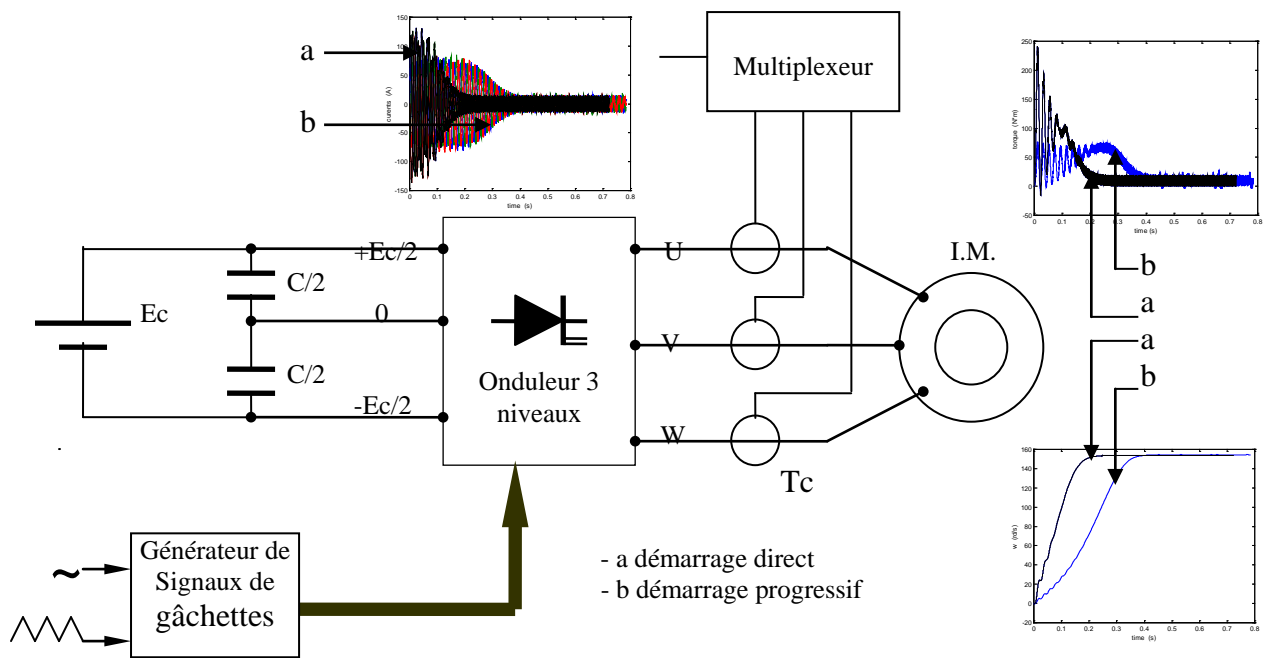


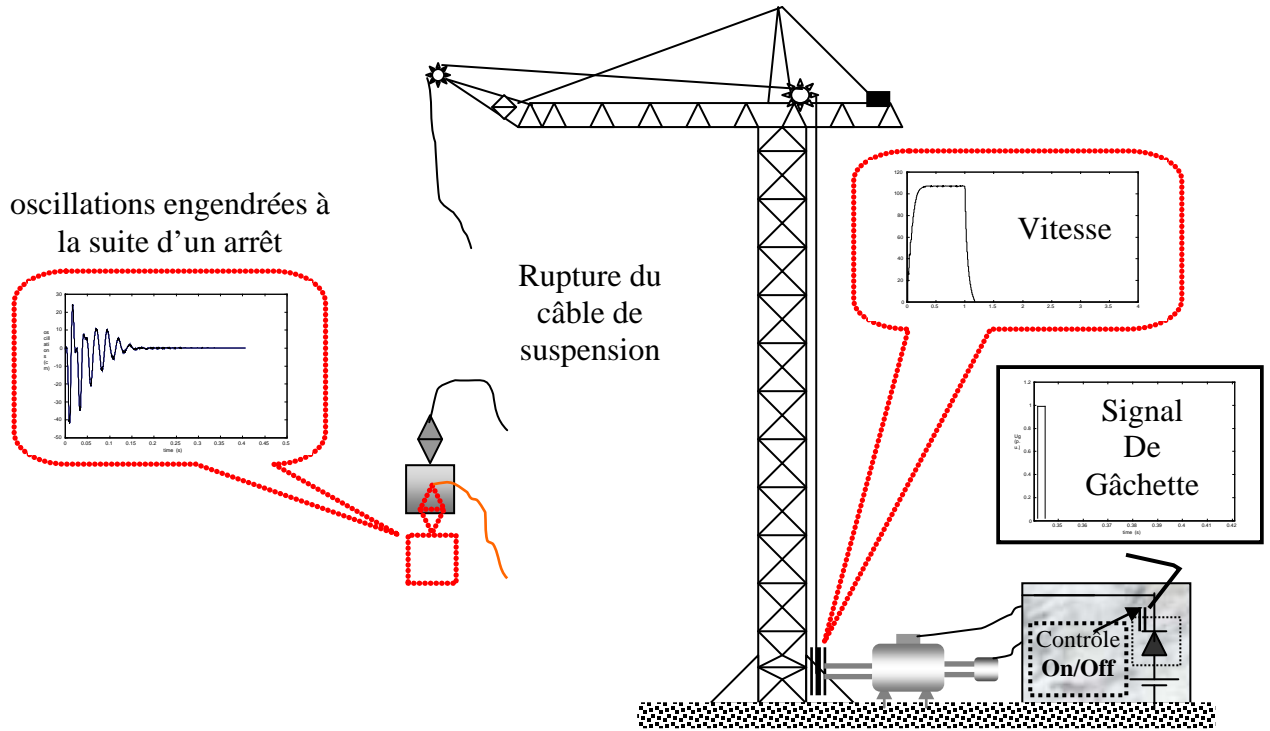
Fig.V.1 Impacte de la variation continue du coefficient de réglage sur les caractéristiques électriques et mécaniques du moteur asynchrone

Type de charge	Rampe de démarrage (sec)	Rampe D'arrêt (sec)	Tension Initiale Uini
Hélice conduite de bateau	10	0	30 %
Ventilateur centrifuge	10	0	30 %
Pompe centrifuge	10	20	30 %
Compresseur à piston	10	0	30 %
Equipement de levage	10	10	60 %
Convertisseur rotatif	10	0	30 %
Malaxeur , mixeur	10	0	60 %
Etireuse	10	10	40 %
Compresseur à vis	10	0	40 %
Convoyeur à vis	10	10	40 %
Moteur à vide	10	0	30 %
Bande transporteuse	10	10	40 %
Pompe de chauffage	10	20	30 %
Escaliers mécanique	10	0	30 %
Pompe hydraulique	10	0	30 %

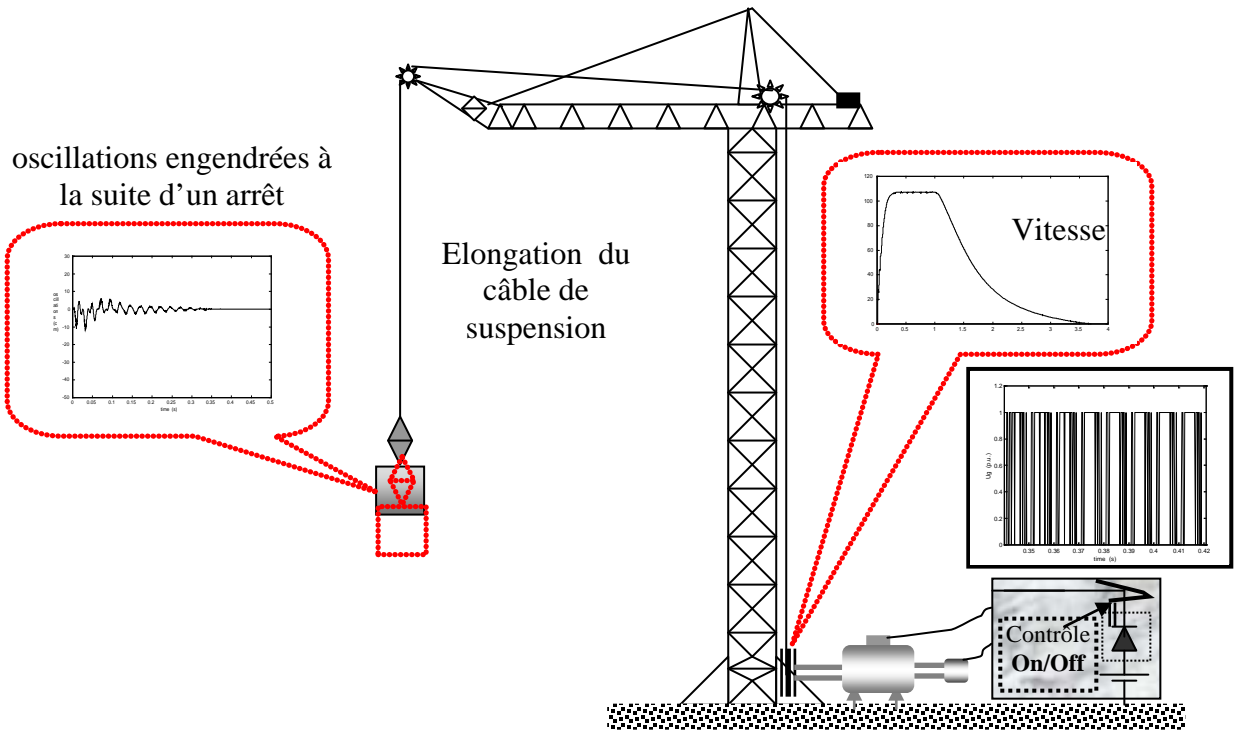
Tableau V.1 : type de charge et caractéristiques de démarrage

V.2 SYSTEME DE LEVAGE

Le principe du démarrage progressif expliqué plus haut peut être très utile aussi bien dans les démarrages que dans les freinages des équipements de levage dont le freinage brusque peut causer des incidents grave du côté équipements et personnels (fig.V.4) ; du fait que l'arrêt brusque d'une charge [23] suspendue par des câbles en acier de raideur donnée stimule des oscillations qui risquent soit : la rupture des câbles, ou bien le relâchement de la charge en chute libre.



Arrêt non assisté d'un système de levage



Arrêt assisté d'un système de levage

V.3. ENTRAINEMENT A VITESSE VARIABLE

V.3.1 REGLAGE DE LA VITESSE PAR LA TENSION DE SORTIE DE L'ONDULEUR

Pour assurer une vitesse réglable la première solution qu'un professionnel propose est la variation par ajustement de la tension alimentant la machine. Pour ce faire on utilise les onduleurs et on agit sur un potentiomètre pour régler la tension de référence correspondante à une tension de consigne. Le paramètre qui la caractérise est r figure V.5.

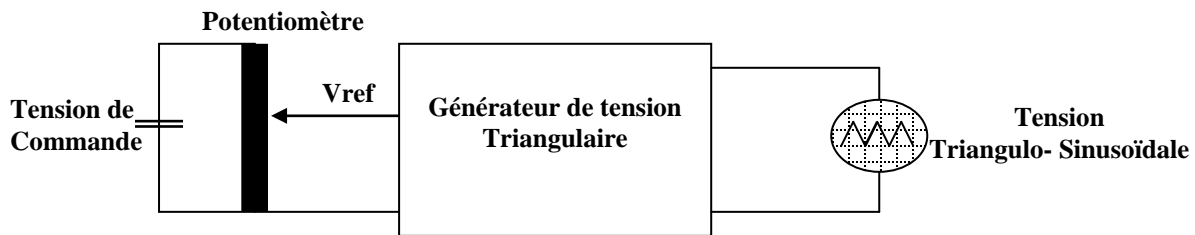


Fig.V.5. principe de réglage par r

La simulation pour différentes valeurs de r est représentée sur la figure V.6. Elle montre deux tronçons de courbe bien distincts : un tronçon linéaire et un autre non linéaire. On s'intéressera à la partie linéaire pour deux raisons :

- la partie linéaire représente la plus grande partie de la courbe,
- la loi de réglage de cette zone est simple à mettre en œuvre.

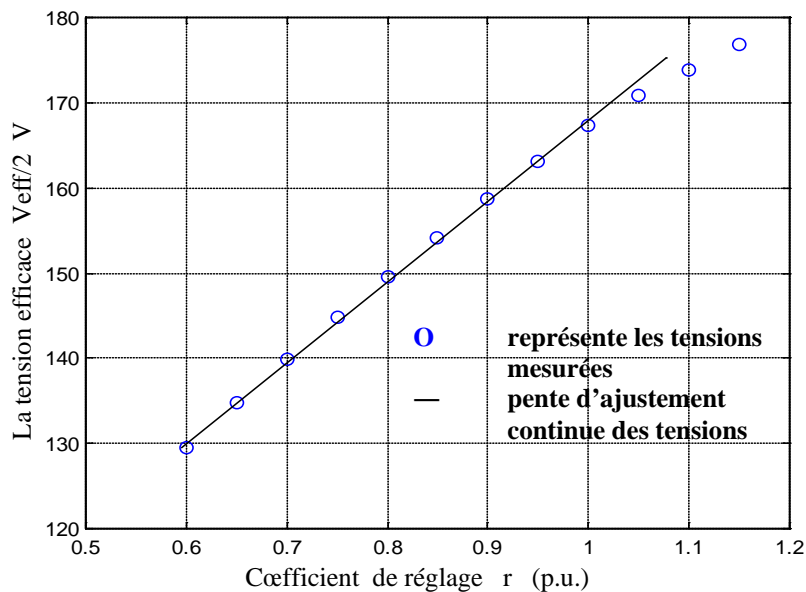


Fig.V.6. variation de la tension délivrée par l'onduleur trois niveaux en fonction de r pour $v_{ref}=220$; $m=24$;

Recherche de la loi de réglage

La tangente peut être calculée avec un minimum d'erreur si on prend $r=0,65$ et $r=0,95$

$$r=0,65 \longrightarrow V_{\text{eff}} = 134.7745 \text{ Volts}$$

$$\text{et } r=0,95 \longrightarrow V_{\text{eff}} = 163.0853 \text{ Volts}$$

ce qui donne

$$a = [V_{\text{eff}}(0,95) - V_{\text{eff}}(0,65)] / (0,95 - 0,65)$$

où, a représente la pente de la droite

$$a = 94.3693$$

la droite $y = a * r + b$

$$\text{pour } r=0,65 \longrightarrow y = 0,134.7745$$

$$\text{donc } b = 73.4345$$

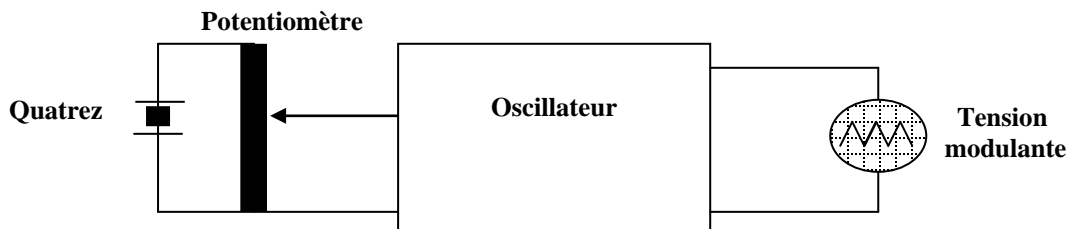
Alors la loi de commande qui régit la variation de la tension en fonction du coefficient de réglage est

$$V_{\text{eff}} = 94.3693 * r + 73.4345$$

Le réglage par le coefficient de réglage r ne permet pas une augmentation linéaire de la tension au delà de la tension nominale, en plus il est recommandé pour des réglages de vitesse sur des gammes très réduites et inférieures à la vitesse nominale.

V.3.2 REGLAGE DE LA VITESSE PAR LA VARIATION DE LA FREQUENCE DE L'ONDULEUR

Le réglage par la variation de la fréquence est plus fiable mais plus onéreux par rapport à la première technique. La variation de la fréquence permet un réglage continu et linéaire fig.V.7.



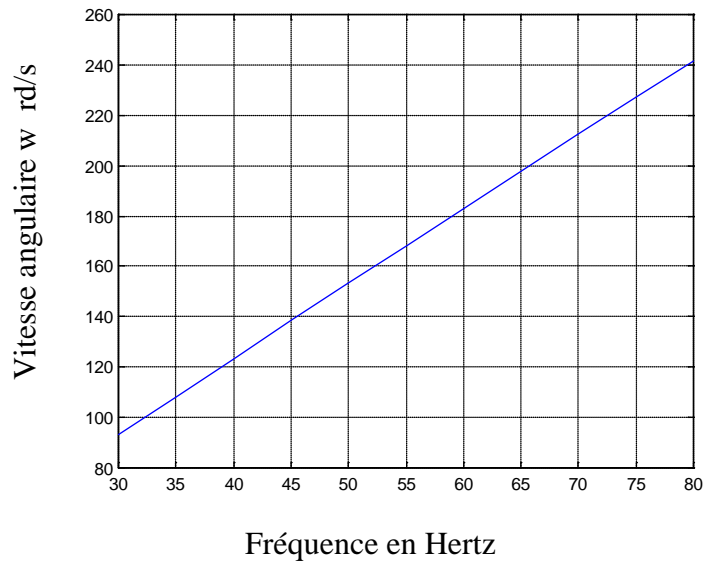


Fig.V.7. effet de la variation de la fréquence sur la vitesse de rotation de la machine asynchrone

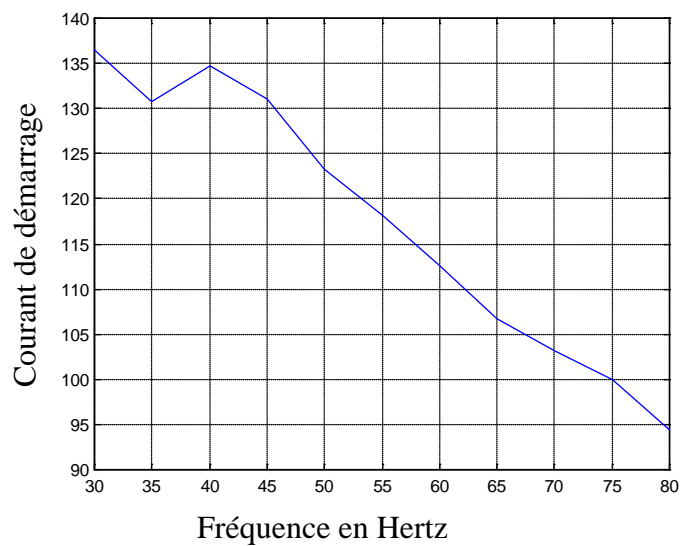


Fig.V.8. influence de la variation de la fréquence sur le courant de démarrage

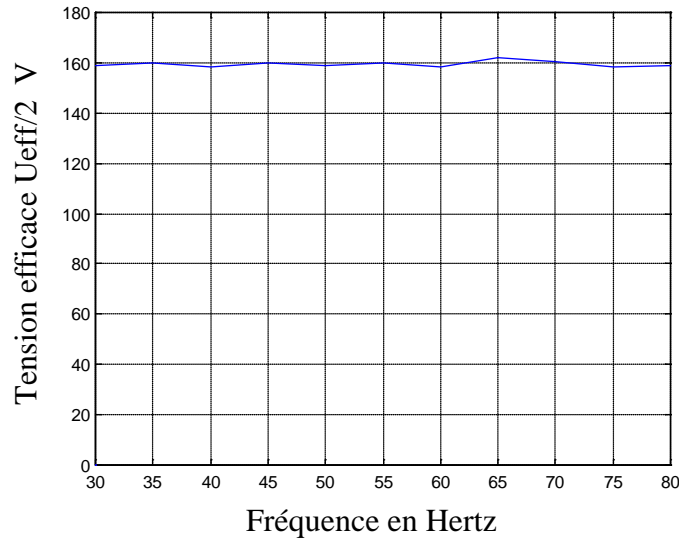


Fig. V.9. Insensibilité de la tension efficace par rapport a la fréquence

Le réglage par la fréquence délivrée par l'onduleur permet de faire une variation plus large de la vitesse de rotation et spécialement au delà de la vitesse nominale. L'appelle de courant pendant le démarrage diminue avec l'augmentation de la vitesse lorsque la machine passe de l'état d'arrêt à l'état de régime de fonctionnement stationnaire. Ce courant de démarrage [9,10] sera très comparable au courant de fonctionnement stationnaire lorsqu'on fait un réglage continue de la vitesse .la particularité de ce type de réglage est insensibilité de la tension.

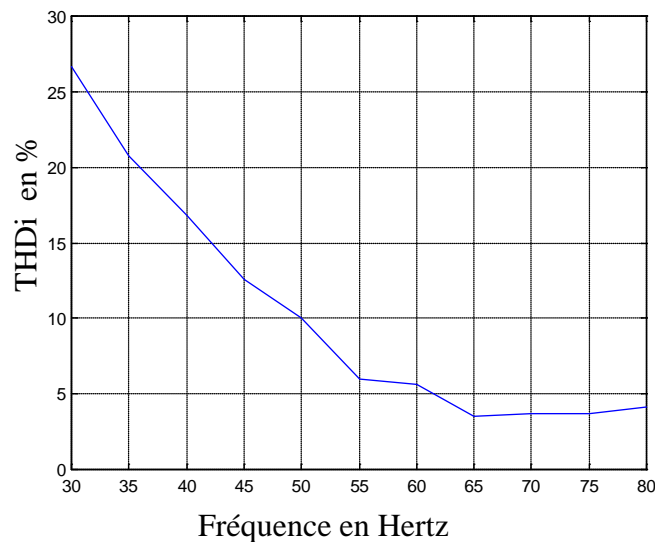


Fig.V.10. effet de la fréquence sur le THDi

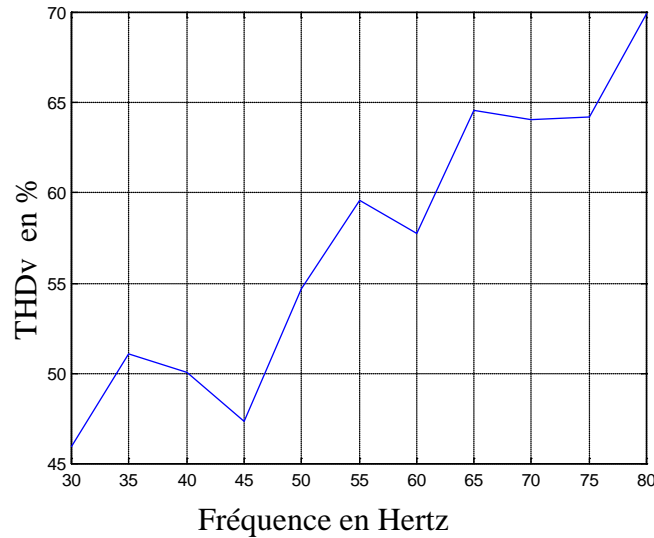


Fig.V.10. effet de la fréquence sur le THDv

Une des caractéristiques de la performance de l'association convertisseur/machine est le taux d'harmonique globale (THD- **T**otal **H**armonic **D**istortion). La simulation nous montre qu'avec l'augmentation de la fréquence le THDi diminue et cela est due, à notre sens, aux différents temps de réponses (électrique et mécanique) qui s'opposent aux variations rapides du courant à la suite des commutations par MLI. Cette même déduction ne peut être retenue pour le THDv car les tensions délivrées [24] par l'onduleur sont indépendante des caractéristiques mécanique et électrique de la machine ou de la charge alimentée à travers cet onduleur, mais elle dépend du nombre et de la durée des hachages ; dans ce même esprit d'analyse on peut dire que l'augmentation de la fréquence rend la largeur des impulsions comparables au demi cycle de l'onde de tension ce qui a pour conséquence l'apparition des harmoniques proches au fondamentale et avec des amplitudes importantes.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Ce travail nous a permis d'étudier deux architectures différentes des onduleurs multi niveaux auxquelles on a appliqué une même technique de commande ; à savoir la commande triangulo-sinusoïdale, avec en première configuration, une seule porteuse et en deuxième configuration quatre porteuses ; ce qui rend l'onduleur à trois niveaux moins coûteux en installation que l'onduleur à cinq niveaux.

Pour l'onduleur à cinq niveaux les résultats retenus lors de l'association avec la machine asynchrone sont plus prometteurs que ceux obtenus pour l'onduleur à trois niveaux. Notre objectif étant l'amélioration de la tension de sortie de l'onduleur tout en tenant compte du rapport qualité prix ; à cet effet, nous avons opté pour l'onduleur à trois niveaux. Avec les résultats de simulation obtenus, on peut dire qu'avec une commande optimale de l'onduleur trois niveaux on arrive à atteindre les caractéristiques performantes de l'onduleur cinq niveaux.

En analysant les caractéristiques données par l'onduleur trois niveaux (Figure IV.1.12), on peut définir trois régions ; une partie concave qui correspond à la zone de fonctionnement optimal puisqu'elle présente un minimum de pollution harmoniques, une zone supérieur (fréquences hautes) qui présente relativement une mauvaise réponse due à la perte de commutation qui dépasse le temps de réaction des actionneurs (GTO) ; une troisième zone inférieure (fréquences basses) qui présente, elle aussi, un spectre riche en harmoniques car, en fait, on est dans le cas des faibles hachages de la tension donc on se rapproche des alimentations à 120° et 180° des onduleurs deux niveaux étudiés dans le chapitre III. Donc en introduisant r et m comme deux degrés de liberté on améliore la qualité des grandeurs de sorties pour un actionneur limité en fréquence comme c'est le cas du GTO. Cette considération a un impact économique direct ; puisqu'on améliore les performances de l'onduleur on fonctionne sans changement ni remplacement des circuits de commande ; puisqu'on agit sur les consignes de réglage déjà introduites, et c'est la l'importante différence entre cette étude et la commande vectorielle qui donne de très bons résultats mais avec un remplacement complet des circuits de commande.

Cette étude nous a aussi permis de montrer aussi bien les limites d'un onduleur trois niveaux associé à une machine asynchrone, que l'intérêt que peut procurer la détermination de l'influence de l'indice de réglage r sur les démarrages et freinages progressifs, qu'on juge économiques et ouvrants d'autres perspectives de fonctionnement.

De ce fait, cette étude s'affirme comme contribution à l'étude des performances dynamiques des convertisseurs multi niveaux.

Les critères d'évaluation et de quantification de ces performances sont de deux types :

- Fréquentiels (tracé des tensions et courants de phase, spectre des raies harmoniques en fonction de la fréquence de modulation ainsi que le taux d'harmonique).
- Mécaniques (couple, vitesse, oscillations mécaniques, puissance électromagnétique convertie)

A titre indicatif, pour augmenter la vitesse (plus que 400 Km/h) avec une sécurité de transport des voyageurs la SNCF de France projette d'équiper les TGV par des moteurs asynchrones alimentés par des onduleurs trois niveaux.

Plusieurs perspectives de recherche s'ouvrent à la suite de cette étude :

- Tout d'abord augmenter la puissance utile des onduleurs par l'implantation des systèmes de compensation [21],
- Une perspective d'ordre théorique : il s'agit de comparer les performances obtenues en terme de précision, vitesse et robustesse, avec celles des autres stratégies de commande [4] telle que la commande vectorielle, logique floue et réseaux neurones,
- étudier le degré de compatibilité du filtrage actif placé entre la machine et le convertisseur
- Application combinée entre la commande DTC (**D**irect **T**orque **C**ontrol) et la commande vectorielle ; puisque cette DTC a prouvée sont efficacité dans les onduleurs à deux niveaux où elle a permis une meilleure stabilité du couple et de la vitesse même en régime transitoire ; ce qui est l'inconvénient de la commande basée sur la loi $U/f = \text{const}$.
- Modélisation et association de nouvelles structures encore en étude dans les laboratoires de recherche : les onduleurs matriciels.

- Utilisation des algorithmes génétiques dans la détermination du coefficient de réglage et de l'indice de modulation conformément au minimum des $Thdi$ (Fig.IV.1.10),
- Maintien du fonctionnement quasi normal de l'onduleur trois niveaux, même lors de la défaillance d'un actionneur par le choix d'une des 27 combinaisons (cité dans le chapitre IV) pour chaque état de commutation,
- Réduction de l'écart de déplacement du point neutre (appelé aussi point milieu M entre les condensateurs) par une introduction de nouveaux vecteurs fictifs obtenus par la superposition de deux autres vecteurs mais avec des intervalles d'action différents afin d'avoir des courants de neutre moyen nuls sur une période de modulation.

BIBLIOGRAPHIE

1. S. Tamai ,M.Koyama, T. Fujii, S.Mizoguchi , T. Kawabata “ 3 Level Gto Converter-Inverter Pair System for Large Capacity Induction Motor Drive “ The Europeen Power Electronics Association , ,pp. 45-50 , 1993.
2. F Ben Ammar , L-O Peter-Contesse , M. Pietrzak-David ,B. De Fornel “ Power – Range Extension of an Induction Motor Speed Drive by Using a Three Level Gto Inverter With Space Vector Modulation “ The Europeen Power Electronics Association , ,pp. 219-223 , 1993.
3. S. Halasz “Analysis of Pulse-Width Techniques for Induction Motor Drives “ IEEE, pp. 200-204,1993 .
4. P. Enjeti ,R. Jakkli « Optimal Power Control Strategies for Neutral Point Clamped (NPC) Inverter Topology “ IEEE, pp.924-930 ,1989.
5. Jhi_Sheng , Fang Zheng peng “ Multilevel Converter – a New Breed of Power Converters “ IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 32. No. 3 May/June 1996, pp.509-517.
6. Yo- Han Lee , Bum-Seok Suh , Dong-Seok Hyun “A Novel PWM Scheme for a Three – Level Voltage Source Inverter With Gto Thyristors “ IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 32. No. 2 March/April pp.509-517,1996.
7. Takafumi Maruyama , Masayochi Kumano , Masahiro Ashiya “A New Asynchronous PWM Method for a Three Level Inverter “IEEE , pp.366-371,1991.
8. Prasad N. Enjeti Phoivos D. Ziogas James F. Lindsay “ Programmed PWM Techniques to Eliminate Harmonics : a Critical Evaluation “ IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 26. No. 2 March/April pp.302-316,1990.
9. A.M. Walkzyna “Reduction of Current Distortions of VSI-Fed Induction Machine Controlled by DSC –Generalized Approach “ IEEE , pp.457-462 ,1993.
10. Joachim Holtz , Lothar springob “ Reduced Harmonics PWM Controlled Line –Side Converter for Electric Drive” IEEE Transactions on Industry Applications Vol. 29. No. 4 ,july/august, pp.814-819,1993.
11. Geza Joos ,José Espinoza “ A High Performance Voltage Regulated CSI AC Induction Motor Drive ” IEEE ,pp.501-505 ,1994 .
12. R. Itoh “ Stability of Induction Motor Drive Controlled by Current Source Inverter “ IEE ,Proceeding , vol. 136 ,Pt. B , No. 2, March 1989.

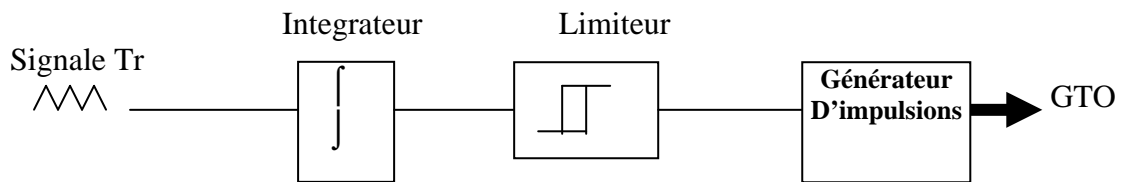
13. T. A. Noynad , H. Foch “ Multilevel Converter : High Voltage Chopper and Voltage Source Inverters.” IEEE PESC conf. Rec. ,pp.397-403, 1992.
14. M. Carpita, S.Toconi “A novel Multilevel Structure for Voltage Source Inverter ” proc. EPE Jpn ., pp.90-94 ,1991.
15. PHILIPPE BARRET “ Régimes transitoires des machines tournantes électriques .” Edition EYROLLES 1987
- 16 GUY SEGUIER , FRANCIS LABRIQUE “ Les convertisseurs de l'électronique de puissance, la conversion continu-alternatif. Technique et documentation ” vol. 4, Lavoisier 1989.
- 17 R. ABDESSEMED , M. KADJOUJ “ Modélisation des machines électriques ” Presses de l' université de Batna 1997
- 18 Carlos canudas de wit “ Modélisation contrôle vectoriel et DTC – commande des moteurs asynchrones ” vol.1 édition Hermès sciences 2001
- 19 Carlos canudas de wit “ Optimisation discrétisation et observateurs – commande des moteurs asynchrones ” vol.2 edition Hermes sciences 2001
- 20 M. S. Kelaiaia ; H. Labar ; S. Kelaiaia ; N. Doghmen “Improvement of Power Quality for a Three-Level Inverter Supplying an Induction Motor.” AMSE vol. 72,n°2 pp 11-17,2005
- 21 M.S. Kelaiaia ; S. Kelaiaia; H. Labar “Impact of compensator on the multi level inverter behavior.” MS' 05 Rouen france ;2005
- 22 M.S. Kelaiaia ; H. Labar ,S. Kelaiaia “ Induction motor supplied by atree-level inverter with high power quality.” 5-7 juillet MS' 2004 vol.1 pp. 3.5-3.8, France
- 23 M. AIMÉ, G. GATEAU, T.A. MEYNARD. "A new strategy based on peak current control and fixed switching frequency for a multilevel voltage source converter ". 10th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE' 2003, Toulouse (France), 2-4 Sept. 2003.
- 24 M. Marchesoni, " High Performance Current Control Techniques for Applications to Multilevel High-Power Voltage Source Inverters ", IEEE Trans. on Power Elect., vol 7, N°1, January 1992.
- 25 M. kostenko et I. piotrovski “Machines électriques.” Vol. 2 édition mir Moscou 1979
- 26 R. Chauprade F. Milsant “ électronique de puissance Commande des moteurs à courant alternatif ” Vol.2 édition Eyrollles 1984
- 27 W. Leonhard“ control of electrical drives ” Springer-Verlag , 2nd edition 1996

Annexe A:

Données du moteur asynchrone étudié

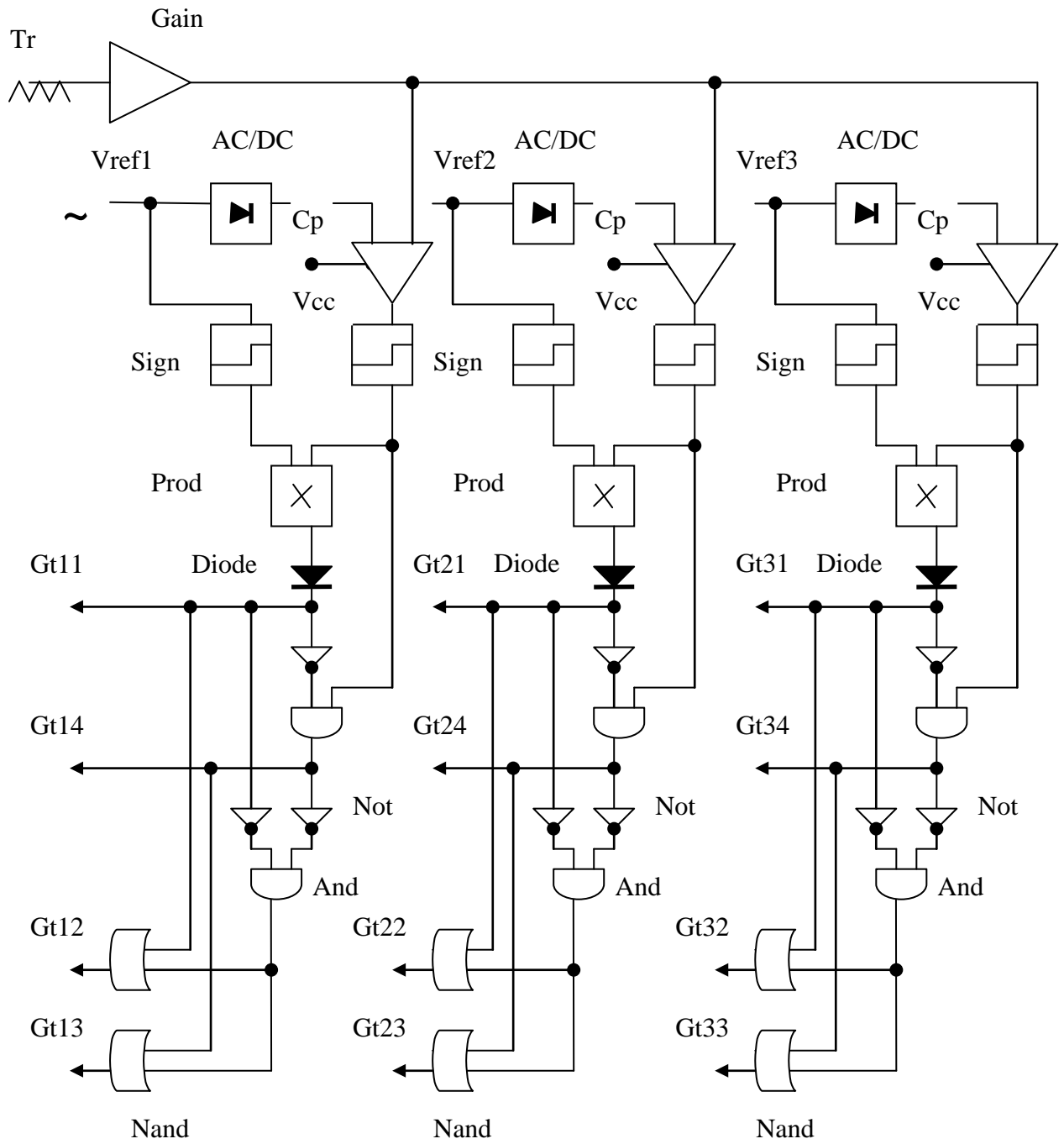
400 V, 50 Hz, 2.24 Kw, 1500 Rpm, $R_1=0.435 \Omega$, $L_1=1,6 \text{ mH}$, $R_2=0.16 \Omega$, $L_2=2,4 \text{ mH}$,
 $L_m=59,31 \text{ mH}$.

Annexe B:



Circuit de contrôle simplifié du démarrage progressif

Annexe C:



Cp: Comparateur
 Prod: produit
 Vref: tension de référence

Schéma simplifié du générateur des signaux de commande des GTO