



Université de Ghardaïa

N° d'ordre :
N° de série :

Faculté des Sciences et Technologies
Département des Sciences et Technologies

Projet de fin d'étude présenté en vue de l'obtention du diplôme de

LICENCE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Maintenance en Instrumentation Industrielle

Thème

Contrôle d'un moteur asynchrone Par un onduleur à trois niveaux

Par :

OULED MED SALEME sidi med
GUENDOZ Aboubakeur El
Farouk

Jury :

Mr DJELLOLI TAHA	Maître Assistant A	Univ. Ghardaïa	Encadreur
Mr DJELLOLI TAHA	Maître Assistant A	Univ. Ghardaïa	Encadreur
M.	Maître Assistant A	Univ. Ghardaïa	Examineur

Année universitaire 2012/2013

Dédicace



Avant tous,
je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donner
le courage et la patience pour réaliser ce travail
malgré toutes les difficultés rencontrées.

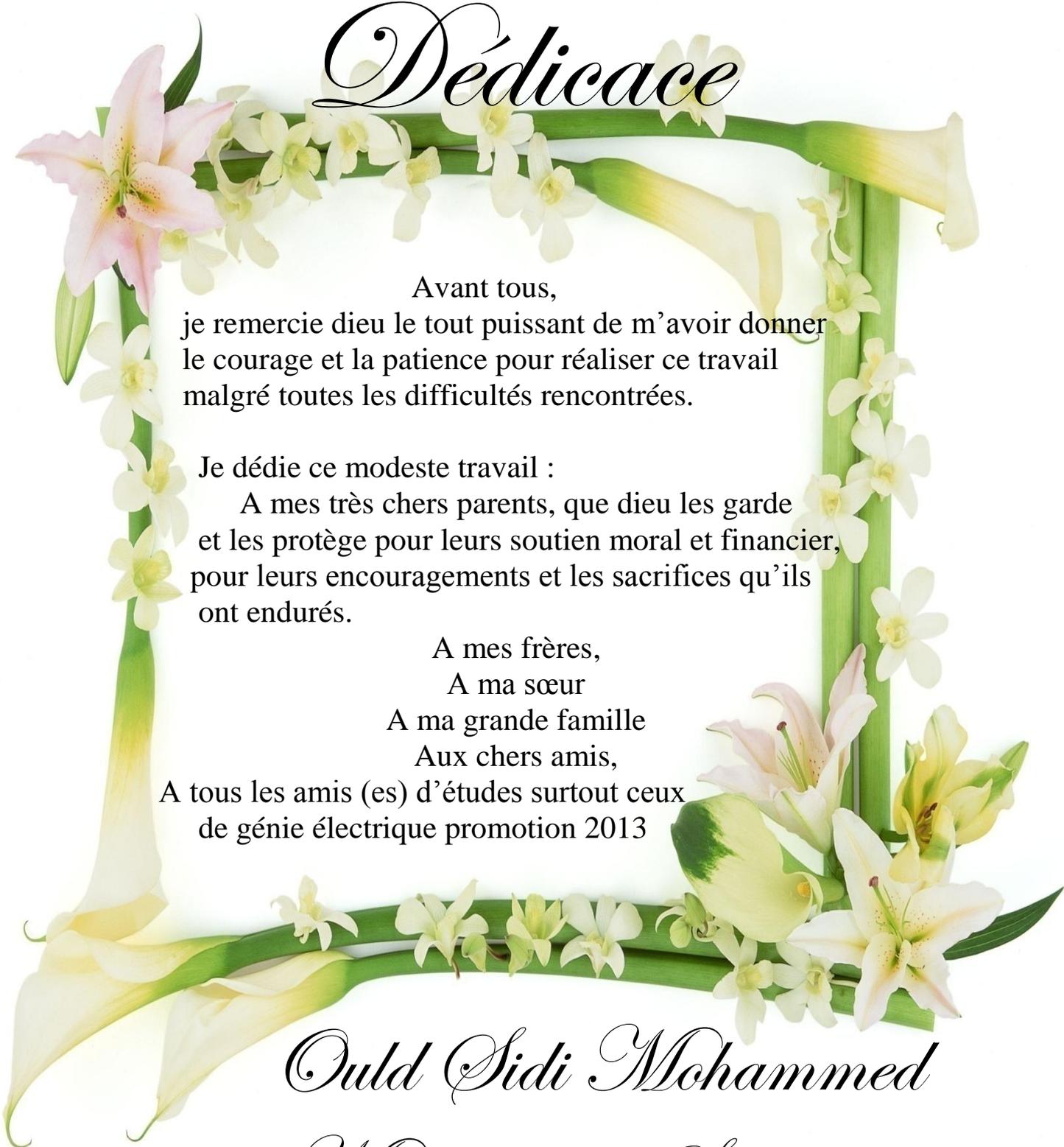
Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les garde
et les protège pour leurs soutien moral et financier,
pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils
ont endurés.

A mes frères,
A ma sœur
A ma grande famille
Aux chers amis,
A tous les amis (es) d'études surtout ceux
de génie électrique promotion 2013

Boubakeuk El Farouk

Dédicace



Avant tous,
je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné
le courage et la patience pour réaliser ce travail
malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents, que dieu les garde
et les protège pour leurs soutien moral et financier,
pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils
ont endurés.

A mes frères,

A ma sœur

A ma grande famille

Aux chers amis,

A tous les amis (es) d'études surtout ceux
de génie électrique promotion 2013

Ould Sidi Mohammed

Mohammed Salem

Remerciements

Nous tenons, avant tout, à exprimer notre profonde gratitude à monsieur **DJELLOLI Taha**, maître assistant chargé de cours à l'université de Ghardaïa, qui a assumé la direction de ce travail. Qu'il veuille bien trouver ici l'expression de notre reconnaissance pour son dévouement, sa patience, sa disponibilité, ses conseils et son aide constante qu'il nous a apporté tout au long de ce travail.

Nous remercions les membres de jury qui ont accepté de juger ce travail et d'y apporter leur caution :

Monsieur **Taha DJELLOULI**, maître assistant à l'université de Ghardaïa, qui nous fait le grand honneur d'accepter la présidence du jury.

Monsieur **Redouane SADOUNI**, maître assistant chargé de cours à l'université de Ghardaïa, pour l'honneur qu'il nous fait en acceptant de participer à ce jury.

Nous adressons notre vif remerciement à tous les **Enseignants** qui, par leurs enseignements, leurs encouragements et leurs aides, ont contribué à notre formation.

Nos remerciements vont particulièrement aussi à tous ceux qui, par leur encouragement ou leur amitié, ont contribué à l'aboutissement de ce travail.

Les étudiants

Résumé

ملخص

العمل المقدم في هذه المذكرة هو نتيجة دراسة طويلة الأمد في نهاية التخصص من فرع :
الهندسة الكهربائية. والهدف من هذا الموضوع هو إيجاد السيطرة على المحرك الغير متزامن مع المموج
بثلاثة مستويات، كما أن المموج يقوم بتوليد جهد جيبي تقريبا لضمان الأداء الجيد في مجال
المحولات الساكنة، والتي تضمن جودة من إنتاج التيار الكهربائي من المموج ، أي بمعدل انخفاض
التوافقي، للاقتراب من إشارة حقيقية وهذا التطبيق يعد من التقنيات المختلفة ل: MLI .
على الرغم من الصعوبات الموجودة في تحقيق هذا التركيب للمحرك الغير متزامن، إلى أنه في الحقيقة
أظهر هذا الأخير فعالية وبساطة لتنفيذه على لواقع.
و نأمل أن هذا العمل سوف تكون له فائدة كبيرة للمهندسين في المستقبل، وسوف تركز الدراسة
على مراقبة الآلات والأجهزة الكهربائية.

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire est le fruit d'une longue durée d'étude dans la spécialité issue de notre branche : génie électrique; un travail qui fait l'objet d'une synthèse des différents types de commandes d'un moteur asynchrone avec onduleur à trois niveaux.

Ainsi, un tel onduleur générant des tensions presque sinusoïdales assurant des bonnes performances au domaine des convertisseurs statiques, qui permettent d'assurer des qualités de la tension de sortie de l'onduleur, à savoir un Taux harmonique réduit, fondamentale et se rapprochant du signal réel et ceci en application des différentes techniques MLI.

Malgré les difficultés de commande de tel montage asynchrone, la réalisation a montré une efficacité et une simplicité de quant a sa mise en œuvre.

Finalement, nous espérons que ce travail sera d'un intérêt majeur pour les futurs ingénieurs dont l'étude sera consacrée à la commande des machines électriques.

Summary

The work presented in this paper is the result of a long-term study in the specialty end of our industry: electrical engineering, a work which is the subject of a summary of the different types of controls an inverter three levels.

Thus, as an inverter generating nearly sinusoidal voltages ensuring good performance in field of static converters, which ensure the quality of the output voltage of the inverter, which is a fundamental harmonic reduced rate, and approaching signal real and this application of different techniques MLI.

Despite the difficulties of controlling such asynchronous editing, realization showed efficiency and simplicity as to its implementation.

Finally, we hope that this work will be of great interest for future engineers, the study will focus on the control of electrical machines.

Listes des tableaux et des figures

Listes des tableaux et des figures

❖ Liste des tableaux :

Tableau II.1:	Commande complémentaire d'un bras de l'onduleur.....	23
Tableau II.2:	Commande complémentaire d'un bras de l'onduleur.....	23
Tableau II.3:	Commande complémentaire d'un bras de l'onduleur.....	24

❖ Liste des figures :

Figure I.1:	photo d'une machine asynchrone avec le Stator et le Rotor qui la constituent	4
Figure I.2:	Photo du stator d'une machine asynchrone.....	5
Figure I.3:	Schéma de principe d'une cage d'écureuil.....	6
Figure I.4:	Schéma de principe d'une rotor bobine	6
Figure I.5:	Schéma de principe de Symboles à machine asynchrone	7
Figure I.6:	Représentation schématique d'une machine asynchrone.....	8
Figure I.7:	Représentation spatiale de la transformation triphasé-triphasé.....	11
Figure I.8:	Représentation spatiale des enroulements.....	12
Figure II.1:	principe d'association de sources en série	18
Figure II.2:	principe d'association de sources en parallèle.....	18
Figure II.3:	Schéma d'un onduleur 6N impulsions par transformateurs	19
Figure II.4:	Schéma d'un convertisseur à trois niveaux (N=3) type capacitive.....	20
Figure II.5:	schéma d'onduleur N niveau type cascade	20
Figure II.6:	montre une structure pour un convertisseur à 3 niveaux	21
Figure II.7:	schéma d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	22
Figure II.8:	Les trois transitions des interrupteurs d'un bras de l'onduleur	25
Figure II.9:	Schéma de tension sortie d'un bras de l'onduleur.....	28
Figure II.10:	principe de la méthode M.L.I appliqué à un onduleur N niveaux.....	30
Figure II.11:	Principe de la méthode M.L.I appliqué à un onduleur 3 niveaux.....	31
Figure II.12:	les impulsions des interrupteurs S1a et S3a	32
Figure II.13:	les impulsions des interrupteurs S2a et S4a	32
Figure II.14:	Tension entre phase et point M <i>VAM</i> et les impulsion.....	33

Figure III.1: simulation d'un Onduleur à trois niveaux.....	37
Figure III.2: les tensions sorties de l'onduleur à trois niveaux.....	39
Figure III.3: les tensions sorties de l'onduleur à trois niveaux.....	40
Figure III.4: caractéristiques d'un moteur à vide.....	42
Figure III.5: caractéristiques d'un moteur en charge.....	44
Figure III.6: caractéristiques d'un moteur en charge alimenté par onduleur.....	46

Sommaire

Sommaire

Dédicace

Remerciement

Résumé

Sommaire

Introduction générale..... A

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

Introduction générale	A
I-1 Introduction	4
I-2 Constitution et principe de fonctionnement	4
I-2-1 Stator = inducteur.....	5
I-2-2 Rotor = induit.....	5
I-2-3 Rotor à cage d'écureuil	5
I-2-4 Rotor bobiné.....	6
I-2-5 Courants induits	6
I-2-6 Entrefer.....	6
I-2-7 Glissement.....	6
I-3 Modélisation de la machine asynchrone.....	7
I-3-1 Introduction	7
I-3-2 Hypothèses simplificatrices	8
I-3-3 Principe de fonctionnement de la Mas	8
I-3-4 Equation de la Machine Asynchrone	9
I-3-5 Application de la transformation de Park.....	10
I-3-6 Modélisation de la machine asynchrone	13
I-3-7 Modèle de la Mas alimenté en tension.....	14
I-4 Conclusion.....	15

Chapitre II : Onduleur à trois niveaux

II-1 Introduction.....	17
------------------------	----

II-2 Principe des onduleurs multi-niveaux	17
II-3 Les différentes structures d'onduleurs	18
II-3-1 Onduleur multi-niveaux à transformateurs	18
II-3-2 Onduleur multi-niveaux à capacités (flying capacitors)	19
II-3-3 Onduleur multi-niveaux type cascade.....	20
II-3-4 Onduleur multi-niveaux à point neutre (Neurale-Point-Clamped)	21
II-4 Stratégies de Commande des onduleurs à trois niveaux	22
II-4-1 Réflexion sur les différentes commandes complémentaires possibles pour l'onduleur à trois niveaux	22
II-4-2 Modèle mathématique de l'onduleur à trois niveaux	25
II-5 Stratégies de la commande des onduleurs à trois niveaux	27
II-5-1 Introduction.....	27
II-5-2 Commande à pleine onde.....	27
II-5-3 Commande MLI.....	28
II-6 Conclusion	35

Chapitre III : Résultats de simulation

III-1 Introduction.....	37
III-2 simulation d'un Onduleur à trois niveaux	37
III-2-1 Schéma bloc de simulation d'un Onduleur à trois niveaux	37
III-2-2 MLI analogique (sinus triangulaire).....	38
III-2-3 Onduleur à trois niveaux à MLI programmée	39
III-3 Simulation d'un moteur asynchrone.....	41
III-3-1 Schéma bloc de simulation d'un MAS	41
III-3-2 Démarrage directe	41
III -3-3 Alimentation par onduleur à MLI analogique (sinus-triangulaire)	44
III-3-4 Schéma bloc de simulation d'un MAS alimenté par un onduleur à trois niveaux	44
III-3-5 interprétation des résultats	46
III-4 Conclusion	48
Conclusion générale	49

Introduction générale

Introduction générale

Dans diverses applications industrielles modernes, la machine asynchrone bénéficie d'une attention particulière due essentiellement à sa fiabilité, sa robustesse, son coût relativement faible et sa simplicité de construction.

La difficulté pour commander la machine asynchrone réside dans le fait que le modèle mathématique du système est non linéaire, multi variables et fortement couplé du fait de l'existence d'un fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées, tant du point de vue de la dynamique de la vitesse que de la précision du couple délivré.

En revanche, les machines à courant alternatif (synchrone et asynchrone) possèdent de nombreux avantages. L'absence de collecteur leur permet d'avoir un enroulement réduit, une fiabilité accrue et une vitesse de fonctionnement élevée.

L'alimentation de ce moteur par un convertisseur de fréquence et les circuits de réglage et de commande sont plus compliqués que ceux du moteur à courant continu.

Pour ce type d'applications, le transfert d'énergie électrique entre la source et la machine asynchrone s'opère à travers un convertisseur de puissance tel que l'onduleur.

Pour un fonctionnement optimal de la machine asynchrone, les performances requises de ces convertisseurs statiques sont de plus en plus élevées : tant du point de vue de la puissance délivrée que de la qualité de la tension générée.

Néanmoins, l'alimentation en créneaux par l'onduleur à trois niveaux utilisé à ce jour présente des inconvénients tels que : la limitation en puissance et le taux d'harmoniques élevé, qui limite considérablement le développement du domaine des entraînements alternatifs.

Dans le cadre de notre projet, nous avons abordé l'étude en simulation pour la synthèse des différents types de commande d'un onduleur à trois niveaux.

Ce présent travail est structuré en trois chapitres:

- ❖ Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la Mas dans un repère lié au champ tournant, nous avons donc choisi de présenter la Mas, en vue de la commander.
- ❖ Dans le deuxième chapitre, nous allons étudier l'onduleur à trois niveaux, ainsi que leur stratégie de commande en modulation analogique et numérique.
- ❖ On présentera dans le troisième chapitre les résultats des simulations

Une conclusion générale donnera une synthèse du travail effectué et une étude comparative entre les différentes méthodes appliquées.

Chapitre I

Modélisation de la machine Asynchrone

I-1 Introduction

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'élaboration de la loi de commande. En effet, aborder la commande des machines électriques nécessite l'emploi d'une méthode de modélisation adaptée à la commande. Il s'agit d'une application simple des méthodes de la modélisation à la machine asynchrone qui présente des spécificités propres qui ne sont pas nécessairement communes à d'autres processus physique.

Il est donc évident que cette étape de modélisation soit un passage obligatoire pour étudier le comportement de la machine dans tous les cas de fonctionnement à cet effet, le point de départ qu'on a considéré pour la modélisation de la machine asynchrone est la machine généralisée et les équations d'état qui lui sont associées.

Ces équations seront traduites sous forme de schéma-blocs de manière à être simulés à l'aide (du logiciel MATLAB (SIMULINK sous MATLAB)).

La simulation de la machine asynchrone triphasée à diverses alimentations nous permettra de retrouver des résultats classiques et de valider nos modèles du type schéma-blocs.

I-2 Constitution et principe de fonctionnement

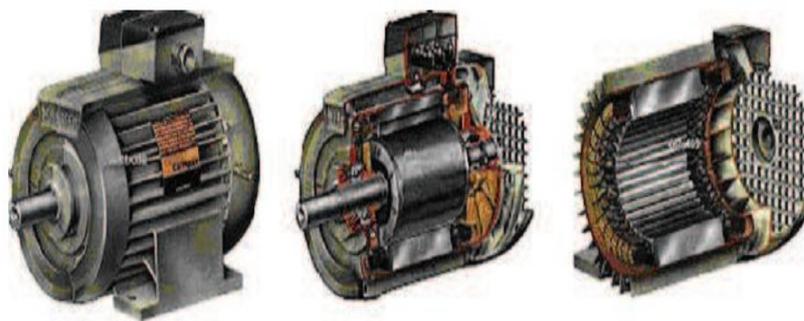


Figure I.1: photo d'une machine asynchrone avec le Stator et le Rotor qui la constituent

Les moteurs asynchrones, appelés moteur à induction, sont pratiquement tous des moteurs triphasés. Ils sont basés sur l'entraînement d'une masse métallique par l'action d'un champ tournant. [1]

I-2-1 Stator = inducteur

Il est constitué de trois enroulements (bobines) parcourus par des courants alternatifs triphasés et possède p paires de pôles.

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique \vec{B}_1 tournant à la pulsation de Synchronisme :

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

$$W_s = \frac{W}{p}$$

W : pulsation des courants alternatifs en rad. s^{-1} . $W=2.p.f$

P : nombre de paires de pôles

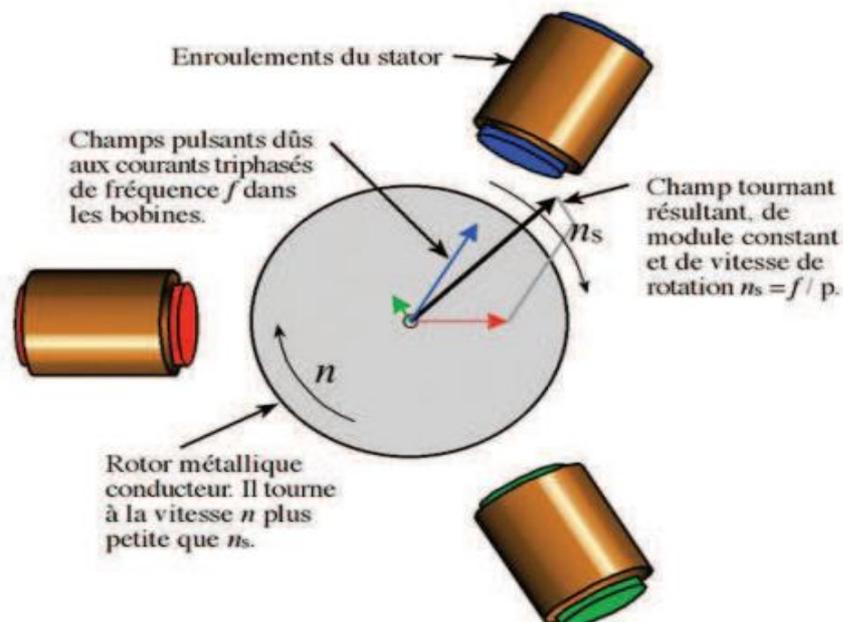


Figure I.2: Photo du stator d'une machine asynchrone

I-2-2 Rotor = induit

Le rotor n'est relié à aucune alimentation il tourne à la vitesse de rotation W .

I-2-3 Rotor à cage d'écureuil

Il est constitué de barres conductrices très Souvent en aluminium. Les extrémités de ces barres sont réunies par deux couronnes également conductrices.

On dit que le rotor est en court-circuit. Sa résistance électrique est très faible.

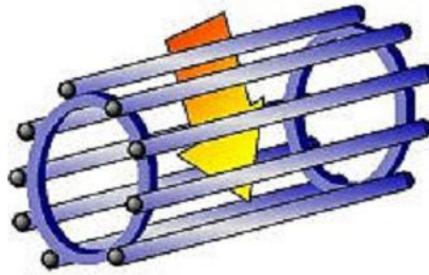


Figure I.3: Schéma de principe d'une cage d'écureuil

I-2-4 Rotor bobiné

Les tôles de ce rotor sont munies d'encoches où sont placés des conducteurs formant des bobinages.

On peut accéder à ces bobinages par l'intermédiaire de trois bagues et trois balais. Ce dispositif permet de modifier les propriétés électromécaniques du moteur.

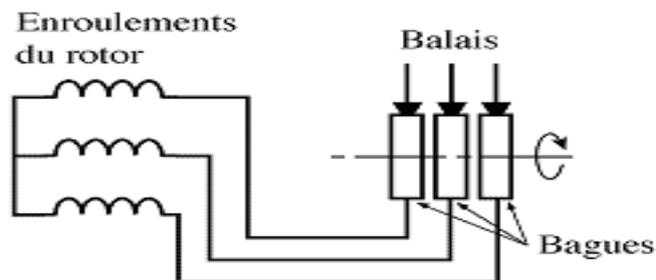


Figure I.4: Schéma de principe d'une rotor bobine

I-2-5 Courants induits

Des courants induits circulent dans le rotor.

I-2-6 Entrefer

L'entrefer est l'espace entre le stator et le rotor.

I-2-7 Glissement

Le rotor tourne à la vitesse Ω plus petite que la vitesse de synchronisme Ω_s .

On dit que le rotor «glisse» par rapport au champ tournant. Ce glissement g va dépendre de la charge.

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s}$$

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

n : vitesse de rotation du rotor (tr.s^{-1})

$$\Omega_s = 2\pi n_s \text{ (rad. s}^{-1}\text{)}$$

$$\text{Et } \Omega = 2\pi n \text{ (rad. s}^{-1}\text{)}$$

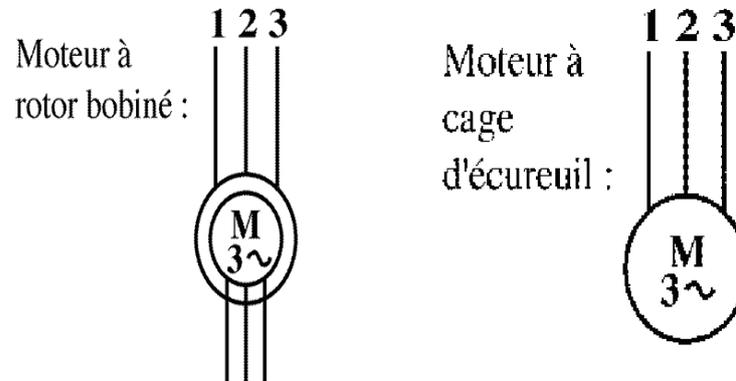


Figure I.5: Schéma de principe de Symboles à machine asynchrone

I-3 Modélisation de la machine asynchrone

I-3-1 Introduction

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le formuler par un modèle mathématique, c'est ce qu'on appelle la modélisation; il est donc évident que cette étape est un passage indispensable pour concevoir des systèmes de commande performants.

Nous avons donc choisi de présenter la modélisation des machines asynchrones triphasées en vue de leur commande, à cet effet, nous avons pris comme point de départ un rappel du modèle mathématique de la machine généralisée, suivi de la simplification des équations par transformation de Park .en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée en biphasée équivalente. Après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle de la machine asynchrone.

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Ainsi, pour obtenir son modèle mathématique, nous supposons d'une part, que les trois phases statoriques et rotoriques sont symétriques et permettent une distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices. Dans un circuit magnétique supposé non saturable et parfaitement feuilletés, d'autre part. L'effet d'encoches, l'effet de peau, les courants de Foucault ainsi que les pertes ferromagnétiques sont négligées.

La représentation schématique de la machine asynchrone est montrée sur la figure (I.1).

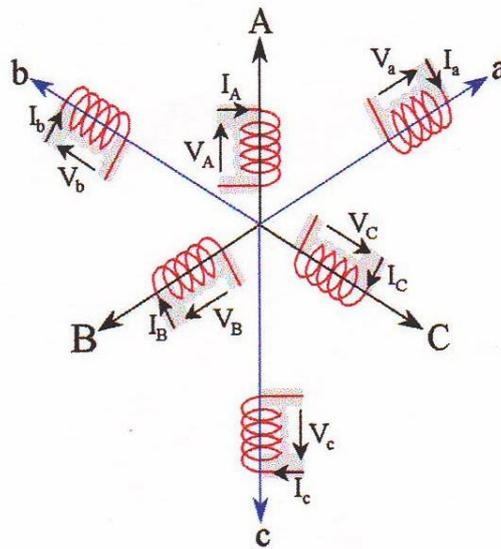


Figure I.6: Représentation schématique d'une machine asynchrone

I-3-2 Hypothèses simplificatrices

Pour établir un modèle simple de la machine asynchrone, on adoptera les hypothèses suivantes:

- ❖ Entrefer constant,
- ❖ Effet des encoches négligé,
- ❖ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante,
- ❖ Pertes ferromagnétiques négligeables,
- ❖ L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer:

- ❖ L'additivité des flux,
- ❖ La constante des inductances propres,
- ❖ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques [4].

I-3-3 Principe de fonctionnement de la Mas

Le moteur à induction se comporte comme un transformateur à couplage par champ tournant et à secondaire en court-circuit. Les terminologies utilisées pour une machine

asynchrone se rapprochent donc de celles utilisées dans l'étude des transformateurs. Le primaire alimenté par des courants à la pulsation ω_s crée un champ tournant à la vitesse synchrone $\Omega_s = \omega_s/p$ ou p désigne le nombre de paires de pôles de la machine. Ce champ balaie le rotor de sorte que les enroulements secondaires sont traversés par un flux variable. Celui-ci est à l'origine de f.e.m (forces électromotrices) induites. Les courants qui en résultent donnent naissance à un moment magnétique qui sous l'action du champ primaire, provoque l'apparition d'un couple électromagnétique. Si le rotor tourne à la vitesse synchrone, le flux à travers le secondaire ne varie plus, donc il n'y a pas de f.e.m induites, donc de couple. Le moteur tourne à une vitesse Ω d'autant plus inférieure à Ω_s que le couple développé est important, puisque la variation du flux. Donc des f.e.m et des courants du secondaire sont liées à la vitesse relative $\Omega_s - \Omega$. En général, cette différence de vitesse relative est évaluée par le glissement [2].

$$g = (\Omega_s - \Omega) / \Omega \quad (I.1)$$

I-3-4 Equation de la Machine Asynchrone

En tenant compte des hypothèses simplificatrices, et en adoptant la convention signe moteur, les expressions générales de la machine exprimées en fonction des flux et des courants sont définies comme suit:

-Equation électriques:

$$\begin{cases} [V_{abc}] = R_s [I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}] \\ [V_{ABC}] = R_r [I_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{ABC}] \end{cases} \quad (I.2)$$

-Equation magnétiques:

Les équations magnétiques qui établissent la relation entre les flux et les courants statoriques et rotoriques s'écrivent comme suite:

$$\begin{cases} [\Phi_{abc}] = [L_s] \cdot [I_{abc}] + [M_{sr}] \cdot [I_{ABC}] \\ [\Phi_{ABC}] = [L_r] \cdot [I_{ABC}] + [M_{rs}] \cdot [I_{abc}] \end{cases} \quad (I.3)$$

Ou :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

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

Sous une forme développée, les expressions deviennent:

$$\begin{cases} [V_{abc}] = R_s \cdot [I_{abc}] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_{abc}] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_{ABC}]) \\ [V_{ABC}] = R_r \cdot [I_{ABC}] + [L_r] \frac{d}{dt} [I_{ABC}] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_{abc}]) \end{cases} \quad (I.4)$$

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I]^T \left\{ \frac{d}{d\theta} ([L] \cdot [I]) \right\} \frac{1}{2} \quad (I.5)$$

Avec :

$$[I]^T = [I_{abc}, I_{ABC}] \quad \text{et} \quad [L] = \begin{pmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{rs} & L_r \end{pmatrix}$$

Les sous matrices L_s et L_r contiennent des termes constants, d'où la forme condensée du couple suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I]^T \left\{ \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \right\} \quad (I.6)$$

Nous aboutissons ainsi à un système d'équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement de rotation du rotor, d'où la complexité de la résolution analytique. Afin de surmonter cette difficulté, nous adoptons la transformation triphasée-biphasée dite de Park [3].

I-3-5 Application de la transformation de Park

Grâce à la structure symétrique et équilibrée de la machine, la transformation de Park permet le passage du système triphasé au système biphasé à deux axes fictifs (d,q) en quadratures équivalentes. Cette transformation peut être définie par la matrice suivante :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Le passage des variables X_{abc} aux variables X_{dqo} s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)] [X_{abc}] \quad (I.8)$$

Nous définissons de la même façon, la matrice inverse permettant le passage (biphasé-triphasé). Elle est notée par $[P(\theta)]^{-1}$ et donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

On constate que $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T$, ainsi cette transformation est orthogonale

Avec :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{dq0}]$$

Pour simplifier la représentation électrique de la machine asynchrone, on a utilisé la transformation de Park figure (I,2), dont le but est d'arriver à rendre la matrice impédance indépendante de la variation θ_r .

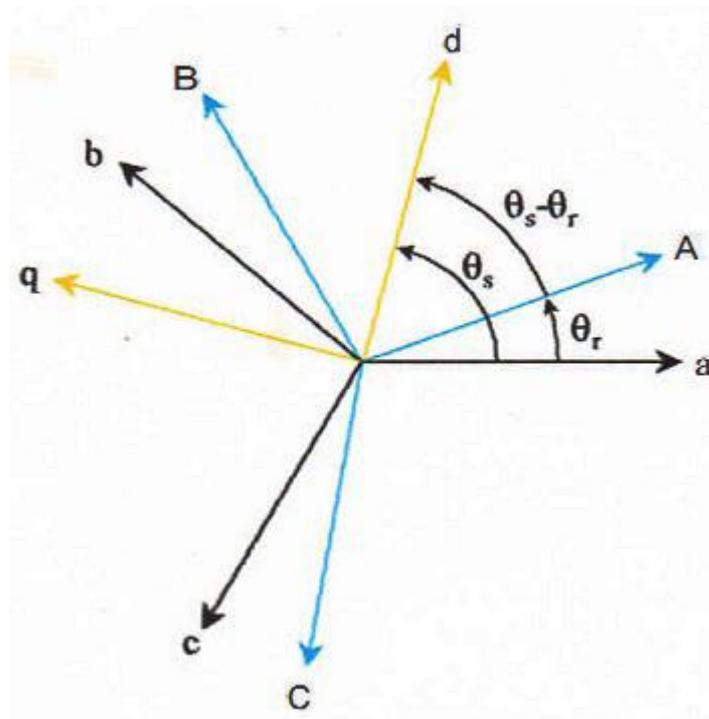


Figure I.7: Représentation spatiale de la transformation triphasé-triphasé

Avec :

θ_r : L'angle entre a et A

θ_s : L'angle entre a et d

$\theta_r - \theta_s$: L'angle entre A et d

Les équations électriques et magnétiques donnent alors lieu aux systèmes suivant:

Au stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} - \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (I.10)$$

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M_{sr} I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M_{sr} I_{qr} \end{cases}$$

Au rotor:

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_s \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_s \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.11)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_s I_{dr} + M_{rs} I_{dr} \\ \Phi_{qr} = L_s I_{qr} + M_{rs} I_{qr} \end{cases}$$

L'expression du couple pour une machine à P paires de pôles est donnée par :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \quad (I.12)$$

L'analyse de ces équations indique que cette transformation correspond à une substitution des enroulements statoriques et rotoriques par des enroulements fictifs (d .q) dont les axes magnétiques sont en permanence alignés avec les axes (od) et (oq). Ainsi ces enroulements sont mutuellement immobiles, ce qui a pour Une avantage de simplifier les expressions du flux puisque sa dépendance des angles mécaniques est éliminée.

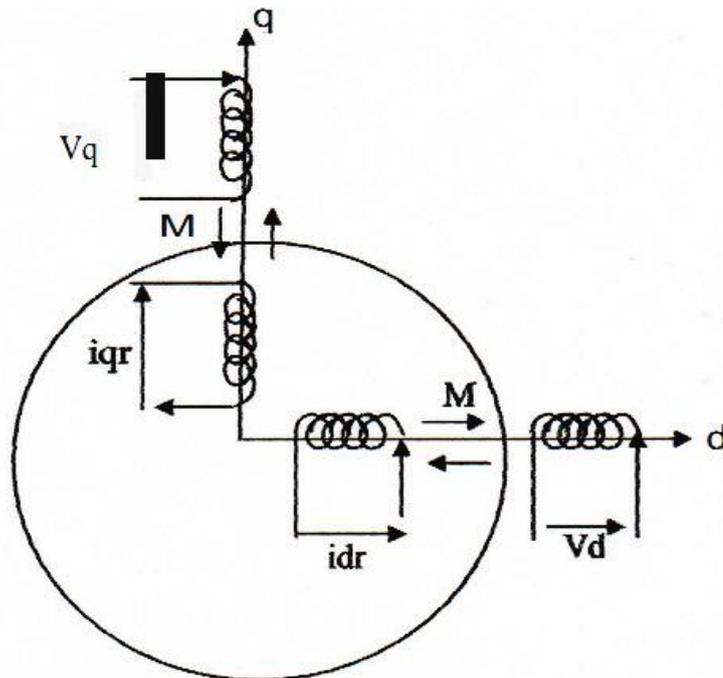


Figure I.8: Représentation spatiale des enroulements

En effet, en substituant les flux par leurs expressions dans les équations de tension, nous aurons la sous forme matricielle [3]:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -\omega_s L_s & M \frac{d}{dt} & -\omega_s M \\ \omega_s L_s & R_r + L_s \frac{d}{dt} & \omega_s M & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega_r)M & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -(\omega_s - \omega_r)L_r \\ (\omega_s - \omega_r)M & M \frac{d}{dt} & (\omega_s - \omega_r)L_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

Avec:

$$M_{sr} = M_{rs} = M$$

I-3-6 Modélisation de la machine asynchrone

Le rotor à cage étant en court-circuit ($V_{dr} = V_{qr} = 0$), et en regroupant toutes les équations obtenues, on aboutit au modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park lié au champ tournant. Ce modèle permet la description mathématique de son comportement en régime transitoire et linéaire.

-Equation électrique :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} - \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (I.14)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_s \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} - \omega_s \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I.15)$$

-Equation magnétique :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M_{sr} I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M_{sr} I_{qr} \end{cases} \quad (I.16)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M_{rs} I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M_{rs} I_{qs} \end{cases} \quad (I.17)$$

L'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \quad (I.18)$$

Qu'on peut exprimer aussi à l'aide du flux rotoriques et des courants statoriques par :

$$C_{em} = \frac{pM}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) \quad (I.19)$$

I-3-7 Modèle de la Mas alimenté en tension

D'après la transformation de Park, on peut écrire le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension sous la forme d'équation d'état [4] :

$$\begin{cases} \frac{dX(t)}{dt} = AX(t) + BU(t) \\ Y(t) = CX(t) \end{cases} \quad (I.20)$$

Avec :

$$U(t) = [V_{ds} \quad V_{qs} \quad 0 \quad 0]^T : \text{Vecteur de commande}$$

$$Y(t) = [I_{ds} \quad I_{qs}]^T : \text{Vecteur de mesure}$$

$$X(t) = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad I_{dr} \quad I_{qr}]^T : \text{Vecteur d'état}$$

Posons:

$$T_s = L_s / R_s \text{ ou } T_s: \text{ constant de temps statorique.}$$

$$T_r = L_r / R_r \text{ ou } T_r: \text{ constant de temps rotorique.}$$

$$\sigma = 1 - M^2 / (L_s L_r) \text{ ou } \sigma: \text{ Facteur de dispersion.}$$

$$A(\omega_s, \omega_r) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} & \omega_s + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_r & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_s} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s} \omega_s \\ -(\omega_s + \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega_r) & -\frac{1}{\sigma L_s} & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s} \omega_s & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s T_r} \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r T_s} & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s} \omega_s & -\frac{1}{\sigma T_r} & \omega_s - \frac{1}{\sigma} \omega_r \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r} \omega_s & \frac{M_{sr}}{\sigma L_r T_s} & -\omega_s + \frac{1}{\sigma} \omega_r & -\frac{1}{\sigma T_r} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ -\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & -\frac{1-\sigma}{\sigma M_{sr}} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

I-4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine asynchrone triphasée, avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices ce qui nous a permis de simuler le comportement de la machine asynchrone.

Chapitre II

Onduleur à trois niveaux

II-1 Introduction

Le domaine des applications industrielles des machines électriques exige une vitesse variable, l'électronique de puissance offre une solution optimale par ses moyens statiques: diodes, transistors, thyristors ... etc. C'est la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec une grande souplesse.

L'entraînement des machines électriques à courant alternatif exigent une alimentation avec une tension variable (variation de fréquence oui et amplitude), cette solution peut être obtenue par un redresseur suivi d'un onduleur à fréquence variable qui répond bien aux besoins industriels.

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source de tension (courant) continu en énergie à tension (courant) alternative. On distingue deux types de convertisseurs :

- ❖ Commutateur de courant.
- ❖ Onduleur de tension.

-L'onduleur de tension

Comme son nom l'indique, il reçoit une tension continue et l'a convertie à sa sortie en tension alternative monophasée ou polyphasée dont la forme n'est pas affectée par la charge. Il est caractérisé par une mauvaise réversibilité fonctionnelle et une commutation rapide d'où il est utilisé dans des applications de fréquences élevées, comme les fours à induction et les filtres actifs etc.

-L'onduleur de courant

Ce type d'onduleur a besoin d'une source de courant à son entrée et la forme d'onde de courant à la sortie n'est pas affectée par la charge. Cependant, bien qu'il se prête bien à la réversibilité fonctionnelle, les applications de l'onduleur de courant restent limitées aux applications de faibles fréquences en raison de l'apparition des harmoniques importantes. Il nécessite des éléments réactifs de fortes valeurs.

II-2 Principe des onduleurs multi-niveaux

Si on dispose de plusieurs sources de tension continue (obtenue par exemple à partir d'un diviseur capacitif), on peut faire apparaître autant de cellules de commutations élémentaires et les associer en série ou en parallèle. Cela permet de multiplier le nombre de niveau que l'on peut donner à la tension de sortie figure (II .1) et (II.2) [5].

Le principe exposé dans les figures (II.1) et (II.2) peut être élargie pour obtenir une onde de tension U à N niveaux.

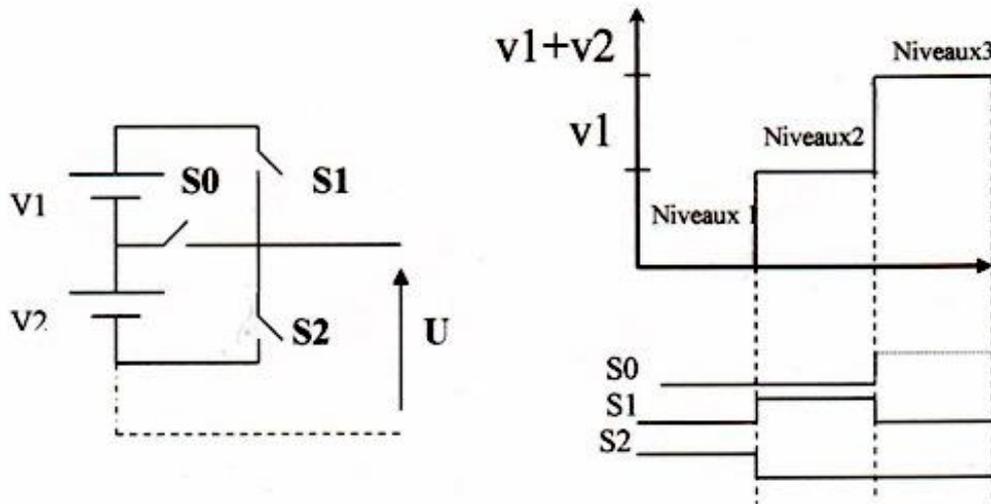


Figure II.1: principe d'association de sources en série

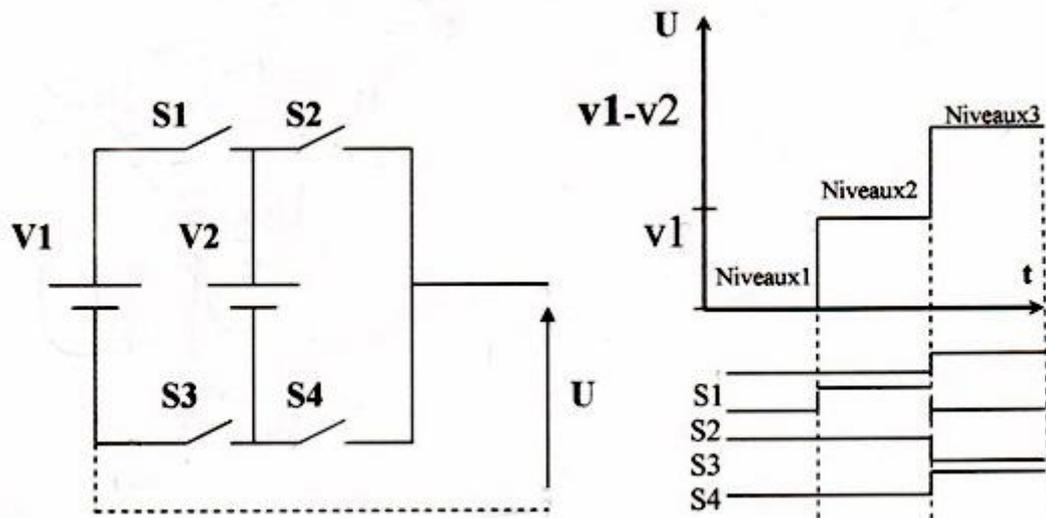


Figure II.2: principe d'association de sources en parallèle

II-3 Les différentes structures d'onduleurs

II-3-1 Onduleur multi-niveaux à transformateurs

Un onduleur N niveaux à $P=6.N$ impulsions s'obtient à partir d'onduleurs à six impulsions fondamentales grâce aux dispositions structurelles et fonctionnelles suivantes:

On fait fonctionner les onduleurs à partir des sources continues CC avec des déphasages successifs de $2\pi / 6N$.

Chacune des ondes de tension de sortie ainsi engendrée est décalée à l'aide d'un Transformateur possédant une configuration d'enroulement secondaire appropriée afin d'annuler le déphasage, on obtient les tensions triphasées en connectant les enroulements primaires des transformateurs série parallèle. La figure (II.3) montre un modèle à P impulsions [5].

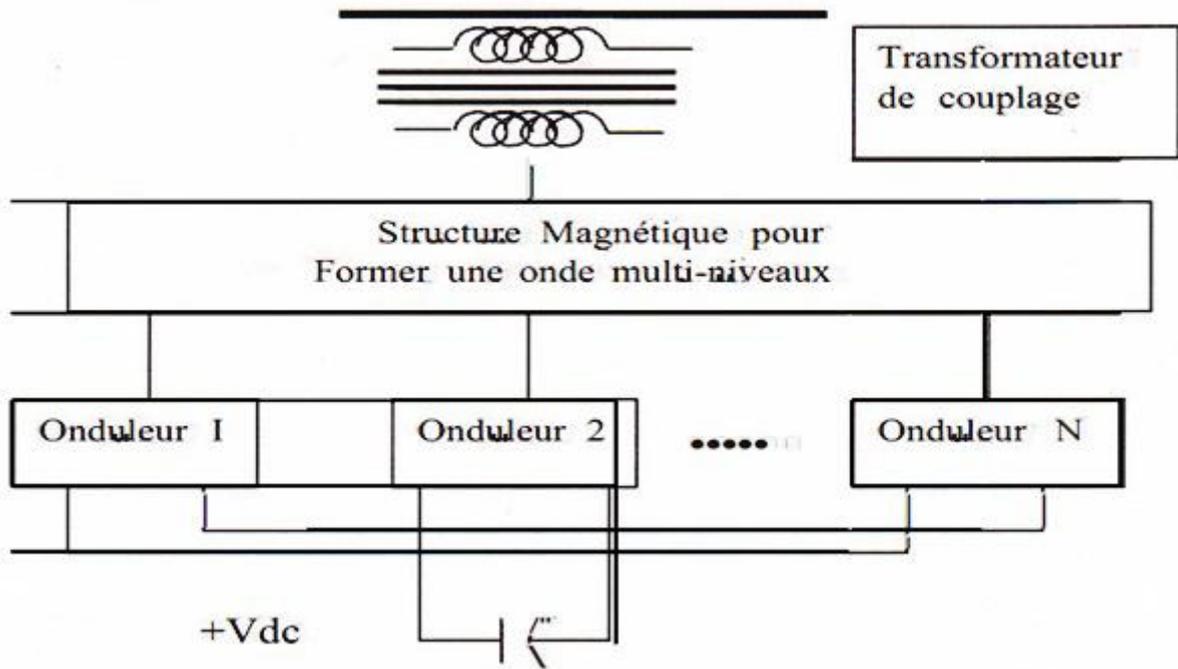


Figure II.3: Schéma d'un onduleur $6N$ impulsions par transformateurs

Ce type d'onduleur à plusieurs niveaux présente les inconvénients suivants:

- 1-les transformateurs utilisés représentent le plus grand pourcentage du prix de revient du système.
- 2- Ils produisent environ 50% des pertes totales du système.
- 3-Ils occupent 40% de la surface totales prise par le système.
- 4-Ils causent des difficultés de contrôle, problèmes de sur tension due aux saturations en régime transitoire.

II-3-2 Onduleur multi-niveaux à capacités (flying capacitors)

La figure (II .4) montre la structure d'un convertisseur triphasé du type capacité (flying capacitors).

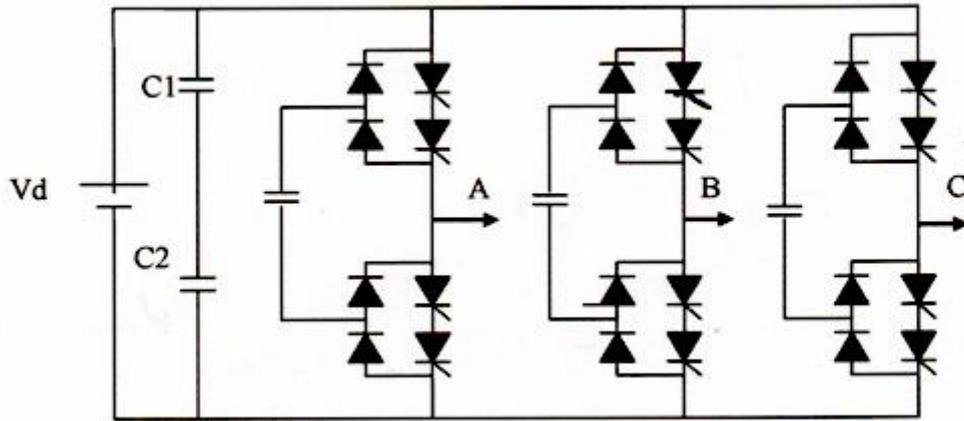


Figure II.4: Schéma d'un convertisseur à trois niveaux ($N=3$) type capacitive

On constate que, dans ce cas, on a besoin d'un nombre important de capacités, cette topologie a pour avantages:

- ❖ pour N grand, l'utilisation de filtre est inutile.
- ❖ Le contrôle de l'écoulement de la puissance active et réactive est possible.
- Et a pour inconvénients :
- ❖ le nombre de capacités est important.
- ❖ le contrôle du système devient compliqué avec augmentation de N .

II-3-3 Onduleur multi-niveaux type cascade

La figure (II.5) représente la structure d'un onduleur triphasé du type convertisseur en cascade avec des sources à courant continu séparées.

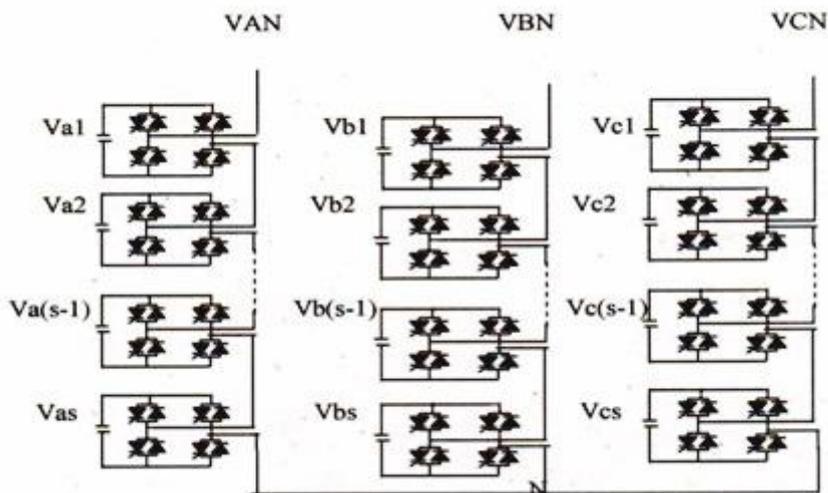


Figure II.5: schéma d'onduleur N niveau type cascade

Il est constitué de $(N-1)/2$ convertisseurs en pont connectés en cascade pour générer N niveaux de tension de sortie. Chaque convertisseur a sa propre Alimentation CC.

Pour cette troisième topologie, les études sont encore en cours, n'empêche que certains prototypes furent fabriqués pour une éventuelle utilisation comme onduleur de puissance pour les grandes machines asynchrones. Cette topologie pour avantages:

- ❖ Elle utilise un nombre moins élevé de composants que les types précédents.
- ❖ La commande est simple car les convertisseurs présentent la même structure.

Et a pour inconvénients :

Le besoin de sources CC séparées pour la conversion de la puissance active ce qui limite ses applications.

II-3-4 Onduleur multi-niveaux à point neutre (Neurale-Point-Clamped)

Les études faites sur les onduleurs à trois niveaux à structure NPC ont montre que cet onduleur peut être considéré comme l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux.

Ces études ont montré également des améliorations apportées par les convertisseurs à trois niveaux et en particulier l'onduleur à trois niveaux sur la qualité du signal de Sortie, ainsi que le taux d'harmonique injecté au réseau.

La figure (II.6) montre le circuit de puissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure N P C (Neurale Point Clamping). Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux paires (Diode - Thyristor) représentant chacune un interrupteur bidirectionnel et deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la sortie de l'onduleur. Cette structure impose l'utilisation des interrupteurs commandable à l'amorçage et au blocage.

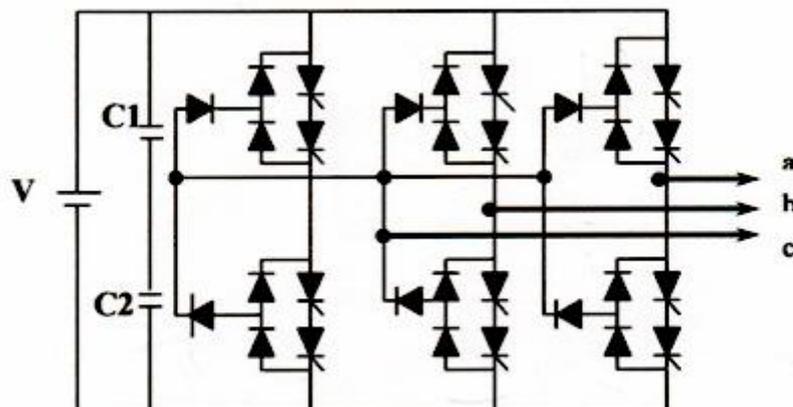


Figure II.6: montre une structure pour un convertisseur à 3 niveaux

La figure (II.6) montre une structure pour un convertisseur à 3 niveau et dans le cas d'un onduleur à N niveaux, on a besoin de:

- ❖ $(N-1) \cdot 2 \cdot 3$ thyristor.
- ❖ $(N-1) \cdot 2 \cdot 3$ diodes en antiparallèle.
- ❖ $(N-1) \cdot (N-2) \cdot 3$ diodes d'arrêt et $(N-1)$ Capacités.

Ce type de convertisseur présente Les avantages suivants :

- ❖ Quand N est très élevé le taux d'harmonique est si bas qu'utilisation de filtres devient inutile.
- ❖ faibles contraintes sur les Switchs vue que la fréquence de commutation peut être inférieure 500HZ (possibilité de commuter à la fréquence du réseau).
- ❖ L'écoulement de la puissance réactive peut être contrôlé.

Et l'inconvénient est:

- ❖ Le nombre de diodes devient excessif avec l'augmentation de niveaux.

II-4 Stratégies de Commande des onduleurs à trois niveaux

II-4-1 Réflexion sur les différentes commandes complémentaires possibles pour l'onduleur à trois niveaux

Soit un bras d'un onduleur à trois niveaux représenté par la figure (II.7).

Pour une première vue. L'interrupteur S_{1i} : par exemple peut être commandé d'une façon complémentaire avec chacun des trois autres interrupteurs.

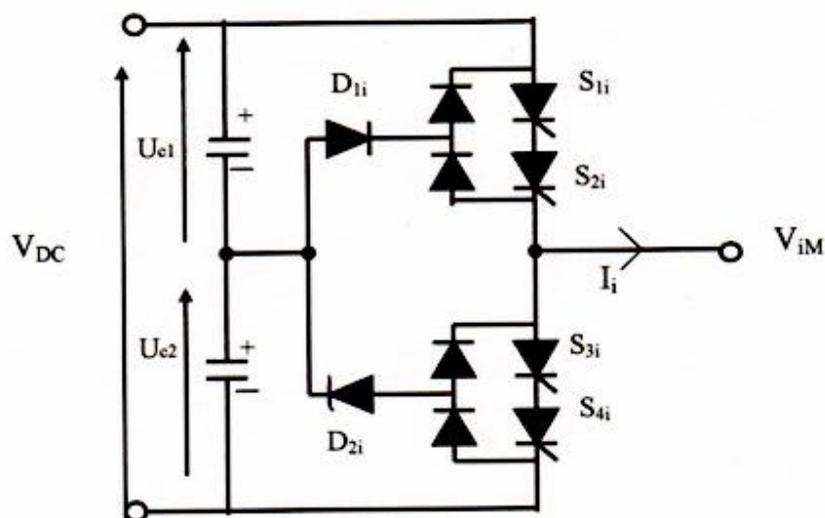


Figure II.7: schéma d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Ainsi, on remarque que trois commandes complémentaires sont possibles pour chaque bras de l'onduleur à trois niveaux :

Avec:

$i=a, b, c$ désignant les trois phases

A) Commande N°1

Soit la commande complémentaire suivante:

$$\begin{cases} S_{1i} = \overline{S_{4i}} \\ S_{2i} = \overline{S_{3i}} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Cette commande est définie par le tableau (II.1)

Tableau II.1: Commande complémentaire d'un bras de l'onduleur

S_{1i}	S_{2i}	S_{3i}	S_{4i}	Tension de sortie v_{iM}
0	0	1	1	$U_{c2} = -v_{dc}/2$
1	0	1	0	Non définie
0	1	0	1	Non définie
1	1	0	0	$U_{c2} = v_{dc}/2$

Le tableau (II.1) montre que cette commande complémentaire rend le système pratiquement commandable uniquement en deux niveaux, en interdisant les cas correspondants aux lignes 2 et 3 de ce tableau.

B) Commande N°2

Soit la commande complémentaire suivante:

$$\begin{cases} S_{1i} = \overline{S_{2i}} \\ S_{3i} = \overline{S_{4i}} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

On peut résumer la commande par le tableau (II.2) ci –dessous :

Tableau II.2: Commande complémentaire d'un bras de l'onduleur

S_{1i}	S_{2i}	S_{3i}	S_{4i}	Tension de sortie v_{iM}
1	0	0	1	Non définie
1	0	1	0	$v_{iM}=0$ ou $i_k=0$ Non définie
0	1	0	1	$v_{iM}=0$ ou $i_k=0$ Non définie
0	1	1	0	$v_{iM}=0$

Le tableau (II.2) montre que cette commande complémentaire rend le système pratiquement non commandable. Pour trois de ces cas possibles, on ne connaît pas au préalable la tension v_{iM} .

A. Commande N°3

Soit la commande complémentaire suivante:

$$\begin{cases} S_{1i} = \overline{S_{3i}} \\ S_{2i} = \overline{S_{4i}} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

On peut la commande par le tableau (II.3) ci -dessous:

Tableau II.3: Commande complémentaire d'un bras de l'onduleur

S_{1i}	S_{2i}	S_{3i}	S_{4i}	Tension de sortie v_{iM}
0	0	1	1	$U_{c2} = -v_{dc}/2$
1	0	0	1	Non définie
0	1	1	0	$v_k = 0$
1	1	0	0	$U_{c2} = v_{dc}/2$

Le tableau (II.3) montre que cette commande complémentaire rend le système Commandable en trois niveaux, en interdisant le cas correspondant à la ligne 2 du tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système.

Ainsi, cette analyse des trois cas de commande complémentaire possible, montre que seule la commande N°03 permet d'exploiter les niveaux de tension.

Des sorties possibles pour le bras ($U_{c1}, 0, -U_{c2}$). Nous schématisons à la figure (II.8), les trois transitions des interrupteurs et l'écoulement des courants (traits gras) d'un bras pour obtentions de tension v_{aM} .

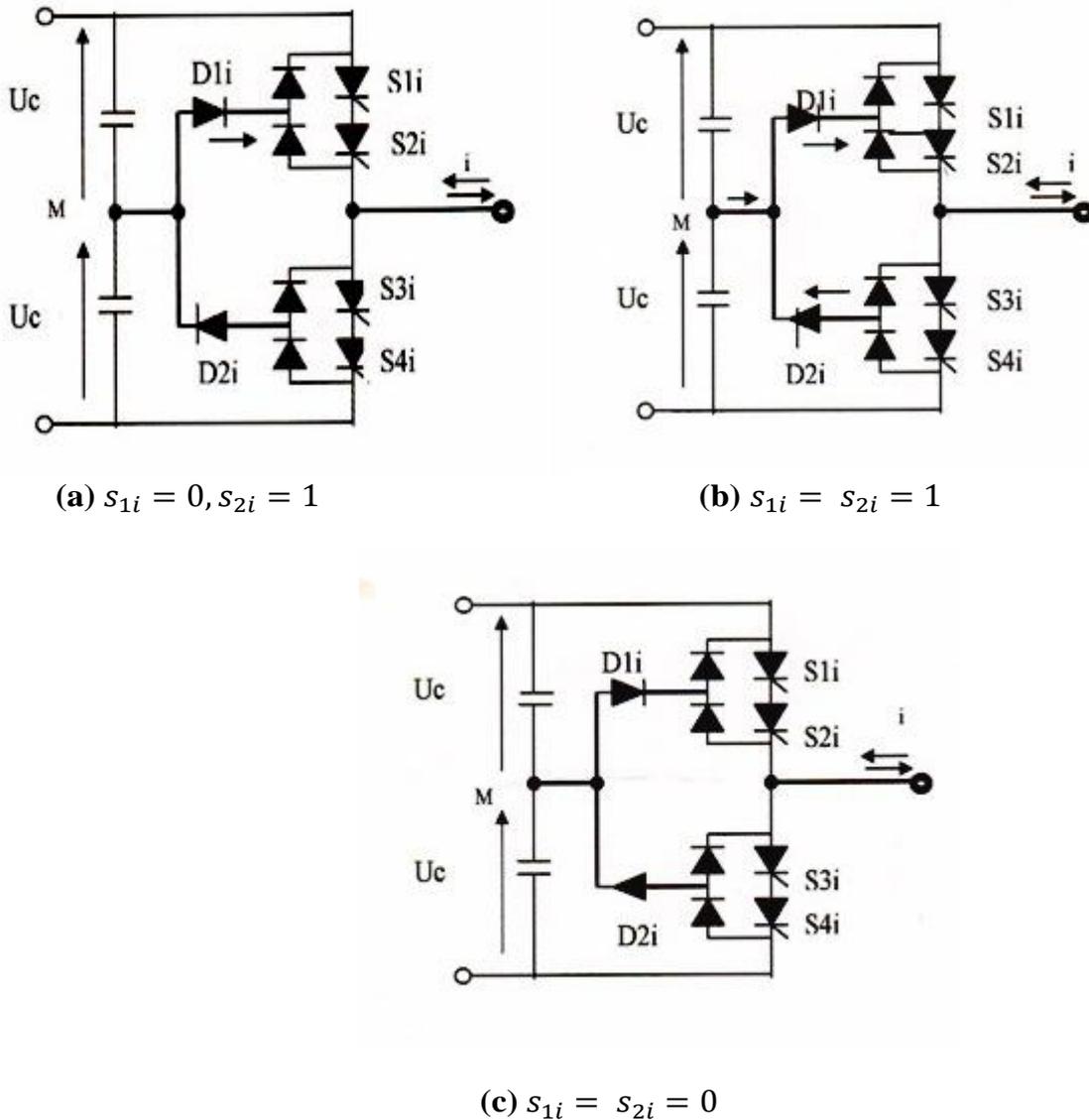


Figure II.8: Les trois transitions des interrupteurs d'un bras de l'onduleur

On peut donc conclure que sur les trois commandes, seule la commande n^03 doit être retenue pour synthétiser une tension à trois niveaux sur un bras de l'onduleur.

On adopte donc comme base pour la suite du travail la commande suivante:

$$\begin{cases} S_{1i} = \overline{S_{3i}} \\ S_{2i} = \overline{S_{4i}} \end{cases}$$

II-4-2 Modèle mathématique de l'onduleur à trois niveaux

Nous avons établi la commande complémentaire définie par $(S_{1i} = \overline{S_{3i}})$, $(S_{2i} = \overline{S_{4i}})$ qui permet de délivrer les trois niveaux de tension désirée. Les potentiels des nœuds a, b et c de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point M de la source de tension d'entrée sont donnés par le système d'équations suivant (on suppose $U_{c1} = U_{c2} = U_c$) [7].

$$V_{aM} = S_{1a} \cdot S_{2a} \cdot U_{c1} - S_{3a} \cdot S_{4a} \cdot U_{c2} = (S_{1a} \cdot S_{2a} - S_{3a} \cdot S_{4a}) U_c$$

$$V_{bM} = S_{1b} \cdot S_{2b} \cdot U_{c1} - S_{3b} \cdot S_{4b} \cdot U_{c2} = (S_{1b} \cdot S_{2b} - S_{3b} \cdot S_{4b}) U_c \quad (\text{II.4})$$

$$V_{cM} = S_{1c} \cdot S_{2c} \cdot U_{c1} - S_{3c} \cdot S_{4c} \cdot U_{c2} = (S_{1c} \cdot S_{2c} - S_{3c} \cdot S_{4c}) U_c$$

On constate d'après le système (II.4), que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

Les tensions composées sont données par:

$$U_{ab} = V_{aM} - V_{bM} = (S_{1a} \cdot S_{2a} - S_{1b} \cdot S_{2b}) U_{c1} - (S_{3a} \cdot S_{4a} - S_{3b} \cdot S_{4b}) U_{c2}$$

$$U_{bc} = V_{bM} - V_{cM} = (S_{1b} \cdot S_{2b} - S_{1c} \cdot S_{2c}) U_{c1} - (S_{3b} \cdot S_{4b} - S_{3c} \cdot S_{4c}) U_{c2} \quad (\text{II.5})$$

$$U_{ca} = V_{cM} - V_{aM} = (S_{1c} \cdot S_{2c} - S_{1a} \cdot S_{2a}) U_{c1} - (S_{3c} \cdot S_{4c} - S_{3a} \cdot S_{4a}) U_{c2}$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par les relations suivantes:

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

$$V_{bn} = V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \quad (\text{II.6})$$

$$V_{cn} = V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc})$$

Pour les courants, on peut écrire la relation suivante donnant les courants I_{c1} et I_{c2} du coté CC de l'onduleur en fonction des courants i_a , i_b et le coté CA

$$I_{c1} = S_{1a} \cdot S_{2a} i_a + S_{1b} \cdot S_{2b} i_b + S_{1c} \cdot S_{2c} i_c$$

$$I_{c2} = S_{3a} \cdot S_{4a} i_a + S_{3b} \cdot S_{4b} i_b + S_{3c} \cdot S_{4c} i_c \quad (\text{II.7})$$

Le courant I_{c0} est lié aux différents courants de l'onduleur par la relation suivante:

$$I_{c0} = I_{c1} - I_{c2} \quad (\text{II.8})$$

On définit en plus les fonctions de connexions des demi-bras en fonction de connexions des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{i1} = S_{1i} \cdot S_{2i} \\ F_{i0} = S_{3i} \cdot S_{4i} \end{cases}$$

Avec:

F_{im} : L'état du demi-bras:

Si $m=1$ \implies indiquant le demi bras haut (les deux interrupteurs (S_{1a} et S_{2a})).

Si $m=0$ \implies indiquant le demi bras bas (les deux interrupteurs (S_{3a} et S_{4a})).

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} F_{a1} \\ F_{b1} \\ F_{c1} \end{bmatrix} V_{C1} - \begin{bmatrix} F_{a0} \\ F_{b0} \\ F_{c0} \end{bmatrix} V_{C2} \right\} \quad (\text{II.9})$$

Pour passer aux tensions simples U_{an} , U_{bn} , U_{cn} , on utilise les relations entre les tensions composées:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \left\{ \begin{bmatrix} 2 & -1 & 2 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{a1} \\ F_{b1} \\ F_{c1} \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{II.10})$$

II-5 Stratégies de la commande des onduleurs à trois niveaux

II-5-1 Introduction

Après avoir établi le principe de fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux, et les règles de synthèse des tensions de sortie, on aborde dans ce paragraphe étude des différentes stratégies de commande, lesquelles ne sont qu'une extrapolation des commandes des onduleurs à deux niveaux vers les onduleurs à trois niveaux.

L'analyse des différentes stratégies sera basée sur l'analyse spectrale et le taux d'harmonique des tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux.

II-5-2 Commande à pleine onde

La commande à pleine onde est déduite directement des résultats du paragraphe précédent. La commande est réalisée en enchaînant les séquences illustrées par la figure (II.9).

$$\begin{array}{lll} \mathbf{1}^{\text{ère}} \text{ Séquence} & \begin{cases} S_{1i} = 0 \\ S_{2i} = 1 \end{cases} \longrightarrow & V_{iM} = 0 \\ \mathbf{2}^{\text{ème}} \text{ Séquence} & \begin{cases} S_{1i} = 1 \\ S_{2i} = 1 \end{cases} \longrightarrow & V_{iM} = U_c \\ \mathbf{3}^{\text{ème}} \text{ Séquence} & \begin{cases} S_{1i} = 0 \\ S_{2i} = 0 \end{cases} \longrightarrow & V_{iM} = -U_c \end{array} \quad (\text{II.11})$$

Les séquences sont enchaînées comme suit:

$\mathbf{1}^{\text{ère}}$ Séquence \longrightarrow $\mathbf{2}^{\text{ème}}$ séquence \longrightarrow $\mathbf{1}^{\text{ère}}$ séquence \longrightarrow $\mathbf{1}^{\text{ère}}$ séquence \longrightarrow $\mathbf{3}^{\text{ème}}$ séquence \longrightarrow $\mathbf{1}^{\text{ère}}$ séquence etc.

a) Optimisation de la commande à pleine onde:

La commande à pleine onde dépend de l'angle β , donc un choix judicieux de cet angle doit être fait afin d'optimiser le fonctionnement de l'onduleur La tension synthétisée par un

bras de l'onduleur par rapport au point M peut être exprimée en séries de Fourier par l'équation suivant:

$$V_{aM,n} = \frac{4}{n\pi} U_c \cos(n, \beta) \quad (\text{II.12})$$

Avec n : ordre des d'harmonique $n=2k+i$ et $k=0,1, 2,3, \text{ etc.}$

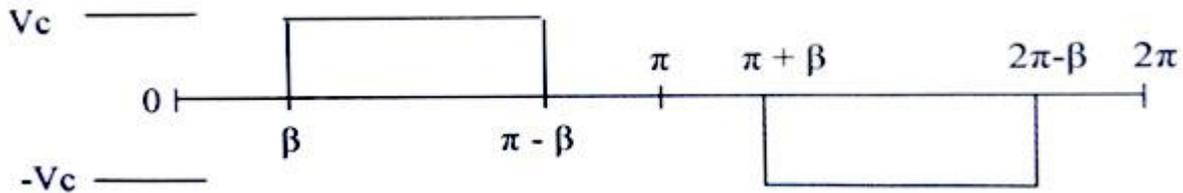


Figure II.9: Schéma de tension sortie d'un bras de l'onduleur

On constate que:

- ❖ Pour $\beta = 0^\circ$, la fondamentale présente l'amplitude maximale. Et donc système à 3 états fonctionnent en un système à 2 états qui commute entre U_c et $-U_c$, donc l'onduleur à trois niveaux à un fonctionnement d'un onduleur à 2 niveaux.
- ❖ pour $\beta \neq 0^\circ$, le système se comporte en un onduleur à trois niveaux, la composante fondamentale de la tension V_{AN1} diminue.
- ❖ La valeur optimale de β est $\beta_{opt} = 15,35^\circ$, donc on peut conclure que l'onduleur 3 niveaux soumis à une commande en pleine onde, présente un fonctionnement optimale pour $(\beta_{opt} = \pi / 12)$ [5].

II-5-3 Commande MLI

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) est l'une des techniques utilisées pour obtenir une source variable en tension et en fréquence. Cette technique consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenables.

Dans la majorité des cas, l'onde idéale est sinusoïdale. La M.L.I permet de se rapprocher du signal désiré. Cependant, cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde M.L.I entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer ~ans le fer et par courants de Foucault). Elles génèrent dans les machines tournantes des oscillations de couple, des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques. Elle injecte du bruit

sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système. TI faut donc minimiser ces harmoniques.

Trois critères sont utilisés pour spécifier la M.L.I

1. l'amplitude du fondamental et sa valeur relative par rapport à celle qui serait obtenue avec une onde plein :

$$V_{1\text{eff}}/V_{10}$$

Avec:

$V_{1\text{eff}}$ =valeur efficace du fondamental.

V_{10} =valeur efficace en onde pleine.

2. un spectre fréquentiel.
3. une grandeur représentative de la distorsion harmonique (taux globale d'harmonique).

$$\text{THD}=[\sum |V_{ns}|^2]^{1/2}/|V_{1s}|$$

Avec:

V_{ns} : l'amplitude de la distorsion harmonique d'ordre n.

Généralement la commande MLI est développée avec quatre catégories suivantes:

- ❖ Les modulations sinus-triangle
- ❖ Les modulations pré calculé
- ❖ Les modulations post calculées ou appelée vectorielles
- ❖ Les modulations stochastiques

La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sorties et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables.

La commande MLI est utilisée largement dans les systèmes à fréquence variable, notamment pour l'entraînement des machines asynchrones alimentées par onduleur.

A) Méthode de génération de MLI pour un onduleur à N niveaux

Dans le cas d'un onduleur à N niveaux, on procède à une comparaison entre un signal de référence image de l'onde de tension désirée en sortie de l'onduleur, et des signaux modulateurs qui subdivisent le signal de référence en K (K=N-1) intervalles. Les signaux

modulants de même amplitude A_c sont placés en opposition de phase l'un par rapport à l'autre. Ce principe est illustré par la figure (II.10). Les instants t_1 et t_2 représentent les moments de transition d'un niveau vers un autre [5].

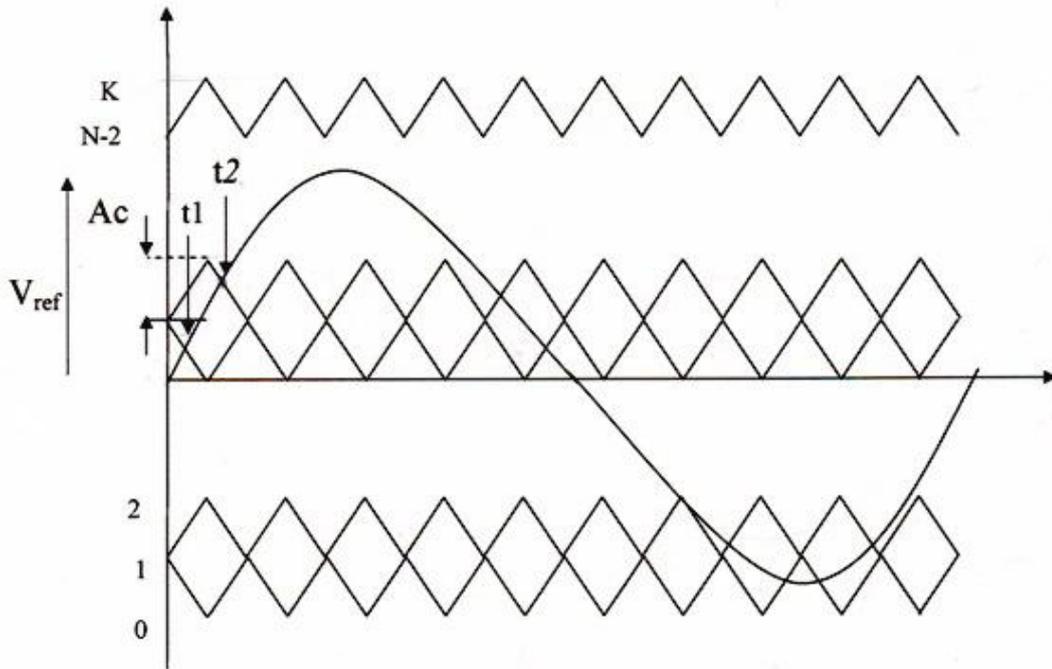


Figure II.10: principe de la méthode M.L.I appliqué à un onduleur N niveaux

Avec:

$$A_c = V_{réf_{MAX}} \cdot k$$

$$M_f = \frac{f_m}{f}$$

$$IM = \frac{V_{ref}}{A_c}$$

Avec:

$V_{réf_{MAX}}$: Amplitude maximale de la référence.
K	: Nombre d'intervalles ($K=N-1$)
A_c	: Amplitude de la triangulaire
IM	: Indice de modulation
f	: Fréquence d'onde référence
f_m	: Fréquence d'onde triangulaire
M_f	: Rapport de fréquence

B) Cas de l'onduleur à trois niveaux

Donc ce cas $N=3$ et $K=2$, donc on procède à la comparaison de deux ondes triangulaires avec un signal sinusoïdal figure (II.11)

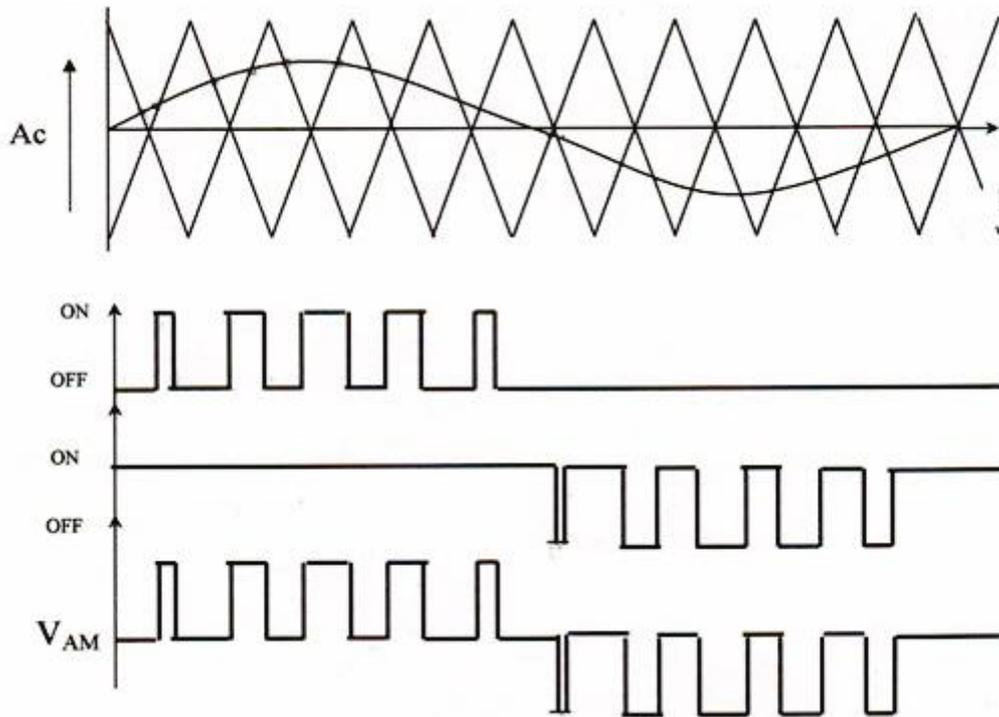


Figure II.11: Principe de la méthode MLI appliquée à un onduleur 3 niveaux

B.1 Modulation sinus triangle

La MLI sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

- Généralités:

1. Tension de référence :

Les références sont des signaux sinusoïdaux d'amplitude V_m en volt et de fréquence en hertz qui permettent de générer un système de tension triphasé équilibré:

On définit l'équation des références par :

$$\begin{cases} M_f = M_f \sin(2\pi f t) \\ M_f = M_f \sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_f = M_f \sin\left(2\pi f t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

2. La porteuse:

Elle est caractérisée par deux grandeurs qui sont l'amplitude en (volte) et la fréquence en hertz et en peut la considérer comme une alternance composée de deux droites de pentes opposées dont les équations sont les suivantes:

$$X_1(t) = V_p + 2(V_p/T_p)t \quad (\text{II.14})$$

$$X_2(t) = V_p - 2(V_p/T_p)t$$

C) MLI programmée pour l'onduleur a trois niveaux

La figure (II.12) montre les signaux de commandes des quatre interrupteurs d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux et la tension phase au point neutre M. Les interrupteurs S_{1a} et S_{2a} sont commandée par les trains d'impulsions données par les figures (II.12.a) et (II.12.b).



Figure II.12: les impulsions des interrupteurs S_{1a} et S_{3a}

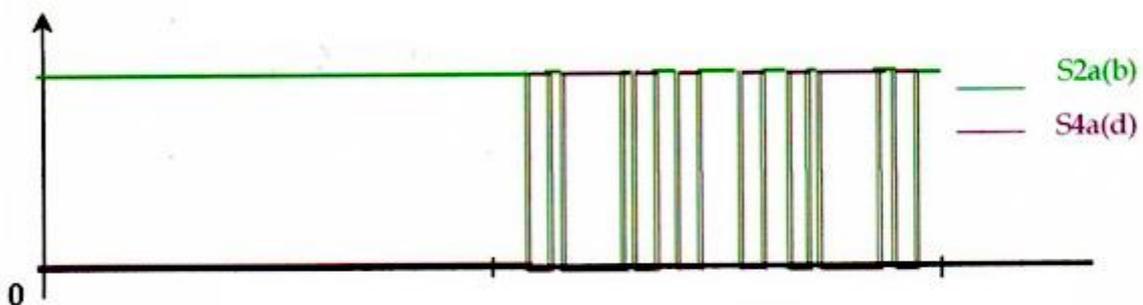


Figure II.13: les impulsions des interrupteurs S_{2a} et S_{4a}

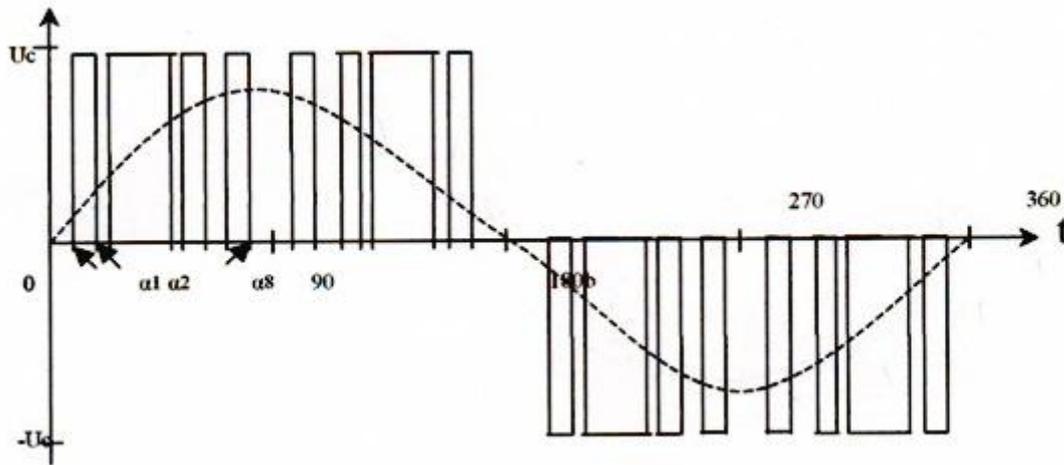


Figure II.14: Tension entre phase et point M V_{AM} et les impulsion

D'un bras de l'onduleur

Les interrupteurs S_{3a} et S_{4a} sont commandées par les trains d'impulsion complémentaires a ceux de S_{1a} et S_{2a} respectivement, figure (II.12.c) et (II.12.d). La tension entre phase et le point neutre M est illustre par la figure (II.12), on constate que la tension V_{AM} est symétrique par rapport au point M. Les coefficients de Fourier pour une telle onde V_{AM} sont données par :

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \left[\sum_{j=1}^R (-1)^j \cos(na_j) \right] \tag{II.15}$$

$$a_n = 0$$

Avec:

R : Rang des harmoniques (1, 2, 3, ... R).

L'équation (II.15) est formée de R variables (1 à R), un ensemble de solutions est obtenue en mettant R-1 harmonique a zéro, et assigner une valeur spécifique a l'amplitude du fondamental (a_1).

Ces équations sont non linéaires et transcendantes, et une multitude de solutions est possible. Mais l'ensemble des angles solution de l'équation (II,15) doit satisfaire la contrainte suivante:

$$a_1 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_n < \frac{\pi}{2}$$

Les équations non linéaire pour éliminer R-1 harmonique non multiple de trois tel que 5, 7, 11, etc.

Sont écrites comme suit:

$$\begin{bmatrix} \cos a_1 & -\cos a_2 & \dots & \dots & \dots & (-1)^{j+1} \cos a_j \\ \cos^5 a_1 & -\cos^5 a_2 & \dots & \dots & \dots & (-1)^{j+1} \cos^5 a_j \\ \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \cos^x a_1 & -\cos^x a_2 & \dots & \dots & \dots & (-1)^{j+1} \cos^x a_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi a_1}{4} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Avec $x=2R-1$ pour R paire et $x=3R-2$ pour R impaire et $j=1\dots R$.

Pour résoudre le système d'équations (II.16) nous avons utilisé la méthode de résolution des systèmes non linéaire Newton-Raphson, dont on a extrait les angles a à partir du PFE [6] où on les a appliquées dans la commande MLI programmée de l'onduleur. Pour cet objet un programme a été développé en langage MATLAB.

II-6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de fonctionnement et les différents types de l'onduleur à trois niveaux, ainsi on a entamé la modélisation en prenant en considération l'hypothèse de commandabilité.

En dernier, nous avons étudié les stratégies de commande pour l'élimination d'harmoniques, en montrant l'importance de MLI analogique et MLI programmée. D'après l'étude qu'on a faite, on constate que les onduleurs à trois niveaux permettent de délivrer une tension plus élevée et de meilleure qualité.

Chapitre III

Résultats de simulation

III-1 Introduction

Après l'étude théorique, nous allons présenter une série de simulation de la machine asynchrone proposée dont les paramètres de la machine sont indiqués dans l'annexe.

Premièrement, nous avons fait la simulation de l'onduleur à trois niveaux avec Les différentes commandes MLI.

On a effectué 3 essais de simulation en boucle ouverte:

Démarrage direct par réseau à vide et en charge.

Démarrage par onduleur à MLI analogique.

En suite, nous avons simulé la machine en boucle fermée en appliquant trois types de commandes:

Commande à flux orienté (directe, indirecte, simplifiée) par régulateur classique PI.

Commande à flux orienté par régulateur flou.

Commande à flux orienté par régulateur neuro-flou.

Finalement, on a fait un teste de robustesse de ces régulateurs (variation de

Consigne et de couple résistant).

III-2 simulation d'un Onduleur à trois niveaux

III-2-1 Schéma bloc de simulation d'un Onduleur à trois niveaux

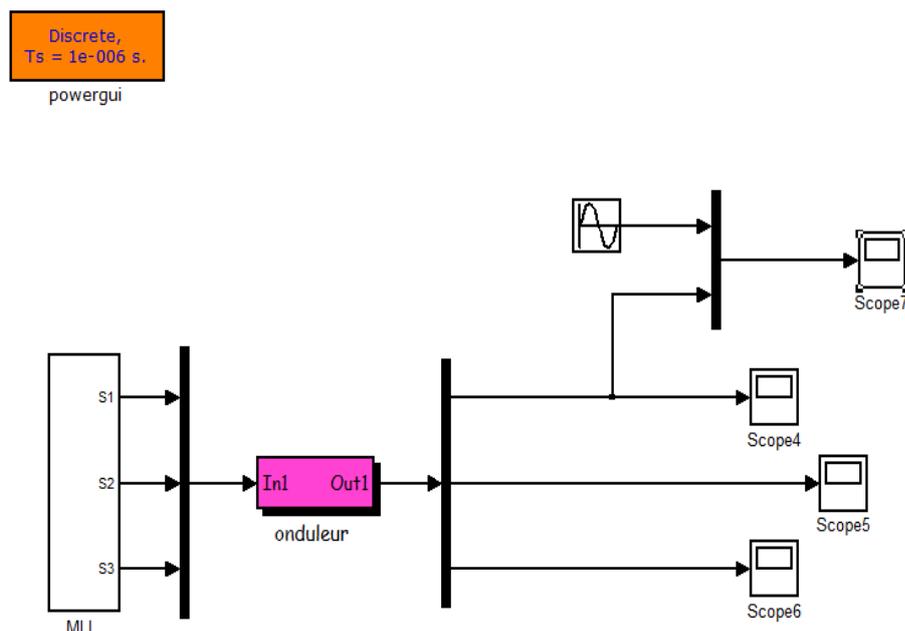


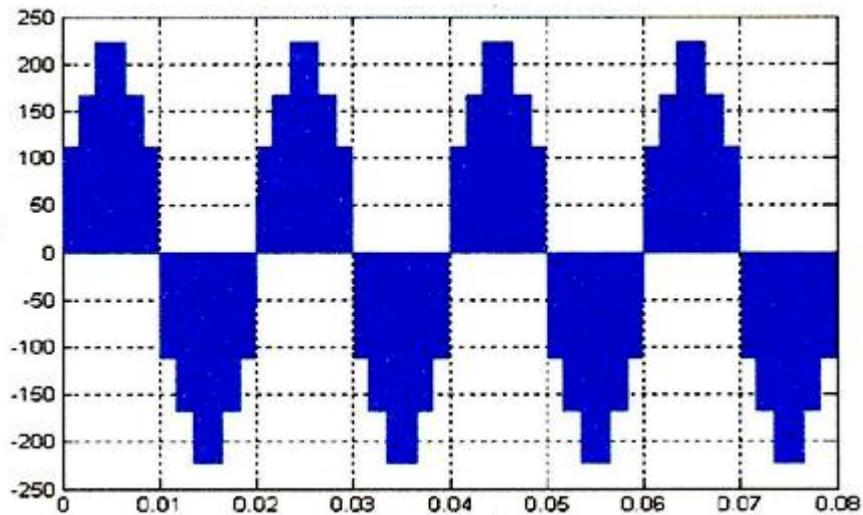
Figure III.1: simulation d'un Onduleur à trois niveaux

III-2-2 MLI analogique (sinus triangulaire)

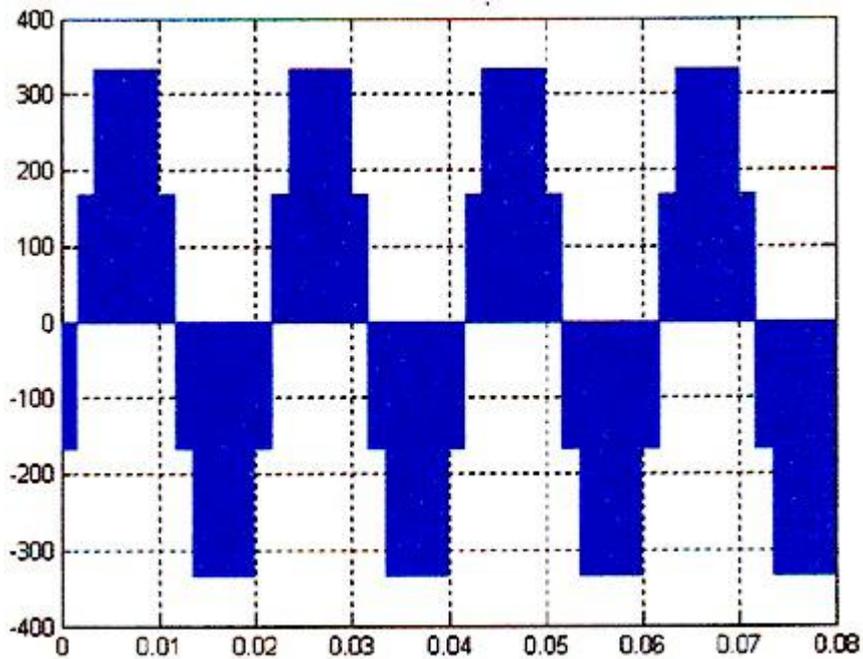
La figure (III.I) représente la tension simple, composée et spectre d'harmonique de l'onduleur trois niveaux, commandé par MLI analogique.

Dans cette figure en prendre l'indice de modulation $IM=0.8$ et $mf=72$ ($f_p=3600\text{Hz}$)

Tension simple



Tension compose



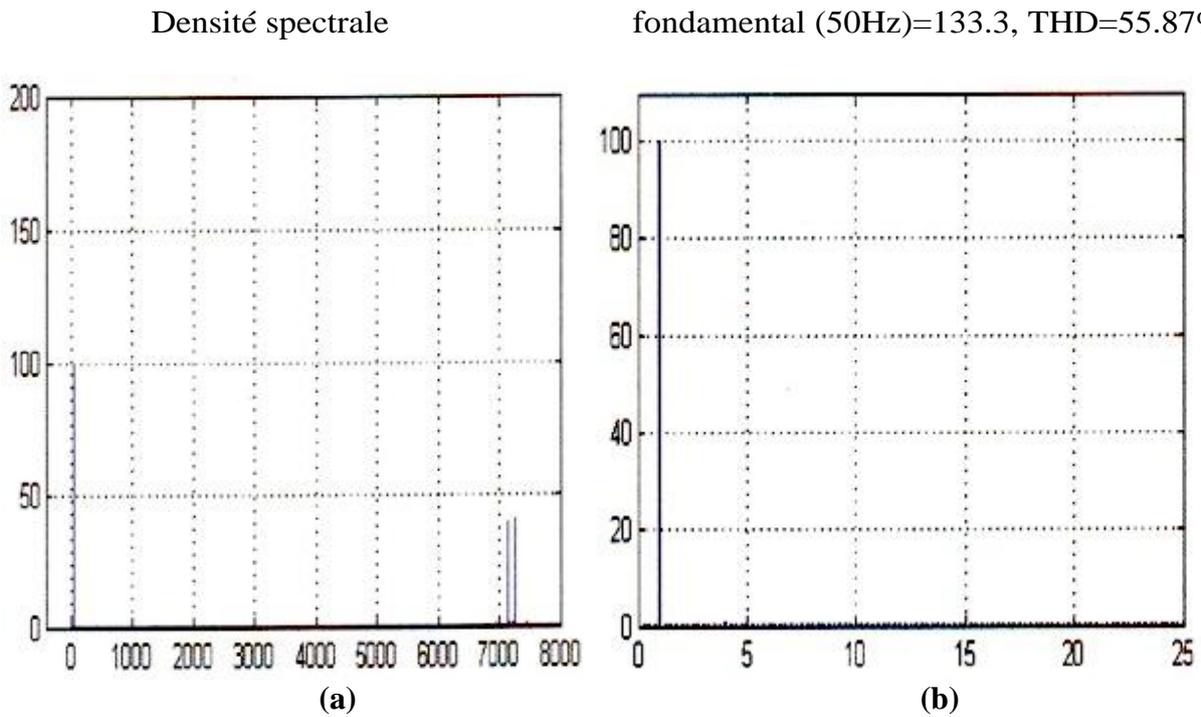


Figure III.2: les tensions sorties de l'onduleur à trois niveaux

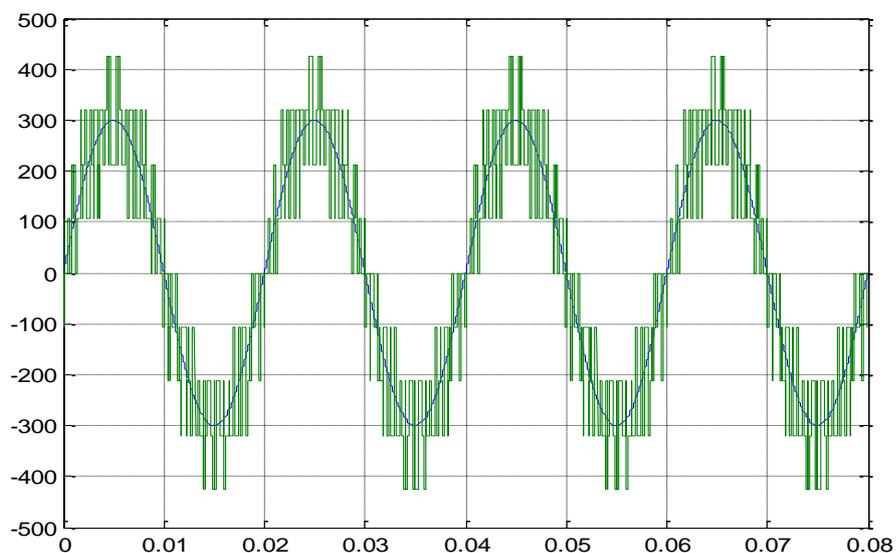
(a) (b) : Spectre d'harmonique

III-2-3 Onduleur à trois niveaux à MLI programmée

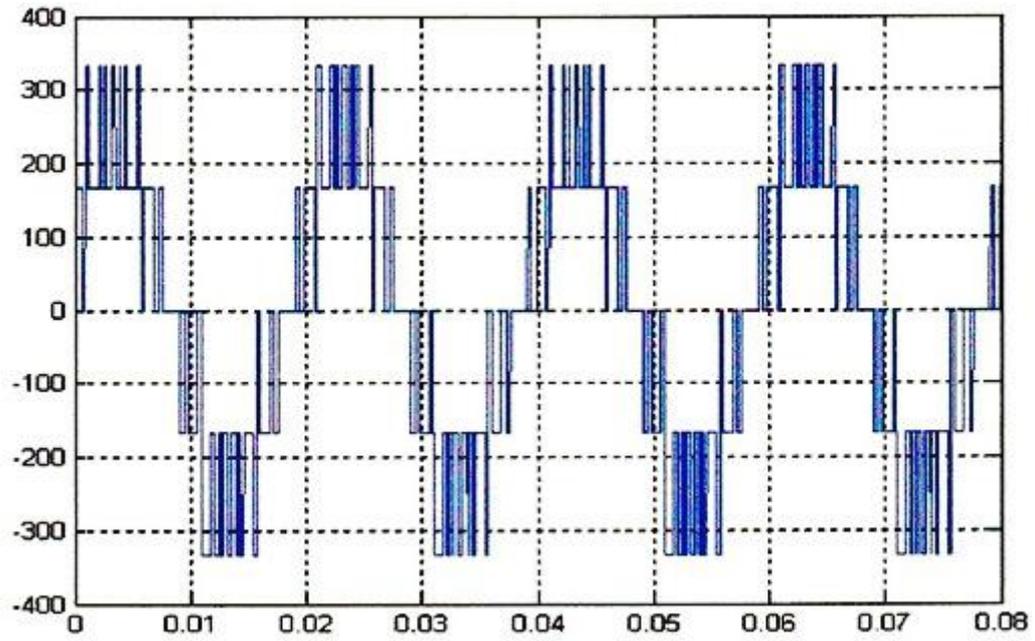
La figure (III.2) représente la tension simple, composée et spectre d'harmonique de L'onduleur trois niveaux, commandé par MLI programmé.

Dans ce cas nous avons calculé les angles α pour éliminer les harmoniques d'ordre (5, 7, 11,13 et 17) avec l'indice de modulation $MI=0.8$.

Tension simple

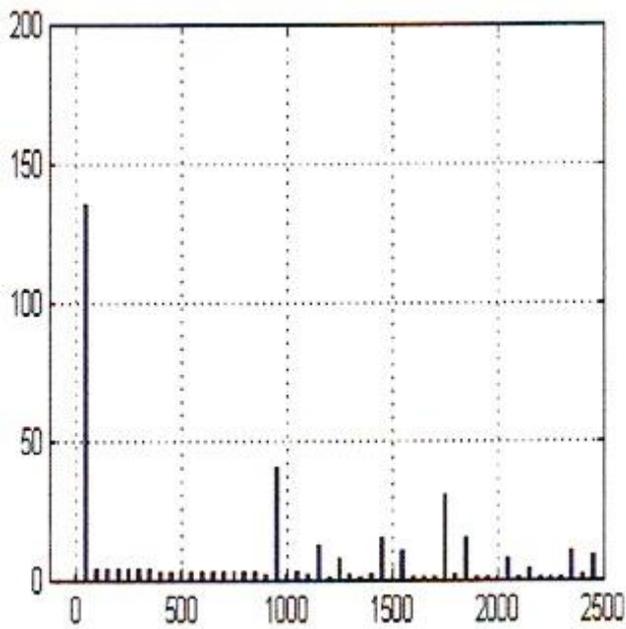


Tension compose

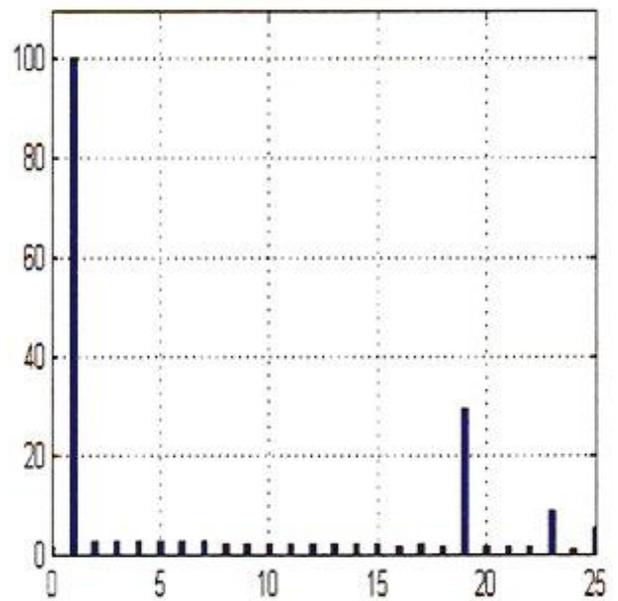


Densité spectre

fondamental (50Hz)=133.3, THD=55.87%



(a)



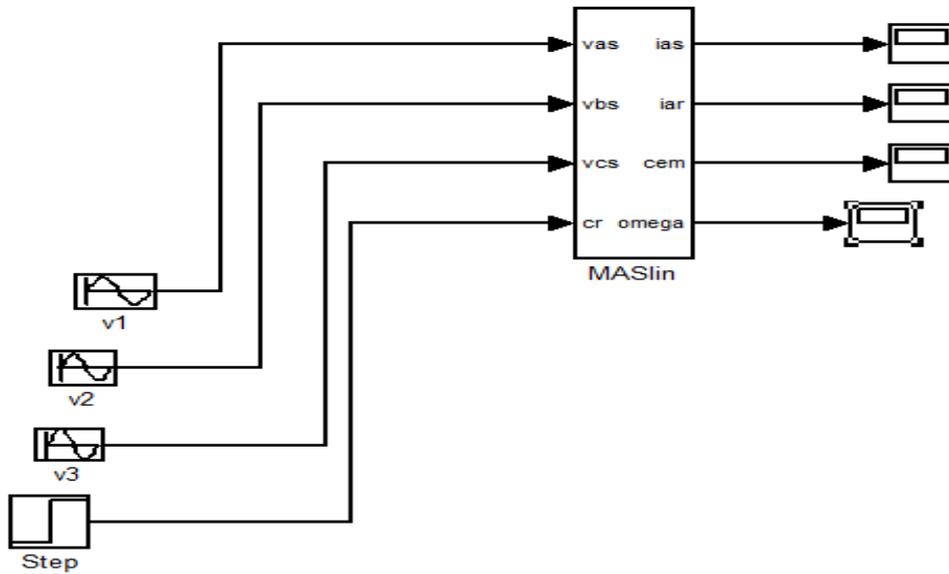
(b)

Figure III.3: les tensions sorties de l'onduleur à trois niveaux

(a) (b) : Spectre d'harmonique

III-3 Simulation d'un moteur asynchrone

III-3-1 Schéma bloc de simulation d'un MAS

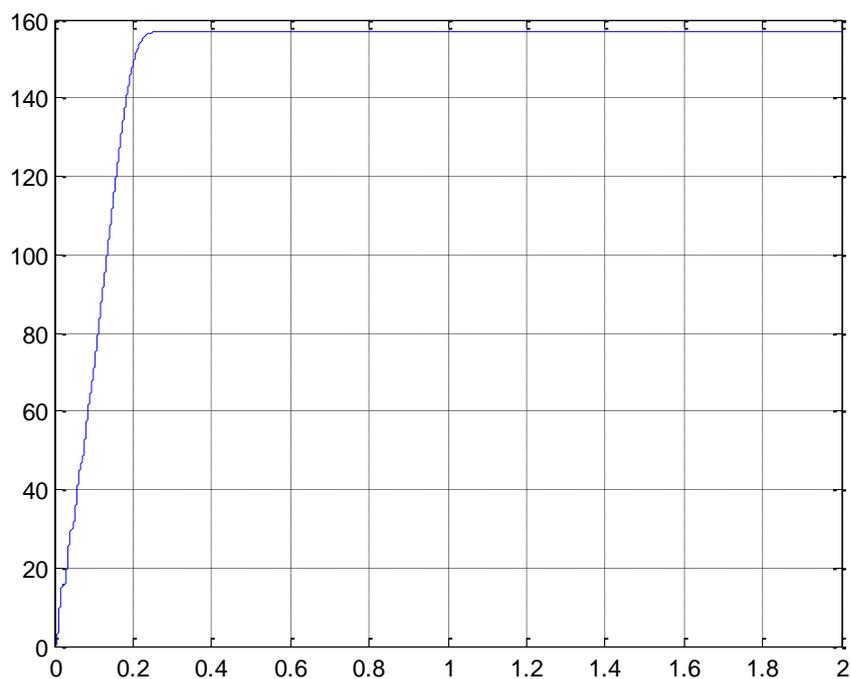


III-3-2 Démarrage directe

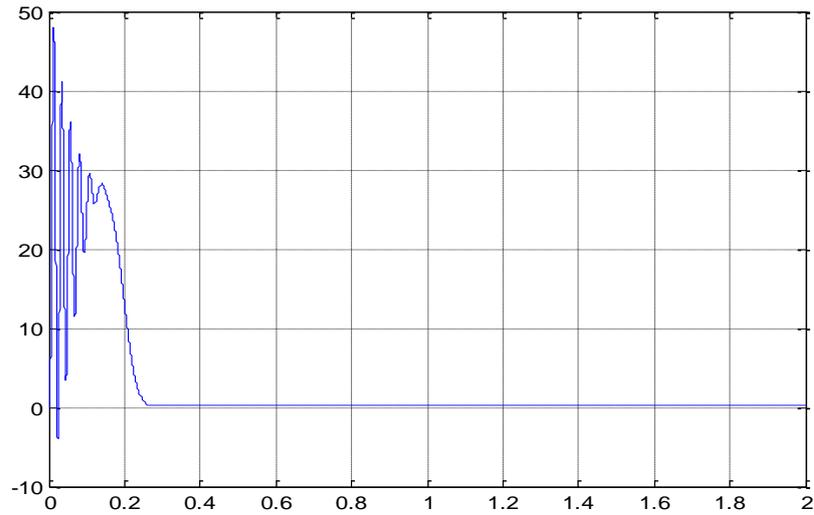
a) à vide

La figure (III.3) représente les caractéristiques d'un moteur asynchrone alimenté direct par réseau.

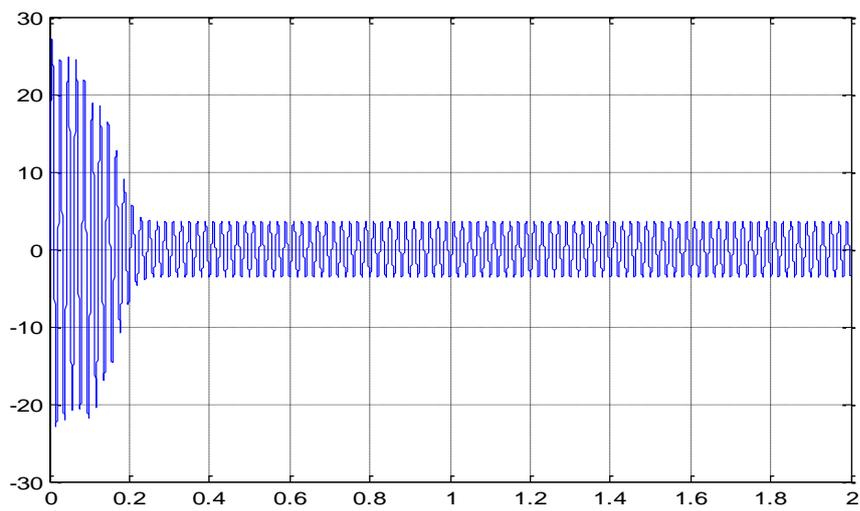
Vitesse rotation



Couple électromagnétique



Courant statorique



Agrandissement des portions de courant

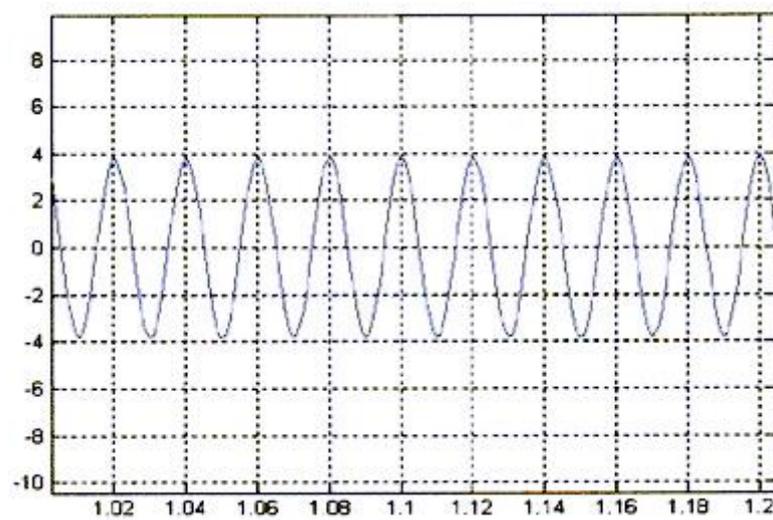
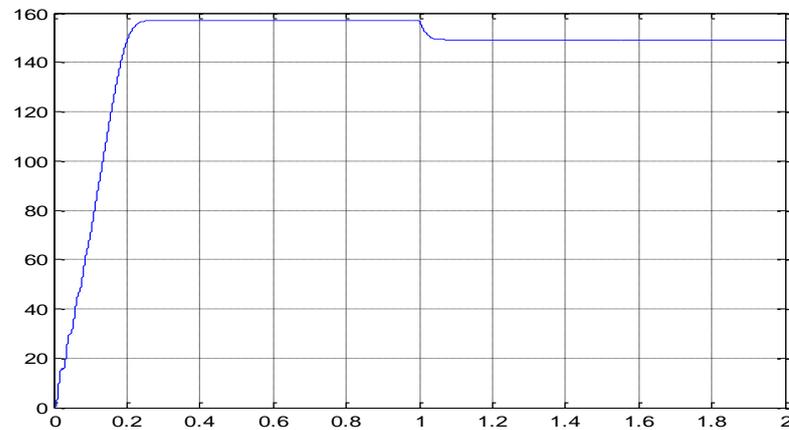


Figure III.4: caractéristiques d'un moteur à vide

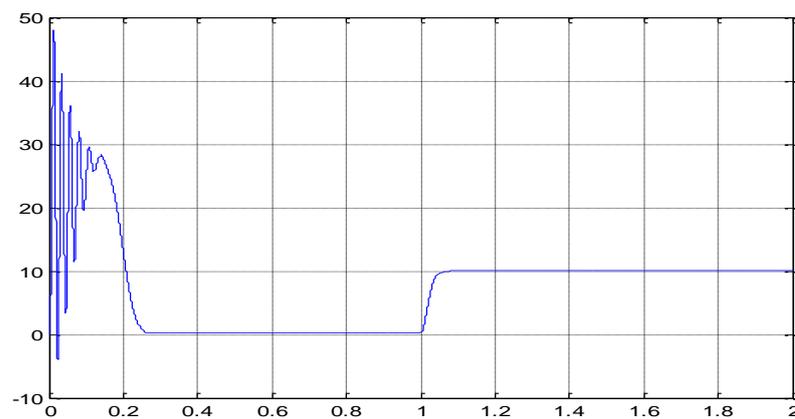
b) en charge

La figure (III.4) représente les caractéristique d'un moteur asynchrone alimenté direct par réseau, avec une application du charge de 10N.m a l'instante de $t=0s$, et à $t=1s$ en augmente la charge jusqu'a 20N.m

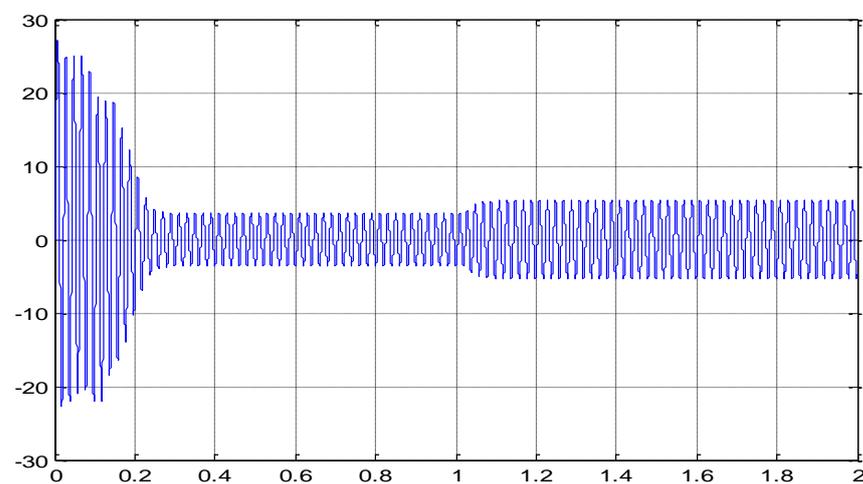
Vitesse de rotation



Couple électromagnétique



Courant statorique



Agrandissement des portions de courant avec charge =20N

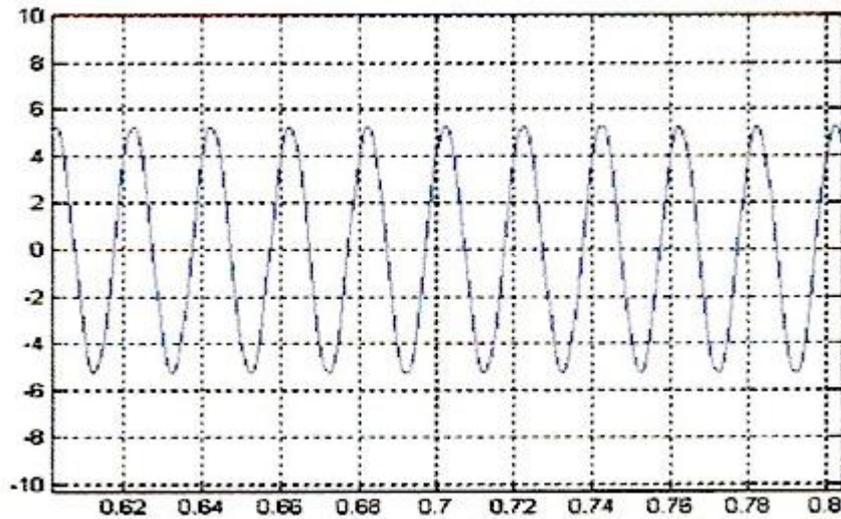
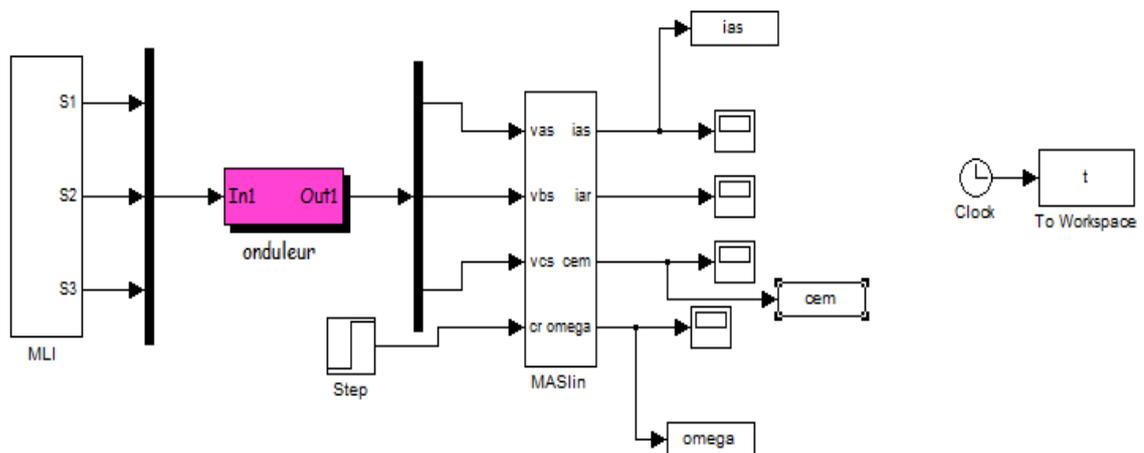


Figure III.5: caractéristiques d'un moteur en charge

III -3-3 Alimentation par onduleur à MLI analogique (sinus-triangulaire)

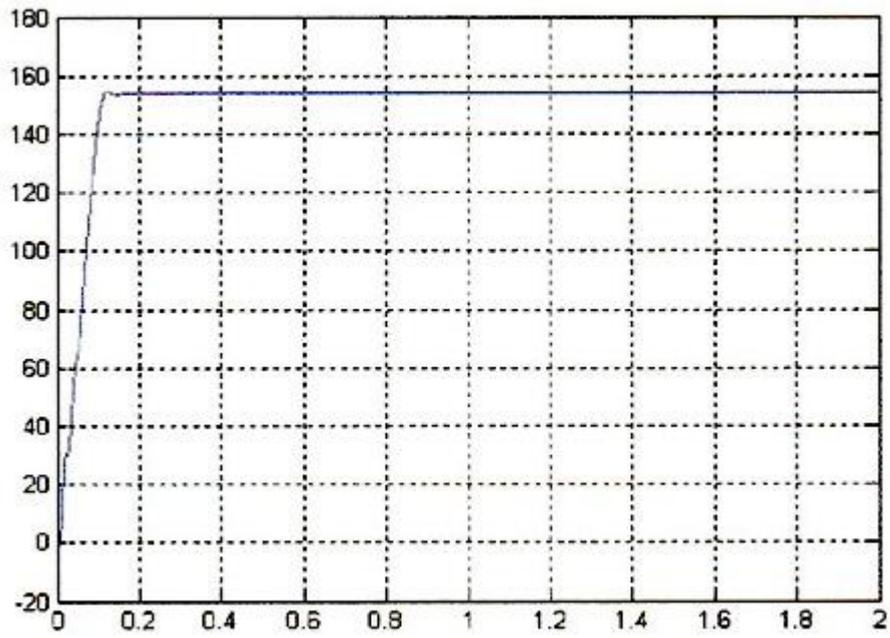
III-3-4 Schéma bloc de simulation d'un MAS alimenté par un onduleur à trois niveaux

Discrete,
Ts = 1e-006 s,
powergui

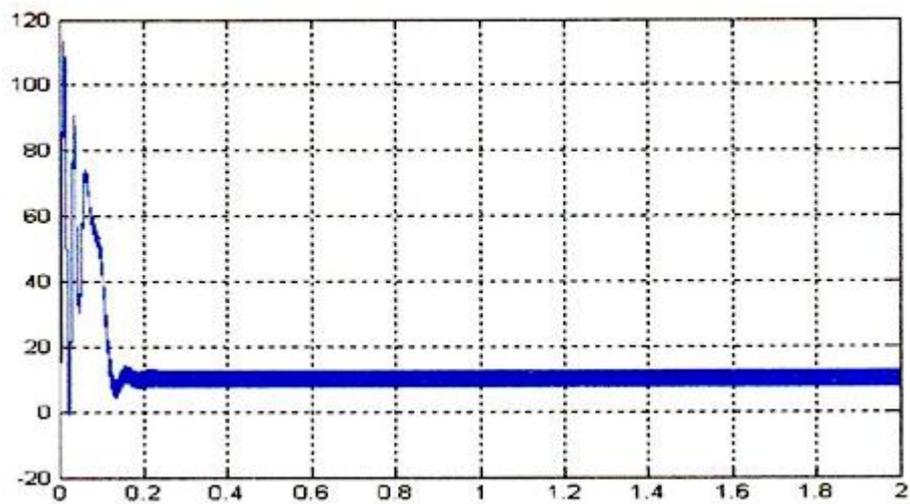


La figure (III.5) représente les caractéristiques d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à 3 niveaux commandé par MLI analogique, avec une charge de 10N.m.

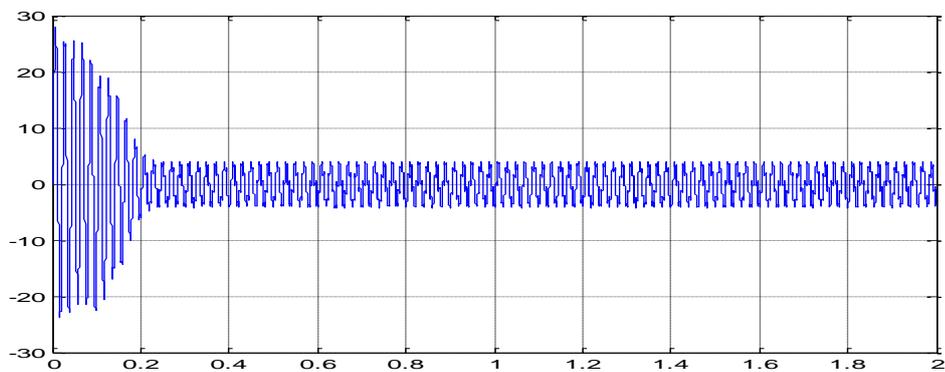
Vitesse de rotation



Couple électromagnétique



Courant statorique



Agrandissement des portions de courant

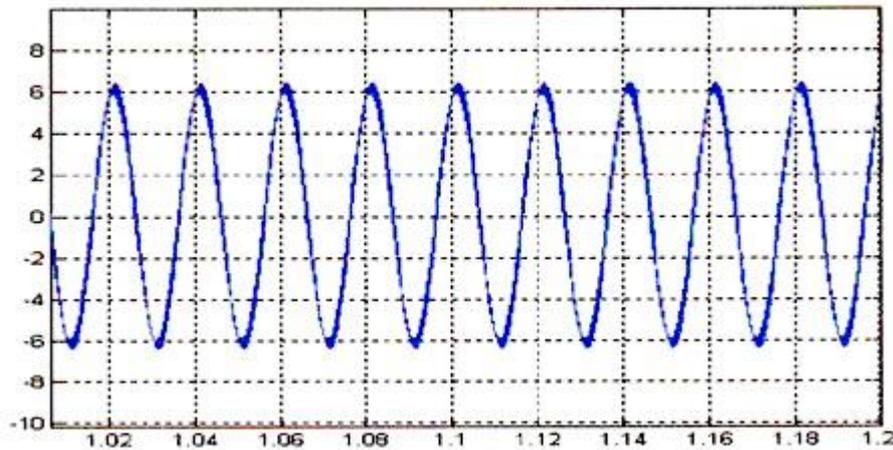


Figure III.6: caractéristiques d'un moteur en charge alimenté par onduleur

III-3-5 interprétation des résultats

A) Pour l'onduleur à trois niveaux

- ❖ La figure (III.1) représente la tension simple de sortie de l'onduleur à trois niveaux en fonction du temps, pour la stratégie à MLI analogique avec un coefficient $IM=0.8$ et un indice de modulation en fréquence $mf=72$ ainsi que son spectre d'harmonique.

On remarque que le THD est égale à 55.87% donc le signal n'est pas pollué.

- ❖ La figure (III.2) représente la tension simple de sortie de l'onduleur à trois niveaux en fonction du temps, pour une MLI programmée.

On observe que le THD est égale à 44.01%, il est élevé à cause de l'harmonique d'ordre 19 qui représente une amplitude de 30% du fondamentale.

Remarque

La MLI analogique sert à repousser les harmoniques vers les hautes fréquences. Par contre la MLI programmée réduit directement les harmoniques d'ordres bas, on injectant avec précision des impulsions.

B) Pour le démarrage direct par le réseau:

a) A vide

La figure (III.3) représente les caractéristiques d'un moteur asynchrone alimenté directement par le réseau. D'après les résultats obtenus on remarque:

- Un fort courant d'appelle au démarrage environ 25A, puis le courant se stabilise à la valeur de 4A.

- au démarrage, le couple électromagnétique instantané est très important; une fois le régime permanent s'établi, le couple se stabilise à 0 N.m.

-La vitesse atteint la valeur de 157 rad/ s.

b) En charge

La figure (III.4) représente les caractéristiques d'un moteur asynchrone Alimenté directement par le réseau avec une application de charge de 10N.m à l'instant $t=0s$, et à $t=1s$ en augmente la charge jusqu'au 20N.m.

- Un fort courant d'appel au démarrage d'une valeur de 26A, puis il se stabilise à la valeur de 5A, lors de l'application d'une charge à l'instant $t=1s$, on observe que le courant augmente à la valeur de 9A.

- le couple électromagnétique est très important au démarrage environ 51 N.m Après il se stabilise à 10 N.m, avec l'augmentation de la charge le couple atteint la valeur de 20N.m.

- L'augmentation de la vitesse en régime transitoire dure 0.3s, à la fin de cette période la vitesse atteint la valeur de 155 rad/s, et avec l'application d'une charge la vitesse décroît à la valeur de 140 rad/s.

c) Pour l'alimentation avec onduleur à trois niveaux (MLI analogique)

D'après la figure (III.5) on remarque:

Un fort courant d'appel au démarrage environ 40A, puis il stabilise à la valeur de 6A.

Au démarrage un régime transitoire qui dure 0.1s, puis la vitesse stabilise à la valeur de 156 rad/ s.

On note aussi que la présence de l'onduleur à une influence sur la réponse dynamique de système.

III-4 Conclusion

Dans ce chapitre : on a étudié la machine asynchrone associée à un onduleur à trois niveaux et à MLI, ont été présentés. Les résultats obtenus par simulation montrent que l'alimentation de la MAS par un onduleur à trois niveaux présente des ondulations sur le courant et le couple ce qui entraîne la saturation de la MAS, alors que l'alimentation par un onduleur à MLI permet la réduction de ces ondulations. Donc il est clair que la MLI est nettement meilleure que l'onde à dent scie.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire a fait l'objet d'une synthèse des différents types de commandes d'un onduleur à trois niveaux.

Ainsi les onduleurs à trois niveaux donnent des bonnes performances au domaine des convertisseurs statiques, car ils génèrent des tensions rapprochant au sinusoïdale.

Pour ce la, les techniques de commandes qu'elles soient analogiques ou numériques ont toujours les mêmes qualités afin d'influencer les distorsions harmoniques dominant et perturbant la tension de la charge. Dans notre étude nous avons montré que les différentes techniques MLI Pouvaient améliorer la qualité de la tension de sortie de l'onduleur, à savoir un Taux d'harmonique réduit et fondamentale et se rapprochant du signal réel.

Vu que la difficulté de la commande d'une machine asynchrone qui réside sur l'effet du fort couplage entre les variables internes du moteur (couple=flux), la commande par flux orienté a montré son efficacité du point de vue découplage entre les deux principales grandeurs.

Face à l'insuffisance des performances dynamiques du régulateur classique de type PI, nous avons fait appel à un régulateur flou qui peut être considéré comme un système expert simple.

Ce dernier est simple à réaliser, facilement adaptable aux conditions de fonctionnement, la plus part du temps un petit nombre de règles suffit à décrire notre système.

On a entamé que ce type de régulateur donne des bons résultats au niveau de Rejet de perturbation, et robuste lors de variation des paramètres internes de Processus mais la synthèse de ce régulateur nécessite des essais de simulation assez longs. Enfin on a fait l'association entre la logique floue et les réseaux de neurones pour l'amélioration du système.

Cette commande est précise, robuste et simple à implémenter qui assure de meilleures performances lors de la poursuite la régulation dans les différents régimes de fonctionnement de la machine asynchrone.

Il a été signalé aussi que ce type de régulateur a apporté des améliorations concernant l'annulation du dépassement dans le régime transitoire, aussi que l'amélioration du temps de réponse de la vitesse et minimisation du couple de démarrage.

Finalement, nous espérons que ce travail sera d'un intérêt majeur pour les futurs ingénieurs dont l'étude sera consacrée à la commande des machines électriques.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] Mr. MOKHTARI Raouf: Étude et simulation d'un moteur asynchrone. M'sila2004/2005 ingénieur d'état en génie électrotechnique
- [2] HAZZAB .ABDEL DJEBBAR, Commande des systèmes par logique floue, Réseaux Neurones et Algorithmes Génétiques. TD 2006.USTO.
- [3] Sid-A.AMAMRA, Commande par réseaux de neurones d'une machine asynchrone avec linéarisation Hybride.TM.2005. Ecole nationale polytechnique.
- [4] M. Mohammed et M. Henni, amélioration les performances de la commande d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension .PFE .2005- USTO.
- [5] M.BENGHANEM, Etude et analyses d'un onduleur à trois niveaux utilise comme Compensateur statique d'énergie réactive. TM -2000- USTO.
- [6] M.NABIL-C.ABDELRAHIM, étude en simulation et réalisation d'un onduleur à trois niveaux de type Neutral Point CLamped inverter (N.P.C)-PFE-2001-USTO.
- [7] TABAR-Mohammed, étude comparative des performances d'un USP à bas des onduleurs multi-niveaux. MG 2003-USTO.

Annexes

Annexes

Les paramètres du moteur asynchrone

Tension nominale	220/380 V
Courant nominal	9.4A /4.7A
Puissance nominale	1.5 KW
Nombre de paire de pôles	P=2
Résistance statorique par phase	$R_s = 4.85 \Omega$
Résistance rotorique par phase	$R_r = 3.805 \Omega$
Inductance de fuite statorique	$L_s = 0.274H$
Inductance de fuite rotorique	$L_r = 0.274H$
Inductance mutuelle cyclique	$M = 0.258H$
Moment d'inertie de la partie tournante	$J = 0.031Kg.m$
Coefficient de frottement	$f = 0.00114N.m/rad/s$
Vitesse nominale	$N_n = 1420 \text{ tr/min}$