



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



UNIVERSITE DE MOULOUD MAMMERI  
DE TIZI OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE

Département d'électrotechnique

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDE**

---

**RÉGLAGE DE VITESSE D'UN MOTEUR À  
INDUCTION À BAGUES EN BOUCLE  
OUVERTE PAR LA CASCADE  
HYPOSYNCHRONE.**

---

Présenté par :

*Mr: ACID Smail*

*Mr: DELCI Sadek*

Encadré par :

*MR : HARMIM*

*Promotion  
2012/2013*

# Remerciement

*Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude et nos sincères remerciements à notre promoteur M<sup>r</sup> HARMIM.S qui nous a orienté et soutenu et qui, par sa collaboration effective et par ses judicieux conseils a rendu possible l'élaboration de ce travail.*

*Nos remerciements vont également à tous ceux et toutes celles qui nous ont apporté leur aide de près ou de loin.*

*Que monsieur le président et les membres du jury trouvent ici l'expression de notre gratitude pour nous avoir fait l'honneur de juger ce modeste travail.*

**Binôme :**

- **Delci Sadek**
- **Acid Smail**

# Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail :*

- *A toute ma famille.*
- *A mes camarades et ami Acid Smail.*
- *A mes amis.*

*Delci Sadek*

# Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail :*

- *A toute ma famille ;Tinhinane ; Mokrane.*
- *A mes camarades et ami Delci Sadek.*
- *A mes amis.*

*Acid Smail*

# SOMMAIRE

## INTRODUCTION GENERALE

### CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES MACHINES ASYNCHRONES, ET REDRESSEUR EN PONT DE GREATZ COMMANDES ET NON CMMANDES.

I.1 Introduction.....	4
I.2 Définition.....	4
I.3 Constitution.....	4
I.4 Principe de fonctionnement .....	7
I.5 Notion de glissement.....	9
I.6 Equation de la machine Asynchrone.....	9
I.7 Généralités sur les redresseurs commandés et non commandés.....	12
I.7.1 Redresseur non commandé.....	12
I.7.2 Redresseur commandé.....	17
I.6 Conclusion.....	21

### CHAPITRE II : METHODES DE REGLAGE DE VITESSE DES MOTEURS ASYNCHRONES.

II.1 Introduction .....	23
II.2 Méthodes de réglage de vitesse.....	23
II.2.1 Changement du nombre de paire de pôles.....	23
II.2.2 Action sur la fréquence d'alimentation .....	24
II.2.3 Action sur le glissement .....	26
III.3 Conclusion.....	35

## **CHAPITRE III : SIMULATION DE REGLAGE DE VITESSE PAR LA CASCADE HYPOSYNCHRONE**

III.1 Introduction.....	37
III.2 Le logiciel de simulation.....	37
III.3 Plaque signalétique du moteur asynchrone utilisé.....	38
III.4 Paramètre électrique et mécanique du moteur.....	39
III.5 Rapport de transformation $m$ du moteur asynchrone utilisé .....	40
III.5.1.1 Essai à rotor ouvert .....	40
III.5.2 Essai à rotor ouvert avec prise en compte des chutes de tension statoriques.	42
III.5.3 Essai en court-circuit à rotor bloqué.....	45
III.6 Choix du rapport de transformation $m_1$ du transformateur.....	47
III.7 Simulation.....	49
III.7.1 Modèle de simulation.....	48
III.7.2 Simulation de la première commande.....	50
III.7.3 Simulation de la deuxième commande.....	54
III.7.4 La comparaison entre les commandes 1 et 2.....	62
III.7.5 Simulation de la troisième commande.....	63
III.8 Conclusion.....	72

### **CONCLUSION GENERALE**

### **BEBLIOGRAPHIE**

# INTRODUCTION GENERALE

La machine électrique tournante, est le fruit d'un long et dur parcours de découvertes et de recherches scientifiques, ce qui a fait d'elle, une concentrée de connaissances théoriques et pratiques. Sa mise en marche a marqué l'histoire des inventions. C'était une révolution technologique qui a bouleversé le monde, et surtout dans le domaine de l'industrie, et ça est resté jusqu'à nos jours. Sa précieuse propriété de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique, la rendue, le récepteur le plus exploité dans les activités industrielles et économiques.

Le progrès scientifique accéléré a contribué efficacement au perfectionnement de ses machines de sorte qu'on trouve aujourd'hui sur le marché une grande variété de modèles suivant les catégories, la puissance et les différents modes de fonctionnement. Parmi ces machines, on distingue ceux qui sont à courant continu et ceux qui sont à courant alternatif (synchrone et asynchrone).

La machine asynchrone, connue également sous le nom « machine à induction », est une machine à courant alternatif. Elle a été pour longtemps, fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de fortes puissances, jusqu'à l'arrivée de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications. Elle est souvent utilisée comme moteur. Ce dernier, grâce à sa robustesse, sa durée de vie, son rendement, sa rigidité, le peu d'entretien qu'elle nécessite, a fait de lui le moteur utilisé dans 80% des applications industrielles. On distingue les machines asynchrones monophasées, biphasées, et triphasées. Les machines triphasées, alimentées directement du réseau, représentent la grande majorité des applications.

Au début, le moteur asynchrone était souvent à cages, par raison de son principe de fonctionnement, avait, une seule vitesse, et pendant longtemps, ces performances ne répondaient plus aux exigences. Cependant, l'arrivée du moteur asynchrone à rotor bobiné, a permis l'accès aux enroulements rotoriques, cette propriété a permis d'effectuer de bons couples de démarrages, puis, par la suite, il s'est avéré qu'il est possible d'entraîner le moteur à plusieurs vitesses.

Cette possibilité se traduit par la modification de l'impédance équivalente du rotor. Dans ce sens, il existe des méthodes classiques, à savoir, la méthode de réglage de vitesse par insertion et court circuitage manuel des résistances électriques à l'aide de contacteurs mécaniques, encombrant ainsi l'installation. Avec le progrès réalisé dans le domaine des semi-conducteurs de puissance, cette dernière méthode a été améliorée en remplaçant les contacteurs mécaniques par des hacheurs, qui ont permis de réduire l'encombrement du matériel utilisé, facilitant ainsi la manipulation. Cependant, ces deux méthodes présentent un inconvénient majeur, c'est celui des pertes d'énergie électrique dans les résistances rotoriques sous effet joule.

L'évolution considérable des semi-conducteurs a conduit l'électronique industrielle à faire des progrès intéressants au niveau des contrôles de l'écoulement de puissance électrique. Cette évolution a conduit les industriels, dans le domaine des entraînements

commandables, à substituer aux sources d'alimentation fixe des sources d'alimentation réglables en amplitudes et en fréquence à travers des convertisseurs statiques, qui sont désignés pour contrôler la puissance circulant dans toute l'installation. Ainsi, au lieu de dépenser, en perte joules la puissance dissipée dans le rotor d'un moteur asynchrone à rotor bobiné qu'on veut entraîner, on peut la récupérer de différentes manières.

Parmi les procédés les plus développés pour récupérer cette énergie rotorique, la cascade hyposynchrone est la plus utilisée, dont la récupération peut s'effectuer en renvoyant cette énergie de glissement prélevée au rotor vers le réseau à travers un dispositif constitué d'un redresseur en pont de Graetz à six diodes, un autre pont à six thyristors fonctionnant en onduleur non autonome, une inductance de lissage et un transformateur d'adaptation.

En plus de cette précieuse propriété, vient s'ajouter la possibilité de régler la vitesse de rotation du moteur étudié par une simple variation de l'angle de retard à l'amorçage des thyristors du redresseur commandé. Malgré le développement d'autres méthodes plus sophistiquées pour le réglage de vitesse, la cascade hyposynchrone reste toujours de l'usage.

Le travail qu'on est sensé réaliser dans notre mémoire, consiste à effectuer une étude théorique par simulation sur la cascade hyposynchrone, et pour cela, on a organisé le travail de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, nous rappelons quelques principes de base de la machine asynchrone, à savoir son principe de fonctionnement, sa constitution et son schéma équivalent, pour se pencher par la suite sur l'étude des redresseurs en pont de Graetz à six diodes et à six thyristors suivis par l'expression de quelques grandeurs à savoir les tensions et les courants .

Le second chapitre sera consacré en premier lieu à rappeler sommairement quelques méthodes de réglage de vitesse des moteurs asynchrones à cage et à rotor bobiné. En deuxième lieu, nous allons mener une étude purement théorique consistant à la mise en œuvre de la cascade hyposynchrone.

Dans le troisième et dernier chapitre, nous présentons, en première partie, les paramètres électriques et mécaniques du moteur asynchrone utilisé. Puis nous exposons les résultats des trois essais effectués au laboratoire des machines à courant alternatif qui visent la détermination de la valeur la plus précise du rapport de transformation du moteur asynchrone afin de pouvoir choisir le rapport de transformation du transformateur d'adaptation utilisé. La deuxième partie fera l'objet d'une étude par simulation, où nous présentons le modèle de simulation de la cascade hyposynchrone. Par la suite, nous exposons les résultats des trois commandes effectuées sous Simpower système suivi des interprétations.

On terminera par une conclusion générale

# **CHAPITRE I**

**Généralités sur la machine  
asynchrone, les redresseurs en pont  
de Greated commandes et non  
commandes.**

## I.1 INTRODUCTION :

Dans ce chapitre, nous rappelons succinctement quelques concepts de base de la machine asynchrone, notamment sa conception, son principe de fonctionnement, son schéma équivalent et enfin nous nous penchons sur l'étude des redresseurs en pont de Greutz, commandés et non commandés.

## I.2 DEFINITION :

Les moteurs asynchrones triphasés sont des machines électriques extrêmement robustes, qui ne demandent que très peu d'entretien et sont fréquemment utilisées dans l'industrie. On les retrouve dans des applications très diverses, telles que les ventilateurs, les pompes, le transport et divers entraînements électriques.

Grace à l'évolution de l'électronique de puissance et en raison du faible coût des moteurs asynchrone, les applications qui utilisaient hier des moteurs à courant continu ou encore des moteurs synchrones, emploie aujourd'hui un moteur asynchrone associé à un variateur de vitesse.

Les moteurs asynchrones sont habituellement alimentés au niveau du stator, et le courant est induit au rotor. C'est pour cette raison que l'on parle également de moteur ou de machine à induction.

La machine asynchrone est principalement utilisée en moteur d'entraînement, mais elle est parfois utilisée en génératrice ou encore comme frein. [4]

### Symboles de la machine asynchrone :

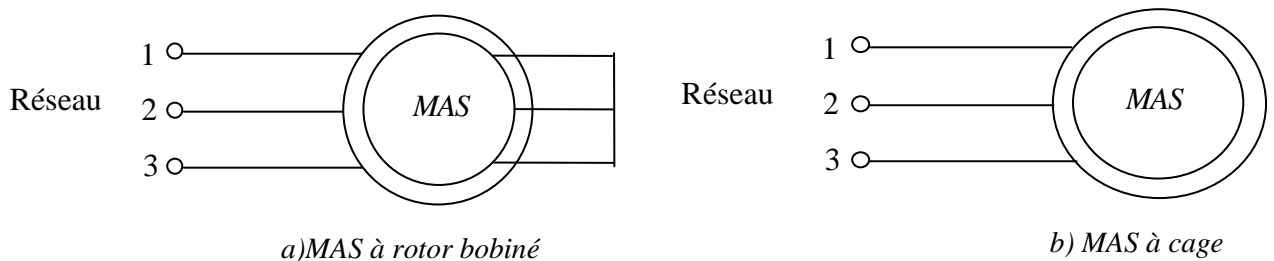


Fig.I.1 : Symboles de la machine Asynchrone

a) MAS à rotor bobiné

b) MAS à rotor à cage d'écureuil

### I.3 CONSTITUTION :

Le moteur asynchrone triphasé (parfois appelé moteur d'induction triphasé) comprend deux parties principales : le stator (partie fixe) et le rotor (partie mobile). La figure I.2 montre les différents éléments constituant le moteur asynchrone à cage d'écureuil.

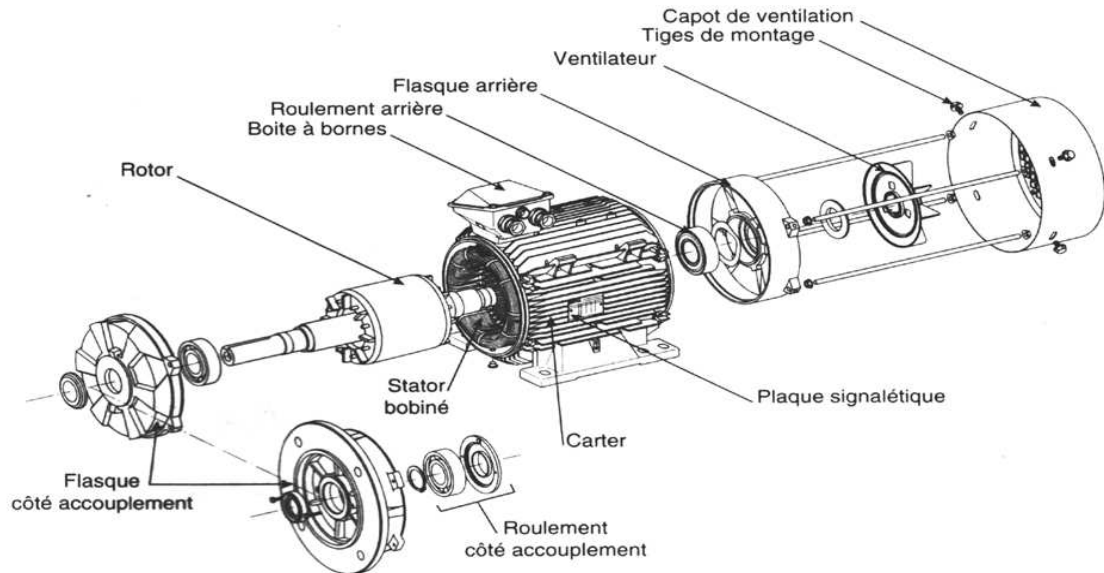


Fig .I.2 Eclaté d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil.

#### I.3.1 LE STATOR:

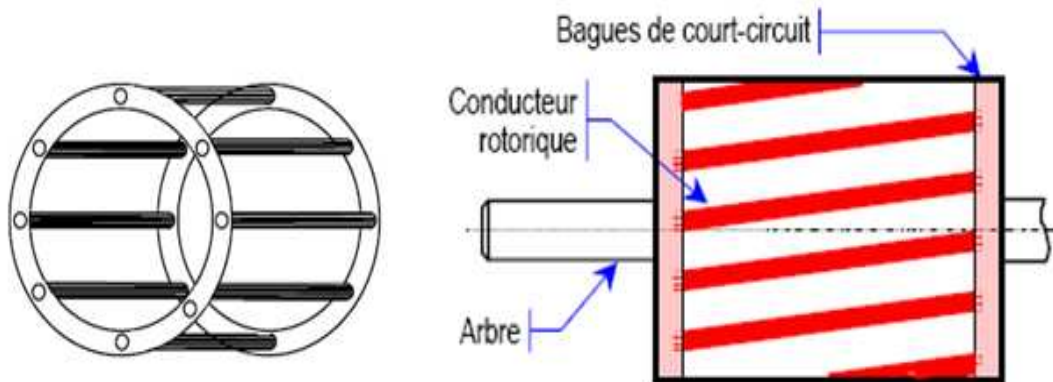
Il comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles identiques qui constituent un cylindre vide ; ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage triphasé. [1]

#### I.3.2 LE ROTOR :

Le rotor se compose d'un cylindre de tôles poinçonnées à leur périphérie extérieure pour former les encoches destinées à recevoir des conducteurs. Il est séparé du stator par un entrefer très court, de l'ordre de 0.4 à 2mm. Il existe deux types de rotors : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné. [1]

### I .3.2.1 Le rotor à cage d'écureuil:

L'enroulement du rotor à cage d'écureuil (Fig. I-3) est constitué de barres de cuivre nues introduites dans les encoches ; ces barres sont soudées à chaque extrémité à deux anneaux qui les court-circuitent. L'ensemble ressemble à une cage d'écureuil d'où le nom du rotor à cage d'écureuil, ou simplement rotor à cage. Dans les moteurs de petite et moyenne puissance, les barres et les anneaux sont formés d'un seul bloc d'aluminium coulé. [1]



*Fig.I.3 : Schéma de principe d'un rotor à cage d'écureuil.*

Dans la pratique, on trouve plusieurs types de rotors à cage.

#### ***Rotor à simple cage :***

Dans des encoches disposées sur le contour du rotor, à l'extérieur du cylindre constitué par l'empilage de tôles, sont placés des conducteurs reliés à chaque extrémité par une couronne métallique et sur lesquels vient s'exercer le couple moteur généré par le champ tournant statorique. [1]

#### ***Rotor à double cage :***

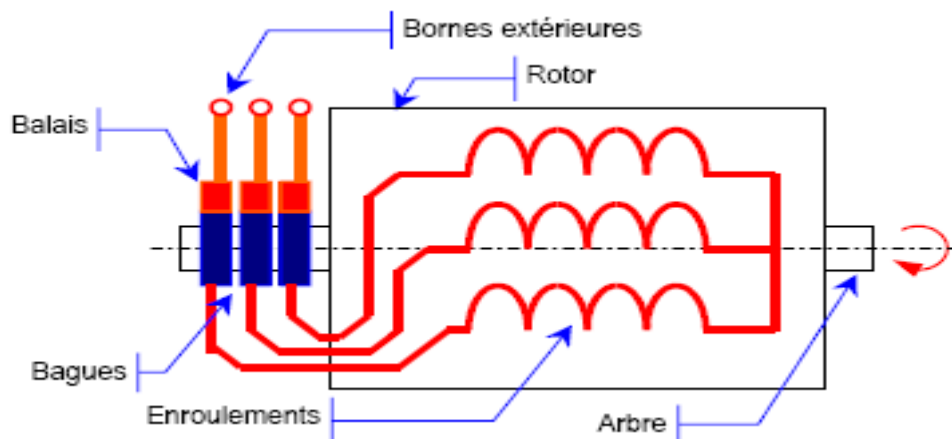
Il est construit suivant le principe du rotor à simple cage, mais avec deux cages indépendantes. Une cage externe à la périphérie du rotor est composée de matériaux résistifs (laiton, bronze) et possède une faible dispersion magnétique. Une cage interne en cuivre possède une résistivité plus faible et une dispersion magnétique importante. [1]

### ***Rotor à encoches profondes :***

C'est la réalisation standard. Les conducteurs rotoriques sont moulés dans les encoches du rotor qui sont de forme trapézoïdale dont le petit coté du trapèze se situe à l'extérieur du rotor.[1]

### **I.3.2.2 Le rotor bobiné (à bagues):**

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements couplés en étoile ; l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournant avec l'arbre (Fig-I.4). Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur. En fonctionnement normal, les trois balais sont court-circuités. [1]



*Fig.I.4 : Schéma de principe d'un rotor à bagues.*

## **I.4 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE:**

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone triphasé est basé sur les lois fondamentales de l'électromagnétisme. On peut le comprendre à l'aide de l'exemple suivant :

Concédons une série de conducteurs de longueur « L », dont les extrémités sont court-circuitées par deux bars conductrices « A » et « B », un aimant permanent, placé au-dessus de cette échelle, se déplace vers la droite à une vitesse « v », de sorte que son champ magnétique « B » coupe les conducteurs à tour de rôle (figure I.5).

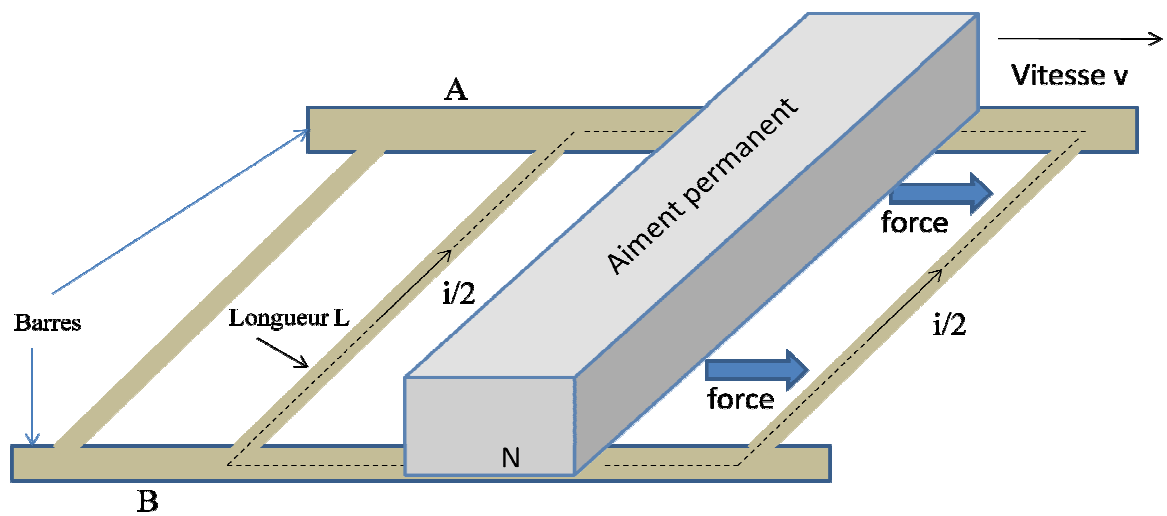


Fig.I.5 : Un aimant permanent qui se déplace vers la droite tend à entraîner l'échelle conductrice.

D'après le principe de Faraday, une tension  $E=BLV$  est induite dans chacun des conducteurs coupés par le champ. D'autre part, puisque le circuit est fermé par les barres et les autres conducteurs, un courant  $I$  se met à circuler dans le conducteur qui est momentanément en dessous de l'aimant (Fig .I.5). Ce courant traverse le champ magnétique de l'aimant permanent, de sorte que, d'après le principe de Lorentz, le conducteur est soumis à une force mécanique. Cette force agit toujours dans une direction telle qu'elle entraîne le conducteur dans le sens de déplacement du champ. Si l'échelle de conducteurs était libre de se déplacer, elle accélère vers la droite. Cependant, à mesure qu'elle gagne de la vitesse, la coupure des conducteurs par le champ magnétique se fait moins rapidement et la tension induite diminue, de même que le courant  $I$ . Par conséquent les forces agissant sur les conducteurs situés en dessous de l'aimant diminuent. Si l'échelle se déplaçait à la même vitesse que le champ, la tension induite, le courant  $I$  et la force deviendraient nuls.

Dans le moteur asynchrone, l'échelle est recourbée sur elle-même pour former une cage d'écurieul, (fig.I.3) et l'aimant est remplacé par un champ tournant qui coupe les conducteurs du rotor. Ce champ tournant est créé par l'ensemble des courants triphasés circulant dans les trois enroulements du stator.

Le stator supporte trois enroulements, décalés de  $120^\circ$ , alimentés par une tension alternative triphasée. Ces trois bobines produisent un champ magnétique variable qui a la particularité de tourner autour de l'axe du stator suivant la fréquence de la tension d'alimentation, ce champ magnétique est appelé champ tournant.

Le champ tournant (statorique) vient induire des courants dans le rotor. Leur interaction entraîne la rotation du rotor à une fréquence légèrement inférieure à celle du champ tournant. Un rotor de moteur asynchrone ne tourne donc jamais à la vitesse de synchronisme «  $N_s$  ». Ainsi intervient la notion de glissement  $g$ . [1]

## I.5 NOTION DU GLISSEMENT :

Le glissement est défini comme le rapport entre la vitesse relatives et la vitesse de synchronisme :

$$g = \frac{N_r}{N_s} ; \quad N_r = N_s - N \quad \text{I.1}$$

En pratique, le glissement varie de 2% dans les grosses machines à 6% dans les petites machines.

(1-g) est le rapport entre la vitesse du rotor et celles du stator tel que :

$$1 - g = \frac{N}{N_s} = \frac{\Omega}{\Omega_s} = \frac{p\Omega}{\omega_s} \quad \text{I.2}$$

D'où l'expression de la vitesse de rotation en fonction du glissement, du nombre de paires de pôles et de la pulsation statorique.

$$\Omega = \frac{\omega_s}{p} (1 - g) \quad \text{I.3}$$

## I.6 EQUATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

Les équations régissant le comportement magnéto-électrique d'une machine asynchrone triphasée dans tous ses modes de fonctionnement sont similaires aux équations du transformateur triphasé.

Pour simplifier, on suppose que les enroulements statoriques et rotoriques sont décalés dans l'espace de 120°. Alimentés par une source de courants triphasés équilibrés décalés dans le temps de 120°.

On suppose que  $\Phi_e$ , le flux résultant des flux statorique et rotorique dans l'entrefer, est à répartition sinusoïdale.

### I.6.1 EQUATION D'UNE PHASE STATORIQUE:

- **Au stator**,  $\Phi_e$  crée une f.e.m  $E_1$ , de pulsation  $\omega_s$  qui, avec les chutes de tension dans la résistance statorique  $R_1$  et l'inductance de fuite statorique  $l_1$ , équilibre la tension appliquée. On peut écrire  $E_1$  comme suit :

$$E_1 = \pi\sqrt{2} K_{b1} N_1 f_s \Phi_e = 4,44 K_{b1} N_1 f_s \Phi_e \quad \text{I-4}$$

Avec :

$K_{b1}$  : Coefficient de bobinage de l'enroulement statorique.

$N_1$  : Nombre de spires d'une phase au stator.

Donc, l'équation des tensions d'une phase statorique s'écrit :

$$\bar{V}_1 = R_1 \bar{I}_1 + j l_1 \omega_s \bar{I}_1 + \bar{E}_1 \quad \text{I-5}$$

### I.6.2 EQUATION D'UNE PHASE ROTORIQUE:

➤ **Au rotor**,  $\Phi_e$  crée une F.E.M  $E_2$  de pulsation  $g\omega_s$ , qui fait circuler un courant  $I_2$  dans le rotor. Elle a pour expression :

$$E_2 = \pi\sqrt{2} K_{b2} N_2 f \Phi_e = 4,44 K_{b2} N_2 g f_s \Phi_e \quad \text{I-6}$$

Avec :

$K_{b2}$  : Coefficient de bobinage de l'enroulement rotorique.

$N_2$  : Nombre de spires d'une phase rotorique.

Donc, l'équation des tensions rotoriques pour une phase rotorique s'écrit:

$$\bar{V}_2 = R_2 \bar{I}_2 + j l_2 g \omega_s \bar{I}_2 + \bar{E}_2 \quad \text{I-7}$$

#### Relation entre $E_1$ et $E_2$ :

Si on fait le rapport des FEM  $E_1$  et  $E_2$  on obtient l'expression suivante :

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{4,44 K_{b2} N_2 g f_s \Phi_e}{4,44 K_{b1} N_1 f_s \Phi_e} = \frac{g K_{b2} N_2}{K_{b1} N_1} = m g$$

$$\text{Avec } m = \frac{K_{b2} N_2}{K_{b1} N_1}$$

$$E_2 = m g E_1 \quad \text{I-8}$$

### I.6.3 SCHEMAT EQUIVALENT :

Comme les équations de la machine asynchrone sont similaires à celles du transformateur. On en déduit, que leurs schémas équivalents par phase sont identiques. Il est représenté sur la figure (I.6).

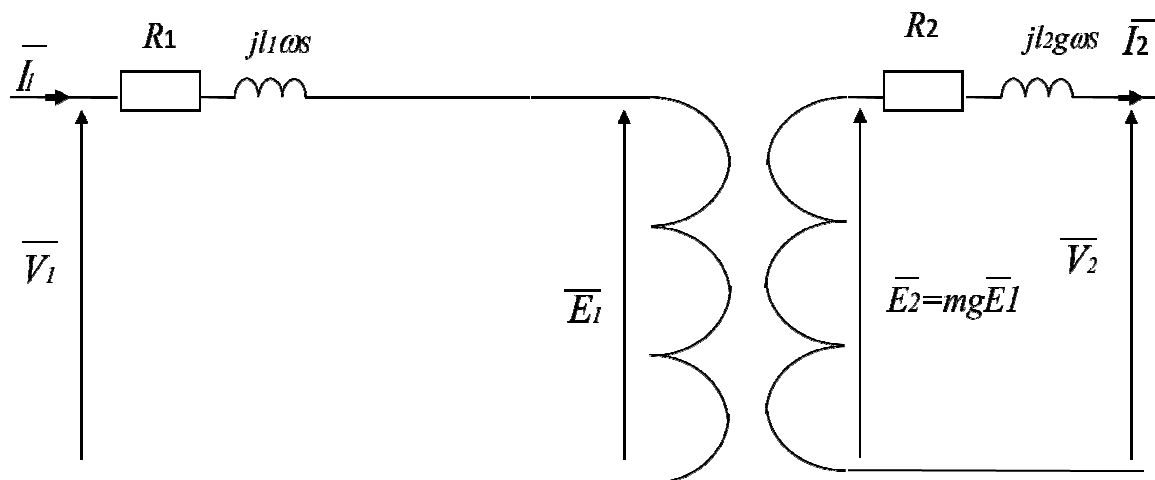


Fig. I.6 : Schéma équivalent par phase d'une machine asynchrone.

Pour prendre en compte l'existence de l'entrefer et des pertes fer du moteur, le modèle peut être affiné en ajoutant l'ensemble ( $R_f // X_m$ ), Fig (I.7).

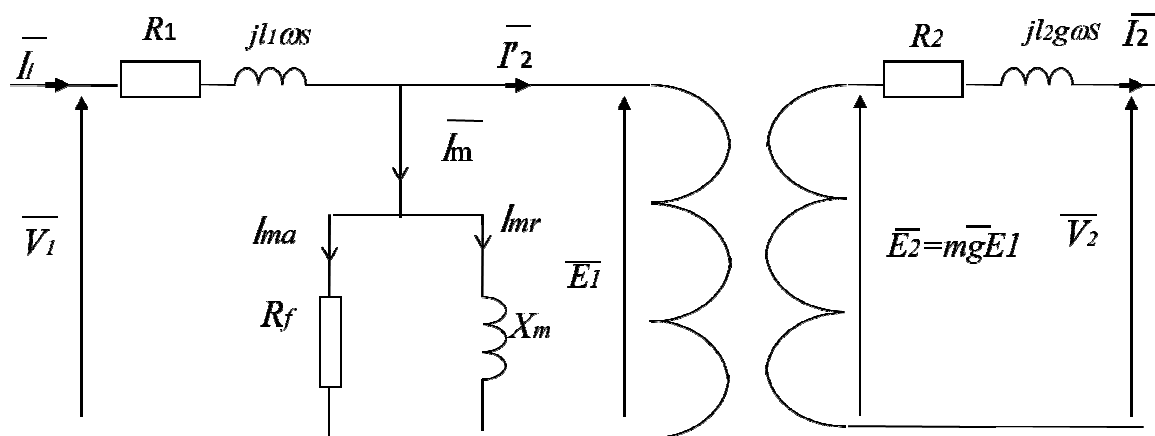


Fig. I.7 : Schéma équivalent par phase d'une machine asynchrone avec pris en compte de l'entrefer.

## I.7 GENERALITES SUR LES REDRESSEURS COMMANDES ET NON COMMANDES:

La fonction du redressement, qui consiste à transformer une source d'énergie électrique alternative en une autre énergie continue, est la plus ancienne parmi les conversions de l'électronique de puissance.

Le redressement trouve ses applications dans de très nombreux domaines. Il s'agit souvent de convertir le courant d'un réseau alternatif en courant continu en vue d'une utilisation directe : électrochimie, électrometallurgie, galvanoplastie, traction électrique. Souvent, le redressement du réseau est le préliminaire à d'autres conversions, situées en aval du redresseur.

Nous distinguons trois montages redresseurs élémentaires, parallèle, parallèle double et série qui redressent des tensions monophasées, triphasées ou polyphasées. [6]

### I.7.1 REDRESSEUR NON COMMANDE :

Dans ce qui suit, on s'intéresse à un type de redresseur non commandé, en l'occurrence le redresseur parallèle double PD3 à diodes.

Souvent appelé pont de Greutz triphasé, son schéma est donné sur la figure I.8. Les enroulements secondaires sont reliés à deux redresseurs P3, l'un en cathodes communes, l'autre en anodes communes.

En supposant que la conduction est continue, la tension redressée vaut :

$$u_d(t) = v_{KN} - v_{AN} = \sup\{v_1, v_2, v_3\} - \inf\{v_1, v_2, v_3\}$$

Cette expression représente à chaque instant la plus grande des tensions composées, soit :

$$u_d(t) = \sup\{u_{ij}\} \quad (\text{Avec } i \text{ et } j = 1, 2 \text{ ou } 3)$$

La règle pour déterminer les diodes passantes est la même que pour le montage P3.

- pour le commutateur à cathode commune, la diode dont l'anode est au potentiel le plus élevé conduit, d'où la dénomination «plus positif».
- pour le commutateur à anode commune, la diode dont la cathode est au potentiel le plus faible conduit, d'où la dénomination «plus négatif». [5]

Donc ;

Lorsque  $v_1 > v_3 > v_2$ , D1 et D6 conduisent.  $U_d = v_1 - v_2$

Lorsque  $v_1 > v_2 > v_3$ , D1 et D2 conduisent.  $U_d = v_1 - v_3$

Lorsque  $v_2 > v_1 > v_3$ , D3 et D2 conduisent.  $U_d = v_2 - v_3$

Etc....

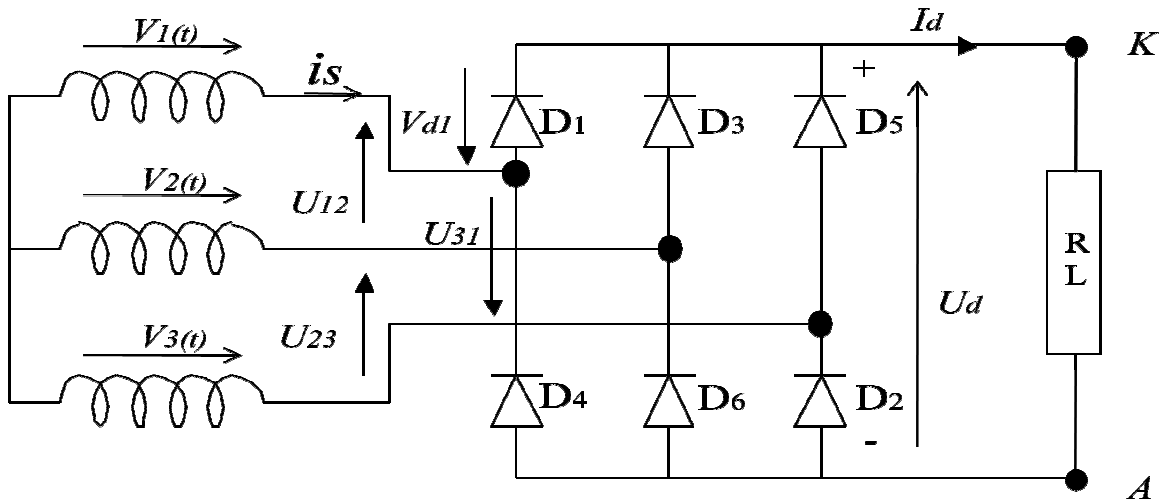
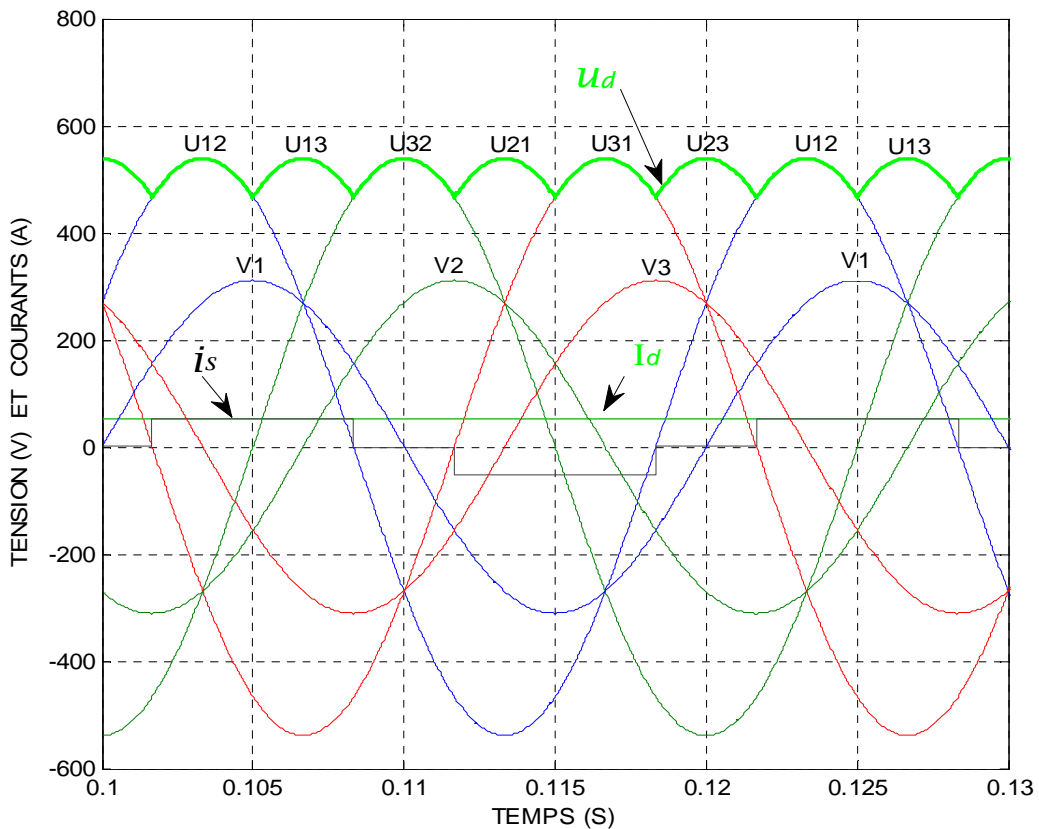


Figure I.8 schéma de montage d'un redresseur non commandé.

En effectuant une simulation de ce montage sous Matlab/Simulink, on a pu visualiser les graphes suivants :



FigI.9 -Allure des tensions simple et composée et de courant rectangulaire de la source, la tension et le courant redressés à la sortie du redresseur.

## Notation :

$V_1(t), V_2(t), V_3(t)$  : Les tensions simples de la source triphasée.

$U_{12}(t), U_{13}(t), U_{23}(t)$  : Tensions composées de la source triphasée.

La valeur efficace de la tension composée est liée à la valeur efficace de la tension simple par :  $U = V \sqrt{3}$

$i_s$  : Courant rectangulaire d'une phase de la source.

$u_d$  : Tension redressée à la sortie du redresseur non commandé.

$I_d$  : Courant redressé.

### I.7.1.1 Expression de la valeur moyenne $U_d$ de la tension redressée:

Pour déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension redressée  $u_d$  cotée redresseur commandé on considère la figure I.10 suivante :

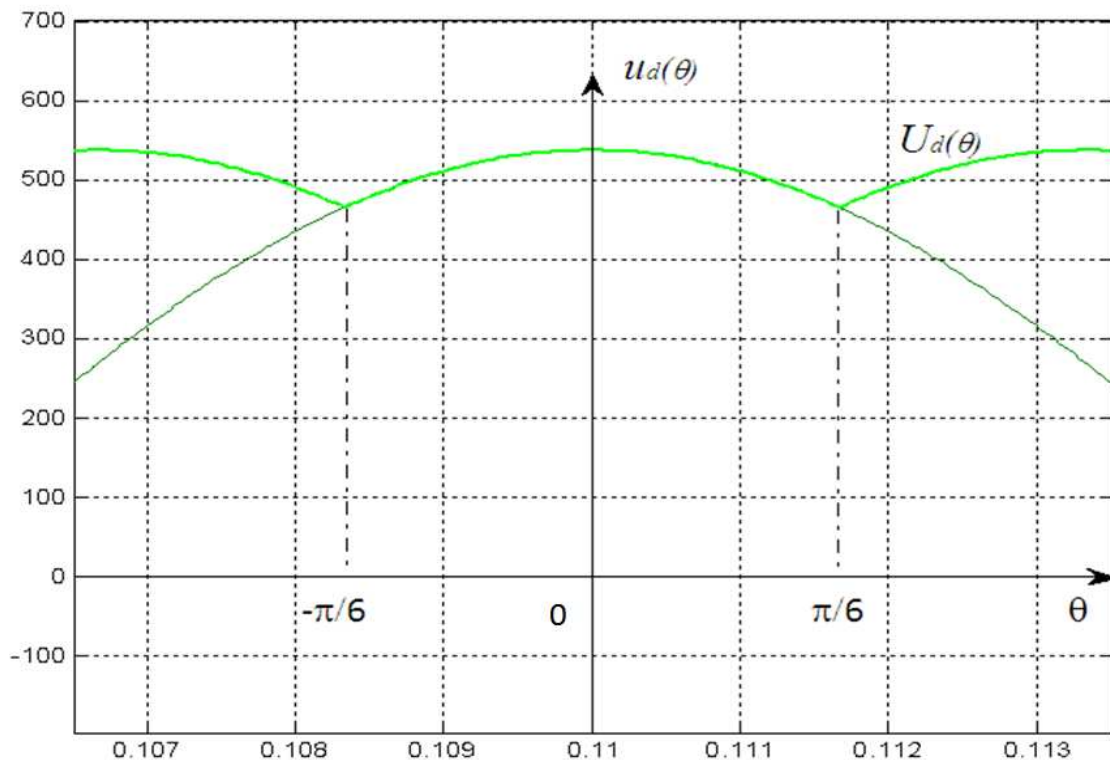


Fig I.10 : Allure de la tension redressée coté redresseur non commandé.

La tension redressée  $u_d$  est périodique de période  $\frac{\pi}{3}$ .

En considérant la calotte précisée sur la figure I.11, qui appartient à l'intervalle  $[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}]$  d'une tension composée et qui peut s'écrire sous la forme suivante :

$$U_d(\theta) = U\sqrt{2} \cdot \cos(\theta)$$

La valeur moyenne de cette tension se calcule comme suit :

$$U_d = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} U\sqrt{2} \cos(\theta) d\theta = \frac{3}{\pi} U\sqrt{2} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \cos(\theta) d\theta$$

$$U_d = \frac{3}{\pi} U\sqrt{2} \left[ \sin(\theta) \right]_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} = \frac{3}{\pi} U\sqrt{2} \left[ \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right) \right] = \frac{3}{\pi} U\sqrt{2} \left( \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \right)$$

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U \quad \text{I-9}$$

### I.7.1.2 Décomposition en série de fourrier du courant de la source :

Le courant de la source est périodique, il est donc décomposable en série de fourrier suivant la formule suivante :

$$i_s(\theta) = \frac{I_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\theta) + b_n \sin(n\theta) \quad \text{I.10}$$

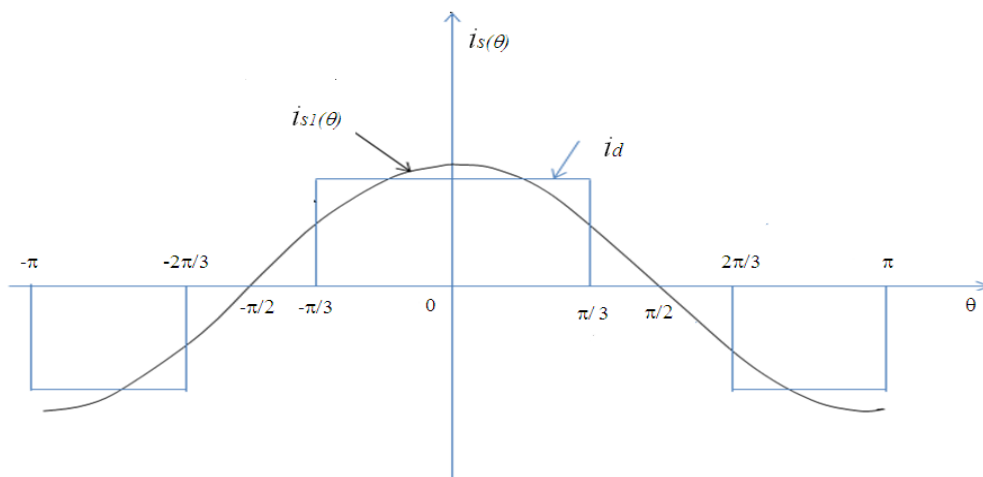


Fig I.11 : Allure du courant de la source et de sa composante fondamentale sur une période.

En considérant la *figure I.12*. Le courant  $i_s(\theta)$  est symétrique par rapport à l'axe des ordonnées c à d, il est paire  $\Rightarrow$  tous les termes en  $b_n$  sont nuls.

Calcul de  $a_n$  :

$$a_n = \frac{2}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i(\theta) \cos(n\theta) d\theta$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i(\theta) \cos(n\theta) d\theta$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i(\theta) \cos(n\theta) d\theta$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \left[ \int_0^{\frac{\pi}{3}} I_d \cos(n\theta) d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} 0 d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} (-I_d) \cos(n\theta) d\theta \right]$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \left[ \frac{I_d}{n} [\sin(n\theta)]_0^{\frac{\pi}{3}} + \left( -\frac{I_d}{n} \right) \sin(n\theta) \Big|_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} \right]$$

$$a_n = \frac{2I_d}{\pi n} \left[ \left[ \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) - \sin 0 \right] - \left[ \sin(n\pi) - \sin\left(\frac{2n\pi}{3}\right) \right] \right]$$

$$a_n = \frac{2I_d}{n\pi} \left[ \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) + \sin\left(\frac{2n\pi}{3}\right) \right]$$

En utilisant la relation trigonométrique suivante :

$$\sin\alpha + \sin\beta = 2 \sin\left(\frac{\alpha+\beta}{2}\right) \cos\left(\frac{\alpha-\beta}{2}\right) ; \text{ On aura :}$$

$$a_n = \frac{2I_d}{n\pi} \left[ \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) + \sin\left(\frac{2n\pi}{3}\right) \right] = \frac{4I_d}{n\pi} \left[ \sin\left(\frac{3n\pi}{6}\right) \cos\left(\frac{-n\pi}{6}\right) \right]$$

$$a_n = \frac{4I_d}{n\pi} \left[ \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{-n\pi}{6}\right) \right] , \quad \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) = 1 \quad \forall n = 1, 2, 3, \dots, N$$

$$a_n = \frac{4I_d}{n\pi} \cos\left(\frac{-n\pi}{6}\right)$$

Pour  $n=1$  ; l'harmonique fondamentale:

$$a_1 = \frac{4I_d}{\pi} \cos\left(\frac{-\pi}{6}\right) = \frac{4\sqrt{3}}{2\pi} I_d$$

$$a_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d = I_{1MAX}$$

$$I_{s1} = \frac{I_{1MAX}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d$$

I-11

Cette relation révèle que le fondamental du courant de la source est proportionnelle au courant redressé  $I_d$ .

$I_{s1}$ : Valeur efficace du fondamental du courant de la source.

$I_d$ : Valeur moyenne du courant redressé (dans le circuit continu).

### I.7.1.3 Expression de la valeur efficace du courant de la source:

En considérons le graphe de la *figure I.11*, la période commence de  $-\pi$  à  $\pi$ . L'expression générale de la valeur efficace du courant de la source s'écrit.

$$I_s^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_s^2(\theta) d\theta$$

$$I_s^2 = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} i_s^2(\theta) d\theta$$

$$I_s^2 = \frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{\frac{\pi}{3}} I_d^2 d\theta + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} 0 d\theta + \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\pi} (-I_d)^2 d\theta \right]$$

$$I_s^2 = \frac{1}{\pi} I_d^2 \left[ \left(\frac{\pi}{3}\right) + \left(\pi - \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

$$I_s^2 = \frac{1}{\pi} I_d^2 \frac{2\pi}{3} = \frac{2}{3} I_d^2 \quad \Rightarrow \quad I_s = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad \text{I-12}$$

### I.7.2 REDRESSEUR COMMANDE:

Le redresseur commandé permis d'obtenir, à partir d'une source d'énergie alternative, un courant unidirectionnel aux valeurs moyennes et efficaces réglables. Deux régimes de fonctionnement peuvent se présenter : la conduction ininterrompue ou la conduction interrompue du courant dans la charge. Dans certaines conditions, un redresseur commandé, peut envoyer de l'énergie d'une source continue à la source alternative : on parle alors d'onduleur assisté ou non autonome. Il est non autonome car la valeur efficace et la fréquence des tensions alternatives sont fixées par le réseau alternatif. Le redressement commandé est utilisé pour la variation de vitesse des moteurs à courant continu. [5]

Les structures des redresseurs commandés sont identiques à celles des redresseurs à diodes : les diodes sont simplement remplacées par des thyristors (nous parlerons souvent des montages correspondant). Deux cas se présentent :

- Toutes les diodes sont remplacées par des thyristors, il s'agit alors d'un « pont complet » ou « pont à thyristors », on trouve les trois montages élémentaires P, PD et S ;

- Lorsque pour un montage PD ou S un seul des deux « P » est constitué de thyristors, généralement en cathodes communes et l'autre de diodes, c'est un « pont mixte ». Ces propriétés sont différentes de celles du pont complet.

Pour passer à l'état conducteur, les thyristors contrairement aux diodes, doivent être amorcés. A cet effet, une impulsion est envoyée sur la gâchette de chaque thyristor, avec un retard  $\Delta t$  par rapport à l'instant  $t_0$  de la commutation naturelle de la diode correspondante, comme le montre la figure I.12. [6]

Le retard  $\Delta t$  correspond à un angle de retard à l'amorçage  $\alpha$ :

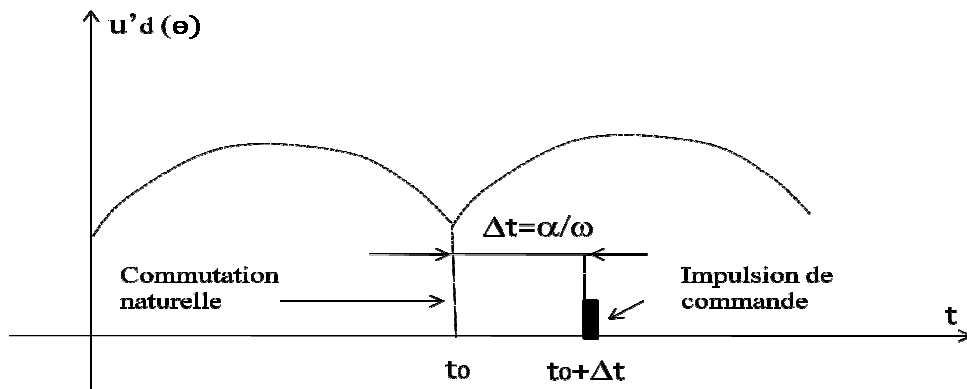


Fig I.12 Instant de commande d'un thyristor.

Dans ce qui suit, on s'intéressera seulement au pont tous thyristors représenté sur la figure I.13

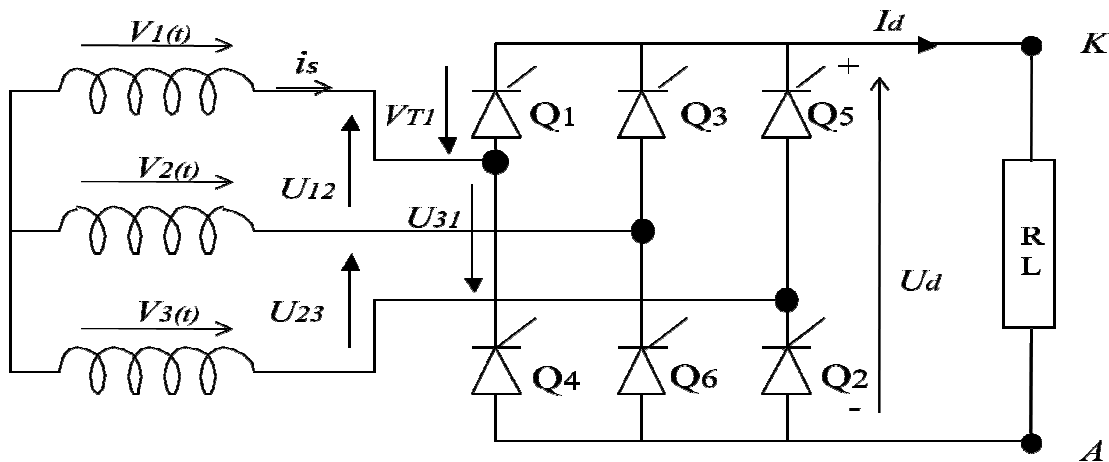


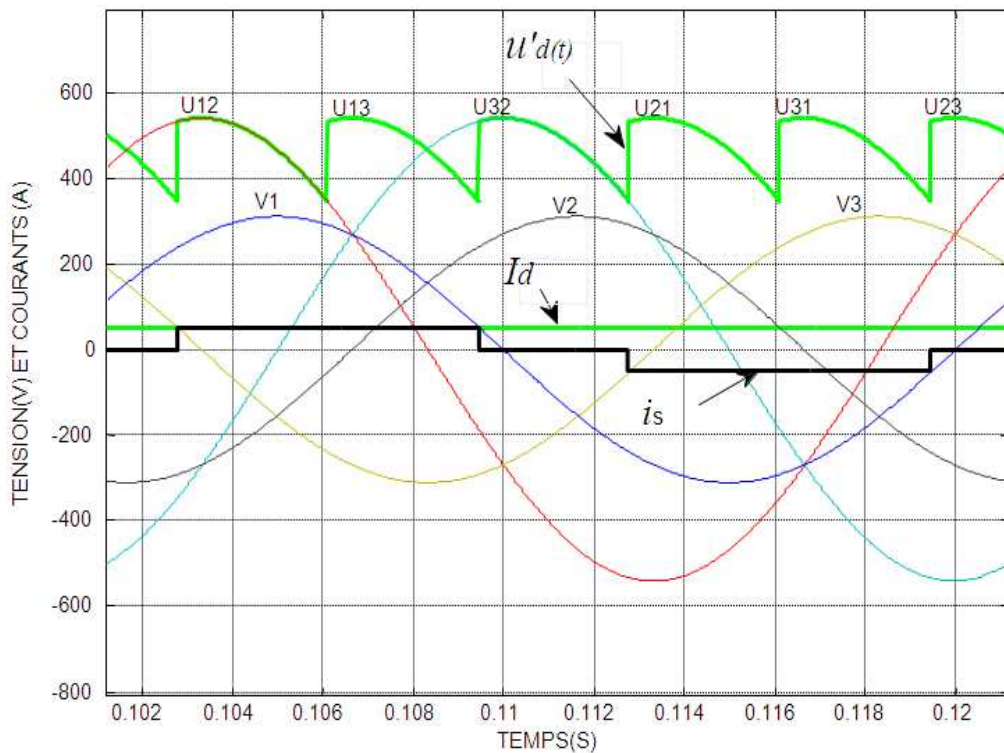
Figure I.13 Redressement triphasé double alternance, pont tous thyristor sans diode de roue libre.

La charge est représentée par une résistance  $R$  et une bobine de lissage  $L$  qui possède une inductance très grande, de sorte que le courant  $I_d$  demeure parfaitement lissé, sans aucune ondulation.

La commutation séquentielle est semblable à celle du redresseur tout diodes. Il y a cependant une différence importante ; le fait qu'on peut imposer l'instant d'amorçage des thyristors nous permet de contrôler le module de la tension moyenne redressée.

Notons que le courant  $I_d$  circule lorsque le potentiel de  $K$  est plus grand par rapport à  $A$ . et qu'on peut assimiler la tension  $U_d$  à une force électromotrice qui fait circuler un courant  $I_d$  dans la charge  $RL$ .

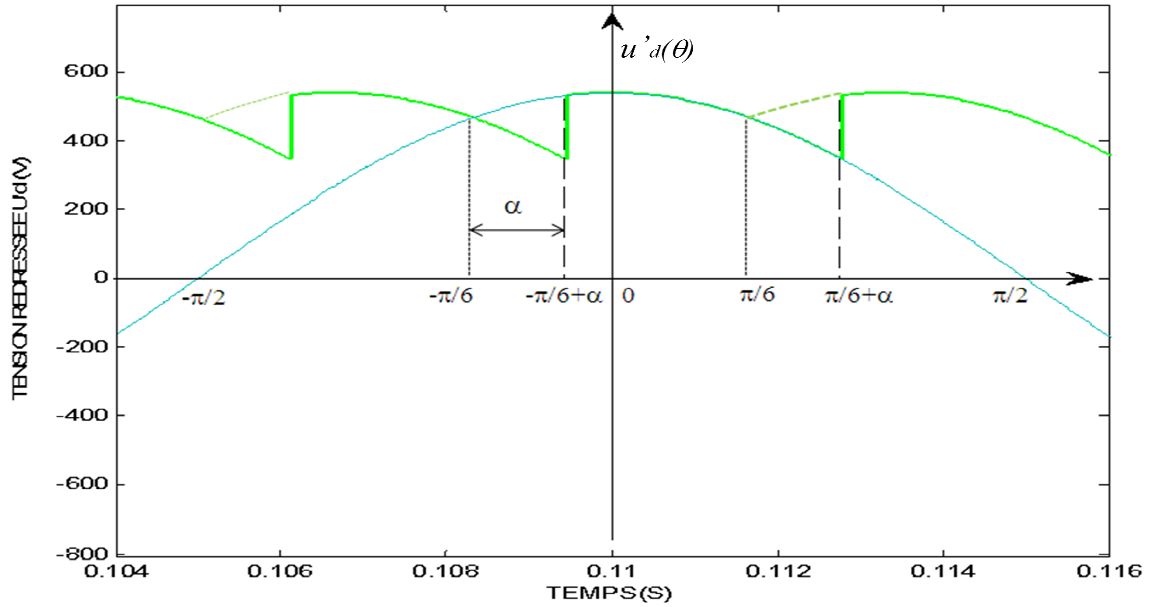
En effectuant une simulation pour le montage de la Fig. I.13, en amorçant les thyristors à  $\alpha = 20^\circ$ , on a pu visualiser les graphes suivants :



FigI.14 : Allure des tensions simple et composée ainsi qu'un courant de la source, de courant et tension redressées à la sortie du redresseur commandé.

### I.7.2.1 Expression de la valeur moyenne $U'_d$ de la tension redressée:

Pour déterminer l'expression de la valeur moyenne  $U'_d$  de la tension redressée coté redresseur commandé on considère la figure suivante :



FigI.15 : Allure de la tension redressée coté redresseur commandé.

En introduisant l'angle de retard à l'amorçage «  $\alpha$  », qui nous permet de varier la valeur moyenne de la tension redressée  $U'_d$ . Dans ce qui suit on se propose de retrouver son expression :

$$U'_d = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} U\sqrt{2} \cos(\theta) d\theta \quad \text{I.13}$$

$$U'_d = \frac{3}{\pi} U\sqrt{2} \left[ \sin\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right]$$

Connaissant la propriété trigonométrique suivante :

$$\sin(\alpha + \beta) = \sin\alpha \cos\beta + \cos\alpha \sin\beta$$

On aura :

$$U'_d = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} \left[ \left( \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cos\alpha + \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \sin\alpha \right) - \left( \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right) \cos\alpha + \cos\left(-\frac{\pi}{6}\right) \sin\alpha \right) \right]$$

$$U'_d = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} \left[ \left( \frac{1}{2} \cos\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\alpha \right) - \left( -\frac{1}{2} \cos\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\alpha \right) \right]$$

$$U'_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U \cos\alpha$$

I-14

$U$  : valeur efficace de la tension composée du réseau.

$U'_d$  : Valeur moyenne de la tension redressée aux bornes du redresseur commandé à thyristors.

## **I.8 CONCLUSION:**

Dans ce chapitre nous avons rappelé quelques notions relatives à la machine asynchrone, et aux redresseurs commandés et non commandés que nous allons utiliser par la suite dans la mise en œuvre de la cascade hyposynchrone.

# **CHAPITRE II**

**Méthodes de réglage de vitesse des  
moteurs asynchrones et mis en  
œuvre de la cascade hyposynchrone.**

## **II.1 INTRODUCTION:**

Pendant longtemps, les possibilités de régler la vitesse des moteurs asynchrones demeuraient très réduites. Les moteurs à cage étaient, la plupart du temps utilisés à leurs vitesses nominales. Avec l'avènement de l'électronique de puissance et l'apparition des convertisseurs de fréquence, les moteurs asynchrones sont aujourd'hui couramment commandés en vitesse variable, et peuvent ainsi être employés dans des applications jusqu'alors réservés aux moteurs à courant continu.

Dans ce chapitre, nous verrons quelques méthodes qui permettent le réglage de la vitesse des moteurs asynchrones.

## **II.2 METHODES DE REGLAGE DE LA VITESSE DU MOTEUR ASYNCHRONE:**

Les méthodes de réglage de la vitesse des moteurs asynchrones peuvent être classées en trois groupes. Sachant que la vitesse s'exprime par:

$$N = (1 - g) \frac{60 f_s}{p} \quad \text{II.1}$$

Donc, pour la faire varier on peut:

- Soit agir sur le nombre de paires de pôles  $p$ .
- Soit agir sur la fréquence d'alimentation  $f_s$ .
- Soit agir sur le glissement  $g$ .

### **II.2.1 CHANGEMENT DU NOMBRE DE PAIRES DE POLES:**

Ce procédé est simple à réaliser mais très limité car il donne des vitesses discrètes (généralement 02 vitesses). Les moteurs pour lesquels est appliqué ce procédé peuvent être classés en deux groupes :

- Moteurs à plusieurs enroulements.
- Moteurs à couplage de pôles (Dahlander).

## A) Moteurs à plusieurs enroulements :

Ces moteurs ont deux stators pour un seul rotor, le nombre de paire de pôles est différent pour chaque stator. Les deux stators sont couplés en étoile et on les alimente indépendamment. Le rapport des vitesses est fonction des enroulements.

## B) Couplage Dahlander :

C'est une solution simple pour obtenir un moteur à deux vitesses, le couplage Dahlander est représenté sur la figure suivante :

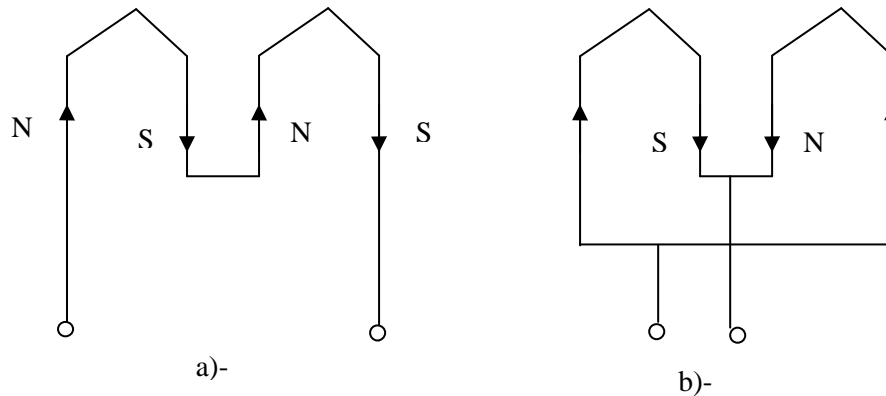


Fig. II.1 : Principe du couplage Dahlander.

Deux bobines successives peuvent créer quatre pôles si elles sont montées en série (Fig.II.1-a) et deux pôles si elles sont montées en parallèle (Fig.II.1-b). Comme la vitesse de rotation est inversement proportionnelle au nombre de paires de pôles, sa valeur variera dans un rapport de 2 lorsqu'on change les connexions des bobines. On obtient ainsi pour le moteur deux vitesses, une petite vitesse  $N_p$ , et une grande vitesse  $N_G$ , tel que :  $N_G = 2N_p$ . [8]

## II.2.2 ACTION SUR LA FREQUENCE D'ALIMENTATION :

Pour obtenir à partir du réseau à tension et fréquence constantes, la tension de valeur et de fréquence variables, on peut utiliser :

- Soit la conversion directe qui consiste à construire les tensions appliquées à la machine par un échantillonnage des tensions du réseau, c'est la technique des cycloconvertisseurs.
- Soit la conversion indirecte avec passage par l'intermédiaire du continu ; on redresse les tensions du réseau puis on ondule la tension redressée de façon à obtenir les tensions alternatives voulues. L'onduleur peut être :
  - Un onduleur de courant.
  - Un onduleur de tension.

En même temps que la fréquence, on fait varier la valeur de la tension d'alimentation. Pour avoir le même couple à toutes les fréquences, on travaille à flux constant dans l'entrefer. Un fonctionnement à couple maximal sur toute la plage de vitesse nécessite l'alimentation de la machine par une source de tension à fréquence et à amplitude variables ce qui nécessite de maintenir le rapport  $\frac{V_1}{f_s}$  constant. [8]

### A) Technique des cycloconvertisseurs :

Un cycloconvertisseurs est un convertisseur de fréquence dont la fréquence de sortie est faible devant celle du réseau d'alimentation ( $2/3$  maximum). Le montage complet avec la machine asynchrone nécessite 36 thyristors pour une machine triphasée. Le schéma ci-dessous représente le montage pour une phase du moteur. [8]

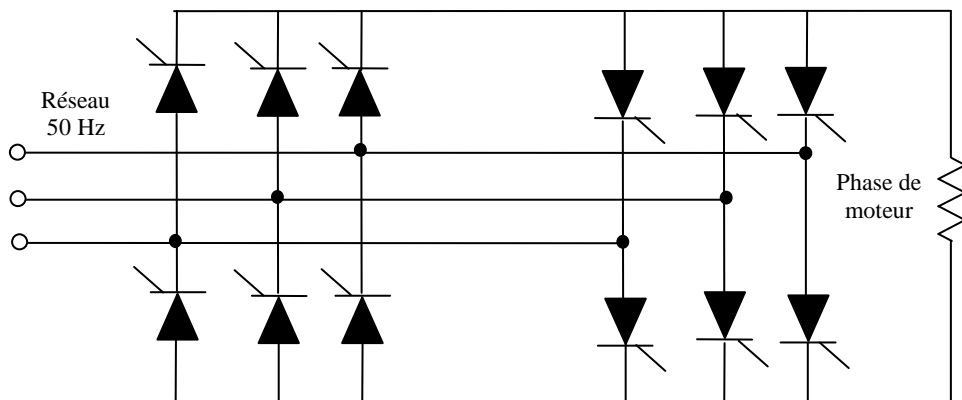


Fig. II.2 : Alimentation par cycloconvertisseur.

### B) Alimentation par onduleur de courant:

Le passage par l'intermédiaire du continu dans les variateurs de vitesse alimentés par le réseau triphasé rend la fréquence des courants et des tensions appliquées à la machine indépendante de la fréquence du réseau. La figure (II-3) montre le principe d'un variateur de vitesse avec onduleur de courant.

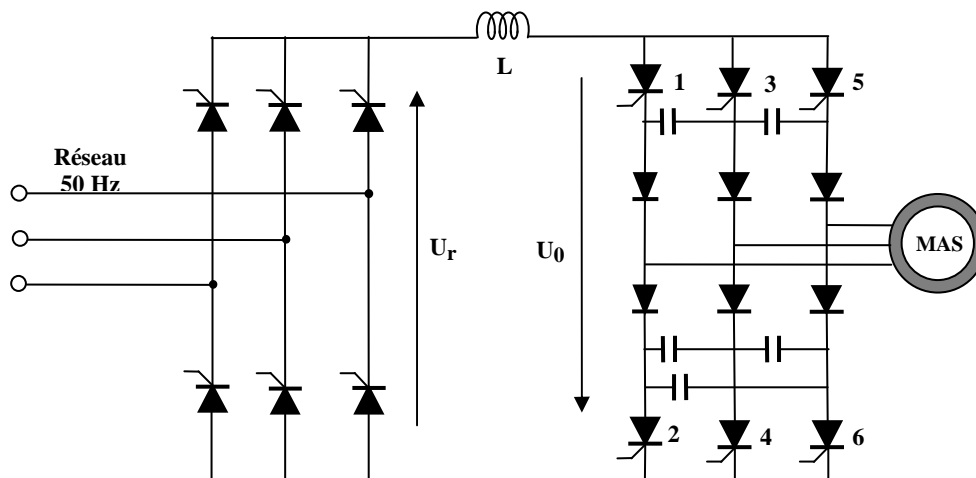


Fig. II.3 : Alimentation par onduleur de courant.

Le Redresseur fait varier la valeur moyenne de la tension  $U_r$ . L'onduleur change la fréquence de la tension statorique. Les condensateurs assurent le blocage forcé des thyristors. Les diodes évitent la décharge des condensateurs dans les phases du moteur. L'inversion de la séquence de commande des thyristors permet l'inversion du sens de rotation du moteur.

Le freinage par récupération a lieu lorsque la fréquence de rotation du moteur est supérieure à la fréquence de synchronisme : l'onduleur fonctionne alors en redresseur et le redresseur en onduleur assisté. [8]

### C) Alimentation par onduleur de tension :

La figure suivante montre le schéma de principe d'un variateur de vitesse avec onduleur de tension alimenté à partir du réseau triphasé.

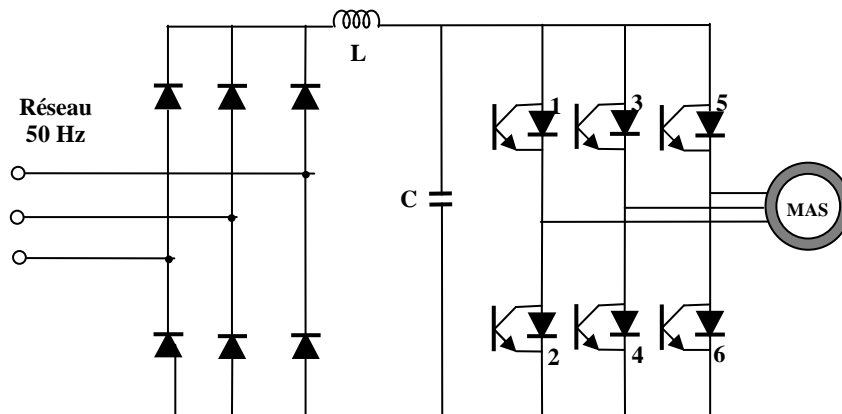


Fig. II.4 : Alimentation par onduleur de tension

Le filtre L-C, associé au pont redresseur à diodes constitue une source de tension. L'onduleur à transistors génère une succession d'impulsions de tension, de largeurs variables (M.L.I). Le moteur, inductif par nature, filtre le courant. Ce dernier est pratiquement sinusoïdal. [8]

### II.2.3 ACTION SUR LE GLISSEMENT:

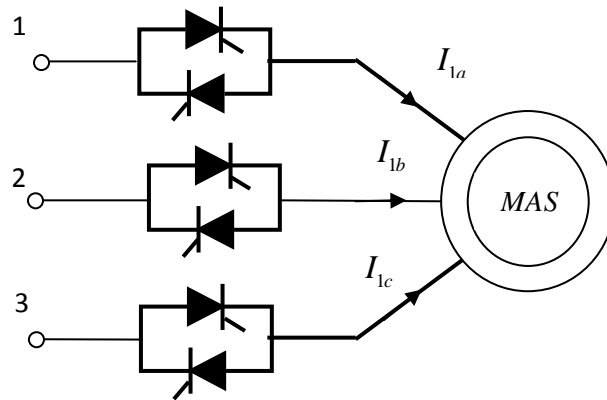
Pour faire varier le glissement d'une machine asynchrone alimentée à fréquence constante, on peut soit :

- Réduire la tension d'alimentation du moteur.
- Augmenter la résistance rotorique en ajoutant un rhéostat.
- Prélever la puissance dissipée entre les bagues du rotor et récupérer cette puissance.

## A) Réduction de la tension d'alimentation:

Il est possible de régler la tension statorique d'un moteur asynchrone à cage, ce qui permet d'ajuster le couple électromagnétique et obtenir ainsi le réglage de vitesse.

La mise en œuvre de ce procédé consiste à interposer entre le réseau d'alimentation et le stator du moteur un convertisseur statique. Le convertisseur le plus simple pour réaliser un tel montage est de type gradateur. Un gradateur est un convertisseur statique composé de deux thyristors montés en tête-bêche (*Fig II.5*).



*Fig. II.5 : Alimentation de la machine asynchrone par un gradateur triphasé.*

On sait que pour un glissement donné, le couple électromagnétique du moteur est proportionnel au carré de la tension d'alimentation. Cette méthode n'est utilisée que pour l'entraînement de charges ayant un couple de charge quadratique  $T_m = KN^2$ . [1]

## B) Réglage de vitesse par variation manuelle de la résistance rotorique :

Cette solution s'applique à des moteurs asynchrones à rotor bobiné. Ce procédé consiste à augmenter la résistance des enroulements rotoriques en leur ajoutant des rhéostats en série. On peut utiliser des contacteurs mécaniques pour court-circuiter des portions du rhéostat additionnel quand on veut augmenter la vitesse ou les insérer quand on veut la diminuer. La *figure II.6* montre bien ce principe.

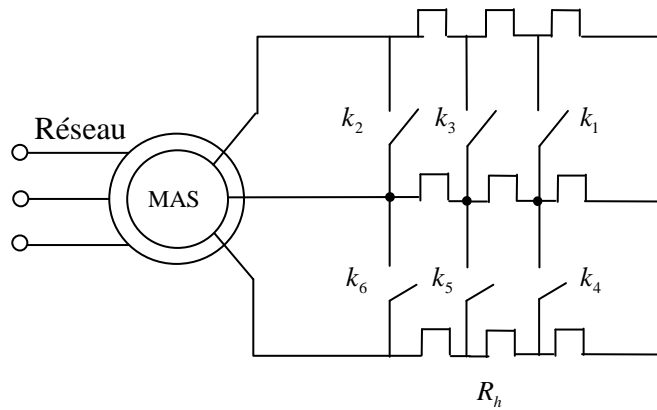


Fig. II.6 : Réglage de vitesse par rhéostat rotorique.

Souvent aussi, on place un gradateur à la formation du point neutre secondaire, il n'est utilisé que pour les petites vitesses et pour des positionnements précis (Fig. II.7). [1]

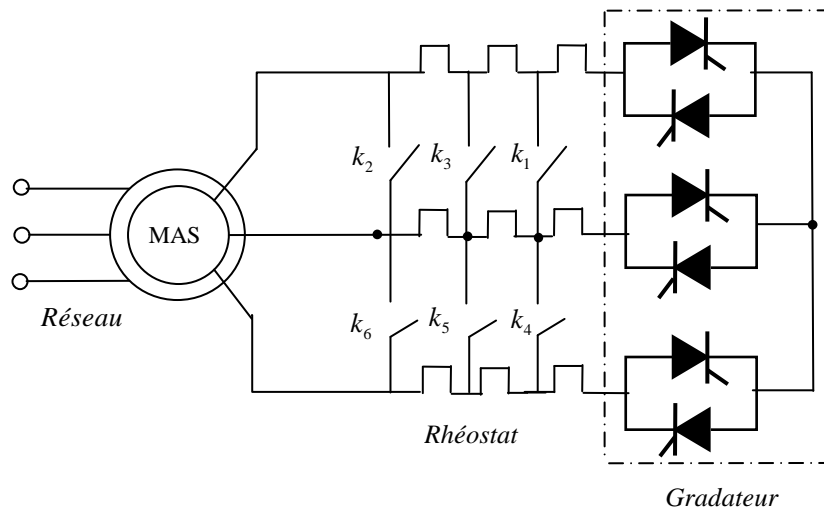


Fig. II.7 : Réglage de vitesse par rhéostat rotorique couplé à un gradateur triphasé.

### C) Réglage de vitesse par hacheur rotorique:

Une autre façon de faire varier la résistance rotorique sans contact mécanique. Entre les balais du rotor, on monte un redresseur à six diodes. La tension redressée sera appliquée à la résistance  $R$  à travers une inductance de lissage de courant. Un semi conducteur commandé à la fermeture et à l'ouverture, court-circuite cette résistance pour une durée plus au moins longue, qui dépend de sa période de fonctionnement. (Fig. II.8).

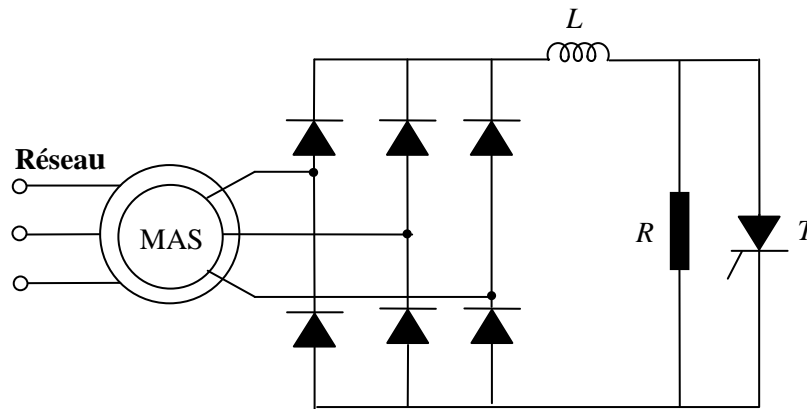


Fig. II.8 : Schéma de réglage de vitesse par hacheur rotorique.

Lorsque le hacheur conduit, la résistance  $R$  est court-circuitée et la résistance équivalente vue du côté continu du redresseur est  $R_{eq} = 0$ . Lorsque le hacheur est bloqué, la résistance équivalente devient :  $R_{eq} = R$ . Mais si le hacheur est périodiquement commandé de sorte qu'à chaque période de hachage  $T_h$ , il est fermé pour une certaine durée et ouvert le reste du temps. Il est possible d'obtenir une variation de la résistance apparente vue du côté continu du redresseur comprise entre 0 et  $R$ . [1]

Si  $\alpha T_h$  est la durée de conduction du hacheur, sachant que :  $T_h = \frac{1}{f_h}$ , est la période de fonctionnement du hacheur. On peut alors, conclure que l'action sur le rapport cyclique modifie la valeur de la résistance équivalente. Donc, la résistance par phase rotorique change, ce qui engendre une variation de la vitesse.

#### **Avantages et inconvénients :**

La méthode de variation de vitesse par résistance rotorique présente des inconvénients par rapport à la méthode de réduction de la valeur de la tension d'alimentation :

- Ce n'est pas une vraie variation de vitesse, on ne peut pas régler la vitesse à vide qui reste voisine de la vitesse synchrone. C'est une variation de la chute de vitesse en charge.
- En augmentant le glissement, les pertes joules dues aux courants rotoriques augmentent ( $p_{jr} = gP_{em}$ ) et le rendement diminue.

Mais, par rapport à la variation de vitesse par la méthode de réduction de la tension d'alimentation, elle présente quelques avantages :

- Elle est utilisable quelle que soit la charge entraînée puisque l'on reste toujours sur la partie stable des caractéristiques mécaniques.

- Les pertes joules dues à l'augmentation du glissement sont dissipées dans le rhéostat et non dans le rotor lui-même.
- Les perturbations causées par les harmoniques du courant absorbé par le moteur disparaissent ou sont fortement diminuées si on associe un convertisseur statique à la variation de la résistance rotorique.

#### D) Récupération de la puissance de glissement ; cascade hyposynchrone:

Le procédé de réglage de vitesse par résistance rotorique peut être amélioré et étendu aux fortes puissances, cela suppose la récupération de l'énergie perdue par effet joule sous forme de chaleur dans les résistances rotoriques de réglage.

Au lieu de gaspiller l'énergie dans des résistances, on essaie de la récupérer. Parmi les procédés développés pour récupérer cette énergie rotorique, la cascade hyposynchrone est la plus utilisée. Par exemple, la récupération peut se faire :

A) Soit en renvoyant l'énergie sur l'arbre du moteur asynchrone, par l'intermédiaire d'une machine à courant continu couplée sur l'arbre du moteur asynchrone et alimentée par l'énergie de glissement prélevée au rotor, (Fig II.9).

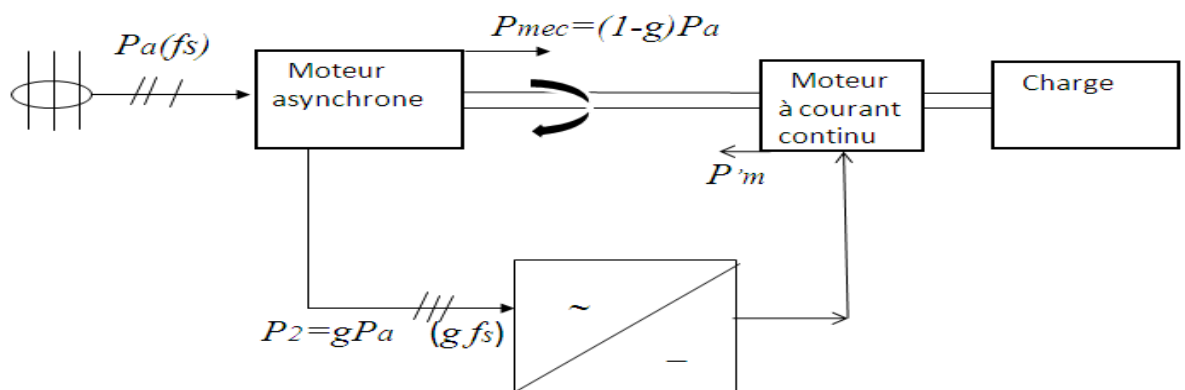


Fig II.9 –Récupération mécanique. [3]

Avec :

$p_a$  : Puissance électrique fournie au stator, (fréquence  $f_s$ )

$p_{mec}$  : Puissance mécanique fournie sur l'arbre par le moteur asynchrone.

$p'_{mec}$  : Puissance mécanique fournie sur l'arbre par le moteur à courant continu.

$p_2$  : Puissance disponible dans le circuit rotorique (fréquence  $gf_s$ ).

B) Soit en renvoyant cette énergie sur le réseau à travers un convertisseur de fréquence, (Fig.II.10); c'est ce dernier montage qui est appelé **cascade hyposynchrone**. La figure II.11 représente son schéma général. [4]

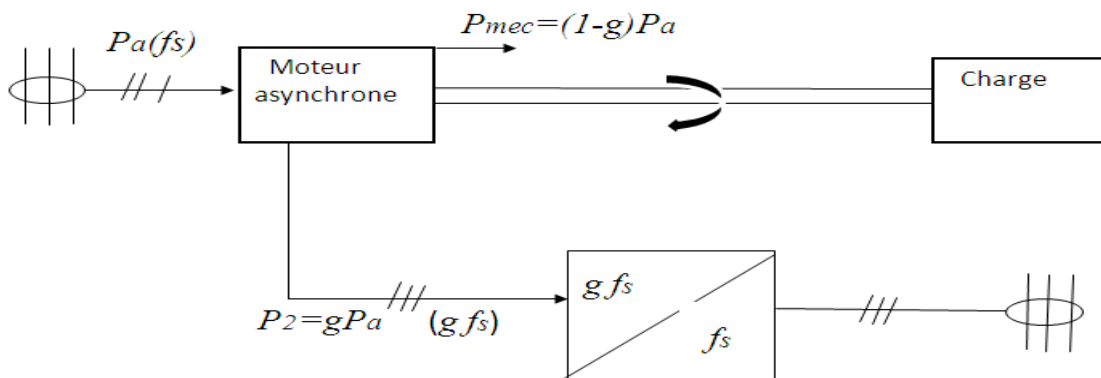


Fig II.10 Récupération électrique (cascade).[3]

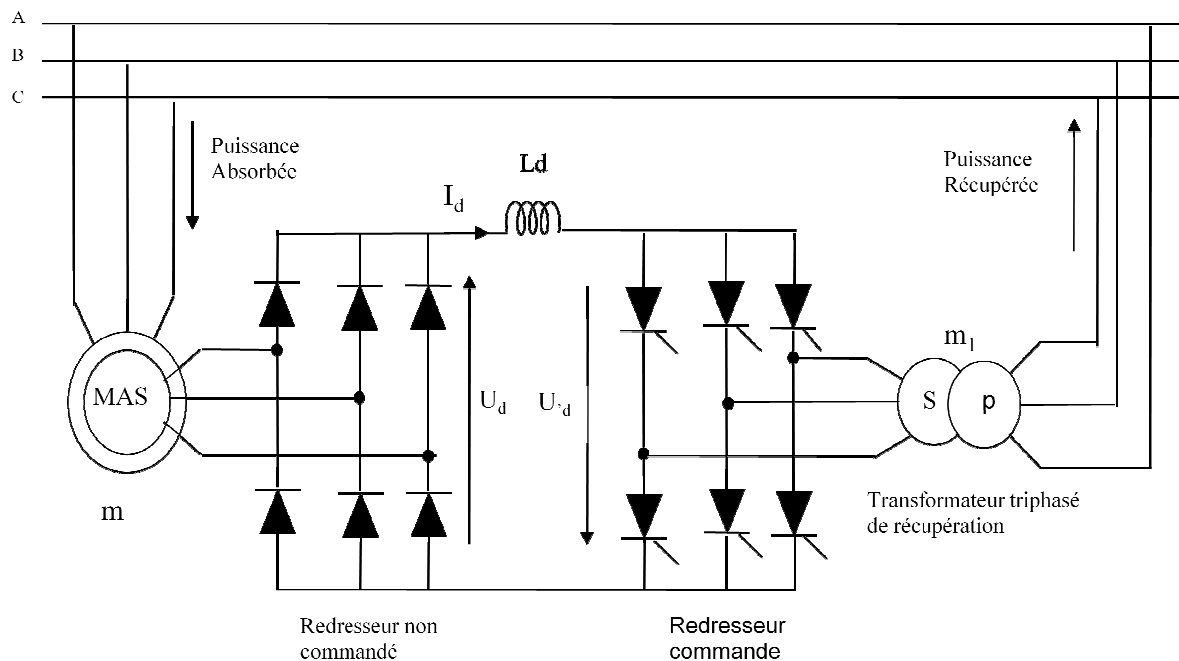


Fig. II.11 : Réglage de vitesse par cascade hyposynchrone.

### D.1) Principe de fonctionnement:

Comme la pulsation des tensions rotoriques  $g\omega_s$  est différente de celle des tensions du réseau  $\omega_s$ , pour récupérer l'énergie dissipée au rotor et la renvoyer au réseau, on procède par deux étapes :

- Conversion de tension.
- Conversion de fréquence.

La conversion de tension est assurée par un redresseur triphasé, formé d'un pont de six diodes qui transforme la tension rotorique alternative en tension continue. Quand à la

conversion de la fréquence, elle est obtenue par onduleur non autonome formé d'un deuxième pont à six thyristors qui transforme la tension continue en tension triphasée alternative de fréquence imposée par la fréquence du réseau, c'est-à-dire  $f_s$ . A ces deux convertisseurs, il faut ajouter une inductance de lissage pour améliorer la qualité du courant continu et un transformateur triphasé qui permet d'adapter la tension à la sortie du redresseur commandé à celle du réseau avec le meilleur facteur de puissance possible.

La puissance électrique fournie au stator étant  $P_a$ , si l'on néglige les pertes statorique afin de simplifier le raisonnement, elle est aussi la puissance transmise au rotor. La puissance électrique disponible au rotor est : [3]

$$P_2 = g P_a$$

### D.2) Expressions des tensions redressées dans le circuit continu de la cascade:

Pour pouvoir comprendre l'acheminement de l'énergie électrique à travers les éléments constituant la cascade hyposynchrone, on aura besoin de déterminer les lois décrivant le comportement des phénomènes électromagnétiques régissant le fonctionnement de cette cascade. Cependant, pour faciliter la tâche, un schéma électrique monophasé pour toute la cascade est utilisé.

La figure II.12 présente un schéma électrique équivalent par phase de la cascade hyposynchrone :

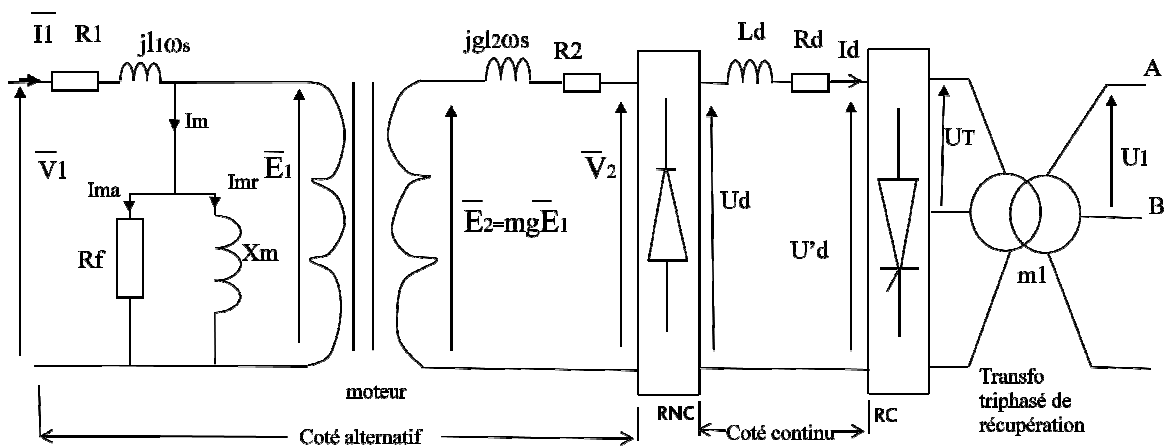


Fig.II.12: Schéma électrique équivalent monophasé de la cascade hyposynchrone. [2]

**1) Expression de la tension redressée  $U_d$  coté redresseur à diodes:**

*Hypothèses de travail:*

On suppose que les chutes de tension dans les phases statorique et rotoriques sont négligeables, de la manière à avoir les hypothèses suivantes:

$$\bar{V}_1 = \bar{E}_1 \quad \text{et} \quad \bar{V}_2 = \bar{E}_2$$

On a démontré dans le chapitre I que :

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_2$$

Donc l'expression de  $U_d$  sera la suivante :

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_2$$

Sachant que :

$$E_2 = m g E_1$$

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} m g E_1$$

Et que :  $EI = VI$  (Hypothèse de travail)

On aura finalement :

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} m g v_1 \quad \text{II.2}$$

**2) Expression de la tension moyenne redressée  $U'_d$  à l'entrée du redresseur commandé :**

En introduisant le rapport de transformation  $m_1$  du transformateur tel que :

$$m_1 = \frac{U_T}{U_1} \quad \Rightarrow \quad U_T = m_1 U_1$$

$U_T$ : La valeur efficace de la tension composée aux bornes du secondaire du transformateur.

Or la valeur moyenne de la tension redressée à la sortie du redresseur commandé à thyristors, déterminée dans le chapitre I, avant l'introduction du transformateur d'adaptation, s'écrit :

$$U'_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_T \cos \alpha$$

$$\Rightarrow U'_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} m_1 U_1 \cos \alpha$$

$$\Rightarrow U'_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} m_1 V_1 \cos \alpha$$

II.3

### D.3) Relation entre $g$ , $m$ , $m_1$ et $\alpha$ :

Depuis la maille du circuit continu, on à :

$$u_d + u'_d = R_d i_d + L_d \frac{d i_d}{dt}$$

$L_d$  : Inductance de lissage.

$R_d$  : Résistance de la bobine de lissage.

Sachant que l'inductance de lissage est supposée infinie, forcément le courant redressé sera parfaitement lisse et sa dérivé par rapport au temps sera nulle.

De plus, la résistance interne de l'inductance de lissage est très petite. La chute de tension sera négligeable.

$$U_d + U'_d = 0$$

$$\Rightarrow \frac{3\sqrt{6}}{\pi} m g V_1 + \frac{3\sqrt{6}}{\pi} m_1 V_1 \cos \alpha = 0$$

D'où la relation entre le glissement et l'angle d'amorçage de l'onduleur :

$$g = -\frac{m_1}{m} \cos \alpha$$

II.4

Cette relation révèle que le glissement est proportionnel à l'angle du retard à l'amorçage du redresseur commandé. [3]

### D.4) Expression du courant redressé en fonction du couple électromagnétique :

En négligeant les pertes dans le rotor et dans le redresseur, le principe de conservation des puissances conduit aux relations suivantes :

$$g P_e = U_d I_d$$

II.5

$P_e$ : Puissance électromagnétique transmise au rotor.

$$P_e = C_{em} \Omega_s ; \Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \text{ rd/s}$$

$$\omega_s = \frac{2 \pi N_s}{60} \text{ rd/s}$$

En remplaçant  $P_e$  et  $U_d$  par leurs expressions dans la relation II.5, on aura:

$$g C_{em} \frac{2 \pi N_s}{60 p} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} m g V_1 I_d \Rightarrow I_d = \frac{\pi^2 N_s}{90\sqrt{6} m p V_1} C_{em} \quad \text{II.6}$$

Cette relation montre clairement que le courant redressé est l'image du couple électromagnétique développé par le moteur asynchrone.

### II.3 CONCLUSION:

La variation de la vitesse du moteur asynchrone par l'insertion et le court circuit des résistances rotoriques est possible, mais avec une perte de puissance active considérable. L'introduction du hacheur dans le processus de la variation a rendu le réglage plus pratique, malheureusement, l'énergie active gaspillée sous effet joule persiste toujours. La cascade hyposynchrone dont on a simulé le fonctionnement, permet non seulement de varier la vitesse, mais de récupérer l'énergie du glissement.

A partir du schéma équivalent par phase de la cascade hyposynchrone, on a pu décrire de manière claire les phénomènes électromagnétiques qui régissent le transfert de l'énergie du glissement à travers les composants de la cascade.

Le glissement étant fonction de l'angle du retard à l'amorçage, est un avantage technique très ingénieux qui consiste à varier la vitesse en variant seulement l'angle de retard à l'amorçage. C'est cette propriété qu'on s'est proposé de vérifier dans le troisième chapitre par simulation de trois commandes en utilisant le logiciel Simpower système.

# **CHAPITRE III**

## **Simulation de réglage de la vitesse par la cascade hyposynchrone**

### **III.1 INTRODUCTION:**

Commander un moteur en boucle ouverte revient à agir sur ses caractéristiques établies et mesurées en laissant aux capteurs uniquement leurs rôles de protection.

Cette manière de commander un moteur ou n'importe quel autre système est néanmoins, possible et fiable, si l'utilisateur connaît bien les évolutions possibles de son système et s'il a prévu des moyens de protection comme par exemple des fusibles pour le protéger en cas de surintensité ou de surtension, voir de dépassement de puissance.

Il faut aussi, effectuer au préalable des essais classiques, à l'arrêt, à vide et en charge sur la machine à commander. Dans ce cas, on peut déduire un intervalle de fonctionnement possible, c'est-à-dire un domaine de variation des grandeurs physiques concernées.

En ingénierie, la simulation est un moyen efficace et économique, couramment utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade de conception qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Actuellement, plusieurs outils de simulation, parmi lesquels MATLAB/SIMULINK/SIMPOWERSYSTEMS, sont utilisés dans l'industrie et dans les milieux universitaires comme support pédagogique.

Dans ce présent chapitre, nous présentons un modèle de simulation de réglage de vitesse d'un moteur asynchrone à bagues, commandé en vitesse en boucle ouverte par le moyen de la cascade hyposynchrone.

### **III.2 LOGICIEL DE SIMULATION :**

#### **MATLAB :**

MATLAB est un logiciel interactif et convivial de calcul numérique et de visualisation graphique, destiné aux ingénieurs et scientifiques. Il possède un langage de programmation à la fois puissant et simple d'utilisation. Il permet d'exprimer les problèmes et solutions d'une façon aisée, contrairement à d'autres langages de programmation. Il intègre des fonctions d'analyse numérique, de calcul matriciel, de traitement de signal et de visualisation graphique 2D et 3D...etc. Il peut être utilisé de façon interactive ou en mode programmation. MATLAB est conforté par une multitude de boîtes à outils (toolboxes) spécifiques à des domaines variés.

## **SIMULINK:**

SIMULINK est un programme pour la simulation des systèmes dynamiques linéaires et non linéaires, une extension de MATLAB dans laquelle la définition des modèles se fait par schémas blocs (diagramme structurel).

## **SIMPOWERSYSTEME:**

SimPowerSystems (SPS) est un logiciel de modélisation et de simulation de circuits électriques de puissance et des réseaux électriques complexes. Intégré à l'environnement Simulink, il offre de nombreuses fonctions pour la modélisation de la production, du transport et de la distribution de l'électricité, notamment à l'étape de la conception des systèmes de contrôle et de commande associés. Il s'intègre parfaitement aux multiples domaines de Simulink. En couplant les modèles électriques du logiciel avec des modèles de commande de Simulink ou des modèles mécaniques, hydrauliques ou thermiques des autres produits MATLAB, l'utilisateur peut rapidement modéliser et simuler des réseaux complexes, et étudier les interactions entre réseaux de commande et réseaux électriques.

SimPowerSystems contient plus de 150 modèles regroupés sous plusieurs catégories :

- Sources électriques : sources de tension et de courant
- Éléments : transformateurs, branches RLC, charges, lignes de transport,... etc.
- Machines : moteurs à courant alternatif et à courant continu, génératrices, turbines et régulateurs.
- Electronique de puissance : interrupteurs de puissance (Diodes, thyristors, GTO, IGBT,...etc.)
- Mécanismes de mesure : de tension, de courant et d'impédance.

Il offre également des modèles pour la simulation de turbines, de parcs d'éoliennes, ainsi que des modèles d'entraînement électrique de moteurs à courant alternatif et courant continu.

## **III.3 PLAQUE SIGNALITIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE UTILISE :**

La machine que nous avons utilisée pour simuler la cascade hyposynchrone est un moteur asynchrone appartenant au laboratoire « Courant Alternatif » du département électrotechnique de l'université Mouloud Mammeri dont la plaque signalétique porte les indications suivantes :

Tableau 1 : plaque signalétique du moteur asynchrone utilisé :

Puissance nominale	3.5 kW
Tension nominale	220/ 380 V
Courant nominal	7.8A/6.3A
Vitesse nominale	1420tr/mn

### III.4 PARAMETRES ELECTRIQUE ET MECANIQUES DU MOTEUR ASYNCHRONE UTILISE :

Les paramètres électriques et mécaniques du moteur asynchrone utilisé sont tirés de la référence [7], ils sont représentés dans le tableau suivant :

*Tableau 2 : Valeurs des paramètres électriques et mécaniques de la machine utilisée.*

$R_1$	1.75 $\Omega$
$R'_2$	1.75 $\Omega$
$X_1$	2.85 $\Omega$
$X'_2$	2.85 $\Omega$
$f_0$	0.00247 (N.m.s/rd)
$J$	0.0049 (Kg.m <sup>2</sup> )

Notation :

$R_1$  : Résistance statotique.

$x_1$  : Réactance de fuite statorique.

$R'_2$  : Résistance rotorique ramenée au stator.

$X'_2$  : Réactance de fuite rotorique ramenée au stator.

$f_0$  : Coefficient de frottement.

$J$  : Moment d'inertie.

### III.5 RAPPORT DE TRANSFORMATION « m » DU MOTEUR ASYNCHRONE UTILISÉ :

Afin de déterminer la valeur du rapport de transformation « m » du moteur asynchrone utilisé, nous réaliserons deux essais ;

- Un essai à rotor ouvert. Dans la première partie de l'essai on néglige les chutes de la tension statorique et en deuxième partie on les prend en compte.
- Un essai en court circuit à rotor bloqué.

#### III.5.1 ESSAI A ROTOR OUVERT:

Dans un fonctionnement à rotor ouvert, les courants induits dans les enroulements rotoriques sont nuls, malgré la présence de la FEM rotorique induite. D'après la loi de LORENZ, il ne doit pas y avoir un couple, donc naturellement le rotor reste en état d'arrêt ; c'est-à-dire  $\Omega = 0$  et  $g = 1$ . La figure III.1 montre le schéma équivalent du moteur asynchrone.

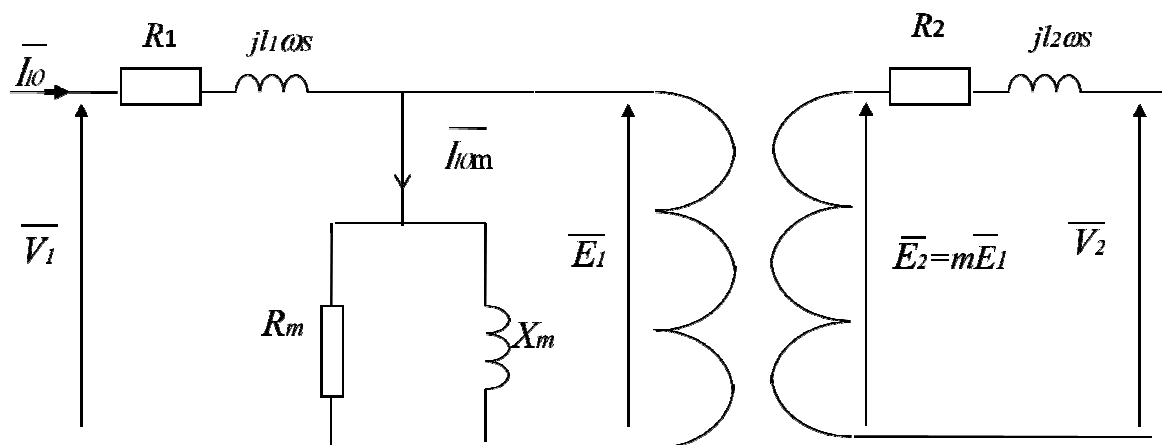
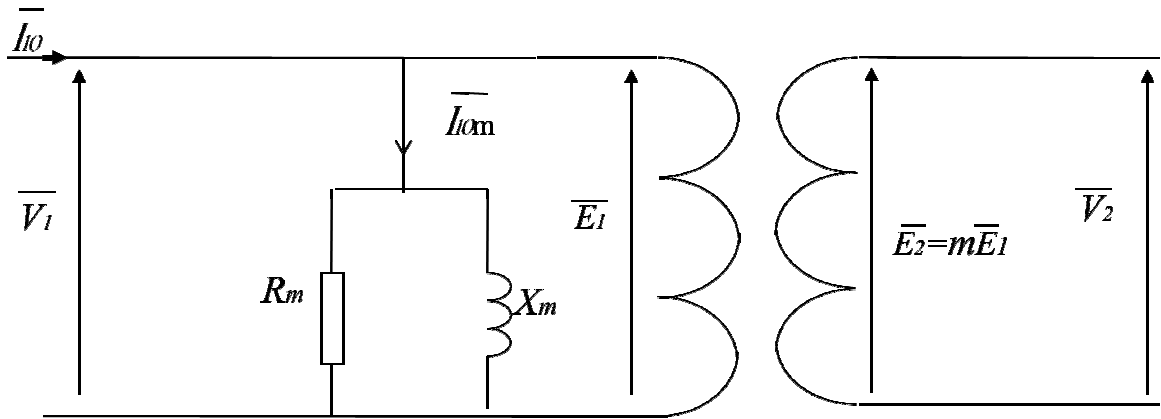


Fig.III.1 - Schéma électrique équivalent simplifié par phase.

Si on néglige les chutes de tension dans la branche statorique on aura le schéma équivalent suivant :



FigIII.2 - Schéma électrique équivalent simplifié par phase à circuit ouvert sans pris en compte des chutes statoriques.

Depuis ce dernier schéma on peut écrire les relations suivantes:

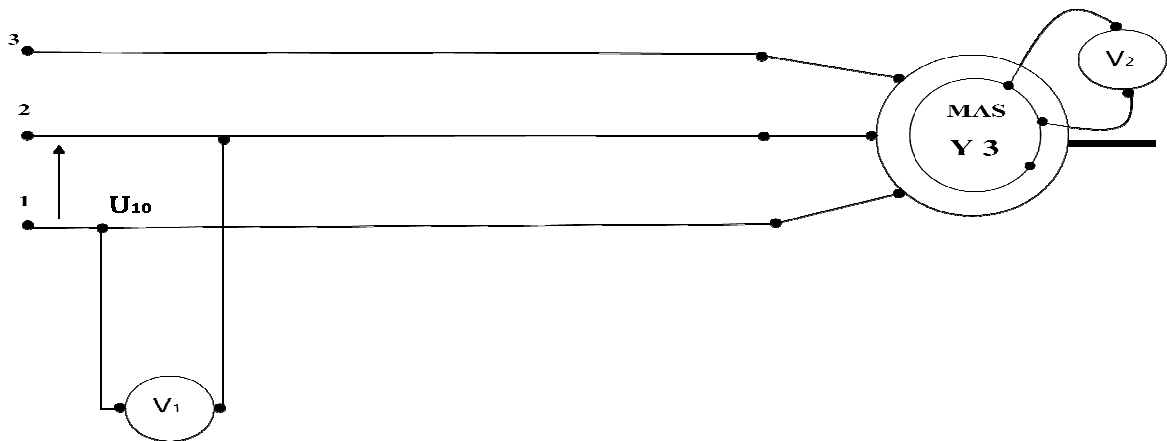
$$\bar{E}_1 = \bar{V}_1$$

$$\bar{E}_2 = m\bar{E}_1 = \bar{V}_2$$

$$m = \frac{E_2}{E_1} = \frac{V_2}{V_1}$$

Pour effectuer l'essai à rotor ouvert, on réalise le schéma de montage suivant :

### Schéma du montage



FigIII.3- Schéma de montage de l'essai à rotor ouvert.

A l'aide d'un autotransformateur, on augmente graduellement la tension d'alimentation et au fur et à mesure, on fixe quelques valeurs de  $V_1$ , et à chaque fois on relève les différentes valeurs de  $V_2$  correspondantes, le tableau 3 montre les résultats de l'essai:

Tableau 3 : Résultats de l'essai à rotor ouvert

$V_1(v)$	50	80	110	140	180	220
$V_2(v)$	31	50	67	86	114	137
$m = \frac{V_2}{V_1}$	0,62	0,625	0,609	0,614	0,633	0,622

La valeur moyenne du rapport de transformation du moteur asynchrone à rotor ouvert sans tenir compte des chutes de tension statorique « m » est :

$$m = 0.62$$

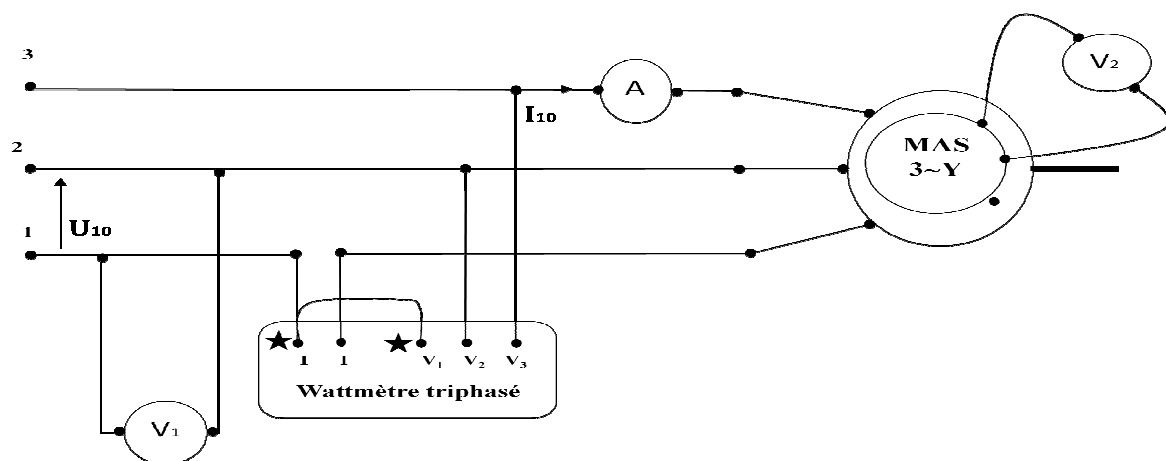
**Remarque:**

Cette première valeur de « m » n'est pas forcément la plus précise, car, on a négligé les chutes de tensions dans la branche statorique. Cependant, un autre essai qui prend en compte ces chutes semble nécessaire.

**III.5.2 ESSAI A ROTOR OUVERT AVEC PRISE EN COMPTE DES CHUTES DE TENSION STATORIQUES:**

Pour évaluer les chutes de tension dans la branche statorique, on aura besoin de connaître le courant  $I_{10}$  et son déphasage  $\varphi_{10}$  par rapport à  $V_{10}$ . Et pour cela, on introduit un ampèremètre et un wattmètre triphasé dans le montage qu'on va réaliser :

**Schéma du montage :**



FigIII.4 - Schéma de montage de l'essai à circuit ouvert avec pris en compte des chutes de tension statorique.

Les mesures effectuées lors de cette manip sont consignés dans le tableau suivant :

Tableau.4 : Résultats de l'essai à rotor ouvert.

$V_{10}$ (V)	50	80	110	140	180	220
$I_{10}$ (A)	0.51	0.75	0.98	1.4	1.51	1.8
$P_{10}$ (W)	7.5	15	30	48	60	90
$V_2$ (V)	31	50	67	86	114	137
$\cos \varphi_0$	0,169	0,144	0,160	0,142	0,128	0,132

Les valeurs de  $\cos \varphi_0$  sont calculée depuis l'expression de la puissance active  $P_{10}$  telle que ;

$$P_{10} = \sqrt{3}U_{10}I_{10} \cos \varphi_0 \Rightarrow \cos \varphi_0 = \frac{P_{10}}{\sqrt{3}U_{10}I_{10}} \quad \text{III-1}$$

Pour calculer la nouvelle valeur du rapport de transformation  $m$  tel que  $m = \frac{E_2}{E_1}$ ; on aura besoin de déterminer les différentes valeurs de  $E_1$ :

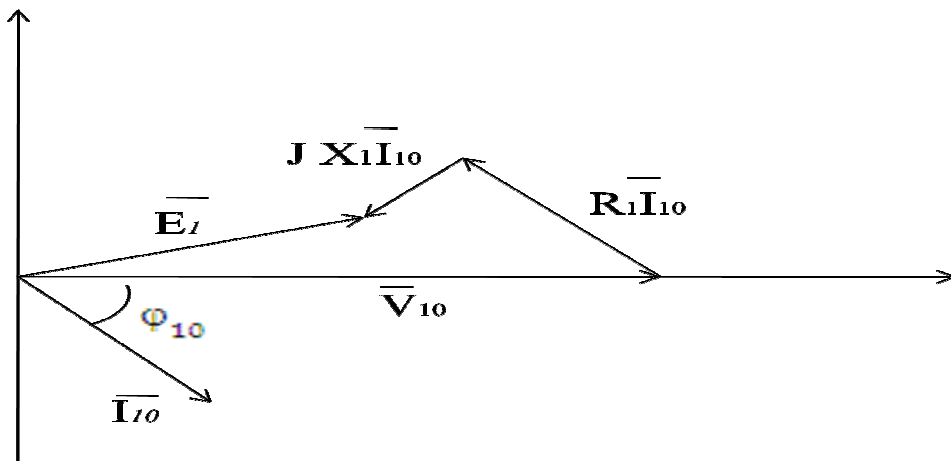
#### a) La méthode graphique:

D'après la loi des mailles au primaire de la machine on a :

$$\overline{V}_{10} = R_1 \overline{I}_{10} + jX_1 \overline{I}_{10} + \overline{E}_1$$

$$\overline{E}_1 = \overline{V}_{10} - R_1 \overline{I}_{10} - jX_1 \overline{I}_{10} \quad \text{III.2}$$

La méthode graphique est basée sur la construction de Fresnel de ces différents vecteurs. En traduisant la relation (III.2) sur une feuille millimétrée, la construction de Fresnel aura la représentation graphique suivante :



FigIII.5- Construction de Fresnel de la relation III.2.

**Remarque :**

Cette construction graphique exige une échelle, qui est une source potentielle d'erreurs et qui rend cette méthode imprécise, c'est ce qui nous amène à opter pour une autre méthode à savoir la « méthode analytique », que nous allons détailler dans ce qui suit.

**b) Méthode analytique :**

En partant de la relation (III.2), on peut avoir une expression plus détaillée qui nous permettra le calcul rapide de E1.

Sachant que ;  $\overline{I_{10}} = I_{10}(\cos \varphi_{10} + j \sin \varphi_{10})$  .

Après substitution dans l'équation (III.2), on aboutit à la relation suivante :

$$\overline{E_1} = V_{10} - R_1 I_{10}(\cos \varphi_{10} + j \sin \varphi_{10}) - j X_1 I_1 (\cos \varphi_{10} + j \sin \varphi_{10})$$

$$\overline{E_1} = [V_{10} - R_1 I_{10} \cos \varphi_{10} + X_1 I_1 \sin \varphi_{10}] - j [R_1 I_{10} \sin \varphi_{10} + X_1 I_1 \cos \varphi_{10}]$$

$$\overline{E_1} = E_{1a} + jE_{1r} + jE_{1r}$$

$$E_1 = \sqrt{E_{1a}^2 + E_{1r}^2} \tag{III-3}$$

Après avoir calculé les différentes valeurs de E1, nous calculons les nouvelles valeurs du rapport de transformation « m » tel que ;  $m = \frac{E_2}{E_1} = \frac{V_2}{E_1}$

Les résultats sont donnés dans le tableau suivant :

*Tableau 5 : Résultats de l'essai à rotor ouvert avec prise en compte des chutes de tension statorique:*

$V_2(V)$	31	50	67	86	114	137
$E_1(V)$	47,9	77	106,14	134,48	174	212,9
$m = \frac{V_2}{E_1}$	0,647	0,649	0,631	0,639	0,638	0,643

La nouvelle valeur moyenne du rapport de transformation du moteur est la suivante:

$$m = 0.643$$

**Remarque :**

La prise en compte des chutes de tension statorique, a révélé que le rapport de transformation du moteur a changé de valeur, ce qui veut dire que les chutes de tension, bien qu'elles soient petites, elles ont une influence sur les calculs.

### III.5.3 ESSAI EN COURT CIRCUIT A ROTOR BLOQUE:

Pour un fonctionnement en court-circuit à rotor bloqué, le glissement est égal à 1. La machine à induction se comporte, dans ce cas, exactement comme un transformateur dont le secondaire est court-circuité (FigIII.6.) :

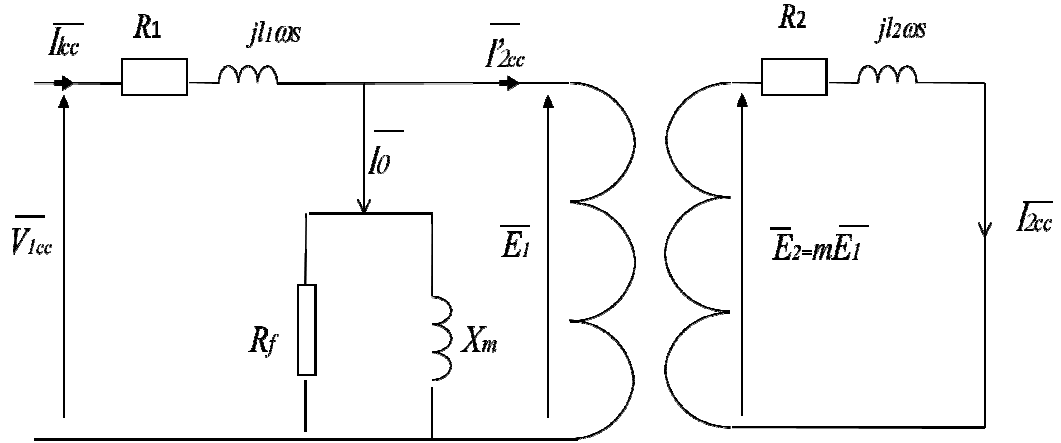


Fig.III.6- Schéma électrique équivalent par phase en court-circuit à rotor bloqué.

A fin de limiter le courant statorique pour qu'il ne dépasse pas sa valeur nominale, la tension d'alimentation doit être fortement réduite, dans ce cas le courant magnétisant est, lui aussi, très réduit. On peut donc ouvrir la branche magnétisante. On aura le schéma équivalent de la figure III.7.

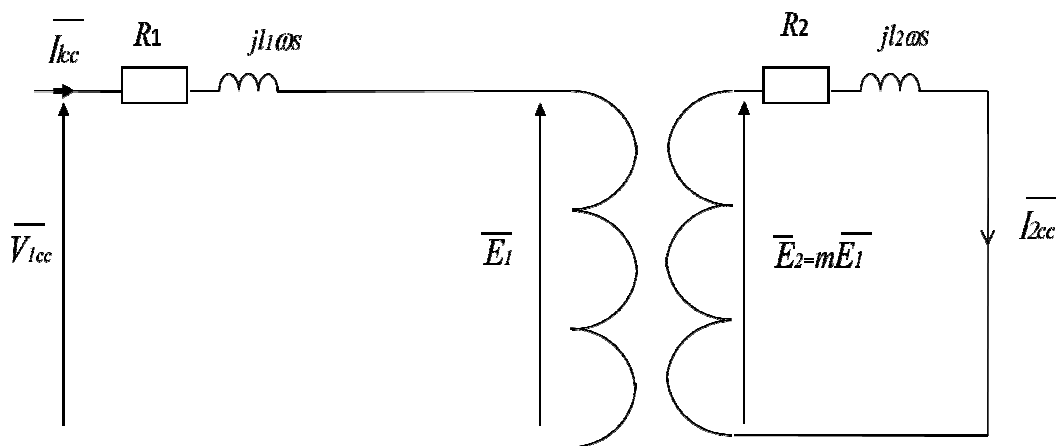


Fig.III.7- Schéma électrique équivalent par phase en court-circuit à rotor bloqué avec omission de la branche magnétisante.

Le calcul du rapport de transformation du moteur asynchrone se fait de la manière suivante :

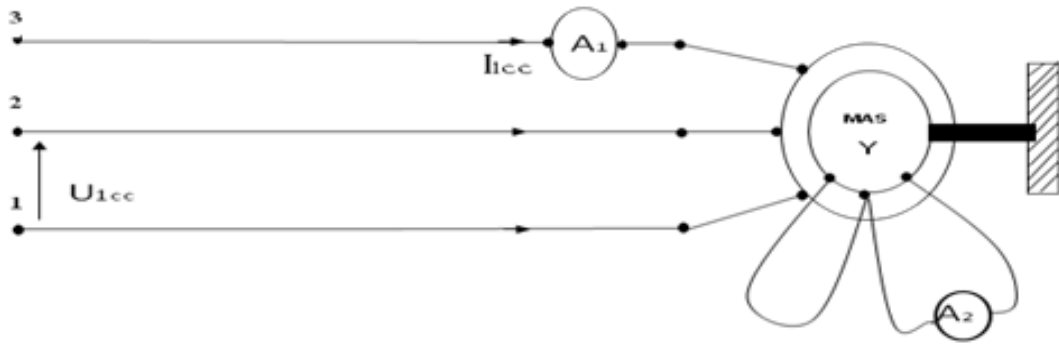
$$m = \frac{I'_{2CC}}{I_{2CC}} = \frac{|\overline{I_{1CC}} - \overline{I_0}|}{I_{2CC}}$$

Et puisque on n'a pas accès au courant magnétisant, on ne peut pas mesurer  $I_0$ , d'autant plus qu'il est supposé très réduit, le rapport de transformation du moteur utilisé sera calculé comme suite :

$$m = \frac{I_{1CC}}{I_{2CC}}$$

III-4

**Schéma de montage :**



FigIII.8- Schéma de montage de l'essai en court-circuit à rotor bloqué.

Après avoir réalisé le montage donné par la figure ci-dessus, et à l'aide du curseur de l'autotransformateur, on a fixé plusieurs valeurs du courant  $I_{1cc}$ , puis on a relevé à chaque fois la valeur de  $I_{2cc}$  qui lui correspondait.

Les résultats relevés sont représentés dans le tableau suivant :

Tableau6: Résultats de l'essai en court-circuit.

$I_{1cc}(A)$	2	3	4	5
$I_{2cc}(A)$	2.9	4.3	5.9	7.2
$m = \frac{I_{1cc}}{I_{2cc}}$	0.689	0.697	0.677	0.69

La valeur moyenne de « m » est la suivante :

$$m = 0.68$$

### Remarque

Il faut noter que le courant qui traverse la branche magnétisante est très faible, mais il n'est pas tout à fait nul, donc les valeurs de  $I_{1cc}$  relevés, contiennent forcément une marge d'erreur, ce qui engendre automatiquement un rapport de transformation moins précis.

### Conclusion :

A partir de ce qu'on a constaté durant les trois essais, on a opté pour la valeur déterminée dans l'essai à rotor ouvert avec pris en compte des chutes de tension dans la branche statorique, qui nous a semblé la plus précise, et qui vaut :

$$m=0.643$$

## III.6 CHOIX DU RAPPORT DE TRANSFORMATION $m_1$ DU TRANSFORMATEUR :

Le choix du rapport de transformation  $m_1$  du transformateur est guidé, pour un moteur donné, par la plage de variation de la vitesse désirée. Pour une application donnée, le glissement max  $g_M$  est fixé d'avance.

En pratique,  $\alpha$  est limité à  $150^\circ$ . Si l'on fixe  $g_M$  à 0.5, c'est-à-dire, la plage de variation de la vitesse est de 50% de la vitesse de synchronisme.

L'expression de glissement max  $g_M$  s'écrit:

$$g_M = -\frac{m_1}{m} \cos 150^\circ = \frac{\sqrt{3} m_1}{2 m}$$

$$\Rightarrow m_1 = \frac{2 m g_M}{\sqrt{3}} \quad \text{III-5}$$

$$m=0.643 \quad \Rightarrow m_1=0.37.$$

Pour la suite de notre simulation, on a opté pour une valeur de  $m_1$  égal à 0,5.

### III.7 SIMULATION :

#### III.7.1 MODELE DE SIMULATION:

Le modèle de simulation de réglage de la vitesse par le moyen de la cascade hyposynchrone sous Simpower Système est représenté dans la figure suivante :

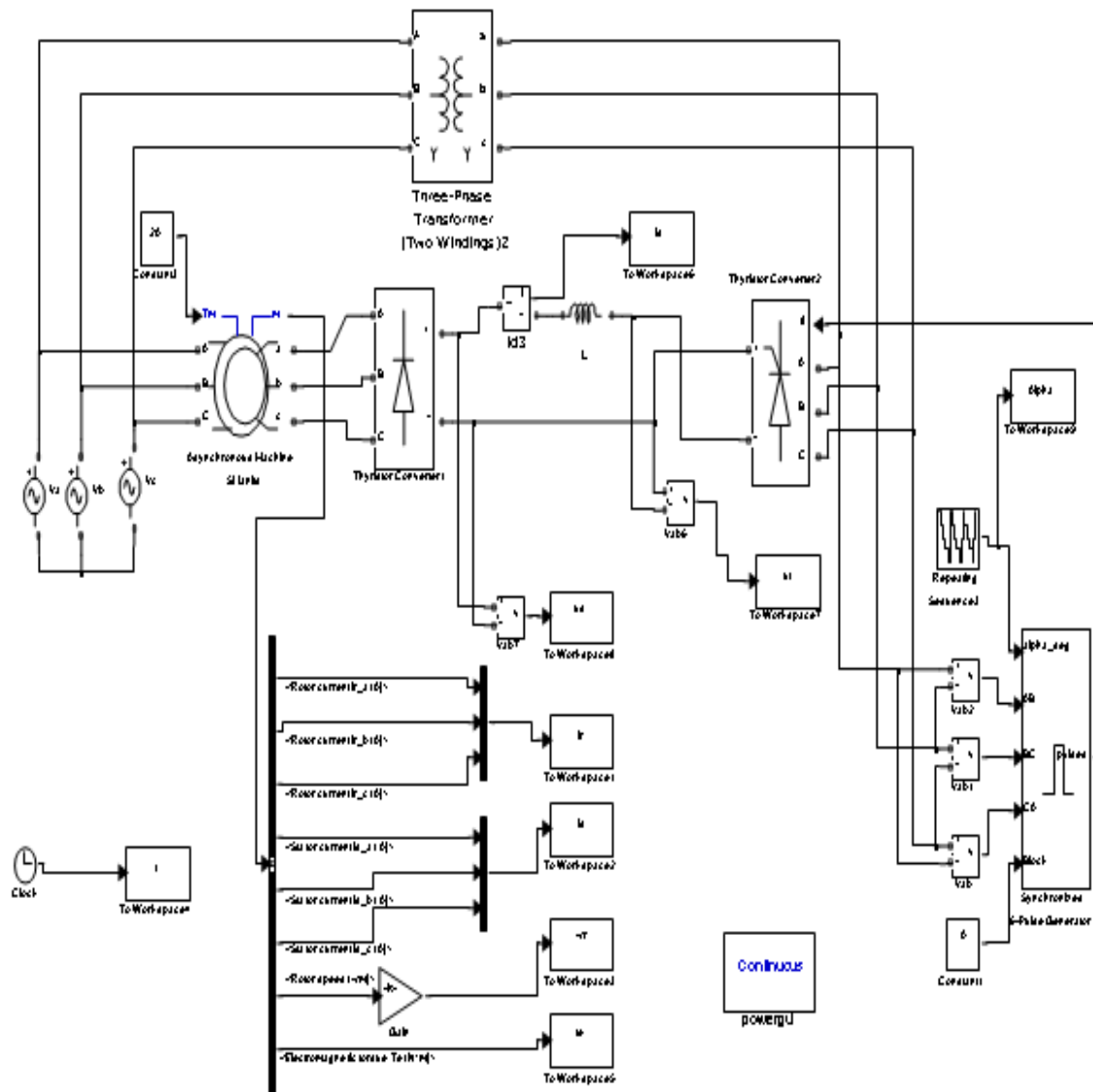


Fig.III.9 Modèle de simulation de réglage de vitesse par cascade hyposynchrone.

Ce modèle comprend :

- Un block moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné.
- Une source d'alimentation de tension triphasée alternative, représentant le réseaux, supposé à puissance infinié.
- Un redresseur triphasé non controlé en pont à six diodes.
- Un redresseur triphasé controlé en pont à six thyristors.
- Un transformateur triphasé de rapport de transformation  $m_1$ .
- Un block pour la mesure et la représentation des différentes grandeurs à savoir, les courants statoriques et rotoriques, la vitesse de rotation et le couple électromagnétique du moteur.
- Un block repeating seaquence pour pouvoir imposer le profile de vitesse souhaité.
- Un block générateur de six impulsions synchronisées.
- Un block constant, pour introduire le couple de charge du moteur.

Après avoir introduit les paramètres pour les différents blocs du modèle, on configure les paramètres de simulation et de résolution du problème, comme le temps de simulation et le type de variable.

### III.7.2 SIMULATION DE LA PREMIERE COMMANDE :

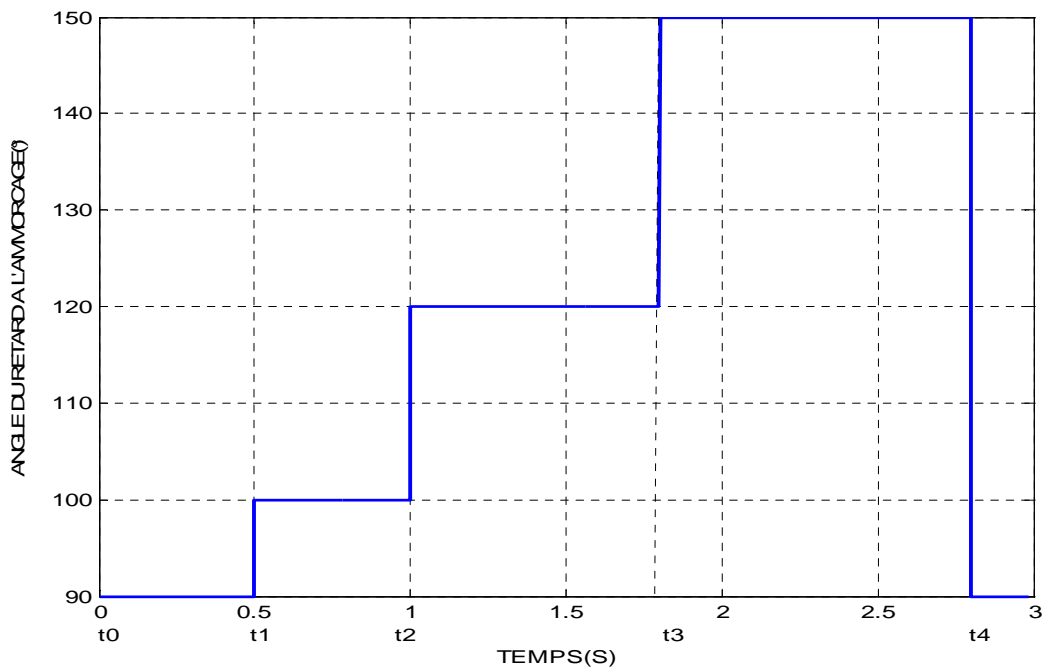
Dans un premier temps, la commande de l'angle de retard à l'amorçage est réglée suivant les valeurs données dans le tableau 7 :

Cette commande sera notée commande 1 :

Tableau 7: profile de la commande 1

t(s)	0→0.5	0.5→1	1→1.8	1.8→2.8	2.8→3
$\alpha(^{\circ})$	90	100	120	150	90

La forme graphique de cette commande est donnée dans la figure III.10



FigIII.10-Graphe de la commande 1.

Dans ce qui suit nous allons présenter quelques résultats de simulation obtenus avec la première commande « commande 1 » :

### A) Evolution de la vitesse :

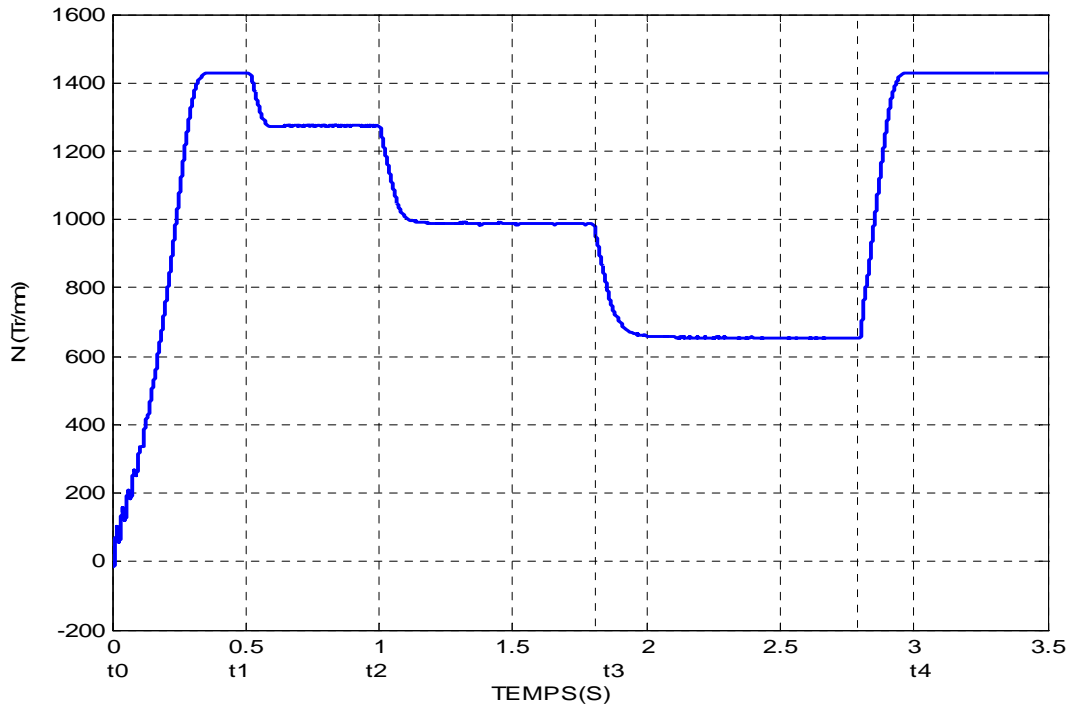
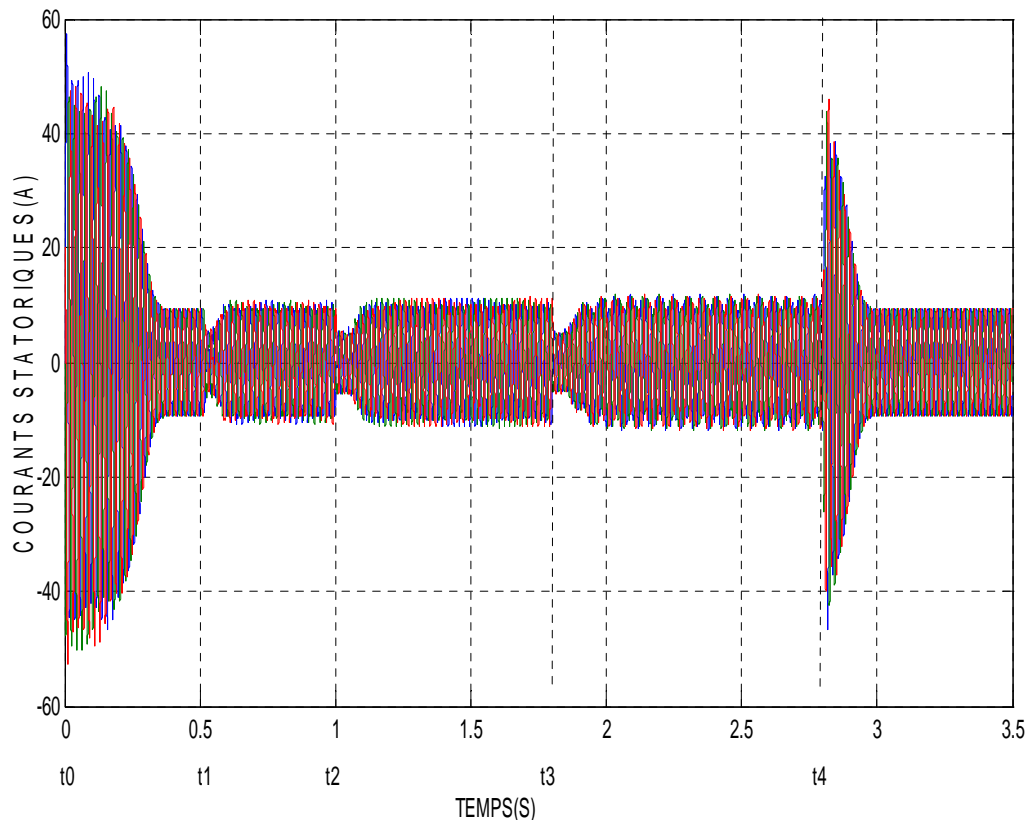


Fig III.11 -Evolution de la vitesse en fonction du temps.

Au démarrage, l'angle d'amorçage est réglé à  $\alpha = 90^\circ$ , le couple de charge est de 20Nm. A  $t_0 = 0$ s, on applique la tension nominale  $U_n = 380V$ ,  $f = 50Hz$  sur le moteur, ce dernier se met à accélérer en passant par un régime transitoire pour atteindre une vitesse de 1429 tr/mn en un temps de 0.3s, puis il garde cette valeur jusqu'à  $t_1 = 0.5$ s qui correspond à la nouvelle valeur de  $\alpha$  qui est égal à  $100^\circ$ . A partir de  $t_1 = 0,5$ s, la vitesse chute, pour se stabiliser à 1225tr /mn.

A partir de  $t_2 = 1$ s, la vitesse de rotation chute de nouveau sous l'effet de la nouvelle valeur de  $\alpha = 120^\circ$ , jusqu'à atteindre 967tr/mn. À partir de  $t_3 = 1.8$ s, qui correspond à  $\alpha = 150^\circ$ , la vitesse diminue encore une fois jusqu'à atteindre 629tr/mn, elle garde cette valeur jusqu'à  $t_4 = 2.8$ s, où elle regagne brutalement sa valeur initiale de 1429tr/mn au bout de 0.27 s après application de  $\alpha = 90^\circ$ .

## B) Evolution du courant statorique :



FigIII.12 : Evolution du courant statorique en fonction du temps.

Le courant statorique au démarrage est trop élevé, ceci est dû au fort appel de puissance, nécessaire pour le démarrage du moteur. Les fortes ondulations disparaissent à la fin du régime transitoire pour donner une allure sinusoïdale d'amplitude constante.

Ce que nous constatons clairement, c'est qu'à chaque fois que l'angle d'amorçage change de valeur, c'est-à-dire, aux instants ;  $t_1=0.5s$ ,  $t_2=1s$  et à  $t_3=1.8s$ , le courant statorique diminue momentanément, passe par un bref régime transitoire, puis reprend sa forme initiale.

Sa valeur efficace demeure constante et égale approximativement à sa valeur nominale  $I_n=7.8A$ , et ce, quelque soit la vitesse.

Par contre à  $t_4 = 2.8s$  le courant atteint un pic semblable à celui de démarrage.

### Conclusion :

A partir de ses résultats, on constate que la cascade hyposynchrone permet de faire varier la vitesse du moteur par simple variation de l'angle de retard à l'amorçage  $\alpha$ .

On a remarqué aussi, qu'au démarrage, la puissance demandée par le moteur est très grande, ce qui a fait appel à un courant statorique cinq fois plus grand que le courant

nominal, ceci est normal, puisqu'on a appliqué  $\alpha=90^\circ$ , c'est équivalent à un démarrage à rotor en court-circuit.

Dans la pratique, le démarrage ne s'effectue pas de cette manière, car il y'a risque de destruction de la machine si ce démarrage est fréquent. Pour palier à ce problème, on fait souvent appel aux différentes méthodes de démarrage. On peut citer comme exemple, le rhéostat de démarrage rotorique.

On a constaté aussi qu'à l'instant où  $\alpha$  diminue de  $150^\circ$  à  $90^\circ$  la vitesse est montée brutalement, ce qui a fait appel à un fort couple semblable à celui du démarrage consommant ainsi un important courant.

### III.7.3 SIMULATION DE LA DEUXIEME COMMANDE :

Afin de réduire le courant de démarrage, nous proposons une deuxième commande qui ne démarre pas avec  $\alpha = 90^\circ$  mais avec  $\alpha_{max} = 150^\circ$ .

Pour cela, on propose la commande suivante:

Tableau 8: profile de la commande2

t(s)	0→0.5	0.5→1	1→1.8	1.8→2.8	2.8→4
$\alpha(^{\circ})$	150	120	100	90	150

La forme graphique de cette commande est donnée par la figure III.12

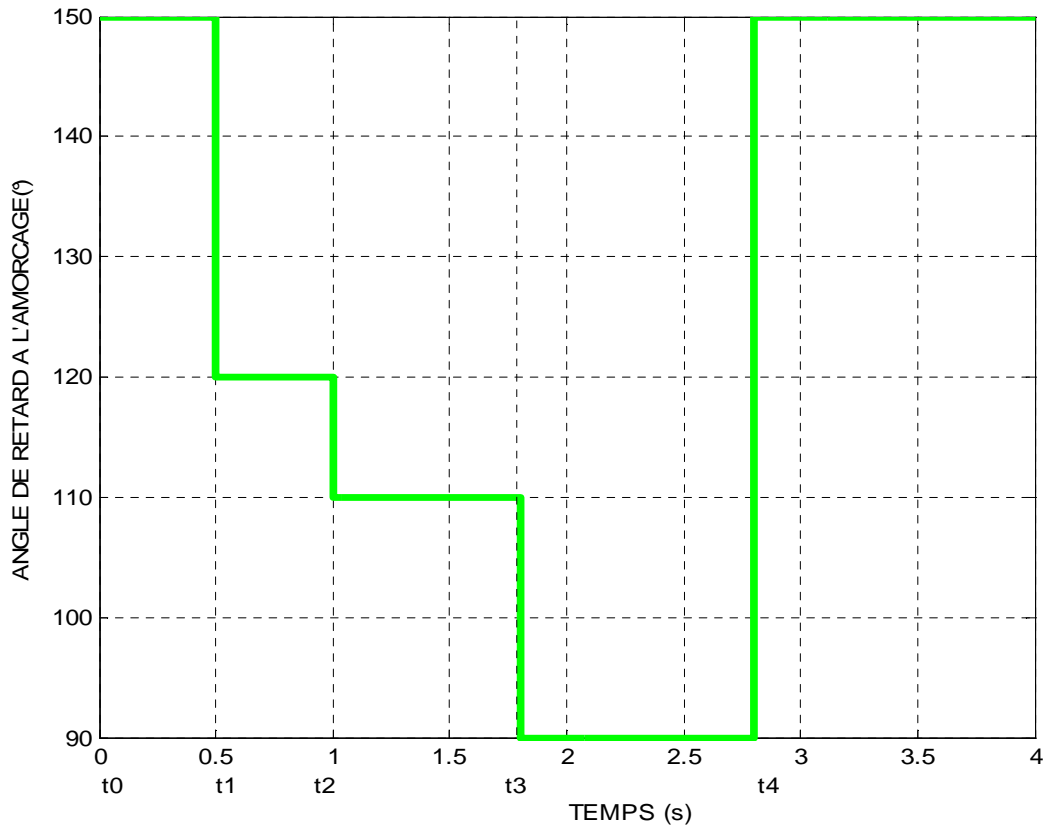


Fig III.13 Allure du profile de la commande 2.

### A) Evolution de la vitesse de rotation :

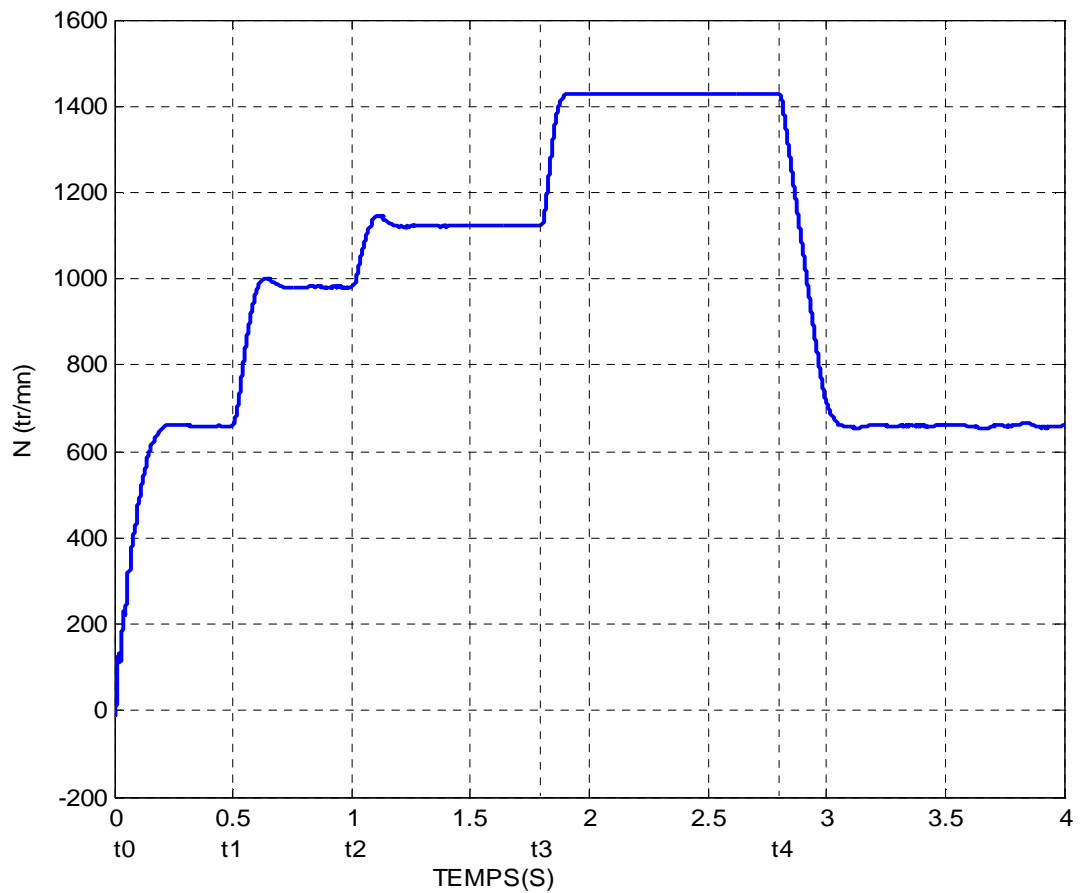


Fig III.14 Evolution de la vitesse de rotation en fonction du temps.

Au démarrage, le moteur accélère, sa vitesse augmente rapidement pour atteindre la valeur de 680tr/mn en un temps de 0.2s, se stabilise, jusqu'à  $t_1=0.5$ s qui correspond à la nouvelle valeur de l'angle d'amorçage  $\alpha= 120^\circ$ . La vitesse augmente de nouveau avant de se stabiliser autour de 1000tr/mn. Le même phénomène se répète à  $t_2 = 1$ s et à  $t_3 = 1,8$ s. A partir de  $t_3$  la vitesse atteint sa valeur nominale  $N=1429$ tr/mn. à  $t_4=2.8$ s  $\alpha$  augmente de  $90^\circ$  à  $150^\circ$ , la vitesse chute brutalement de sa valeur nominale jusqu'à atteindre sa valeur initiale.

## B) Evolution des courants statoriques :

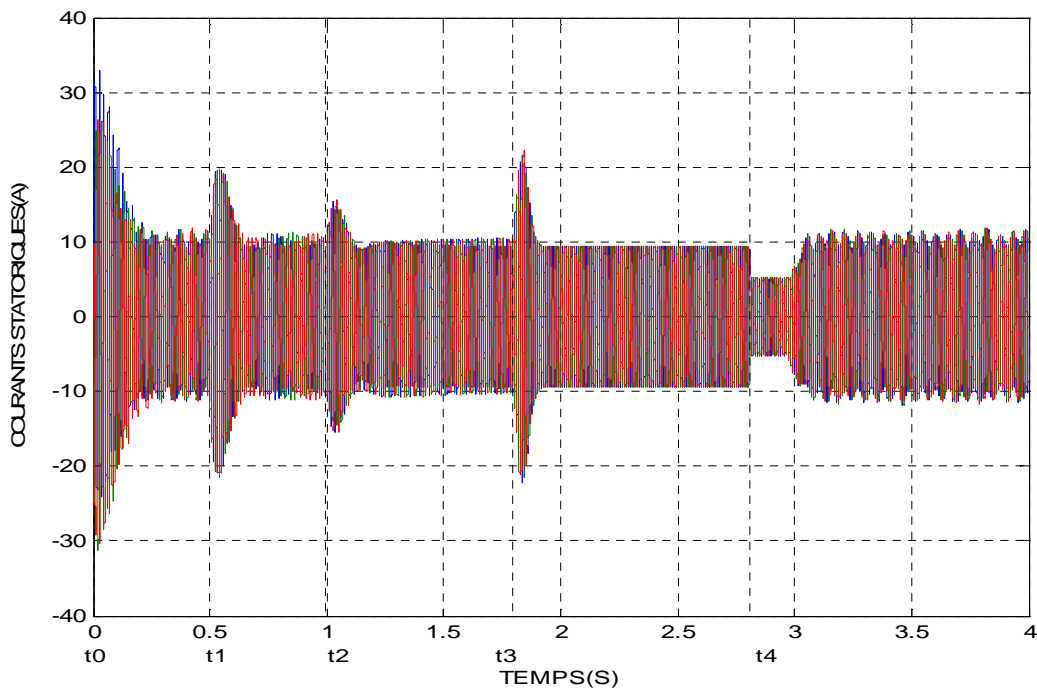


Fig III.15 Evolution des courants statoriques en fonction du temps.

Au démarrage, le courant statorique présente de fortes ondulations, ceci est dû au fort appel de puissance, nécessaire pour le démarrage du moteur. Les fortes ondulations s'atténuent rapidement, pour donner à la fin une allure sinusoïdale d'amplitude constante à la fin du régime transitoire.

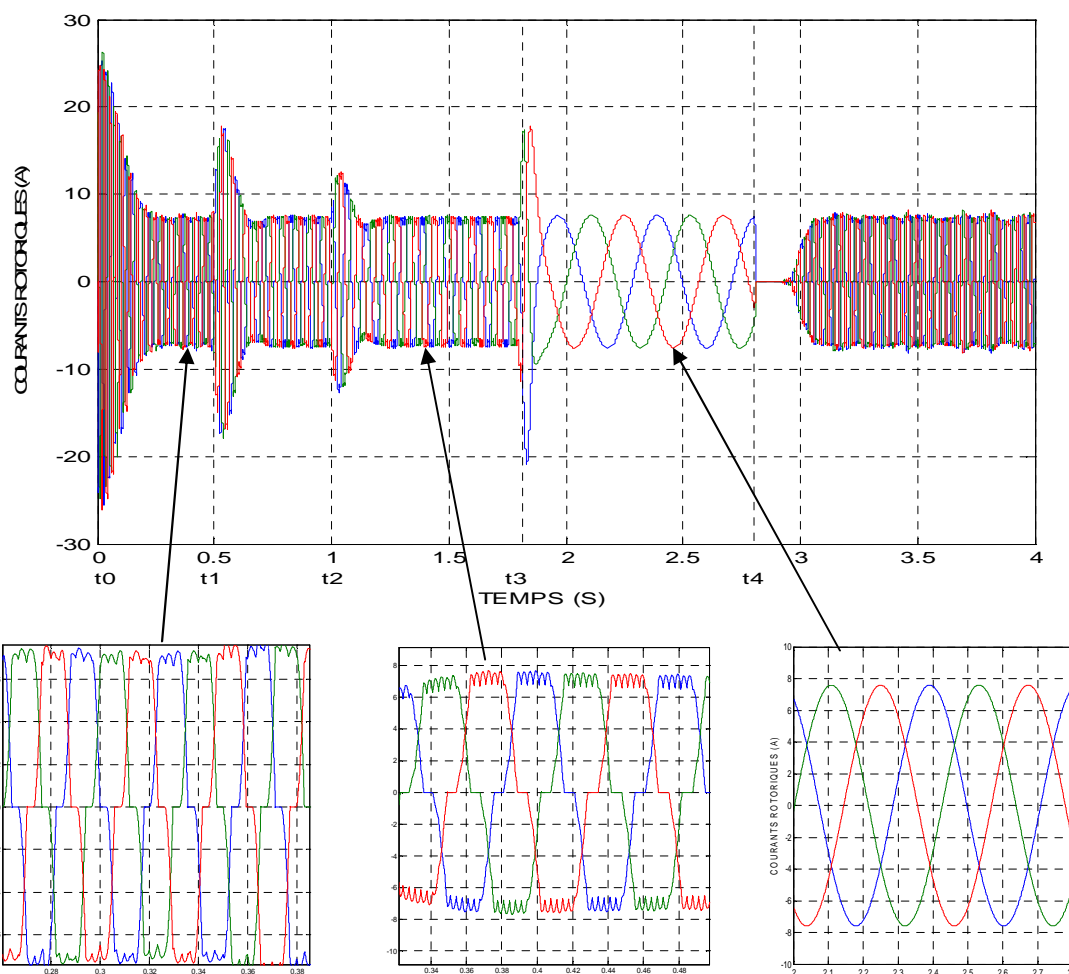
Il est intéressant de remarquer que la pointe de courant produite au démarrage par cette deuxième commande, dépassent à peine les 25A. Par contre, dans la première commande, on a constaté qu'elle dépassait les 45A.

Par la suite, Ce que nous constatons, c'est qu'à chaque fois que l'angle d'amorçage change de valeur, c'est-à-dire, aux instants ;  $t_1=0.5s$ ,  $t_2=1s$  et à  $t_3=1.8s$ , le courant statorique, passe par des brefs régimes transitoires, puis reprend sa forme initiale.

Sa valeur efficace demeure constante et égale approximativement à sa valeur nominale  $I_n=7.8A$ , et ce, quelque soit la vitesse.

On remarque aussi, qu'à  $t_3=2,8s$ , le courant statorique chute brutalement, sa valeur nominale efficace a chuté de 7,8A jusqu'à environs 5A, ce qui est normal, parce que la vitesse a chuté elle aussi sous l'effet de la nouvelle valeur de l'angle d'amorçage  $\alpha$ , automatiquement, le courant sera réduit fortement, puis il regagne sa valeur nominale.

### C) Evolution des courants rotoriques :



FigIII.16 Courbe des courants rotoriques.

Les courants rotoriques, de leur part, présentent de fortes valeurs au début du régime transitoire et s'atténuent en quelques millisecondes, pour se stabiliser en suite, jusqu'à  $t_1=0.5s$ , l'instant qui correspond à la nouvelle valeur de  $\alpha$ . On observe un nouveau régime transitoire, puis un régime permanent. Ce qui est remarquable, est la fréquence qui change de valeur.

A  $t_2=1s$ , l'angle d'armorçage change de valeur, on voit le même phénomène qui se répète, la fréquence change de valeur pour la deuxième fois. A  $t_3=1,8s$ , de même, un autre régime transitoire est aperçu, ce qui est remarquable, c'est la fréquence, on voit clairement qu'elle est différente des autres.

A partir de  $t_4 = 2.8s$ , le courant rotorique s'annule pour un petit moment, puis reprend sa valeur nominale.

### C) Evolution du couple en fonction du temps :

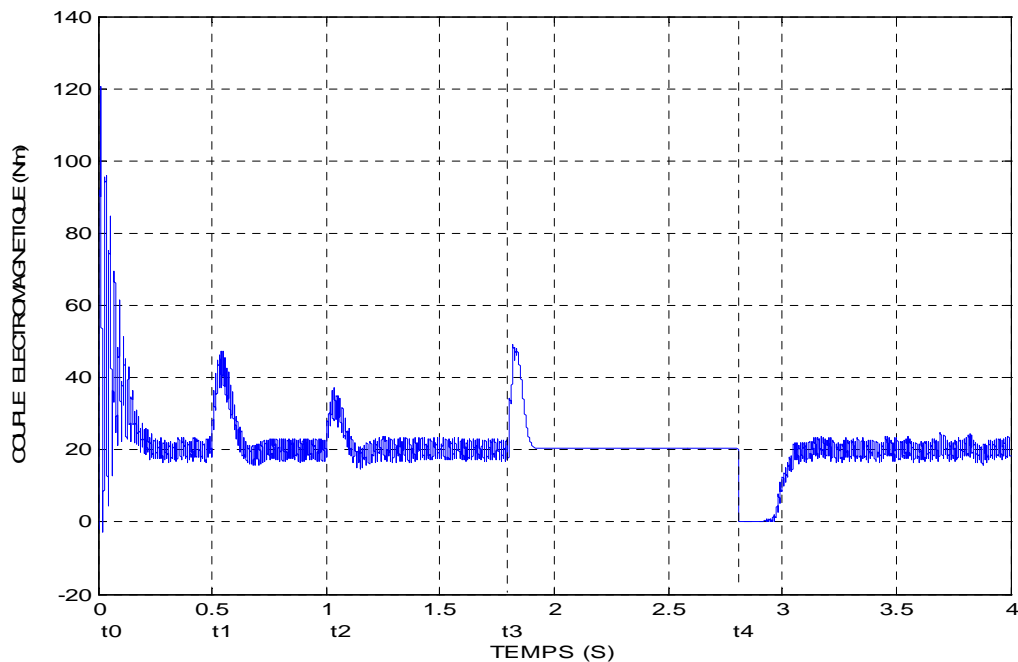


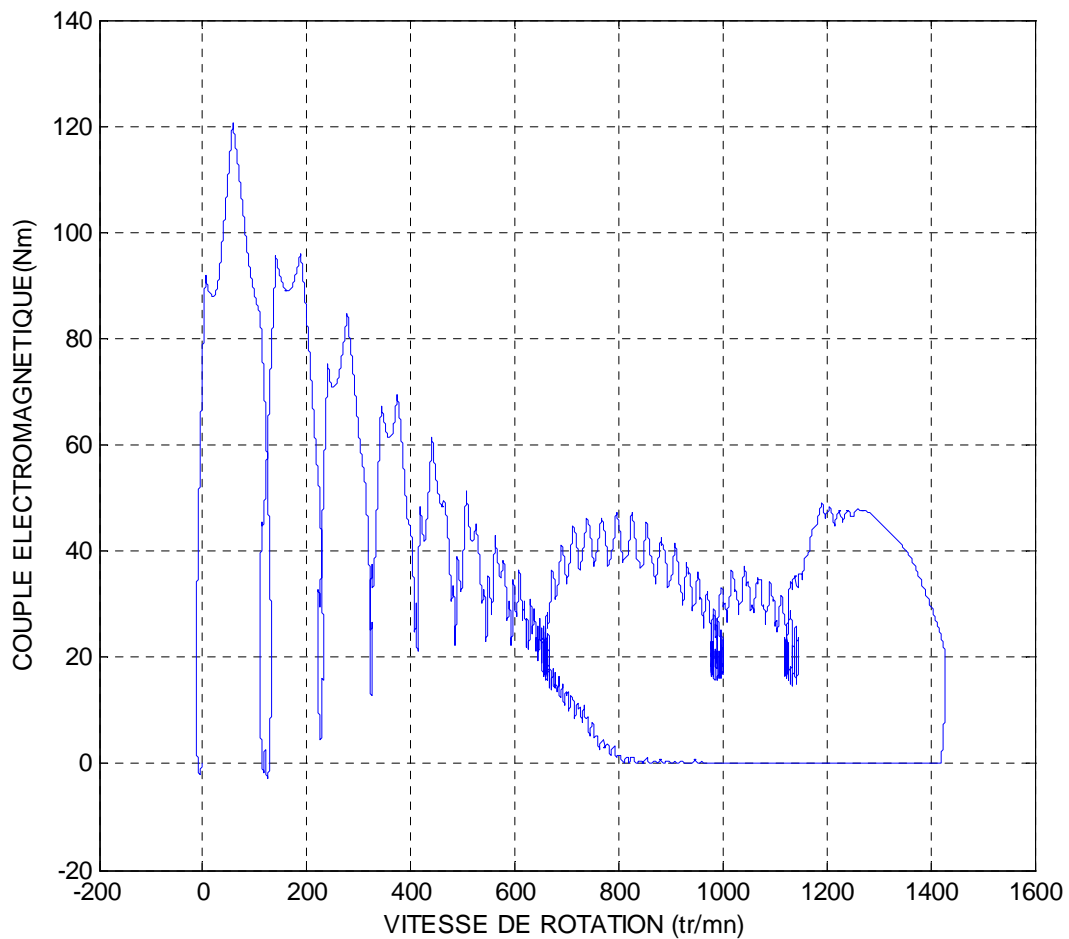
Fig III.17: Allure du couple en fonction de temps.

Au démarrage, et pendant le régime transitoire, le couple présente de fortes oscillations qui s'amortissent au fur et à mesure que le régime permanent s'installe, après il tend à regagner la valeur du couple nominal qui est de 20Nm.

A  $t_1=0,5$ s, en augmentant la valeur de l'angle de retard à l'amorçage, le couple marque un nouveau régime transitoire, passe par un pic, puis reprend sa valeur nominal. Le même phénomène se répète à  $t_2=1$ s, et à  $t_3=1,8$ s. Mais à partir de  $t_3$  jusqu'à  $t_4$ , le couple est plus stable qu'auparavant.

A partir de  $t_4=2,8$ s, l'angle de retard à l'amorçage est remis à sa valeur initiale qui est de  $150^\circ$ , on voit que le couple chute brutalement jusqu'au voisinage de zéro, puis regagne la valeur du couple nominal.

**D) Evolution du couple en fonction de la vitesse :**

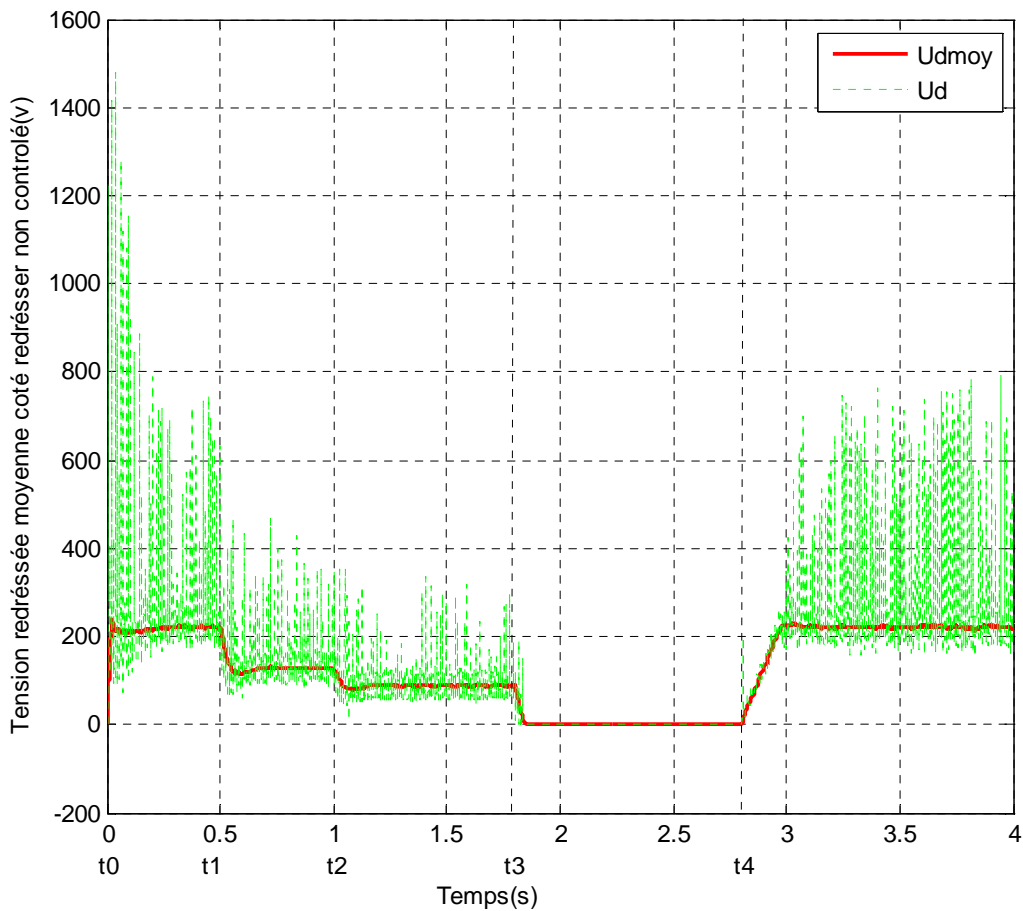


FigIII.18 Allure du couple en fonction de la vitesse.

Au démarrage, le couple marque de fortes ondulations, qui s'atténuent progressivement à mesure que la vitesse augmente. À partir de  $t_1=0.5s$ , le couple atteint la valeur nominale du couple de charge qui est de  $20Nm$ . A partir de cet instant, l'angle d'amorçage varie de  $150^\circ$  à  $120^\circ$ , la vitesse augmente, le couple subit un petit régime transitoire, puis regagne la valeur de  $20Nm$ . Les mêmes phénomènes se répètent à  $t_2=1 s$  et à  $t_3=1,8 s$ .

A partir de  $t_4=2,8 s$ , l'angle d'amorçage augmente de  $90^\circ$  à  $150^\circ$ , le couple chute brutalement, la vitesse aussi, puis regagne la valeur du couple de charge  $T_m=20Nm$  à une vitesse très faible  $N=650tr/mn$ .

**E) Evolution de la tension redressée coté redresseur non commandé :**



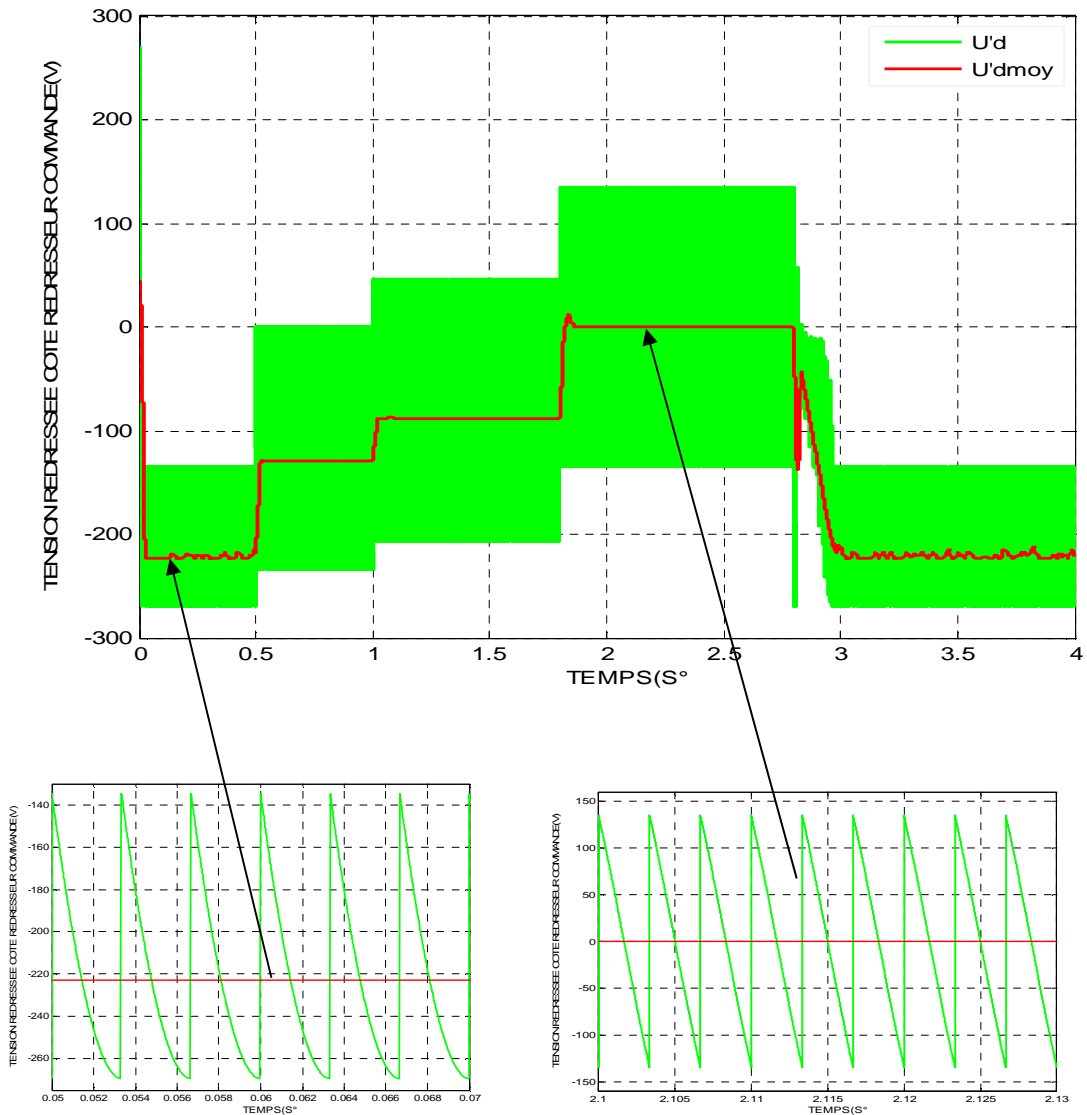
*Fig III.19 Allure de la tension redressée moyenne coté redresseur non commandé.*

Au démarrage, la tension redressée moyenne coté redresseur non commandé augmente brutalement de 0 à 220V, tend à se stabiliser jusqu'à  $t1=0.5s$ .

A partir de  $t_1=0,5s$ , cette tension chute sous l'effet de la nouvelle valeur de l'angle de retard à l'amorçage, pour se stabiliser autour de 129V. Le même phénomène se répète à  $t_2=1s$  et à  $t_3=1,8s$ , seulement, cette fois la tension chute jusqu'à atteindre une valeur carrément nulle et la garde jusqu'à  $t_4$ .

A partir de  $t_4=2,8s$ , la commande reprend la première valeur de  $\alpha=150^\circ$ , la tension grimpe de nouveau, puis regagne la valeur enregistrée au démarrage.

G) Evolution de la tension redressée coté redresseur commandé :



FigIII.20 Allure de la tension redressée coté redresseur commandé.

Au démarrage, la tension moyenne passe par un bref régime transitoire, et finit par atteindre une valeur de  $-220\text{ V}$  en un temps de  $0.026\text{ s}$ . Elle garde cette valeur jusqu'à  $t_1=0.5\text{ s}$ . A partir de  $0.5\text{ s}$ ,  $\alpha$  change de valeur de  $150^\circ$  à  $120^\circ$ , la tension moyenne augmente jusqu'à  $-120^\circ$ , reste constante jusqu'à  $t_2=1\text{ s}$ . Le même phénomène se répète à  $t_3=1.8\text{ s}$ , ou la tension moyenne prend une valeur nulle. A partir de  $t_4=2.8\text{ s}$ , sous l'effet de la nouvelle valeur de  $\alpha$ , la tension moyenne chute brutalement de  $0\text{ v}$  à  $-220\text{ V}$ , et tend à se stabilisée autour de cette dernière valeur.

On remarque clairement que l'allure de cette tension est presque identique à celle obtenue dans le cas de la tension redressée coté redresseur non commandé mais en valeurs négatives.

### **III.7.4 COMPARAISON ENTRE LA COMMANDE 1 ET 2 :**

A partir des résultats de ces deux commandes, et en se basant sur l'allure des courants statorique, on a remarqué que l'appel du courant est réduit de manière considérable au démarrage du moteur asynchrone, et cela, en imposant au début du fonctionnement, la plus grande valeur possible de l'angle du retard à l'amorçage. On a remarqué aussi qu'à chaque variation de l'angle du retard à l'amorçage, le courant marque un fort pic d'amplitude lors des régimes transitoires intermédiaires qui correspondent à des variations brutales de la vitesse de rotation.

On voit aussi que le couple électromagnétique subit aussi des perturbations importantes, en parallèle à celles des courants et des vitesses.

Dans la pratique, un tel fonctionnement est indésirable, car, il y'a trop de perturbations. Les régimes transitoires enregistrés, sont semblables à des démarrages violents et fréquents, qui génèrent des surintensités risquant ainsi l'endommagement des déferents éléments constituant l'installation.

Cette deuxième commande a permis de réduire l'appel de courant au démarrage du moteur asynchrone. Mais, la variation brutale des valeurs des angles de retard à l'amorçages imposés par la commande 2 a engendrée des pointes considérables au niveau du couple et des courants statoriques et rotoriques.

Pour palier à ces problème, on doit faire en sorte que la commande varie l'angle de retard à l'amorçage d'une manière non brutale. Et pour cela, nous proposons la simulation de la commande 3.

### III.7.5 SIMULATION DE LA TROISIEME COMMANDE :

Soit le profil de la commande 3 :

Tableau 9: profile de la commande3 :

t(s)	0→0.5	0.8→1	1.4→1.8	2.2→2.8	3.4→4
$\alpha(^{\circ})$	150	120	110	90	150

La forme graphique de cette commande est donnée par la figure III.21

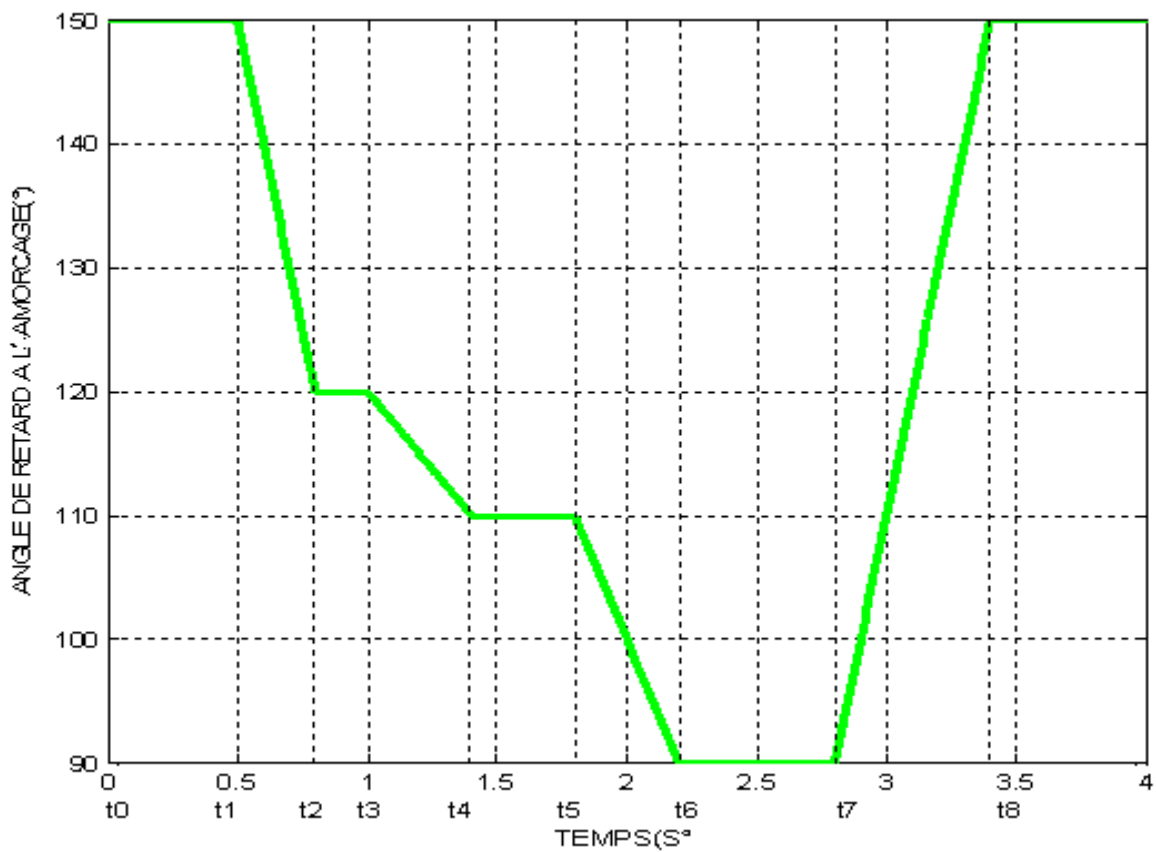


Fig III.21 : Graphe du profil de la commande 3

### A) Evolution de la vitesse de rotation :

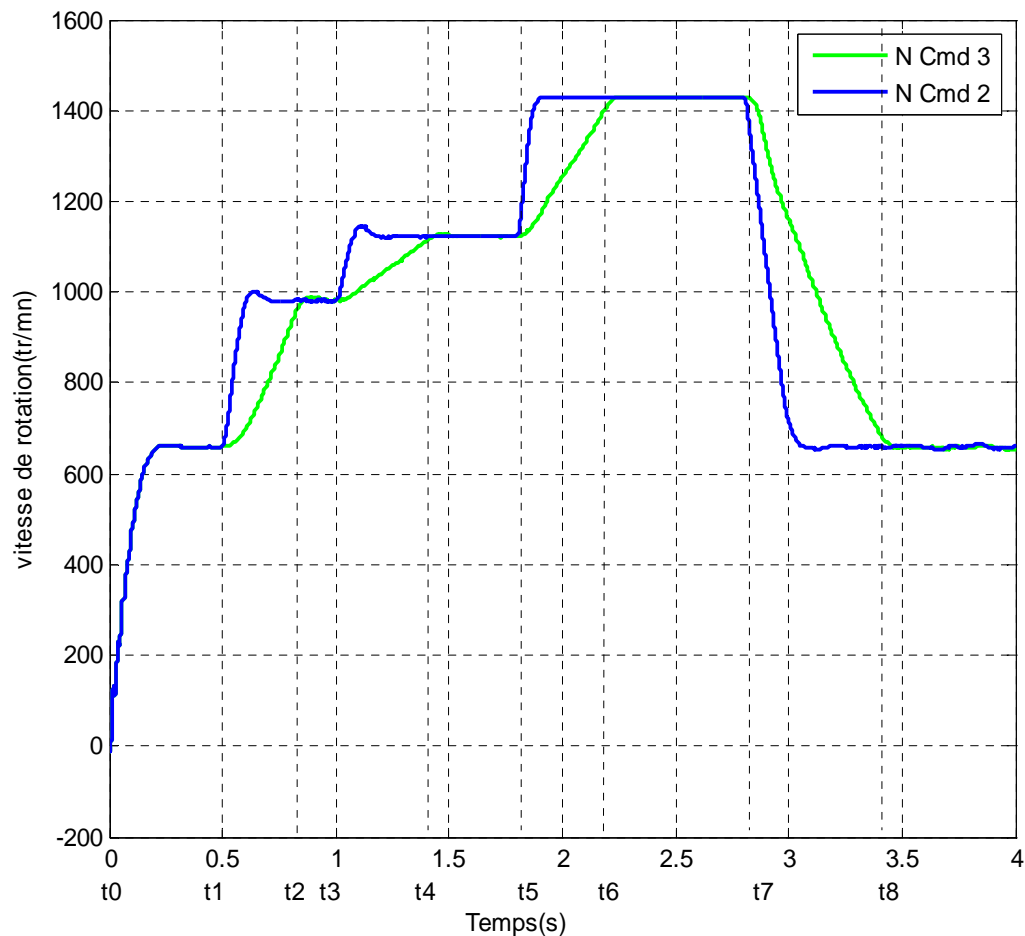
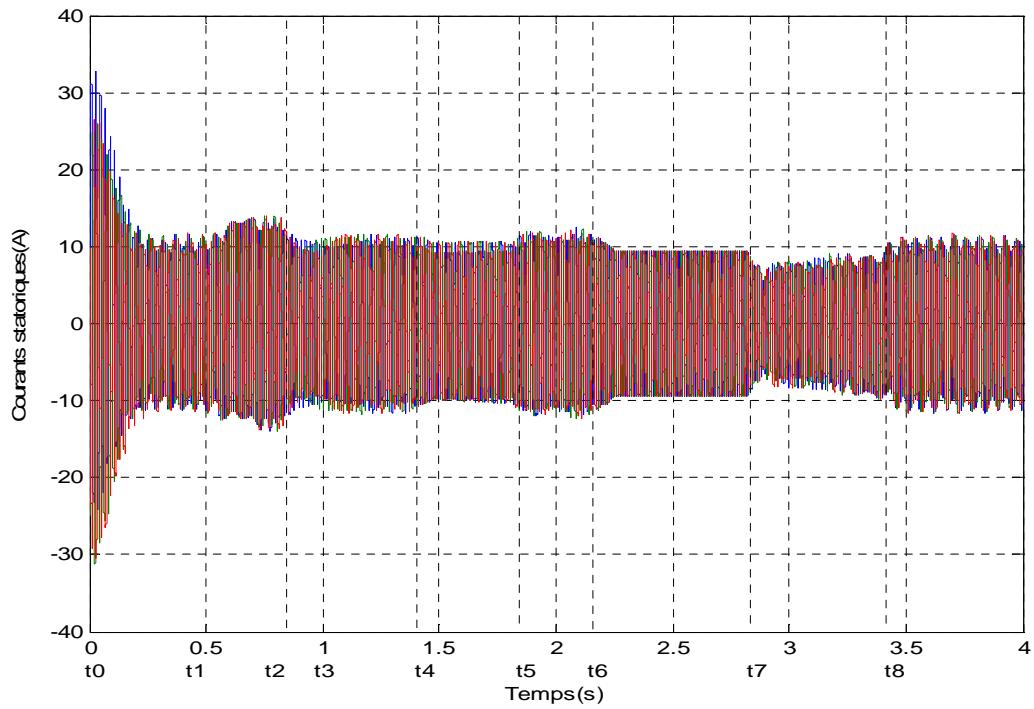


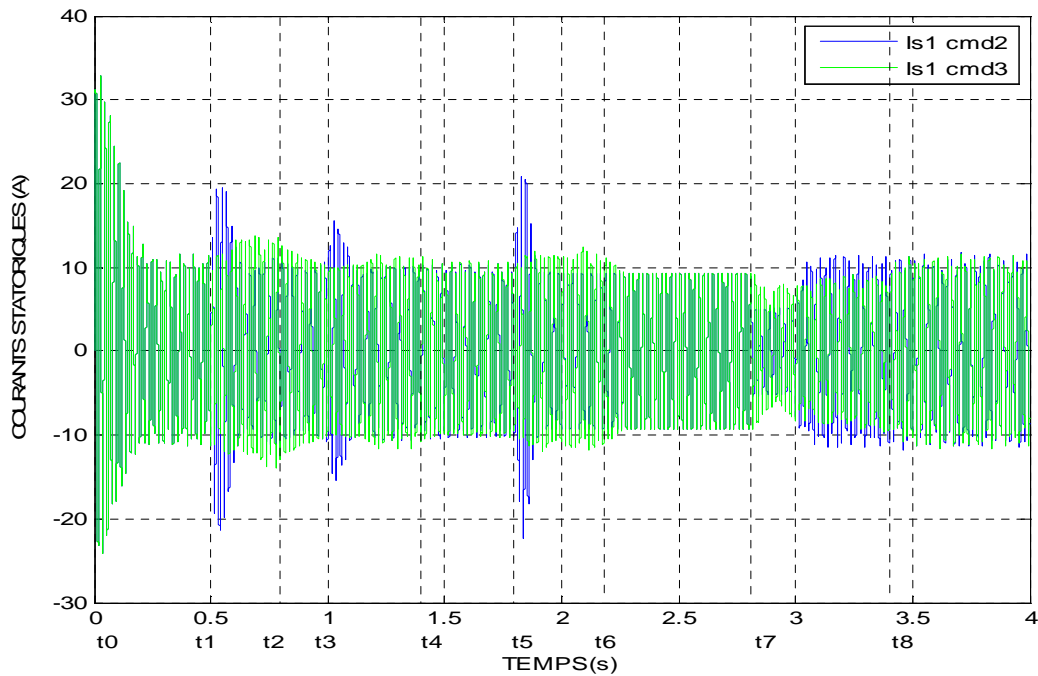
Fig III.22 : Superposés des graphes des vitesses issues des commandes 2 et 3.

Au démarrage, le moteur accélère, sa vitesse augmente rapidement pour atteindre la valeur de 680tr/mn en un temps de 0.2s qu'elle garde jusqu'à  $t_1=0.5s$ . A partir de  $t_1$ , la vitesse augmente de nouveau, mais cette fois-ci lentement jusqu'à  $t_2=0.8s$ , pour se stabiliser autour de 982tr/mn jusqu'à  $t_3=1s$ . A partir de cet instant, la vitesse grimpe de nouveau jusqu'à  $t_4=1.4s$  où elle atteint une valeur de 1123tr/mn. Le même phénomène se répète de  $t_5=1.8s$  à  $t_7=2.8s$ . A partir de cette instant, la vitesse diminue lentement sous l'effet de la nouvelle valeur de  $\alpha$  imposée par la commande 3, de sa valeur nominal  $N=1429tr/mn$  jusqu'à environ 659tr/mn.

**B) Evolution des courants statoriques :**



*FigIII.23 : Allure des courants statoriques de la commande 3*



*FigIII.24 : Allures du courant d'une phase statorique issu de la commande 2 et 3.*

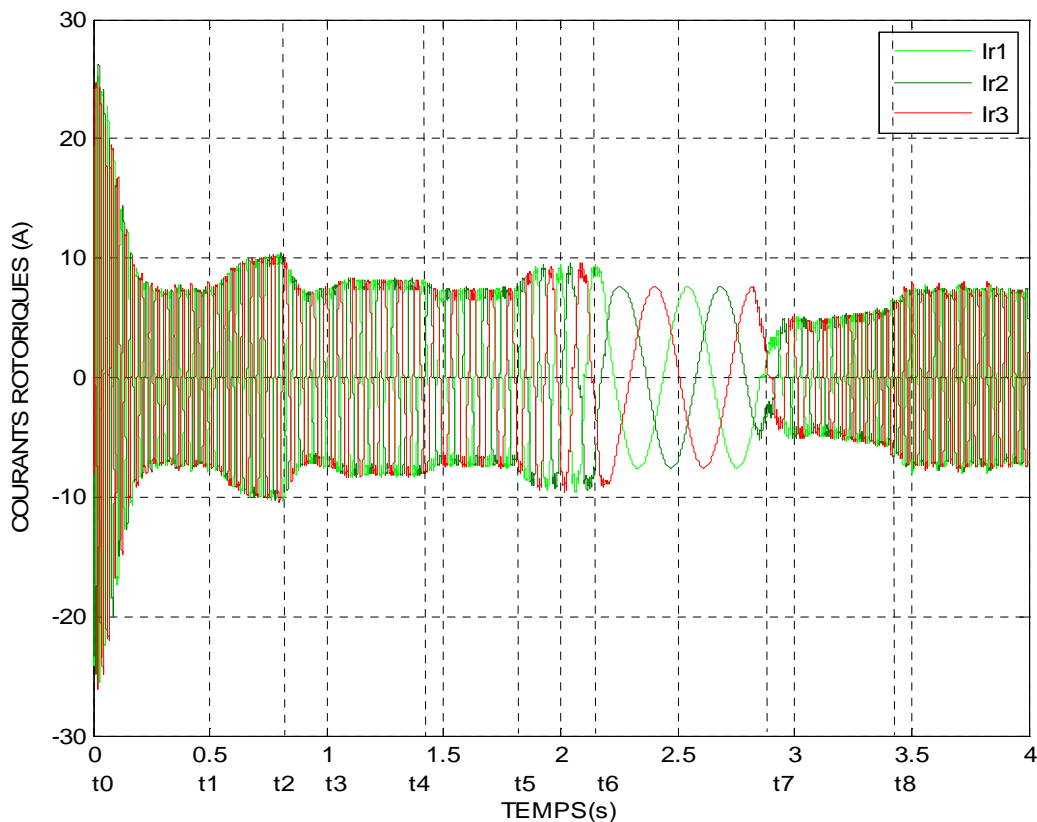
Au démarrage, le courant statorique présente une forte ondulation, ceci est dû au fort appel de puissance, nécessaire pour le démarrage du moteur asynchrone. Les fortes ondulations s'atténuent rapidement, pour donner à la fin du régime transitoire une allure sinusoïdale d'amplitude constante.

Par la suite, ce que nous constatons, c'est qu'à chaque fois que l'angle d'amorçage change de valeur aux instants ;  $t_1=0.5s$ ,  $t_2=1s$  et à  $t_3=1.8s$ , le courant statorique, passe par un régime transitoire relativement lent par rapport aux courants statoriques de la commande 2. On voit aussi que le pic d'amplitude est atténué considérablement.

On remarque aussi, qu'à  $t_7=2,8s$ , le courant statorique chute lentement, sa valeur nominale efficace à chute de 7,8A jusqu'à environ 5A, ce qui est normal, parce que la vitesse a chuté elle aussi sous l'effet de la nouvelle valeur de l'angle d'amorçage «  $\alpha$  », automatiquement, le courant chute, puis regagne lentement sa valeur nominale.

Vue l'encombrement des trois courants sur un seul graphe, il est préférable de visualiser un seul courant pour les deux commandes, en suite on les superpose afin de faire apparaître la différence entre les courants statoriques des commandes 2 et 3. Voir figures III.23 et III.24.

### ***C) Evolution des courants rotoriques :***



*Fig III.25 : Allure des courants rotoriques pour la commande 3.*

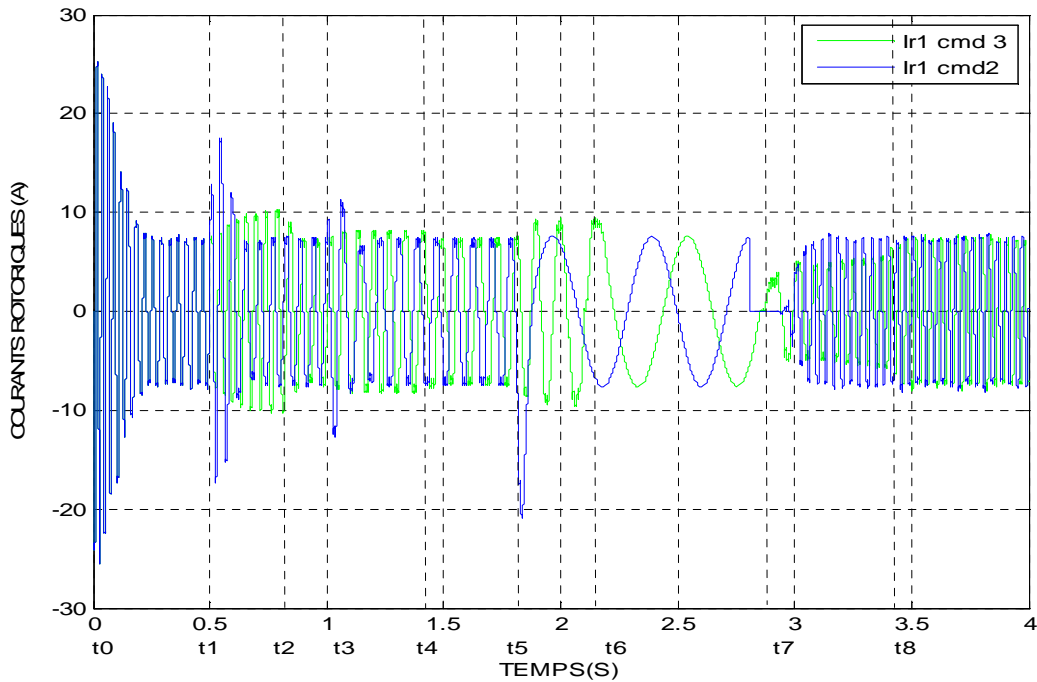


Fig III.26 : Allure du courant d'une phase rotoriques des commandes 2 et 3.

Au démarrage, le courant rotorique voit une forte oscillation, qui s'amortisse au fur et à mesure que le temps avance, pour se stabiliser autour de 7.8A jusqu'à  $t_1=0.5s$ . A partir de cet instant,  $\alpha$  diminue de  $150^\circ$  à  $120^\circ$ , on voit un régime transitoire long et moins violent comparé à l'allure du courant rotorique de la commande 2, FigIII.24. Presque le même phénomène se répète de  $t_3=1s$  jusqu'à  $t_5=1.8s$ , la phase qui correspond à  $\alpha=110^\circ$ , ce qui est à signaler est la fréquence qui a changé de valeur. A partir de  $t_5$ ,  $\alpha$  chute de  $110^\circ$  à  $90^\circ$ , le courant passe par un régime transitoire de faible amplitude et relativement long, pour se stabiliser à partir de 2.3s jusqu'à  $t_7=2.8s$ . A partir de cet instant,  $\alpha$  augmente de  $90^\circ$  à  $150^\circ$ , le courant voit un nouveau régime transitoire allons de  $t_7=2.8s$  jusqu'à  $t_8=3.5s$ , où le courant tend à se stabiliser autour de 7.8A.

On voit clairement que les pointes des courants rotoriques enregistrées dans la commande 2, sont fortement atténuées grâce à la commande 3, par contre les régimes transitoires sont devenus plus longs.

Vue l'encombrement des trois courants sur un seul graphe, il est préférable de visualiser un seul courant pour les deux commandes, en suite on les superpose afin de mieux voir la différence entre les courants rotoriques de la commande 2 et 3. Voir figures III.25 et III.26.

#### D) Evolution du couple en fonction du temps :

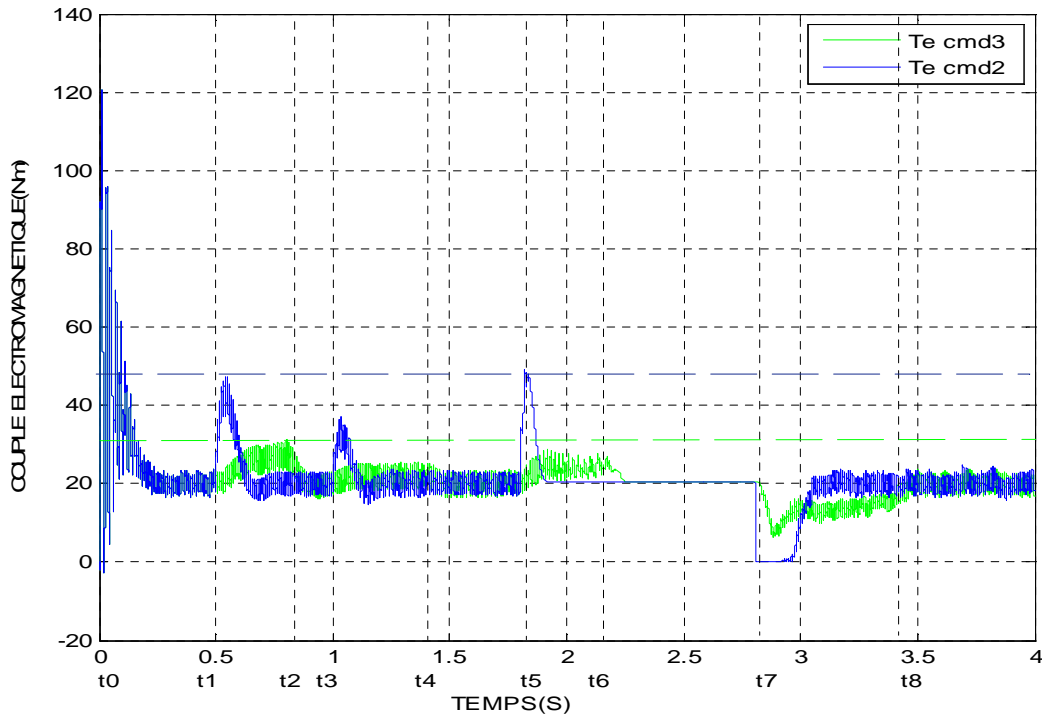


Fig III.27-Allure des couples électromagnétiques en fonction de temps des commandes 2 et 3.

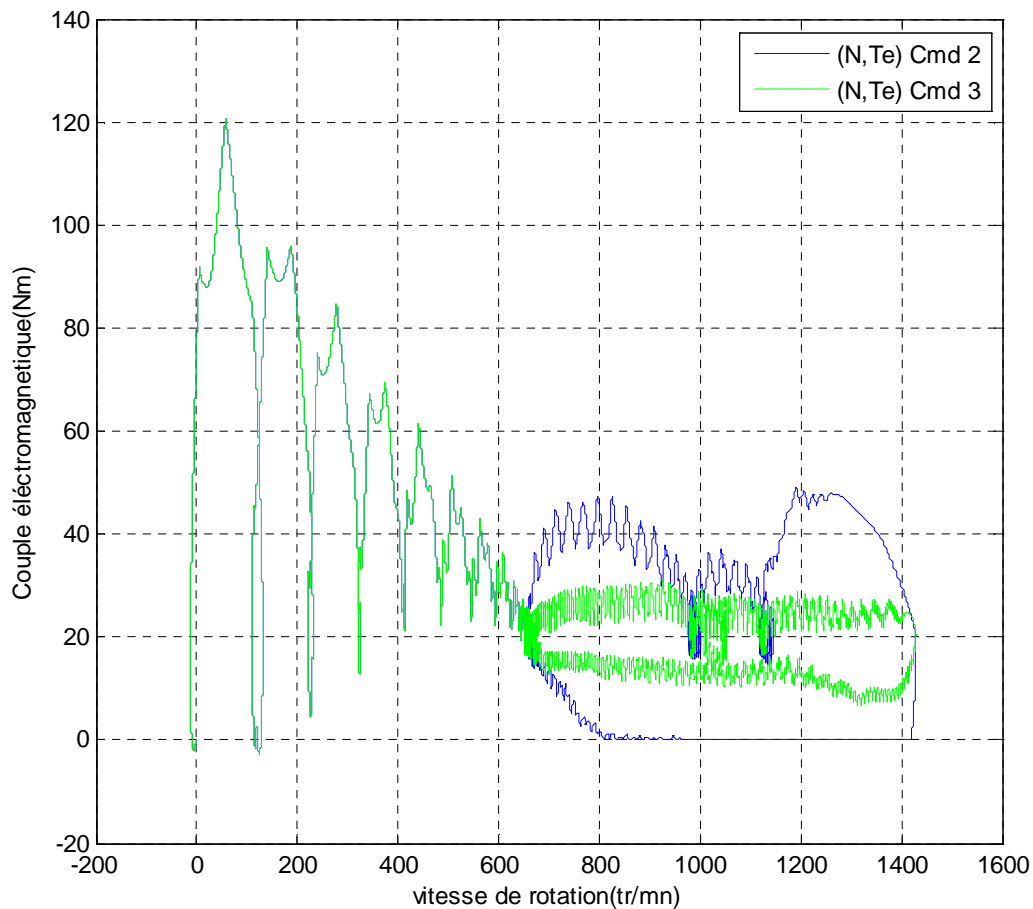
Au démarrage, et pendant le régime transitoire, le couple présente de fortes oscillations qui s'amortissent au fur et à mesure que le régime permanent s'installe, ensuite il regagne la valeur du couple nominal qui est de 20Nm.

A  $t_1=0,5s$ , en augmentant la valeur de l'angle de retard à l'amorçage, le couple marque un nouveau régime transitoire relativement lent, allons de  $t_1=0.5s$  à  $t_2=0.8s$  mais de faibles oscillations par rapport à l'allure du couple de la commande 2. A partir de  $t_3=1s$ , le couple augmente de nouveau, passe par un régime transitoire lent et moins violent par rapport à la commande 2, pour se stabiliser à  $t_4=1.4s$  autour de 20Nm jusqu'à  $t_5=1.8s$ . A partir de cet instant et jusqu'à  $t_7=2.8s$ , le même phénomène se répète, seulement cette fois-ci, le couple est plus stable.

A partir de  $t_7$ ,  $\alpha$  augmente en pente de  $90^\circ$  à  $150^\circ$ , le couple chute moins brutalement et ne s'annule pas contrairement au cas de la commande 2, il augmente lentement jusqu'à  $t_8=3.4s$ , où le couple tend à se stabiliser autour de 20Nm.

A partir de cette analyse et en se basant sur la figure III.27, on voit clairement que les pointes du couple marquées dans la commande 2 sont fortement réduites, en plus, le couple ne s'est jamais annulé, on peut dire que la commande 3 a amélioré le comportement du couple électromagnétique du point de vue amplitude, mais il est intéressant de remarquer que les régimes transitoires sont un peu plus longs.

### F) Evolution du couple électromagnétique en fonction de la vitesse :



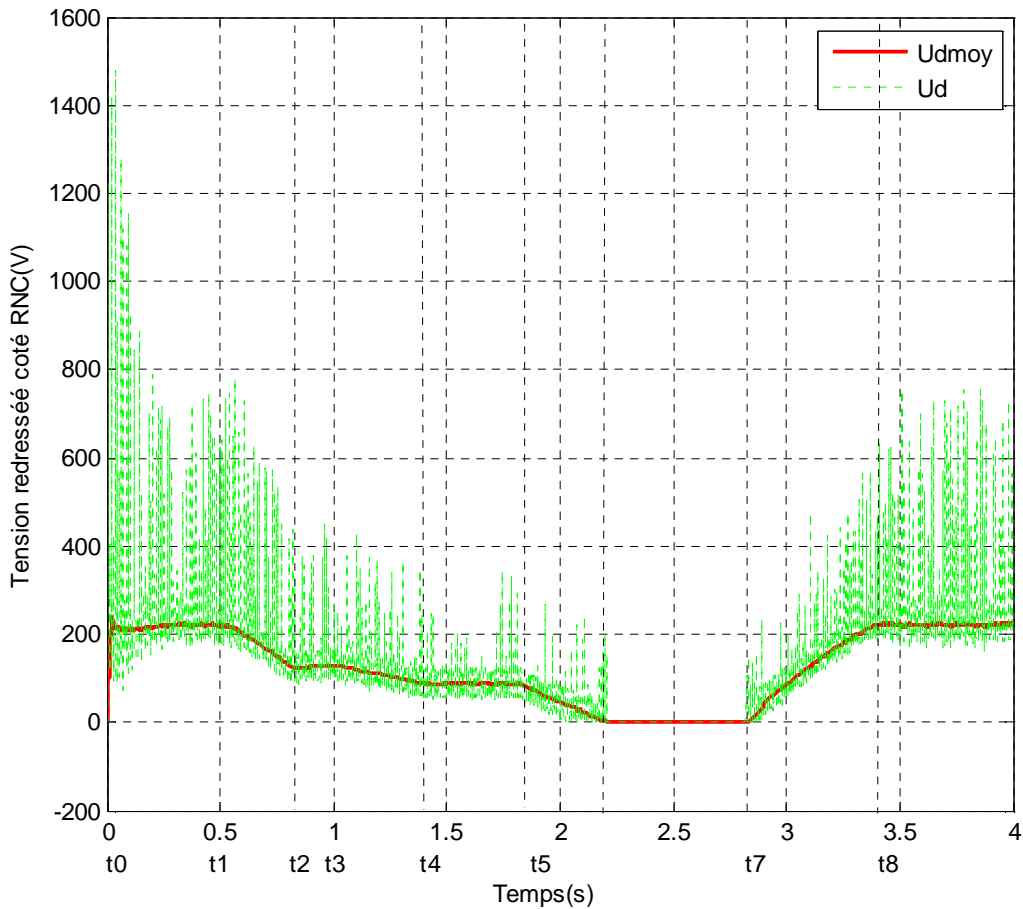
FigIII.28 : Allure des couples électromagnétiques en fonction de la vitesse de la commande 2 et 3.

Au démarrage, le couple marque de fortes ondulations, qui s'atténuent progressivement à mesure que la vitesse augmente. À partir de  $t_1=0,5s$ , le couple atteint la valeur nominale du couple de charge qui est de 20Nm. A partir de cet instant, l'angle d'amorçage varie de  $150^\circ$  à  $120^\circ$ , la vitesse augmente, le couple subit un nouveau régime transitoire, mais cette fois ci, il est d'amplitude moins élevée par rapport à celui marqué pour la commande 2, puis regagne la valeur de 20Nm. Les mêmes phénomènes se répètent à  $t_3=1s$  et à  $t_5=1,8s$ .

A partir de  $t_7=2,8s$ , l'angle d'amorçage augmente de  $90^\circ$  à  $150^\circ$ , le couple chute de 20Nm jusqu'à 7Nm puis remonte lentement vers sa valeur nominale à mesure que la vitesse diminue pour atteindre une valeur très faible  $N=650tr/mn$ .

On voit clairement que les pointes du couple sont fortement atténuées dans la commande 3, contrairement à la commande 2. On remarque aussi que le couple ne s'annule jamais.

**G) Evolution de la tension redressée coté redresseur non commandé:**



*Fig III.29 : allure de la tension redressée coté redresseur non commandé de la commande*

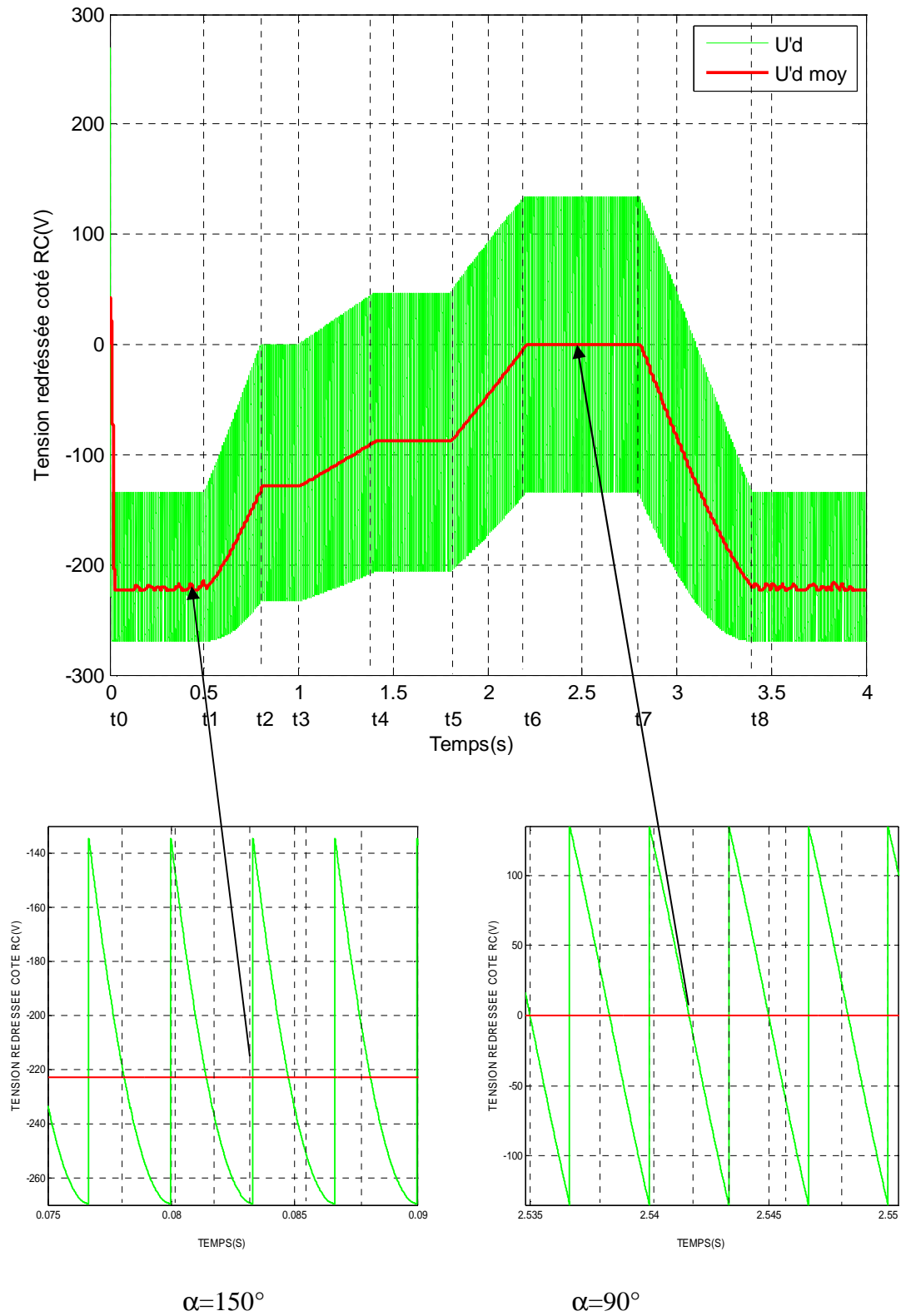
3

Au démarrage, la tension redressée moyenne se stabilise autour de 220V. A partir de  $t_1=0,5s$ , cette tension chute sous l'effet de la nouvelle valeur de l'angle de retard à l'amorçage et se stabilise autour de 129V. Le même phénomène se répète à  $t_3=1s$  et à  $t_5=1,8s$ , seulement, cette fois la tension chute pour atteindre une valeur carrément nulle et se maintient jusqu'à  $t_7$ .

A partir de  $t_7=2,8s$ , la commande reprend la première valeur de  $\alpha=150^\circ$ , la tension grimpe de nouveau, puis regagne la valeur enregistrée au démarrage.

On remarque que les variations des tensions lors des changements de l'angle du retard à l'amorçage sont devenues moins brutales.

**H) Evolution de la tension redressée coté redresseur commandé:**



*FigIII.30 : Allure et zoom de la tension redressée coté redresseur commande de la commande 3.*

Au démarrage, la valeur moyenne de la tension redressée chute brutalement jusqu'à - 220V, et elle reste stable autour de cette valeur jusqu'à  $t_1=0.5s$ . A partir de cet instant,  $\alpha$  diminue de  $150^\circ$  à  $120^\circ$ , la tension grimpe lentement pour se stabiliser autour de -128V, et elle reste constante jusqu'à  $t_3=1s$ . Le même phénomène se répète à partir de  $t_3$  et  $t_5$ , or à  $t_6=2.2s$ , la valeur moyenne de la tension redressée s'annule car  $\alpha$  prend la valeur de  $90^\circ$ . A partir de  $t_7=2.8s$ ,  $\alpha$  augmente de  $90^\circ$  à  $150^\circ$ , la tension moyenne diminue pour atteindre à la fin sa valeur initiale.

### III.8 CONCLUSION :

Au cours de ce chapitre, on a pu observer que la tension redressée à la sortie du redresseur non commandé n'est pas constante, car cette tension dépend de la tension aux bornes du rotor, qui est de sa part, liée à celle du stator par le rapport de transformation du moteur « m » et du glissement « g » imposé par la variation de la vitesse de rotation. L'allure de la tension redressée, présente des ondulations de formes non homogènes, et de différentes amplitudes dans la même phase de fonctionnement, car la fréquence de la tension rotorique est fonction du glissement et qui ne peut pas avoir de valeurs stables et constantes.

L'allure de la tension redressée coté redresseur commandé, montre clairement des ondulations de formes bien définies, homogènes et ne varient que lorsque l'angle de retard à l'amorçage change de valeur, donc y dépend exclusivement.

Les valeurs moyennes des tensions redressées des deux cotés du circuit continu varient simultanément. Si on raisonne en termes de valeur absolue les deux tensions marquent quasiment les mêmes valeurs, mais si on prend en compte les polarités, on voit qu'elles varient en sens inverse, c'est-à-dire, quand une tension atteint une valeur quelconque, l'autre atteint la même valeur mais de signe contraire, et elles s'annulent toutes les deux au même temps.

La simulation de la « commande 1 » nous a permis de constater que la variation de la vitesse du moteur asynchrone est possible par simple variation de l'angle de retard à l'amorçage «  $\alpha$  ». L'inconvénient de cette première commande est d'abord le fort appel au courant nécessaire pour le démarrage du moteur asynchrone, puis l'autre est enregistré lors de l'augmentation brutale de la vitesse. Pour palier à ces problèmes, on s'est proposé de simuler une deuxième commande.

Effectivement, grâce à la « commande 2 », on a pu réduire l'appel du courant au démarrage du moteur asynchrone. Malheureusement les pics du courant et du couple persistent toujours. Et pour y remédier, on a proposé une troisième commande.

Les résultats de la « commande 3 » montrent clairement des changements sur l'allure des différentes grandeurs. On a constaté que les pointes vues au niveau des courants statoriques et rotoriques, et au niveau du couple électromagnétique sont atténuées d'une manière considérable. Ainsi que la marge de variation du couple en fonction de la vitesse.

En perspective, il est intéressant de faire le bilan énergétique de cette méthode et évaluer son rendement afin de le comparé avec celui de la méthode de réglage de la vitesse par le hacheur rotorique.

## CONCLUSION GENERALE:

Le travail que nous avons mené dans ce mémoire consisté en l'étude par simulation d'une méthode de réglage de vitesse des moteurs asynchrones à bagues. Cette méthode repose sur la variation du glissement et à fréquence d'alimentation constante, en l'occurrence la méthode dite cascade hyposynchrone.

Cette dernière est une amélioration de la méthode de réglage de vitesse par variation des résistances rotoriques. En effet la puissance rotorique dite aussi puissance de glissement est dissipée dans les résistances est perdue sous forme d'effet Joule. La cascade hyposynchrone permet de récupérer cette énergie et la renvoyer au réseau. D'autant plus que la puissance absorbé du réseau est importante, la puissance de glissement récupérée sera considérable, d'où la nécessité de cette méthode. Si non, si la machine est de faible puissance, cette méthode n'est pas vraiment intéressante.

En plus de la récupération de l'énergie de glissement, elle vient s'ajouter la possibilité de varier le glissement du moteur asynchrone par simple action sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors du redresseur commandé. Pour des raisons de sureté du fonctionnement du redresseur commandé, le retard à l'amorçage est limiter pratiquement à  $150^\circ$ , or ceci affecte directement le facteur de puissance ainsi que le rendement de la cascade. C'est pour cela que cette méthode est intéressante quand on peut se contenté d'une variation de vitesse réduite. Malgré le développement des méthodes plus sophistiquées pour la variation de vitesse des moteurs asynchrones, cette méthode et d'autres méthodes classiques n'ont jamais disparu de la scène industrielle. La commande en boucle ouverte de réglage de la vitesse du moteur asynchrone par la cascade hyposynchrone présente bien évidemment beaucoup d'avantages. A titre d'exemple on peut citer ; la maniabilité ainsi que la possibilité d'avoir l'importe quelle valeur de la vitesse de rotation désirée, la possibilité d'atténuer les pointes de courants dans le stator ainsi que dans le rotor en phases de démarrages qui constitue une sorte de protection pour le moteur et pour l'installation en générale. Néanmoins, la commande en boucle ouverte nécessite l'intervention d'un operateur à chaque manoeuvre. Or, dans la plupart des applications, les changements de vitesse sont fréquents et inattendues, par exemple, les grande pompes qui alimentes directement la ville de Schtuttgart avec de l'eau du lac de « Constance ». La quantité d'eau pompée est proportionnelle à celle consommée par les clients qui est variable tous le temps, d'où la nécessité d'une commande plus adéquate à se mode de fonctionnement.

En perspective, il est intéressant d'étudie en boucle fermé, le comportement de la cascade hyposynchrone. Et éventuellement, faire un bilan d'énergie de la cascade afin de quantifier ses avantages par apport au réglage avec hacheur rotorique.

Pour finir, nous espérons que ce modeste travail, contribuera à une meilleure compréhension du thème traité, et qui sera un enrichissement de plus pour les promotions à venir.

## **Référence bibliographique :**

- [1]-. Théodor wildi . Electrotechnique avec la collaboration de GILBERT SYBILLE ( édition-) Edition ; DeBoeck Université.
- [2]- B.K Singh and K.B Naik. Proceeding of the international multi conference of Engineers and computer scientiste 2009 Vol II, IMECS 2009, March 18-20-2009, Hong Kong.
- [3]- Bernard DE FORNEL. Technique de l'Ingénieur, D 3620, Machine Asynchrone- Alimentation et caractéristiques.
- [4]-Frank Weinbessinger. L'alimentation électrique pour les moteurs asynchrones. White paper 07/2010.
- [5] Guy Chateigner, Michel Boes, Daniel Bouix, Jacques Vaillant, Daniel Verkindère. Manuel de génie électrique. Edition DUNOD.
- [6] Jacques Laroche. Electronique de puissance-Convertisseurs. Cours et exercices corrigés. Edition DUNOD.
- [7]Hocine Ferhat, Hocine Samir, Si Ahmed Abderrahmane. Mémoire de fin d'études, Promotion 2012/2013, Département Electrotechnique,« UMMTO». Réglage de vitesse en boucle ouverte d'un moteur à induction à bagues par hacheur rotorique.
- [8] Jean Bonal « Entrainements électriques à vitesse variable. Volume1 ». Edition Lavoisier Tec & Doc 1997.