

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D' INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D' ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER PROFESSIONNEL

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : **Electrotechnique industrielle**

Présenté par

M^r. MEHALLA Malek

M^{me}. HAMOUCHI Nadia

Thème

Calcul des caractéristiques de la cascade hyposynchrone

Mémoire soutenu publiquement le 29/09/2014 devant le jury composé de :

M^r OTMANE-CHRIF Tahar

Maitre de Conférence Classe A, UMMTO, Président

M^r HARMIM Said

Maitre de Conférence Classe B, UMMTO, Rapporteur

M^r SEDDIKI Hamid

Maitre de Conférence Classe A, UMMTO, Examineur

M^r BECHOUCHE Ali

Maitre de conférence Classe B, UMMTO, Examineur

REMERCIEMENT

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre promoteur **M^r 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 du 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 :

- Mehalla Malek
- Hamouchi Nadia

Dédicace

Je dédie ce travail

A mes très chers parents qui ont fait tant de sacrifices pour ma réussite, leurs encouragements m'ont donné la force d'accomplir ce travail, que Dieu les gardes heureux à jamais,

A mes chères sœurs et frères,

A toute la famille Hamouchi

A mon cher mari Talhi Massinissa

Et toute sa famille

A tous mes amis et collègues

Nadia Hamouchi

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chers parents

A toutes ma famille

A tous mes amis

Malek

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE

Au fil du temps, les moteurs asynchrones sont devenus de plus en plus utilisés dans l'industrie en comparaison aux moteurs à courant continu et synchrone pour diverses utilisations. Les machines à induction, comme tous les autres types des machines électriques, transforment l'énergie électrique en énergie mécanique et vice-versa. Cette transformation fait intervenir des aspects électriques, électromagnétiques, thermiques, mécaniques et acoustiques. Pour chacun de ces phénomènes physiques, il existe autant de modèles mathématiques destinés à des applications données. Ces derniers modèles se retrouvent couplés par différentes grandeurs physiques. Ainsi, le fonctionnement des machines à induction n'est correctement décrit que par l'examen simultané de tous les phénomènes cités, ce qui n'est pas un problème facile à résoudre.

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit donne au moteur à induction un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure, et de ce fait, sa commande pose un problème théorique pour les automaticiens. Aussi, ce qui complique ce modèle, c'est le fait que les paramètres du moteur qui peuvent varier avec le temps (avec la température par exemple).

La commande de la vitesse de la machine asynchrone est obtenue par la variation du glissement ou de la fréquence. Il est donc possible de régler la vitesse de la machine asynchrone à bagues par la variation du glissement en agissant sur la puissance prélevée entre ces bagues.

Une des premières applications industrielles pour faire varier la vitesse de la machine asynchrone utilise l'enchaînement réseau, machine asynchrone, redresseur, et onduleur non autonome est appelée la cascade hyposynchrone. Ce principe nécessite un moteur à rotor bobiné, débitant dans un onduleur non autonome à l'intermédiaire d'un pont de redressement. On modifie la caractéristique de la machine en agissant sur les courants rotoriques et on fait ainsi varier la vitesse. Ce montage est encore utilisé industriellement.

La nécessité des convertisseurs statiques est justifiée par le fait que : Le redresseur a pour rôle de redresser les tensions triphasées, et l'onduleur non autonome (conversion de fréquence) se charge de faire une conversion de tension et de fréquence. Il nous faut un modèle de la machine asynchrone qui permet de simuler son fonctionnement en régime transitoire et qui permet de faire une commande suivant un schéma.

Dans le premier chapitre, nous rappelons quelques principes de bases de la machine asynchrone sous forme de généralités sur leur constitution et leur fonctionnement.

Le second chapitre sera consacré sur l'étude des redresseurs en pont de Greatz à six diodes et à six thyristors suivi par l'expression de quelques grandeurs à savoir les tensions et les courants.

Dans le troisième chapitre, on développe la commande de la machine asynchrone par la cascade hyposynchrone, en donnant le calcul des équations de performance en utilisant la programmation sous MATLAB.

Chapitre I

Généralités sur la machine asynchrone

I.1 Introduction :

Dans ce chapitre, nous rappelons brièvement quelques concepts de base de la machine asynchrone, notamment ses différentes caractéristiques, sa constitution, son principe de fonctionnement, sa notion de glissement, enfin nous présentons les équations de fonctionnement de notre machine en régime permanent qui nous permettent de les représenter par un schéma équivalent et de ce fait, établir l'expression du couple électromagnétique. Nous verrons l'influence de certains paramètres comme la résistance rotorique, la tension d'alimentation, la fréquence et le nombre de paires de pôles sur la caractéristique mécanique.

I.2 Définition :

Le moteur asynchrone est une machine à courant alternatif qui ne possède pas de connexion entre le stator et le rotor. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse du rotor est différente de la pulsation des courants du stator.

I.3 Différentes caractéristiques de la machine asynchrone :

- ❖ Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme :

$$\Omega_s = \frac{W}{p} \quad (I-1)$$

Ω : vitesse synchrone de rotation du champ tournant en *rad/s*.

W : Pulsation des courants alternatifs en *rad/s*

$$W = 2\pi f \quad (I-2)$$

p : Nombre de paires de pôles.

- ❖ Le rotor n'est relié à aucune alimentation. Il tourne à la vitesse de rotation Ω .
- ❖ Des courants induits circulent dans le rotor.
- ❖ L'entrefer est l'espace entre le stator et le rotor
- ❖ Glissement.

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

On dit que le rotor glisse par rapport au champ tournant.

Ce glissement g va dépendre de la charge.

I.4 Constitution de la machine asynchrone :

Elle comporte deux pièces principales à champ tournant l'une est fixe relié au réseau (le stator), l'autre mobile (le rotor), entre ces deux un entrefer permet le mouvement rotatif. La figure ci-dessous montre les différentes parties constituant un moteur asynchrone à rotor bobiné :

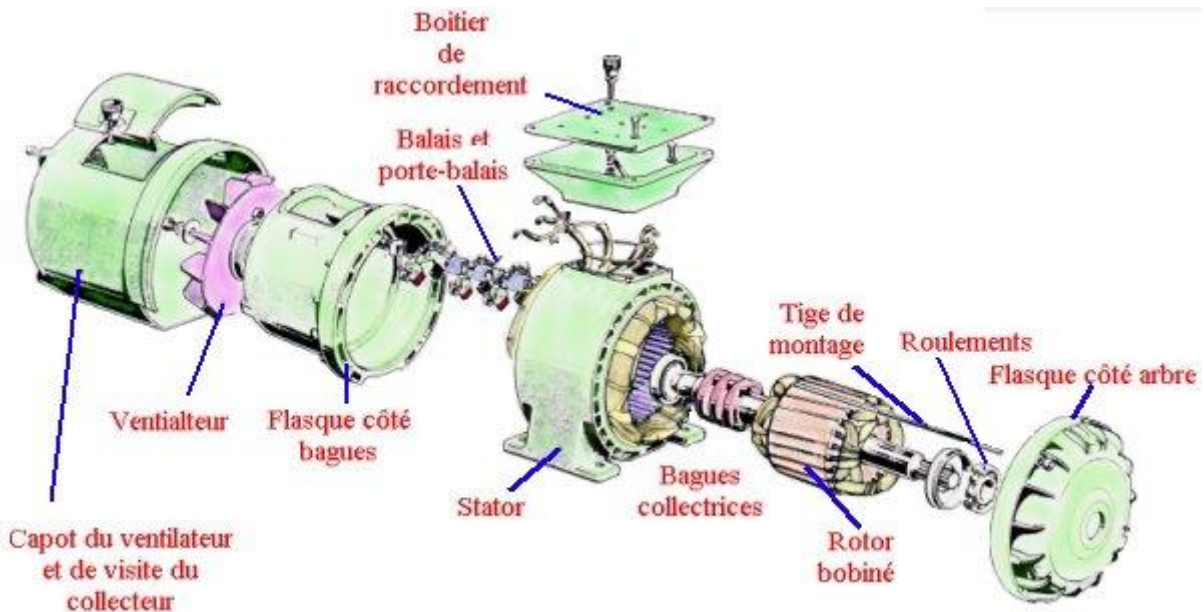


Figure I-1 : Eclaté d'un moteur asynchrone à bagues.[2]

I.4.1 Le stator :

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

I.4.2 L'entrefer :

Cette partie amagnétique (c'est de l'air) est d'épaisseur la plus faible que possible (de l'ordre d'un millimètre), elle permet le mouvement du rotor par rapport au stator.

I.4.3 Le rotor :

C'est la partie mobile du moteur, il est placé à l'intérieur du stator et constitué d'un empilage de tôles magnétiques poinçonnées à leurs périphéries extérieures pour former les encoches destinées à recevoir les conducteurs. Le rotor n'est lié électriquement à aucune source d'énergie, il tourne à une vitesse inférieure à celle du champ tournant. [1]

On distingue deux types de rotors : le rotor a cage d'écureuil et le rotor bobiné.

I.4.3.1 Le rotor bobiné (à bague) :

Les enroulements rotoriques sont localisés dans les encoches situées à la périphérie du rotor. Ces enroulements sont bobinés de manière à obtenir un enroulement triphasé à « p » paire de pôles. Les bobinages rotoriques sont toujours couplés en étoile, et les trois bornes accessibles sont reliées à la carcasse du stator à l'aide d'un système constitué de trois bagues tournantes et de trois balais fixes. [2]

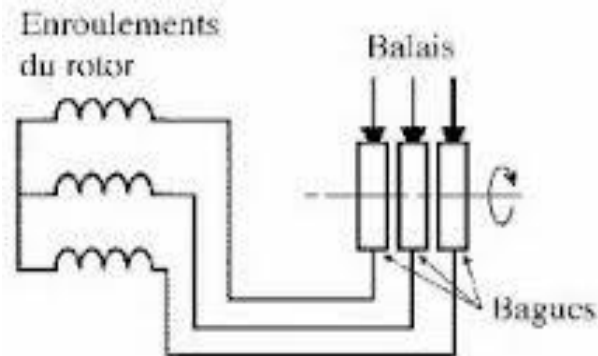


Figure I-2 : Schéma de principe d'un moteur à bagues. [2]

I.4.3.2 Le rotor à cage d'écureuil :

La grande majorité des moteurs sont à cage. Dans chaque encoche rotorique est placée une barre. Ces barres sont en cuivre pour les moteurs de forte puissance, et en alliage d'aluminium pour les machines de faible et moyenne puissance.

Elles sont réunies à chaque extrémité du rotor par des anneaux réalisant le court-circuit. L'ensemble ressemble à une cage d'écureuil. [2]

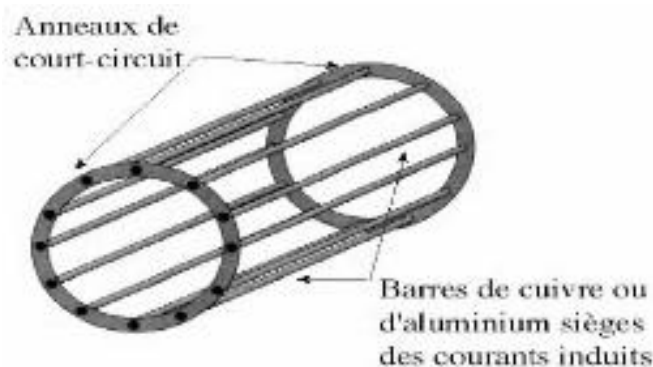


Figure I -3 : Rotor à cage d'écureuil. [2]

I.5 Principe de Fonctionnement :

L'alimentation des bobinages statorique par des courants triphasés de pulsation w_s , provoque l'apparition d'un champ tournant à la vitesse $N_s = \frac{w_s}{p}$ tel que p est le nombre de paires de pôles au stator. Ce champ induit dans les bobinages du rotor des forces électromotrices (F.E.M) suivant la loi de Lenz, Ces (F.E.M) produisent au rotor des courants induits, l'action du champ tournant sur ces courants crée le couple moteur, ce dernier tend à réduire la cause qui a donné naissance aux courants, c'est-à-dire la rotation relative du champ par rapport au rotor. Le rotor va donc avoir tendance à suivre ce champ. Ce dernier tourne à une vitesse N inférieure à la vitesse du synchronisme N_s . On dit dans ce cas que le rotor glisse par rapport au champ tournant.[2]

I.6 Notion de Glissement :

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

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (I-3)$$

n_s : vitesse de rotation de synchronisme du champ tournant (tr/s)

n : vitesse de rotation du rotor (tr/s)

$$\Omega_s = 2\pi n_s \quad \text{Et} \quad \Omega = 2\pi n \quad (I-4)$$

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

(1 - g) Est le rapport entre les grandeurs du rotor et celle du stator :

$$1 - g = \frac{N}{N_s} = \frac{\Omega}{\Omega_s} = \frac{f}{f_s} = \frac{p \cdot \Omega}{w_s} \quad (I-5)$$

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

$$\Omega = \frac{w_s}{p} (1-g) \quad (I-6)$$

I.7 Couplage des moteurs asynchrones :

La plaque à bornes située au niveau de la carcasse statorique et qui comporte 3 enroulements identiques sers à brancher le moteur au réseau et au couplage des enroulements statoriques.[4]



Figure I.4 : Plaque à borne d'un moteur asynchrone

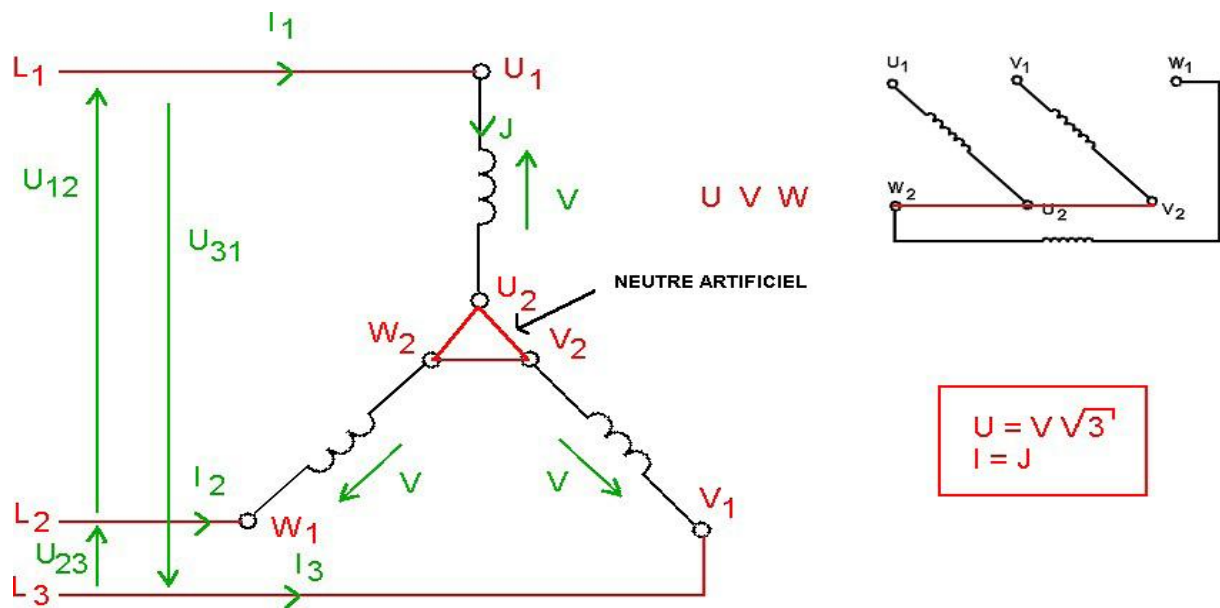
Le choix des couplages étoile ou triangle dépend :

- Des tensions du réseau.
- Des indications portées sur la plaque signalétique du moteur qui donne les conditions normales de fonctionnement (valeur nominales).

I.7.1 Tensions et couplages :

- tension entre phases (composée) : U
- tension simple : V
- courant en ligne : I
- courant dans les enroulements : J

I.7.1.1 Etoile :



I.7.1.2 Triangle :

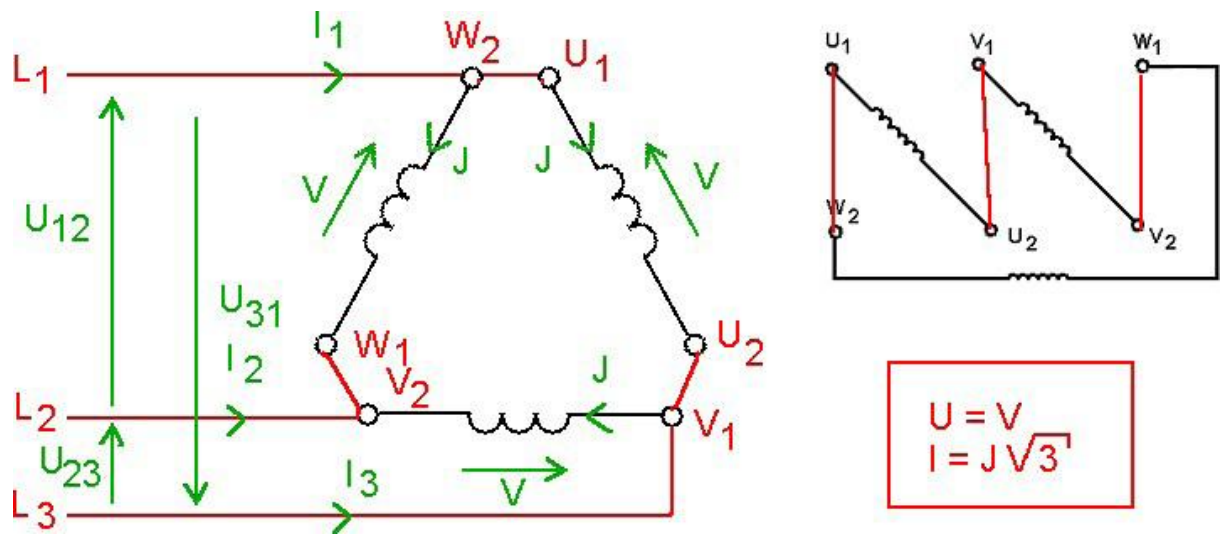


Figure I-5 : Modes de couplages de la machine asynchrone[5]

I.8 Equations de la machine asynchrone :

Les équations régissant le comportement magnéto-électrique d'une machine asynchrone triphasé dans tous ces modes de fonctionnement sont similaires aux équations du transformateur triphasé. D'onc en déduit, que leurs schéma équivalent par phase sont identiques.

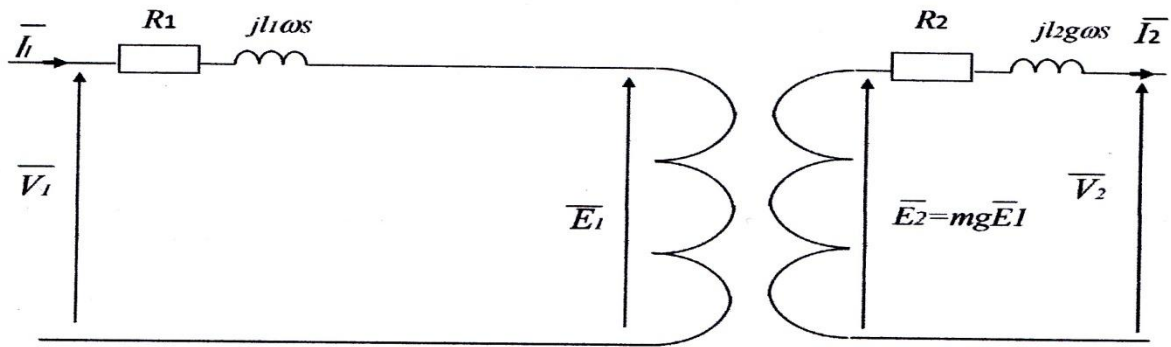


Figure I-6 : Schéma équivalent par phase d'une machine asynchrone. [2]

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 parallèle X_m).

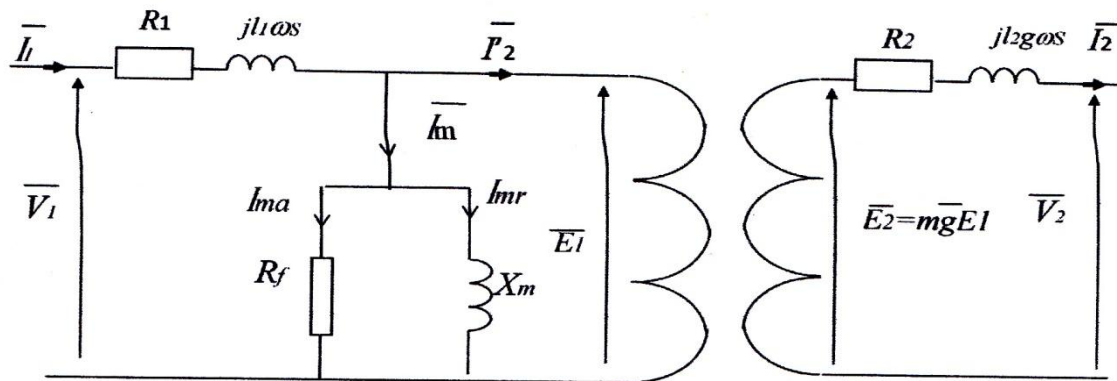


Figure I-7 : Schéma équivalent par phase d'une machine asynchrone avec pris en compte de l'entrefer. [2]

I.8.1 Equations d'une phase statorique :

- Au stator, ϕ_e crée une F.E.M E_1 de pulsation ω_s qui, avec les chutes de tension dans la résistance statorique R_1 et l'inductance statorique l_1 équilibre la tension appliquée. On peut écrire E_1 comme suit :

$$\bar{E}_1 = \pi\sqrt{2} K_{b1} N_1 f_s \phi_e = 4,44K_{b1} N_1 f_s \phi_e \quad (I-7)$$

Avec :

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

N_1 : Nombre de paires d'une phase au stator.

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

$$\bar{V}_1 = R_1 \bar{I}_1 + jL_1 \omega_s \bar{I}_1 + \bar{E}_1 \quad (I-8)$$

R_1 : Résistance d'un enroulement du stator.

L_1 : Inductance de fuite de cet enroulement.

I.8.2 Equations d'une phase rotorique :

- **Au rotor**, ϕ_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 :

$$\bar{E}_2 = \pi\sqrt{2} K_{b2} N_2 f_s \phi_e = 4,44K_{b2} N_2 g f_s \phi_e \quad (I-9)$$

Avec :

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

N_2 : Nombre de paires d'une phase au rotor.

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

$$\bar{V}_2 = R_2 \bar{I}_2 + jL_2 g \omega_s \bar{I}_2 + \bar{E}_2 \quad (I-10)$$

R_2 : Résistance d'un enroulement du rotor.

L_2 : Inductance de fuite de cet enroulement.

Relation entre \bar{E}_1 et \bar{E}_2

Si on fait le rapport des F.E.M \bar{E}_1 et F.E.M \bar{E}_2 on obtient l'expression suivante

$$\frac{\bar{E}_2}{\bar{E}_1} = \frac{4,44K_{b2} N_2 g f_s \phi_e}{4,44K_{b1} N_1 f_s \phi_e} = \frac{gN_{b2}N_2}{K_{b1}N_1} = mg$$

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

$$\bar{E}_2 = mg\bar{E}_1 \tag{I-11}$$

I.8.3 schéma équivalent ramené au stator :

I.8.3.1 Rotor court-circuité:

Donc $\bar{V}_2=0$

On aura: $\bar{E}_2 = R_2\bar{I}_2 + jL_2 g w_s\bar{I}_2$ (I-12)

Comme : $\bar{E}_2 = mg\bar{E}_1$ et $\bar{I}_2 = m\bar{I}_1$

En remplace \bar{E}_2 et \bar{I}_2 dans (I-12)

$$mg\bar{E}_1 = (R_2 jL_2 g W_s) \frac{\bar{I}_2}{m}$$

$$\bar{E}_1 = \left(\frac{R_2}{m^2g} + j\frac{l_2W_s}{m^2}\right) \bar{I}_2$$

On pose $R'_2 = \frac{R_2}{m^2}$ et $X'_2 = \frac{l_2W_s}{m^2}$

$$\bar{E}_1 = \frac{R'_2}{g}\bar{I}_2 + jX'_2 \bar{I}_2 \tag{I-13}$$

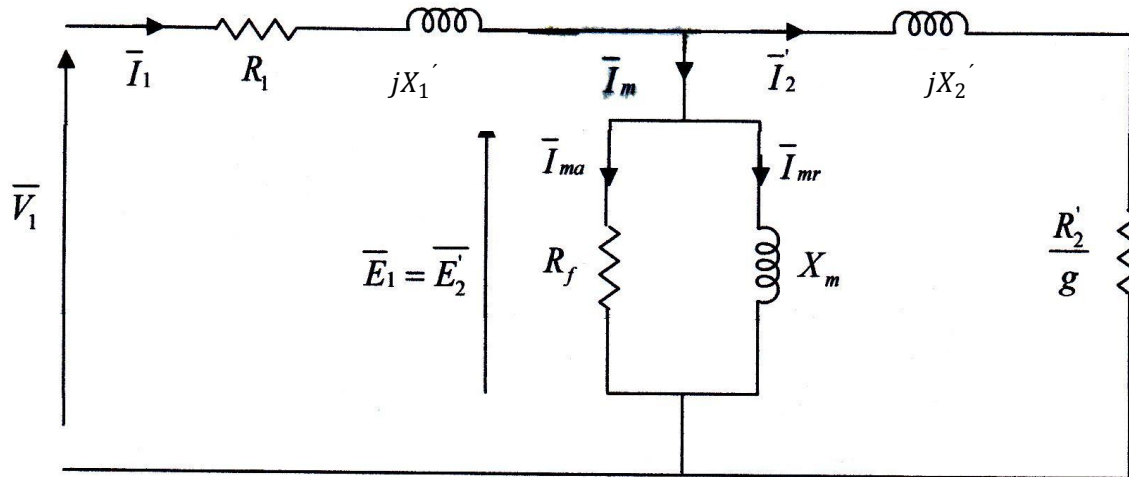


Figure I-8 : schéma équivalent ramené au stator.[2]

I.8.4 Schéma équivalent ramené au rotor :

On a:

$$\bar{V}_1 = R_1 \bar{I}_2 + jX_1 \bar{I}_2 + \bar{E}_1$$

$$\bar{E}_2 = R_2 \bar{I}_2 + jX_2 \bar{I}_2 + \bar{V}_2$$

Comme : $\bar{E}_2 = mg\bar{E}_1$ et $\bar{I}_2 = m\bar{I}_2$

De (I-14) on a : $\bar{V}_1 = R_1 m \bar{I}_2 + jX_1 m \bar{I}_2 + \frac{\bar{E}_2}{mg}$

$$mg\bar{V}_1 = R_1 m^2 g \bar{I}_2 + jm^2 g X_1 \bar{I}_2 + \bar{E}_2$$

$$mg\bar{V}_1 = R_1 m^2 g \bar{I}_2 + jm^2 g X_1 \bar{I}_2 + R_2 \bar{I}_2 + jX_2 \bar{I}_2 + \bar{V}_2 \tag{I-14}$$

On pose : $\bar{R}_1 = R_1 m^2$ et $\bar{X}_1 = m^2 X_1$

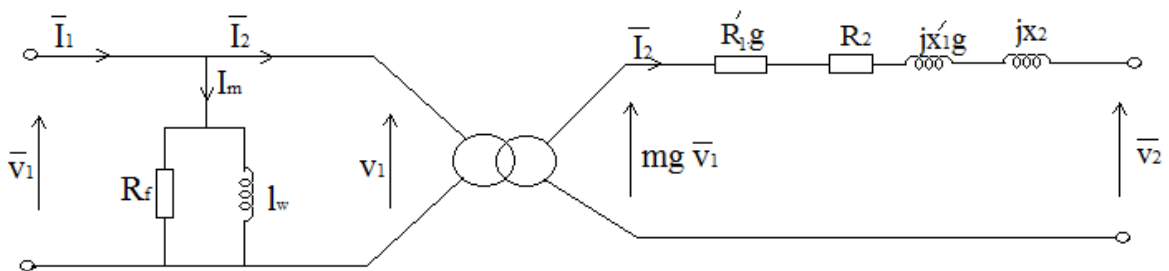


Figure I-9 : schéma équivalent ramené au rotor[2]

I.9 Etude du couple électromagnétique :

I.9.1 Etude littérale du couple de T_e :

Le couple électromagnétique c'est le quotient de la puissance électromagnétique par la vitesse de synchronisme. Son expression est donné par :

$$T_e = \frac{P_e}{\Omega_s} = \frac{R'_2 I_2^2}{g \Omega_s} \tag{I-15}$$

A partir du schéma équivalent simplifié (I-8), on aura :

$$\bar{I}_2 = \frac{\bar{V}_1}{(R_1 + \frac{R'_2}{g}) + j(X_1 + X'_2)} \tag{I-16}$$

$$I_2 = \frac{V_1}{\sqrt{(R_1 + \frac{R'_2}{g})^2 + L^2 W_s^2}}$$

Avec :

$$X_1 = L_1 W_s$$

$$X'_2 = L'_2 W_s$$

$$L W_s = L_1 W_s + L'_2 W_s$$

En remplace I_2 dans l'expression on trouve :

$$T_e = \frac{3R'_2 I_2^2}{g \Omega_s} = \frac{3R'_2 V_1^2}{g \Omega_s} \cdot \frac{1}{[(R_1 + \frac{R'_2}{g})^2 + L^2 W_s^2]}$$

$$T_e = \frac{3R'_2 V_1^2}{g \Omega_s} \cdot \frac{g^2}{[(gR_1 + R'_2)^2 + g^2 L^2 W_s^2]}$$

$$T_e = \frac{3R'_2 V_1^2}{g \Omega_s} \cdot \frac{g^2}{[(gR_1 + R'_2)^2 + g^2 L^2 W_s^2]} \tag{I-17}$$

I.9.2 Le couple de démarrage :

Au démarrage, la vitesse de rotation du rotor $N = 0$, ce qui donne un glissement

$g = \frac{N_s - N}{N_s} = 1$. Donc, le couple de démarrage est obtenu pour un glissement $g = 1$, d'où :

$$T_e = \frac{3R'_2 V_1^2}{\Omega_s} \cdot \frac{1}{[(R_1 + R'_2)^2 + L^2 W_s^2]} \tag{I-18}$$

I.10 Caractéristiques mécanique :

Ce sont les courbes qui donnent le couple électromagnétique en fonction du glissement ou de la vitesse de rotation. On représente la caractéristique $T_e = f(g)$, puis on déduit la caractéristique $T_e = f(N)$ sachant que le glissement est une fonction linéaire de la vitesse de rotation.

I.10.1 Caractéristique couple-glissement :

L'expression (I-18) permet de tracer la courbe du couple électromagnétique en fonction du glissement, celui-ci étant compris entre 0 et 1 pour un fonctionnement en moteur :

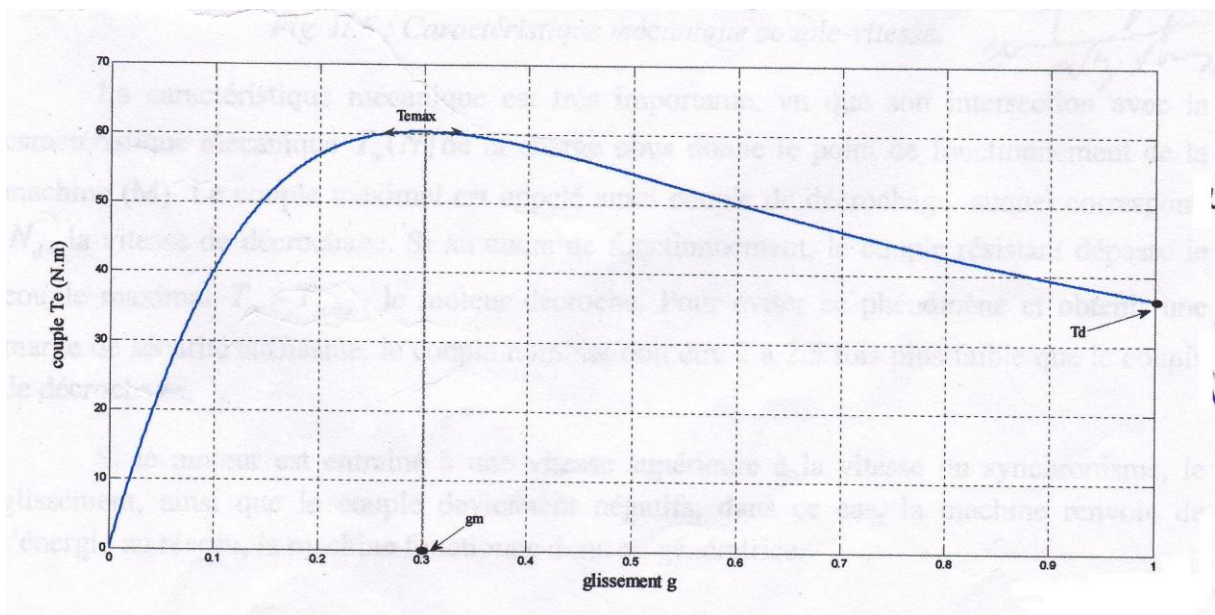


Figure II-9: Caractéristique mécanique couple –glissement.[2]

On constate de cette caractéristique que pour un glissement nul, c'est-à-dire $N = N_s$, le couple électromagnétique est nul. Et pour un glissement $g = 1$, qui correspond au démarrage du moteur, le couple électromagnétique $T_e = T_d$

I.10.2 Caractéristique couple -vitesse :

C'est la courbe donnant le couple électromagnétique en fonction de la vitesse. Sachant que $N = N_s(1 - g)$, cette caractéristique peut être facilement déduite de la caractéristique $T_e = f(g)$ précédente. Nous avons représenté ci-dessous, la caractéristique mécanique d'un moteur asynchrone et la caractéristique de charge avec un couple résistant T_m constant.

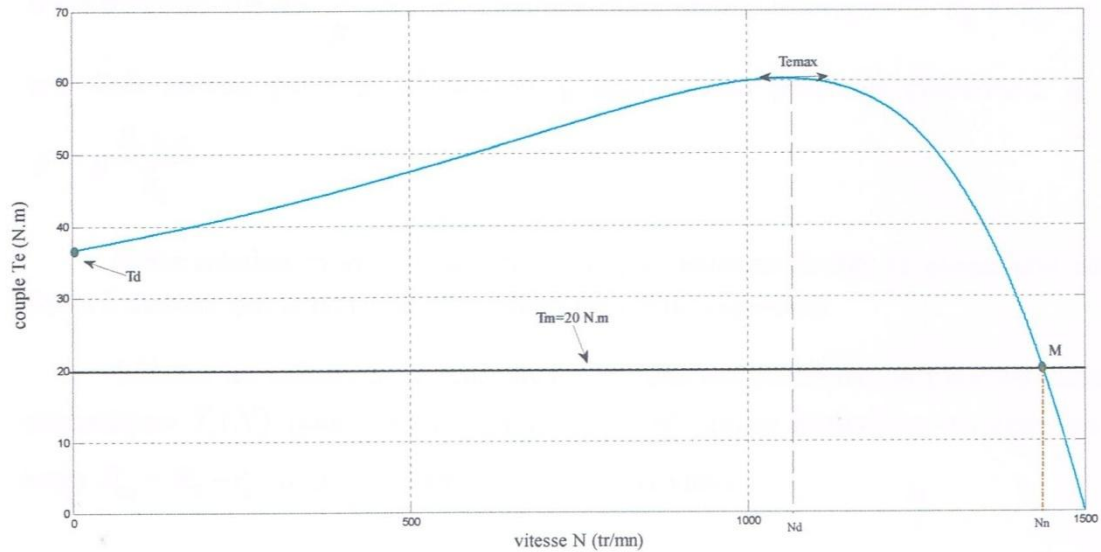


Figure I-10 : Caractéristique mécanique couple -vitesse.[2]

La caractéristique mécanique est très importante, vu que son intersection avec la caractéristique mécanique $T_m(N)$ de la charge nous donne le point de fonctionnement de la machine (M). Le couple maximale est appelé aussi couple de décrochage, auquel correspond N_d , la vitesse de décrochage. Si au cours de fonctionnement, le couple résistant dépasse le couple maximal $T_m > T_{emax}$, le moteur décroche. Pour éviter ce phénomène et obtenir une marge de sécurité suffisante, le couple maximal doit être 2 à 2,5 fois plus faible que le couple de décrochage.

Si le moteur est entraîné à une vitesse supérieure à la vitesse du synchronisme, le glissement, ainsi que le couple deviennent négatifs, dans ce cas, la machine renvoie de l'énergie au réseau, la machine fonctionne en génératrice.

I.10.3 Influence de la résistance rotorique sur la caractéristique mécanique :

Pour un moteur asynchrone à rotor bobiné, on peut insérer entre les bornes rotoriques une résistance rotorique additionnelle r_2 . Pour diverses valeurs de celle-ci, on fait varier la résistance par phase du rotor.

Sachant que l'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$T_e = \frac{3V_1^2}{\Omega_s} \cdot \frac{\frac{\bar{R}_2}{g}}{\left[\left(R_1 + \frac{R_2}{g} \right)^2 + L^2 W_s^2 \right]}$$

Cette expression montre qu'à tension et fréquence constante, T_e n'est fonction que du rapport $\frac{\bar{R}_2}{g}$. Si on augmente la résistance rotorique de \bar{R}_2 à $\bar{R}_2 + r_2$, le couple qui était obtenu pour un glissement g sera obtenu pour un glissement $g' = g \frac{R_2 + R_2}{R_2}$

Cette relation montre comment, à couple résistant donné, le glissement augmente au fur et à mesure que la résistance par phase rotorique augmente.

Suivant les valeurs de la résistance rotorique additionnelle, on trace les caractéristiques mécaniques $T_e(N)$ pour diverses valeurs de la résistance équivalente vu entre les bornes du rotor $R_{eq} = R_2 + r_2$ comme montré sur la figure suivante :

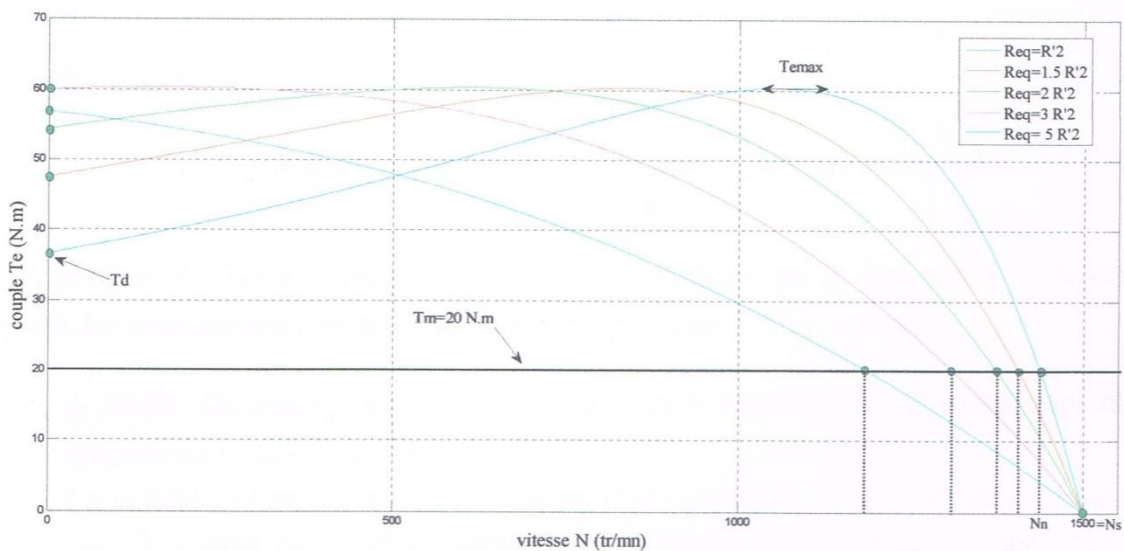


Figure I-11 : Caractéristique couple - vitesse pour différentes valeurs de la résistance rotorique équivalente.[2]

On constate de la figure (I-11), que si on augmente la résistance du rotor sans effectuer aucun autre changement, la courbe du couple en fonction de la vitesse change et se déplace vers la gauche. La vitesse du régime permanent (nominale) décroît, le couple de démarrage augmente jusqu'à atteindre la valeur du couple maximal puis, il commence à diminuer.

On peut conclure qu'une résistance rotorique relativement élevée, donne un bon couple de démarrage. Par contre, en régime nominal, la résistance doit être petite, car la vitesse demeure plus stable lorsque la charge varie, aussi les pertes Joule rotoriques sont moins élevées et le rendement du moteur est meilleur.

I.10.4 Influence de la fréquence sur la caractéristique mécanique :

Ci-dessous, on a relevé la caractéristique mécanique $T_e(N)$ pour différentes fréquences d'alimentation :

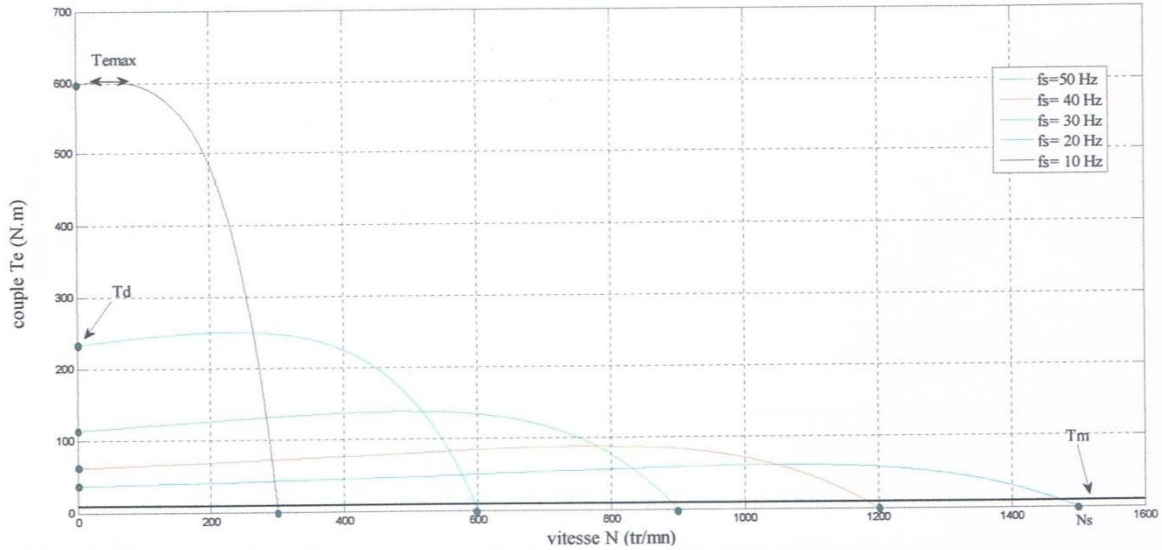


Figure I-12 : Caractéristique couple-vitesse pour différentes fréquences du réseau.[2]

La figure ci-dessus illustre bien l'influence de la fréquence d'alimentation sur la caractéristique mécanique. On remarque qu'en diminuant la fréquence :

- Les différentes caractéristiques ne sont pas concourantes, ce qui implique une modification de la vitesse de synchronisme ainsi que le point de fonctionnement et la vitesse de rotation du moteur.
- Le couple de démarrage augmente.
- Le couple maximale augmente.

On peut noter aussi, qu'à couple résistant constant, la variation de la fréquence offre une marge importante de réglage de la vitesse. Mais ne convient pas au niveau du courant magnétisant qui est trop élevé aux faibles vitesses. En effet, à partir du schéma équivalent simplifié de la figure (1.8) et en négligeant la résistance R_f , on aura :

$$I_m = \frac{V_1}{X_m} = \frac{V_1}{L_m \omega_s} = \frac{V_1}{L_m 2\pi f_s}$$

Quand la fréquence est très faible, le courant magnétisant sera très grand ce qui provoque la saturation du circuit magnétique.

La solution à ce problème, consiste à réduire la tension d'alimentation en même temps que la fréquence, cela est réalisé grâce à une commande appelée : commande à $\frac{V_1}{f_s} = cte$

I.10.5 Influence de nombre de paire de pôles sur la caractéristique mécanique :

La figure suivante représente la caractéristique d'une machine asynchrone pour différentes valeurs de paire de pôles :

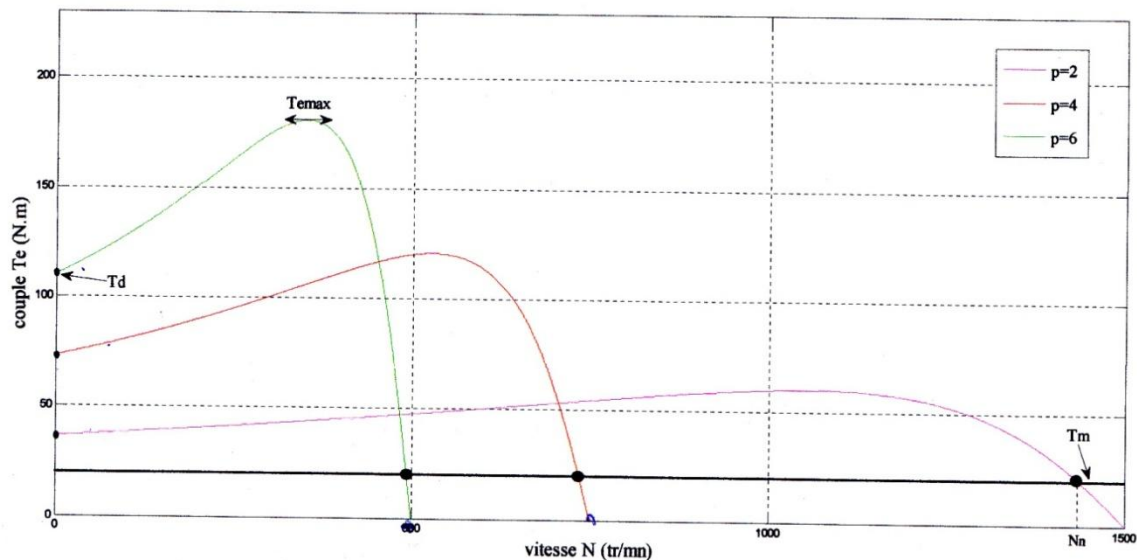


Figure I-13 : Caractéristique couple –vitesse pour différentes valeurs du nombre de paires de pôles.[2]

On remarque à partir de ces caractéristiques que la modification du nombre de paires de pôles de la machine modifie la vitesse de synchronisme. A couple résistant constant, le point de fonctionnement ainsi que la vitesse de rotation seront modifiés. Aussi, en augmentant le nombre de paires de pôles, le couple de démarrage et le couple maximal augmente. Ce mode de réglage offre des possibilités très restreintes de réglage de vitesse, en général deux vitesses.

I.11 Bilan de puissance :

Lorsqu'on alimente un moteur asynchrone, une partie P_{js} de la puissance qu'il reçoit P_a est dissipée sous forme des pertes Joule dans les enroulements du stator et une autre partie P_f est dissipée dans le fer.

Le reste de la puissance est transportée au rotor par induction à travers l'entrefer. Une troisième partie P_{jr} est dissipée par effet Joule dans les enroulements du rotor et ce qui reste c'est la puissance mécanique $P_{méc}$, si on soustrait les pertes $\Delta P_{méc}$ dues aux frottements et ventilation, on obtient P_u la puissance utile fournie à la charge mécanique. Et pour mieux comprendre le cheminement des puissances on donne le diagramme ci-dessous

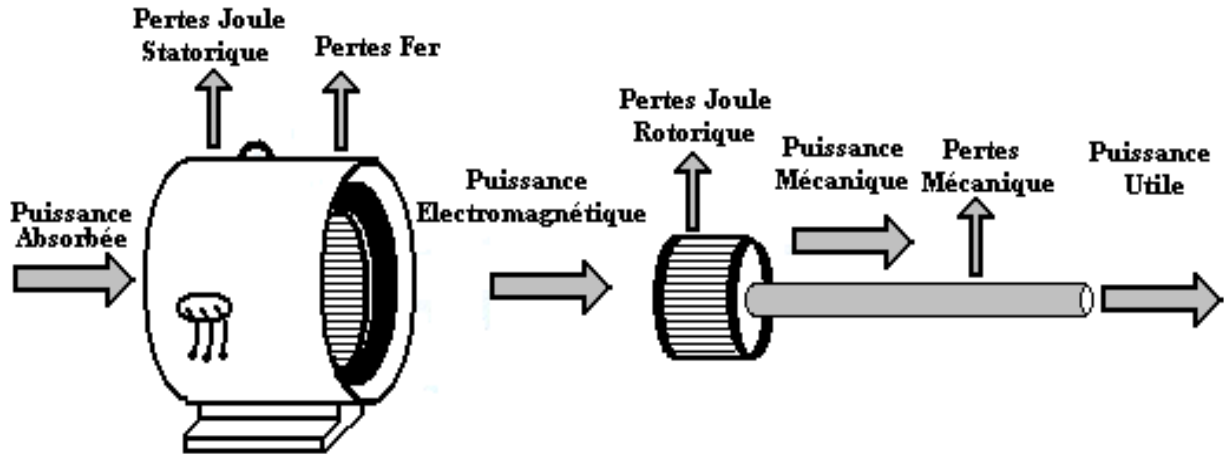


Figure I-14 : Diagramme des puissances.[5]

P_a : Puissance absorbée par le moteur $P_a = \sqrt{3}U_s I_s \cos a$

P_{js} : Pertes Joules statoriques $p_{js} = 3R_s I_s^2$

P_f : Pertes Fer

$P_{ém}$: Puissance électromécanique fournie au rotor $p_{ém} = P_a - P_{js} - P_f = C_{ém} \cdot \Omega_s$

P_{jr} : Pertes joules rotorique $P_{jr} = 3R_s I_s^2 = gp_{ém}$

$P_{méc}$: Puissance mécaniques fournie à l'arbre du rotor $P_{méc} = P_{ém} - P_{jr}$

$\Delta P_{méc}$: Pertes mécaniques

P_u : Puissance utile fournie à la charge $P_u = P_{méc} - \Delta P_{méc}$

η : Rendement du moteur $\eta = \frac{P_u}{P_a} \approx \frac{P_u}{P_u + \sum Pertes}$

I-12 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons rappelé quelques notions relatives à la machine asynchrone, ce qui nous a permis d'avoir une idée globale sur sa constitution, son principe de fonctionnement, ses modes de couplage ainsi que sur la notion du glissement.

Aussi nous avons consacré ce chapitre à la présentation des équations du moteur asynchrone en régime permanent, le schéma équivalent, l'expression du couple électromagnétique et les caractéristiques mécaniques.

Chapitre II

**Rappels sur les redresseurs
commandés et non commandés**

II.1 Introduction :

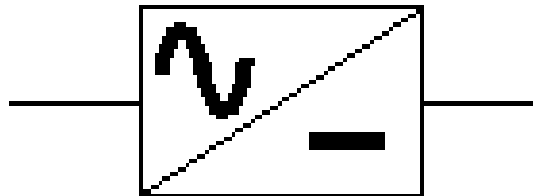
Les montages redresseurs, sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternative- continue. Ils sont alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie.

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.

Les redresseurs à diodes, ou redresseurs non contrôlés, ne permettent pas de faire varier le rapport entre la ou les tensions alternatives d'entrée et la tension continue de sortie. De plus, ils sont irréversibles, c'est-à dire que la puissance ne peut aller que du côté alternatif vers le côté continu.

Les redresseurs à thyristors, ou redresseurs contrôlés, permettent, pour une tension alternative d'entrée fixée, de faire varier la tension continue de sortie. Ils sont de plus réversibles ; lorsqu'ils assurent le transfert de puissance du côté continu vers le côté alternatif, on dit qu'ils fonctionnent en onduleurs non autonomes. [1]

On représente un redresseur par le symbole suivant:



II.1 .1 Redresseur non commandé :

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 (II-15). 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 diode 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 >>.

Donc ;

$$v_1 > v_3 > v_2, D1 \text{ et } D6 \text{ conduisent. } U_d = v_1 - v_2.$$

$$v_1 > v_2 > v_3, D1 \text{ et } D2 \text{ conduisent. } U_d = v_1 - v_3.$$

$$v_2 > v_1 > v_3, D3 \text{ et } D2 \text{ conduisent. } U_d = v_2 - v_3.$$

Etc.....

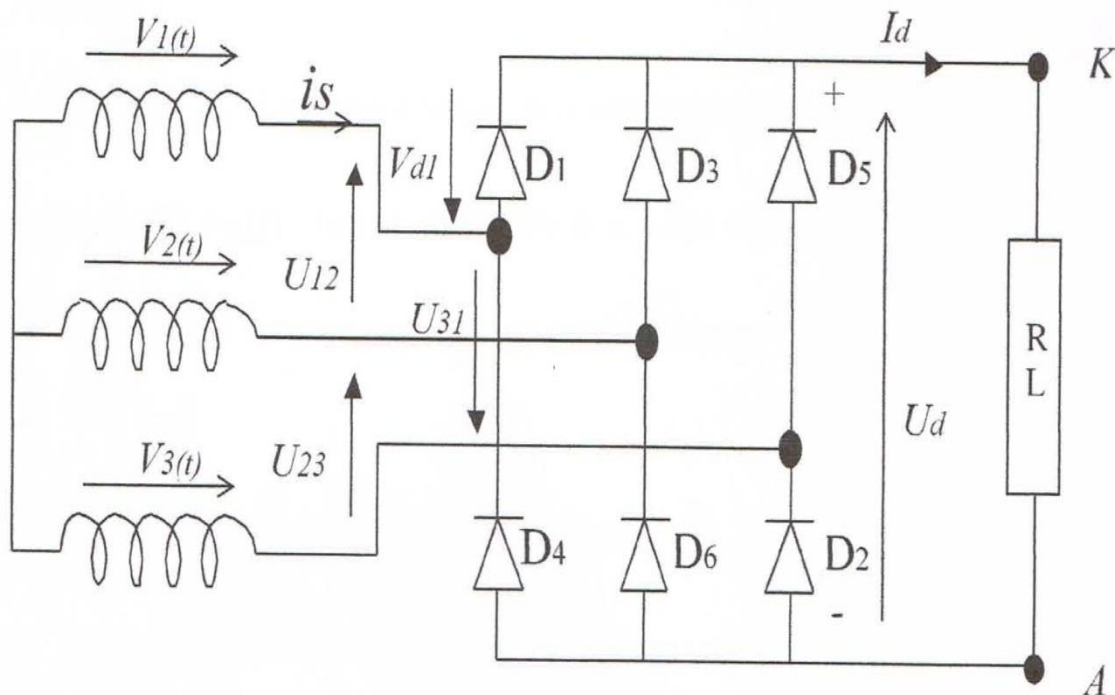


Figure II-15 : Schéma de montage d'un redresseur non commandé.[1]

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

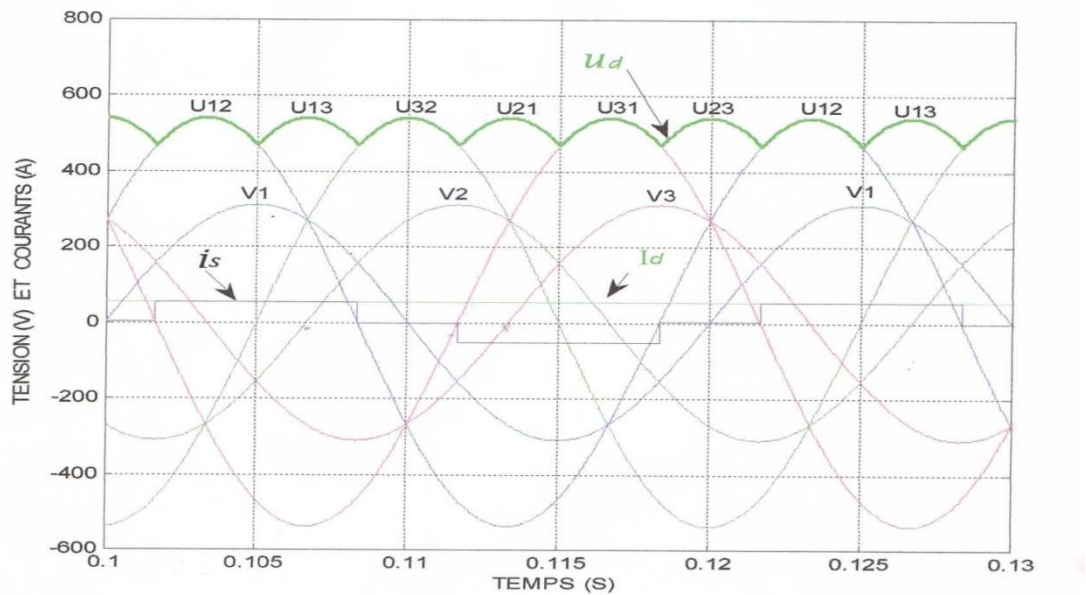


Figure II-16 : Allure de tension simple et composée et de courant rectangulaire de la source, la tension et le courant redressés à la sortie du redresseur.[1]

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 redressé à la sortie du redresseur.

I_d : Courant redressé.

II.1.1.1 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 (II-17) suivante :

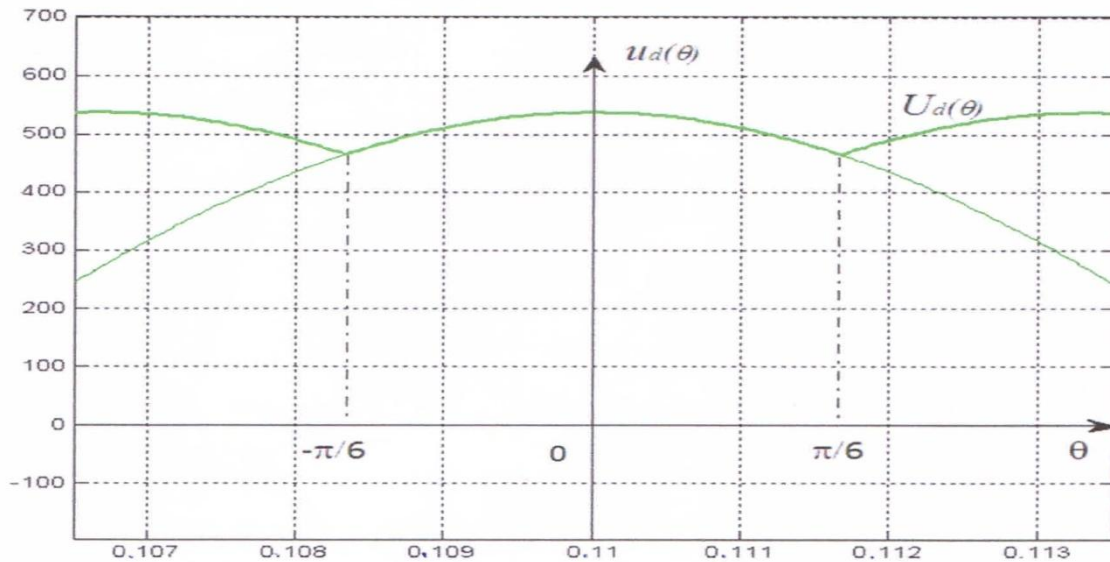


Figure II-17 : Allure de la tension redressée coté redresseur non commandé.[1]

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

En considérant la calotte précisée sur la figure (II-3), qui appartient à l'intervalle $\left[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}\right]$

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

La valeur moyenne de cette tension se calcule comme suit :

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

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

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U \tag{II-19}$$

II.1.1.2 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

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

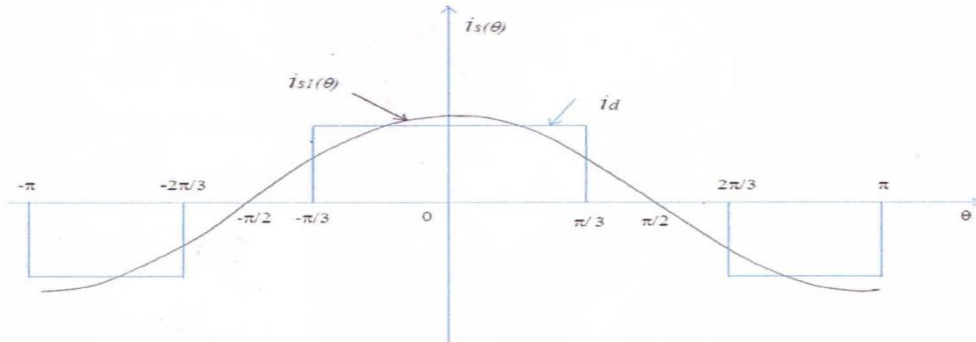


Figure II-18 : Allure du courant de la source et de sa composante fondamentale sur une période. [1]

En considérant la figure (II.18) le courant $i_s(\theta)$ est symétrique par rapport à l'axe des ordonnées c à d, il est paires \Rightarrow tous les termes en b_n sont nuls.

Calcul de a_n :

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

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

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

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

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

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

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

En utilisant la relation trigonométrique suivante :

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

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

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

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

Pour n=1 ; L'harmonique fondamentale :

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

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

$$I_{s1} = \frac{I_{1\text{MAX}}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \tag{II-20}$$

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).

II.1.1.3 : Expression de la valeur efficace du courant de la source :

En considérons le graphe de la figure (II.18), la période commence de $-\pi$ à π . L'expression générale de la valeur efficace du courant de la source s'écrit

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

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

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

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

$$I_S^2 = \frac{1}{\pi} I_d^2 \frac{2\pi}{3} = \frac{2}{3} I_d^2$$

$$I_s = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{II-20})$$

II.1.1.4 Commutations- chute de tension en fonction normal :

Nous supposons que la source et le redresseur parfait.

En fait, les impédances des éléments du redresseur et celle du réseau qui l'alimente entraînent une diminution de la valeur moyenne U_d de la tension redressée au fur et à mesure que le courant continu débité I_d croît.

Au début de la caractéristique de tension $U_d(I_d)$, c'est-à-dire entre la marche à vide et la marche à pleine charge, la chute de tension totale ΔU_d est d'ordinaire faible par rapport à la tension à vide.

On peut, avec une bonne approximation :

Calculer la chute de tension totale :

-En ajoutant les chutes de tension dues aux diverses causes

-En calculant chacune de ces chutes de tension partielles sans tenir compte de phénomènes qui sont à l'origine des autres.

La chute de tension totale est obtenue en ajoutant :

-La chute due aux commutations, $\Delta_1 U_d$;

-La chute due aux résistances, $\Delta_2 U_d$;

-La chute due aux diodes, $\Delta_3 U_d$;

On écrit :

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_d$$

Avec :

$$\Delta U_d = \Delta_1 U_d + \Delta_2 U_d + \Delta_3 U_d$$

Surtout pour les montages de forte puissance, c'est le phénomène de commutation qui est à l'origine de la principale chute de tension.

II.1.1.4.a Commutation- chute de tension par empiétement :

Quant une diode devient conductrice, le courant qui la traverse ne peut passer instantanément de zéro à I_d , le courant dans celle qui conduisait précédemment de I_d à zéro.

Cela supposerait des discontinuités des courants dans les enroulements secondaires, primaires et dans la ligne d'alimentation. Ces discontinuités sont rendues impossibles par l'inductance des fuites du transformateur et l'inductance du réseau d'alimentation.

Lorsqu'une diode entre en conduction, il y a commutation du courant I_d d'une phase à une autre. Ce transfert du courant suppose le débit simultanément de la diode qui va cesser de conduire et de celle qui vient de devenir passante; il y a empiètement des intervalles de conduction. Ce phénomène entraîne une diminution $\Delta_1 U_d$ de la tension redressée moyenne.

On tient compte de l'inductance des fuites du transformateur et de l'inductance du réseau par une inductance unique L_c ramenée à chaque enroulement secondaire.

II.1.1.4.a.1 Le déroulement d'une commutation :

- La figure(II.19), sur laquelle seules les diodes passantes sont représentées, montre les trois étapes du transfert du courant I_d de la phase 1 à la phase 2 :

-Quand la diode D_1 était seule conductrice :

i_{s1} était égal à I_d , donc constant,

$$U_d = v_1 - L_c \frac{di_{s1}}{dt} = v_1$$

-Pour $\omega t = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q}$, v_2 devient plus grand que v_1 , la diode D_2 devient passante. Le débit simultanément de D_1 et D_2 constitue l'intervalle d'empiètement ou de commutation. Durant celui-ci, dans le circuit fermé formé par les deux phases, la tension de commutation $v_2 - v_1$ fait croître le courant i_{s2} et diminuer le courant i_{s1} .

-Ce transfert de I_d de la phase 1 à la phase 2 se termine pour $\omega t = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + \mu$ quand i_{s1} s'annule. μ est appelé angle de commutation ou d'empiètement. Quand i_{s2} égale I_d , $U_d = v_2$.

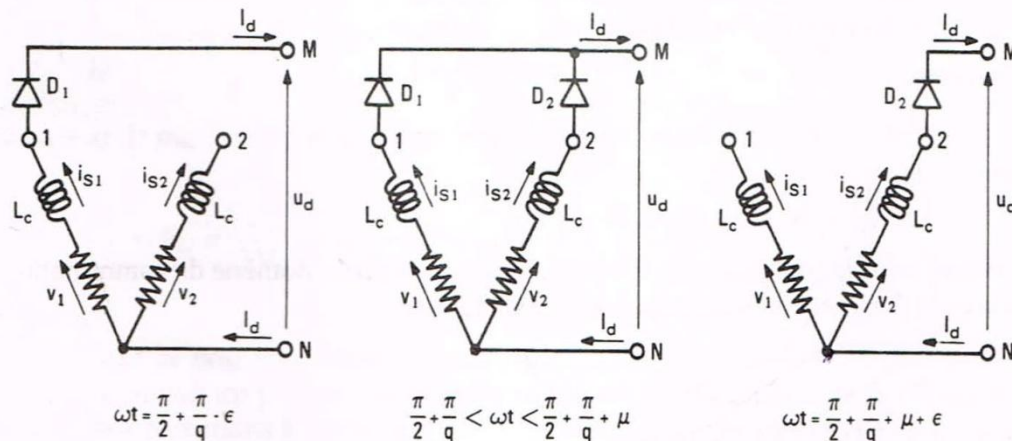


Figure II-19. Schéma qui représente les diodes passantes [3]

Pendant l'intervalle de commutation, $\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} < \omega t < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + u$, la tension redressée U_d a pour expressions :

$$\begin{cases} U_d = v_1 - L_c \frac{di_{s1}}{dt} \\ U_d = v_2 - L_c \frac{di_{s2}}{dt} \end{cases} \quad (II-21)$$

Puisque la somme $i_{s1} + i_{s2}$, égale à I_d , est constante

$$\frac{di_{s2}}{dt} = -\frac{di_{s1}}{dt}$$

On en déduit :

-L'équation qui montre le transfert du courant :

$$\frac{di_{s2}}{dt} = \frac{1}{2L_c} (v_2 - v_1) \quad (II-22)$$

-La relation qui permet le calcul de la chute de tension :

$$u_d = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad (II-23)$$

II.1.1.4.a.2 Calcul de l'angle d'empiétement :

La croissance du courant i_{s2} est régie par

$$\begin{aligned} \frac{di_{s2}}{dt} &= \frac{v_2 - v_1}{2L_c} = \frac{V\sqrt{2}}{2L_c} \left[\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{q}\right) - \sin \omega t \right] \\ &= -\frac{V\sqrt{2}}{L_c} \sin \frac{\pi}{q} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{q}\right) \end{aligned}$$

Le courant i_{s2} est donc de la forme :

$$i_{s2} = \frac{-V\sqrt{2}}{L_c \omega} \sin \frac{\pi}{q} \left(\omega t - \frac{\pi}{q}\right) + C^{ste}$$

On trouve la constante d'intégration en écrivant que i_{s2} est nul pour $\omega t = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + u$, le courant i_{s2} atteint la valeur I_d .

$$I_d = \frac{V\sqrt{2}}{L_c \omega} \sin \frac{\pi}{q} (1 - \cos u)$$

D'où la relation donnant l'angle d'empiétement :

$$1 - \cos u = \frac{L_c \omega I_d}{V\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{2}} \quad (\text{II-24})$$

II.1.1.4.a.3 Calcul de la chute de tension $\Delta_1 U_d$:

Pendant l'intervalle de commutation, la tension redressée u_d au lieu d'être égale à v_2 n'est égale qu'à $\frac{v_1+v_2}{2}$. D'où une chute de tension instantanée :

$$v_2 - \frac{v_1 + v_2}{2} = \frac{v_2 - v_1}{2} = L_c \frac{di_{s2}}{dt}$$

Puisqu'il y'a q commutations par période, la chute de tension moyenne est :

$$\begin{aligned} \Delta_1 U_d &= \frac{q}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + u} L_c \frac{di_{s2}}{dt} dwt \\ &= \frac{q}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q} + u} V\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{q} \cos\left(wt - \frac{\pi}{q}\right) dwt \\ &= \frac{q}{2\pi} V\sqrt{2} \sin \frac{\pi}{q} (1 - \cos u) \end{aligned}$$

Ou, compte tenu de [2 – 24],

$$\Delta_1 U_d = \frac{q}{2\pi} L_c \omega I_d \quad (\text{II-25})$$

La chute de tension par empiétement est proportionnelle au courant I_d , à la réactance $L_c \omega$ et au nombre de phases.

La figure (II-20) montre, dans le cas où q est égale à 3, les modifications de la forme d'onde des tensions u_d et v_{d1} , des courants i_{s1} , i_{s2} et i_{s3} dues aux commutations.

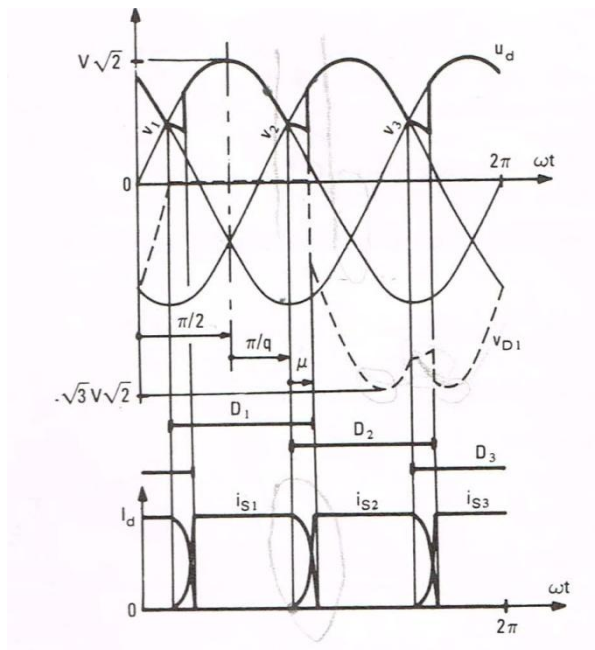


Figure II-20 : Les modifications des tensions et des courants dues à la commutation. [3]

II.1.1.5 Chute de tension en fonctionnement normal :

Comme pour les redresseurs en simple alternance, après l'étude des tensions et des courants menée en supposant négligeables les impédances de la source et des éléments du montage, on tient compte de ces impédances pour évaluer la chute de tension en charge et les courants de court circuit.

Ici encore, au début de la caractéristique de tension, on peut :

- évaluer séparément les chutes de tension dues aux diverses causes ;
- puis les additionner pour obtenir la chute de tension totale.[3]

II.1.1.5.a Chute de tension due aux inductances

Quand le nombre q de phases est égal ou supérieur à 3, le transfert du courant I_d d'une phase à la suivante, lorsque la tension de celle-ci devient la plus grande, se déroule comme pour le redresseur simple alternance. Les relations donnant l'angle de commutation μ et la réduction de la valeur moyenne de la tension $v_m - v_0$ sont les mêmes.

Le même phénomène se déroule autour du point N pour faire passer l'entrée du courant I_d d'une borne secondaire à la suivante. L'angle d'empiètement μ est le même et la relation de $((v_0 - v_N)_{moy})$ est la même que celle de $(v_M - v_0)_{moy}$. [3]

D’où les relations donnant u et $\Delta_1 U_d$:

$$1 - \cos u = \frac{L_c \omega I_d}{V \sqrt{2} \sin \frac{\pi}{q}} \tag{II-26}$$

$$\Delta_1 U_d = \frac{q}{\pi} L_c \omega I_d \tag{II-27}$$

L_c désignant toujours l’inductance ramenée à chacun des q enroulements secondaires.

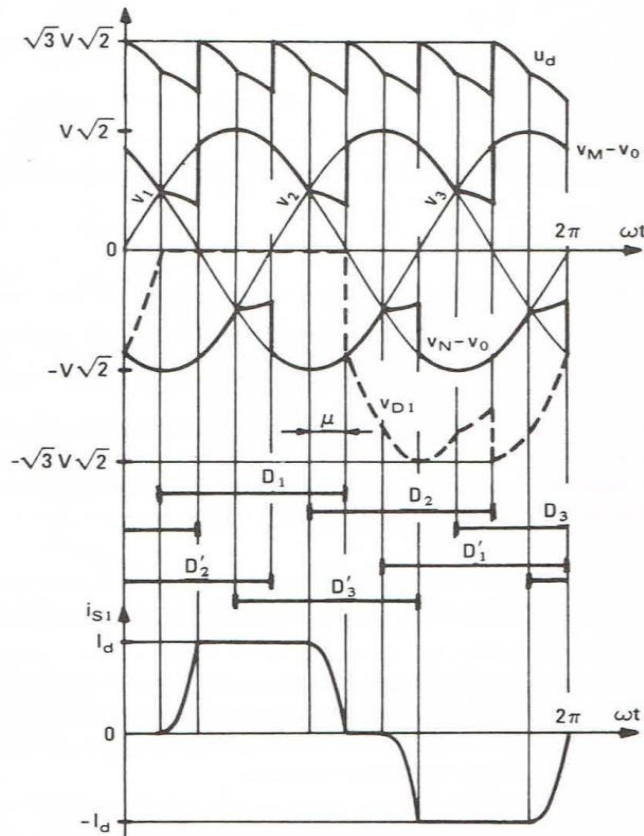


Figure II-21 : tracé des tensions $v_M - v_0, v_N - v_0, u_d$ et v_{D1} , et du courant i_{s1}

La figure (II-21) par exemple, montre pour $q = 3$ et $u = 30^\circ$, le tracé des tensions $v_M - v_0, v_N - v_0, u_d$ et v_{D1} et du courant i_{s1} .

Les relations (II-26) et (II-27) ne sont pas applicables que :

- s’il n’y a pas plus de deux diodes du même groupe en conduction simultanée.
- et si les deux diodes réunies à la même borne secondaire ne sont pas conductrices à la fois, donc si :

$$u < \pi - \frac{2\pi}{q} \tag{II-28}$$

-pour le pont triphasé à six diodes, les relations (II-26) et (II-27) sont donc applicables tant que u est inférieur à $\frac{\pi}{3}$ ou $\Delta_1 U_d$ inférieur à $0,25 U_{d0}$.

Si I_d devient supérieur à $\frac{\sqrt{3}}{4} \frac{V\sqrt{2}}{L_c\omega}$:

-on obtient d'abord un fonctionnement avec un angle de conduction des diodes constant égal à π et un retard spontané à l'entrée en conduction croissant de 0 à $\frac{\pi}{6}$ (partie BC de la caractéristique de tension tracée sur la figure (II- 22) ;

-puis une augmentation de l'angle de conduction qui, si on suppose le courant i_d toujours parfaitement lissé, tend vers $\frac{2\pi}{3}$. C'est la partie CD de la caractéristique totale.

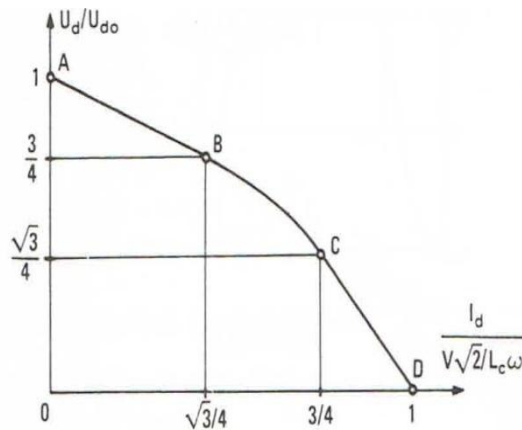


Figure II-22 : allure de U_d/U_{d0} en fonction de $\frac{I_d}{V\sqrt{2}/L_c\omega}$

II.1.2 : Redresseur commandé :

Le redresseur commandé permet d'obtenir, à partir d'une source d'énergie alternative, un courant unidirectionnel aux valeurs moyennes et efficaces réglables. 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 des moteurs à courant continu.1

La structure des redresseurs commandés sont identiques à celles des redresseurs à diodes : les diodes sont simplement remplacées par des thyristors. Deux cas se présentent :

- En parle du premier cas lorsque Toutes les diodes sont remplacées par des thyristors, il s'agit d'un <<pont complet>> ou <<pont à thyristors>>, on trouve les trois montages élémentaires P, PD, et S ;

- Le deuxième cas il s'agit d'un << pont mixte >>.

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 Δt par rapport à l'instant t_0 de la commutation naturelle de la diode correspondante, comme le montre la figure (II-23).

Le retard Δt correspond à un angle de retard à l'amorçage α :

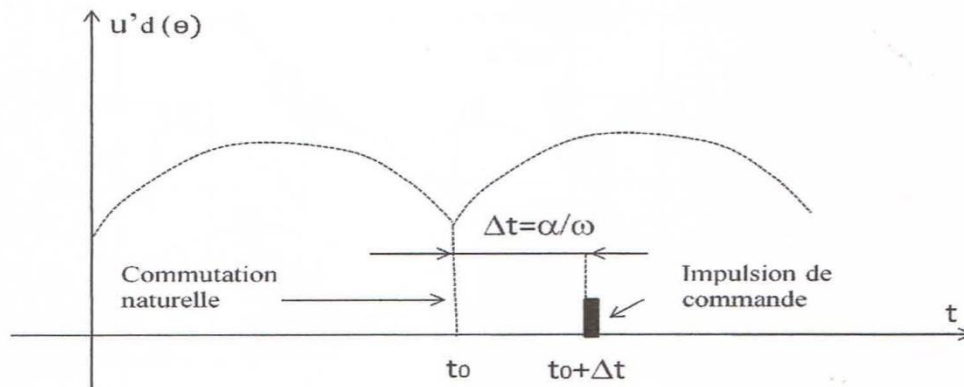


Figure II-23 : Instant de commande d'un thyristor.[1]

Dans ce qui suit, on s'intéressera seulement au pont tous thyristors représenté sur la figure (II.24)

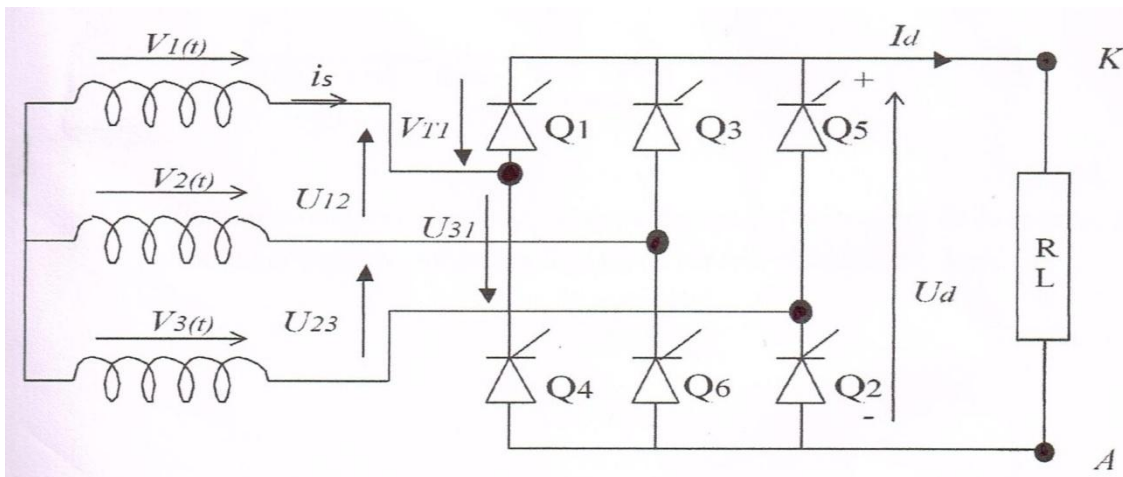


Figure II-24 : Redressement triphasé double alternance, pont tous thyristor sans diode de roue libre.

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 figure (II-24), en amorçant les thyristors à $\alpha = 20^\circ$, on a pu visualiser les graphes suivants :

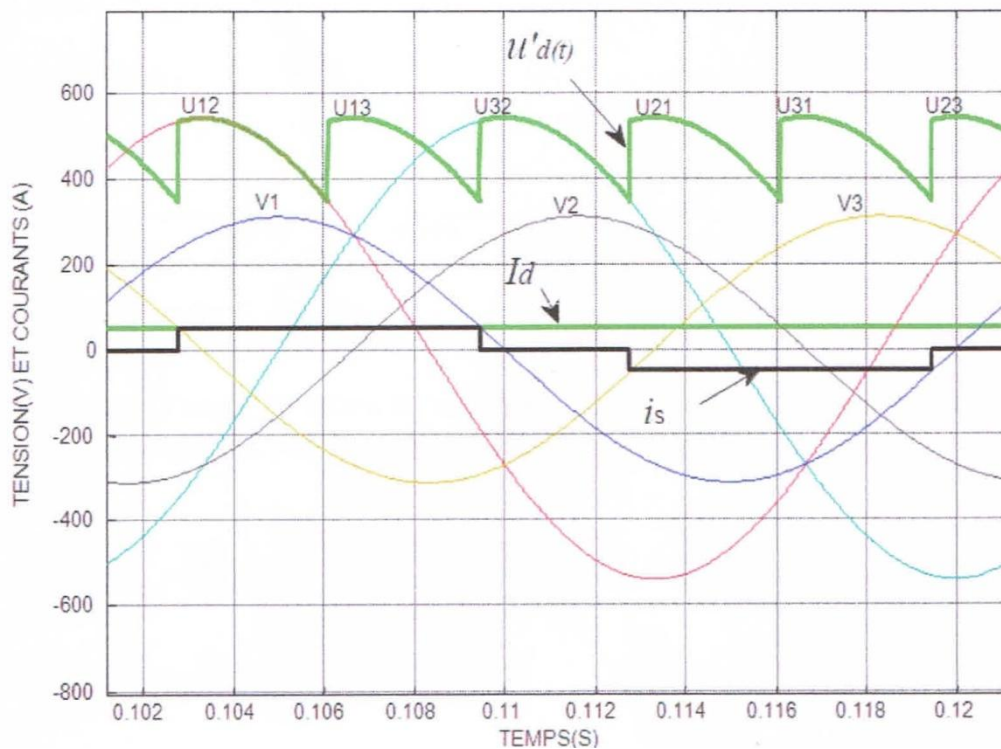


Figure II-25 : Allure des tensions simple et composée ainsi qu'un courant de la source, de courant et tension redressés à la sortie du redresseur commandé.[1]

II.1.2.1 Expression de la valeur moyenne U'_d de la tension redressé :

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

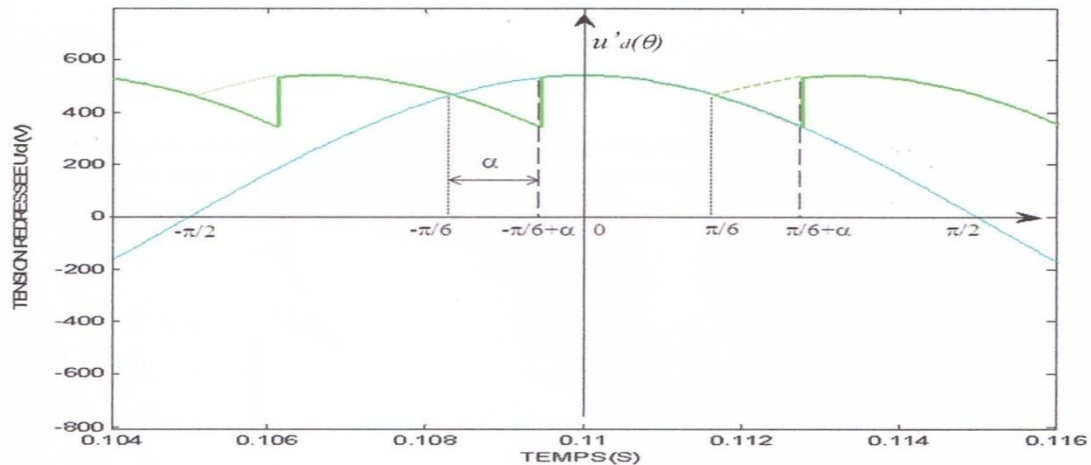


Figure II-26 : Allure de la tension redressée coté redresseur commandé.[1]

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

$$U'_d = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}+a}^{\frac{\pi}{6}+a} U \sqrt{2} \cos(\theta) d\theta \quad (II-26)$$

$$U'_d = \frac{3}{\pi} U \sqrt{2} \left(\int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sin\left(\frac{\pi}{6} + a\right) - \sin\left(-\frac{\pi}{6} + a\right) \right)$$

Connaissant la propriété trigonométrique suivante :

$$\sin(a + B) = \sin a \cos B + \cos a \sin B$$

On aura :

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

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

$$U'_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U \cos \alpha \quad (\text{II-27})$$

U : Valeur efficace de la tension composée.

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

II.2 Conclusion :

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

Chapitre III

Cascade hyposynchrone

III.1 Introduction

Parmi les techniques de commande de la machine asynchrone en agissant sur le glissement, la cascade hyposynchrone (la récupération de la puissance secondaire). On peut régler la vitesse du moteur asynchrone à bagues alimenté directement par le réseau à tension et a fréquence constante, en agissant sur la puissance prélevé entre les bagues.

La nécessité des convertisseurs statiques est justifiée par le fait que : le redresseur a pour rôle de redresser les tensions triphasées, et l'onduleur nom autonome (conversion de fréquence) se charge de faire une conversion de tension et de fréquence.

Le rapport de transformation de la machine asynchrone à rotor ouvert est désigné par n_1 , celui du transformateur triphasé par n_2 . Le courant alternatif du rotor, à la pulsation ω_s , est redressé puis filtré par une bobine d'inductance L . Un onduleur assisté assure la conversion continu-alternatif à la fréquence du réseau. C'est par action sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors de l'onduleur que l'on règle la puissance renvoyée au réseau et donc la vitesse du moteur. Un transformateur triphasé est nécessaire pour adapter la tension de sortie de l'onduleur à celle du réseau. [4]

Avec :

V_{S_L} : Tension simple de la ligne

K_{b_1} : Coefficient de bobinage de l'enroulement statorique

N_1 : Nombre de spires d'une phase au stator

K_{b_2} : Coefficient de bobinage de l'enroulement rotorique

N_2 : Nombres de spires d'une phase rotorique

On a:

$$n_1 = \frac{K_{b_1} \cdot N_1}{K_{b_2} \cdot N_2}, n_2 = \frac{K_{b_1} \cdot N_1}{K_{b_2} \cdot N_2} \quad (\text{Transformateur})$$

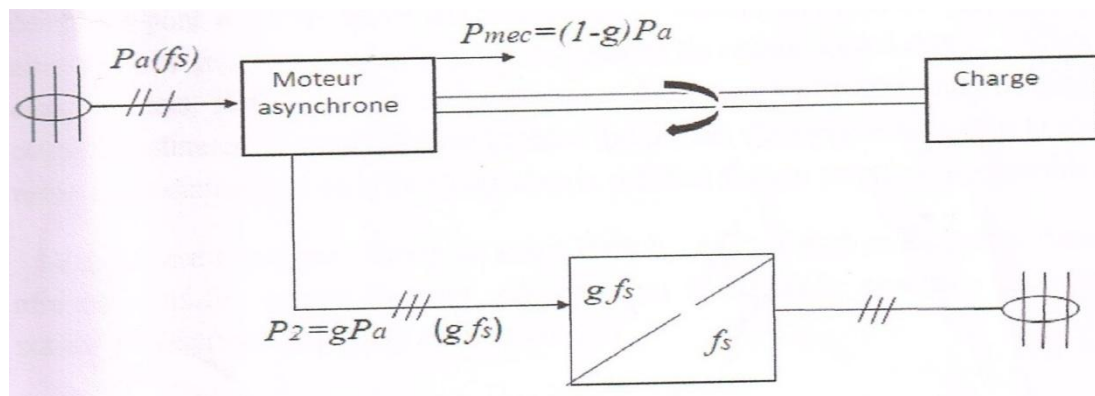


Figure III-27 :Récupération électrique cascade.[1]

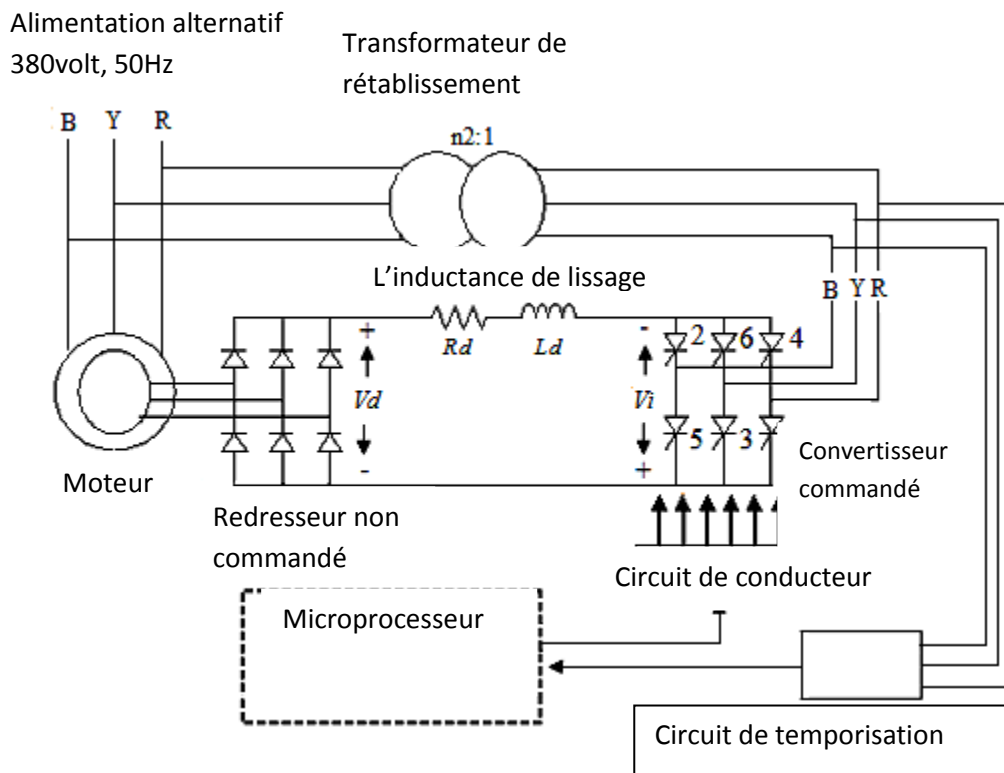


Figure III-28 : Réglage de la vitesse par la cascade hyposynchrone.[4]

III.2 Principe de fonctionnement de la cascade hyposynchrone

Comme la pulsation des tensions rotoriques $g\omega_s$ est différente de celle des tensions du réseau ω_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 continu. Quand à la conversion de la fréquence, elle est obtenue par onduleur nom autonome formé d'un deuxième pont à six thyristors qui transforme la tension continue en tension triphasé 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 disponible au rotor est : $P_2 = g \cdot P_{in}$ [4].

III.3 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 (III-29) présente un schéma électrique équivalent par phase de la cascade hyposynchrone :

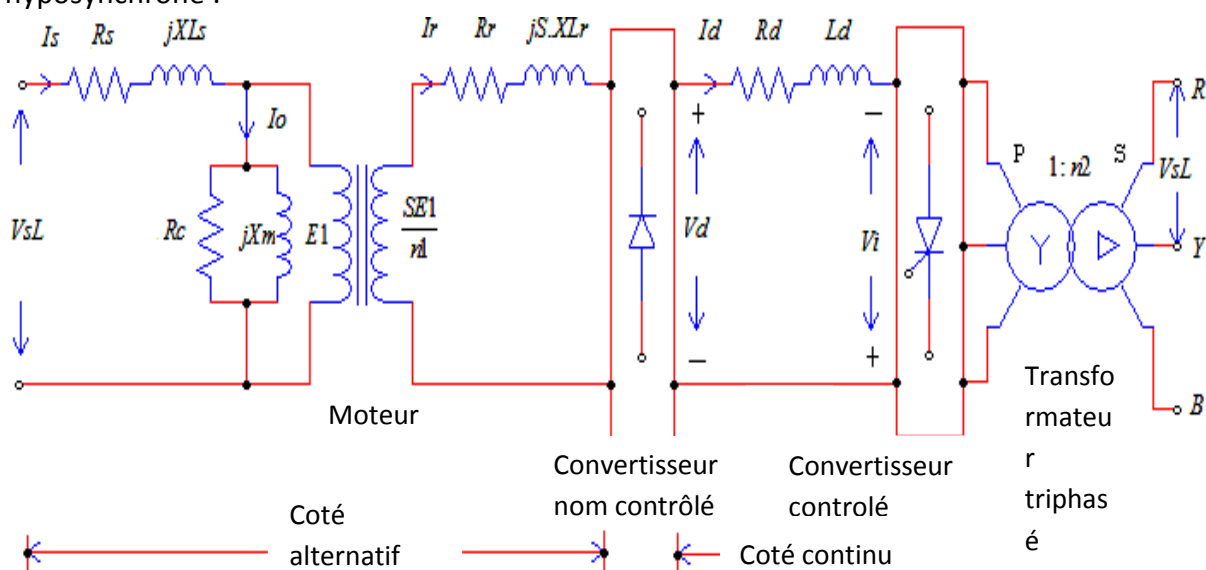


Figure III-29: Schéma électrique équivalent monophasé de la cascade hyposynchrone.[4]

III.4 Développement du circuit équivalent coté continu

Pour le développement de modèle du circuit équivalent coté continu on suppose des simplifications suivantes :

- Les thyristors et les diodes sont idéals (pas de chutes de tension) à ses bornes.
- Le transformateur de rétablissement idéal c'est-à-dire il n'a aucune fuite, aucune perte.
- L'effet de chute de tension par empiétement dans le convertisseur contrôlé est négligé.
- L'effet de courant de magnétisation est négligé (très petit).

On base sur ces suppositions, une fréquence fondamentale par phase dans le coté continu est développée.

Pour le développement du modèle, tous les paramètres de côté primaire du moteur sont transférés du coté secondaire d'après le chapitre I le schéma équivalent ramené au rotor.[4].

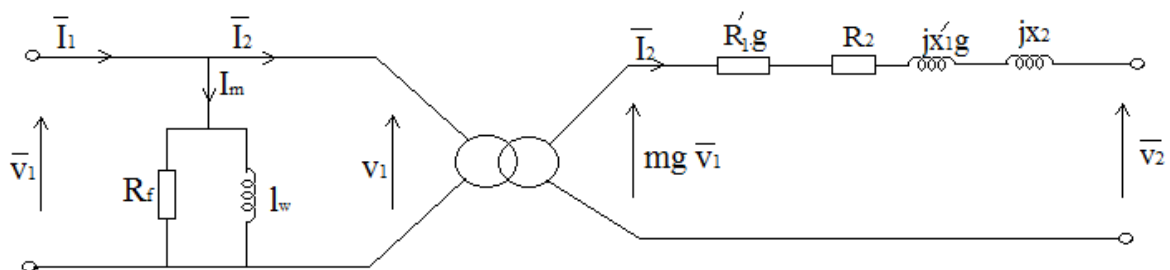


Figure III-30 : Schéma équivalent ramené au rotor[2]

Ensuite on renvoi les paramètres transférés au secondaire au coté continu

-On traduisant les résistances de coté alternatif R_s et R_r au coté continu en équilibrant les pertes d'énergie (conservation d'énergie)

-Le courant rotorique de phase est une six vague de pas montrée dans l'image 4 et sont amplitude est égal au d_c lient le courant I_d .

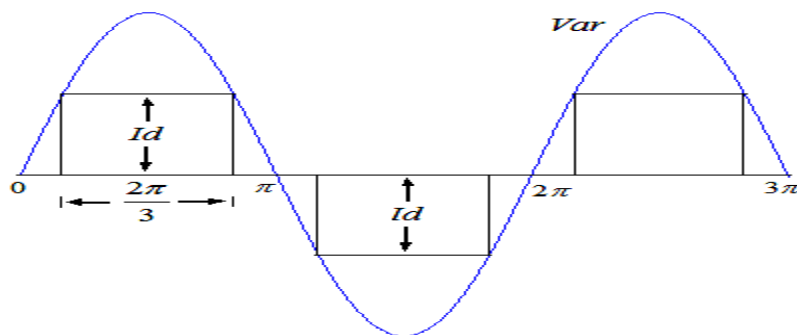


Figure III-31: Allure de courant rotorique et la tension de phase.[1]

Allure de courant rotorique et la tension de phase.

Le courant fondamental de phase est en phase avec la tension de phase.

On obtient la valeur du courant rotorique d'après (II-20) comme suit :

$$I_r = \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_d^2 \cdot d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d \quad (\text{III.28})$$

On traduit les résistances de coté alternatif au coté continu en équilibrant les pertes d'énergie on obtient :

$$3I_r^2 [g \cdot R'_s + R_r] = I_d^2 R_{\text{équi}} \quad (\text{III-29})$$

Remplaçant l'équation (III .29) on obtient :

$$R_{eq} = 2(g \cdot R'_s + R_r) \quad (\text{III-30})$$

En raison de la présence des réactances de fuites $g \cdot XL'_s$ et XL_r dans le stator et le rotor, le transfert de courant entre les diodes du convertisseur non contrôlé n'est plus instantané, il y'a une période de changement dans lequel deux phases portent le courant simultanément, cela cause une chute de tension V_R des bornes du pont redresseur que l'on donne d'après le chapitre II comme :

$$V_R = 3 \cdot g(XL'_s + XL_r)I_d/\pi \quad (III-31)$$

Cette chute de tension est responsable de la perte d'énergie dans le circuit de rotor et par conséquent, on considère V_R comme une réactance dans le circuit équivalent d_c .

Comme l'effet de courant de magnétisation est négligé, on représente le circuit équivalent coté continu comme indiqué dans la figure, ou tous les paramètres au coté alternatif sont renvoyés au coté continu.

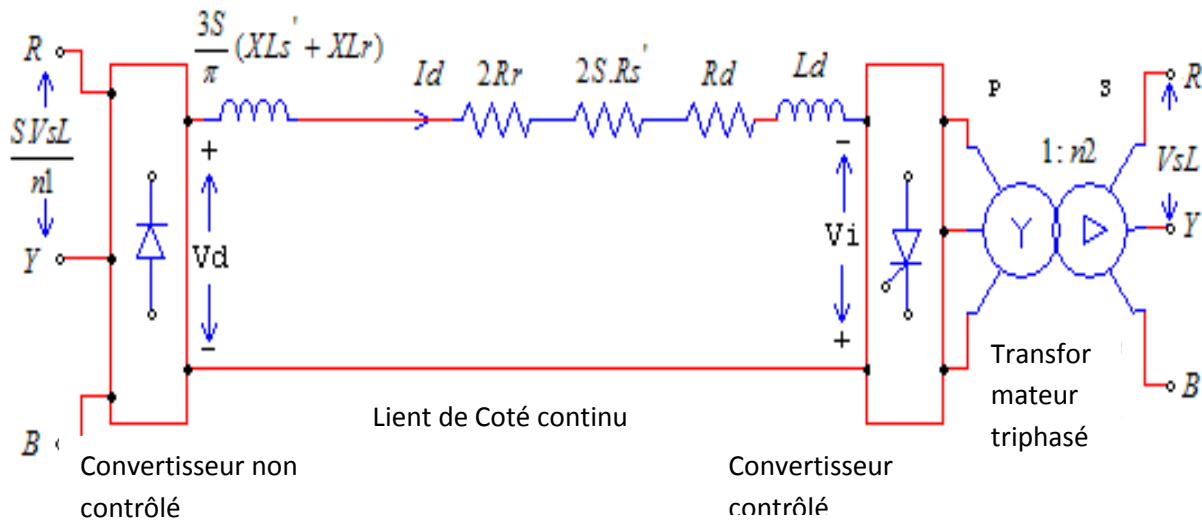


Figure III-32 : Circuit équivalent coté continu.[4]

On donne les expressions de la tension redressé V_d coté redresseur à diodes de la tension moyenne V_i à l'entrée du redresseur commandé.

On a démontré dans le chapitre (II) que :

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_1 \text{ et } U'_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_1 \cos \sigma$$

Donc :

$$V_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{SV_s L}{n_1} \quad (III-32)$$

$$V_i = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{SV_s L}{n_2} \cos \alpha \quad (III-33)$$

III.5 Les équations de performance :

On ne considère pas l'inductance de lissage dans l'action de tirer les équations de performance en régime permanent, sachant qu'elle est supposée infinie, forcément le courant redressé sera parfaitement lisse et son dérivé par rapport au temps sera nul.

De plus, la résistance interne de l'inductance de lissage est très petite donc : la chute de tension sera négligeable. Depuis, $3 \cdot g(XL'_s + XL_r)/\pi$ représente le chevauchement de commutation et $2 \cdot g \cdot R'_s$ la résistance équivalente de stator ramené d'où, on ne considère pas de paramètre dans la détermination de perte de cuivre de rotor la puissance électrique disponible au rotor est :

$$P_2 = \left[V_d - \left\{ \frac{3g}{\pi} (XL'_s + XL_r) + 2gR'_s \right\} I_d \right] I_d \quad (\text{III-34})$$

On peut simplifier comme suite:

$$P_2 = V_d \cdot I_d - g_{rs} I_d^2 \quad (\text{III-35})$$

D'où :

$$r_s = \frac{3}{\pi} (XL'_s + XL_r) + 2R'_s \quad (\text{III-36})$$

On abouti donc la puissance électromagnétique par :

$$P_g = \frac{P_2}{g} = \frac{1}{g} (V_d I_d - g \cdot r_s \cdot I_d^2) \quad (\text{III-37})$$

Puisque $P_g = T_e \cdot \Omega_s$

$$\text{Alors : } T_e \cdot \Omega_s = \frac{1}{g} (V_d \cdot I_d - g \cdot r_s \cdot I_d^2) \quad (\text{III-38})$$

Maintenant en remplaçant dans (III-32) on obtient l'expression de couple électromagnétique :

$$T_e = \frac{\left(\frac{3\sqrt{6} \cdot V_s \cdot L}{\pi \cdot n_1} \cdot I_d - g \cdot r_s \cdot I_d^2 \right)}{\Omega_s} \quad (\text{III-39})$$

Le couple électromagnétique T_e peut être évalué pour la valeur connue du courant continu I_d en utilisant l'équation (III-39). Maintenant, on appliquant la loi des mailles dans le circuit équivalent d_c , on obtient l'expression donnant de courant I_d pour la valeur indiquée d'angle de retard du convertisseur contrôlé comme :

$$I_d = \frac{3\sqrt{6} V_s L}{\pi} \left(\frac{g}{n_1} + \frac{\cos \sigma}{n_2} \right) / (g r_s + 2R_r + R_d) \quad (\text{III-40})$$

Puissance renvoyée :

$$P_{fb} = -V_i \cdot I_d \quad (\text{III-41})$$

Puissance mécanique :

On a démontré dans le chapitre I que :

$$P_m = P_g (1 - g)$$

Sachant que $P_g = T_e \cdot \Omega_s$ donc :

$$P_m = T_e \cdot \Omega_s \cdot (1 - g) \quad (\text{III-42})$$

Puissance absorbée :

$$P_{in} = P_m + p_s + p_r + p_{dc} + 250 \quad (\text{III-43})$$

On prend les pertes mécaniques égales au 250 watt

Perte joule statorique :

$$p_s = 2 \cdot g \cdot R'_s I_d^2 \quad (\text{III-44})$$

Perte joule rotorique :

$$p_r = 2 \cdot R_r \cdot I_d^2 \quad (\text{III-45})$$

Perte joule dans le circuit coté continue :

$$p_{dc} = R_d \cdot I_d^2 \quad (\text{III-46})$$

Le rendement du la cascade :

$$n = \frac{P_m}{P_{in}} \cdot 100 \quad (\text{III-47})$$

Utilisant les équations de performance, les caractéristiques de performance en régime permanent de l'énergie sont calculées utilisant le programme informatique basé sur l'algorithme informatique.

III.6 ALGORITHME INFORMATIQUE

Les caractéristiques de performance stationnaires de rétablissement d'énergie de glissement statique l'entraînement par moteur d'induction d'anneau d'erreur contrôlé sont obtenues utilisant les équations de performance du modèle de circuit équivalent coté continu.

III.6.1 MATLAB :

MATLAB est un logiciel interactif et convivial de calcul numérique et de visualisation graphique, il possède un langage de programmation à la fois puissant et simple d'utilisation, il permet d'exprimer les problèmes et solutions 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,

il peut être utilisé de façon interactive ou en mode programmation, MATLAB est conforté par une multitude de boîtes à outils (Tools boxes) spécifiques à des domaines variés.

On montre l'organigramme de l'algorithme informatique dans la figure suivante :

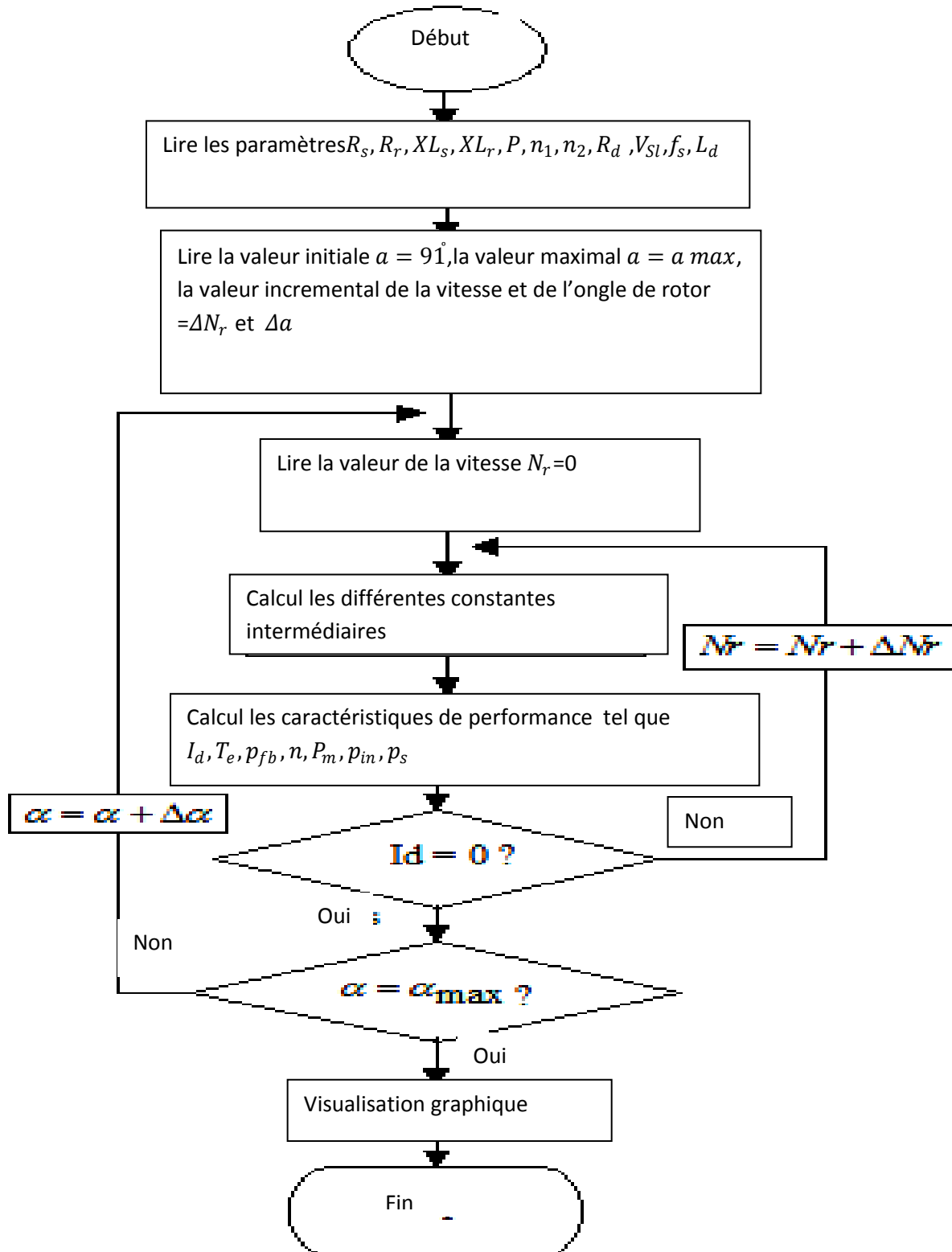


Figure III-33: Organigramme de calculs des caractéristiques de performance en régime permanent.[4]

Initialement, les valeurs des paramètres du moteur d'induction, transformateur de rétablissement, l'inductance de lissage et la tension de réseau, comme, $R_s, R_r, X_{L_s}, X_{L_r}, P, n_1, n_2, R_d$ et $V_s L$ sont fourni au programme.

Les paramètres de la machine utilisée est :

$$R_s = 1,75$$

$$R_r = 0,723$$

$$X_{L_s} = 2,85$$

$$X_{L_r} = 1,178$$

$$p = 2$$

$$n_1 = 1,55$$

$$n_2 = 2$$

$$f_s = 50Hz$$

$$R_d = 1\Omega$$

$$L_d = 0,01H$$

$$V_s L = 220V$$

La valeur initiale de l'angle de retard à l'amorçage α , la valeur de la vitesse rotorique ΔN_r et la valeur incrémental de l'angle de retard $\Delta\alpha$ sont aussi fourni. On augmente ΔN_r dans un pas de $1tr/min$ et $\Delta\alpha$ de 10° .

A la valeur particulière de l'angle de retard du convertisseur contrôlé, les différentes caractéristiques de performance comme le courant I_d dans circuit continu, le couple électromagnétique T_e .

On calcule la puissance renvoyée au réseau P_{f_b} et le rendement de la cascade pour différentes vitesses.

On calcule aussi ces caractéristiques de performance pour d'autres ensembles des angles de retard du convertisseur contrôlé en se répétant du programme informatique.

III.6.2 Discussion des résultats :

Les caractéristiques de performance en régime permanent statique d'énergie de glissement rétablissement entrainement par moteur d'induction d'anneau de glissement contrôlé sont calculées pour différentes angles de retard

($91^\circ, 101^\circ, 111^\circ, 121^\circ, 131^\circ, 141^\circ$) de convertisseur contrôlé utilisant le modèle de circuit équivalent coté continu.

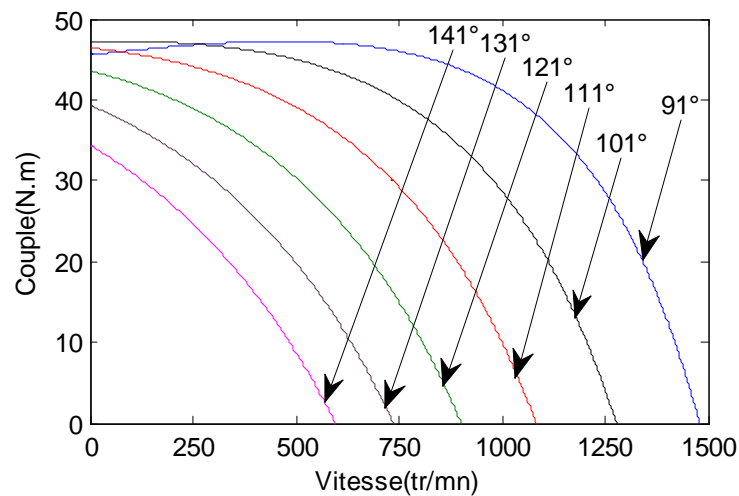


Figure III-34 :Evolution du couple en fonction de la vitesse pour différentes valeur de l'angle α .[4]

La figure montre la variation de couple avec la vitesse, les modèles de caractéristiques indiquent que la gamme de contrôle de la vitesse diminue avec l'augmentation de l'angle de retard. On voit que le couple est maximal $T_{e_{max}} = 48 \text{ N.m}$ pour $\alpha = 91^\circ$ qui correspond à $N_r = 1500 \text{ tr/min}$ (valeur de synchronisme)

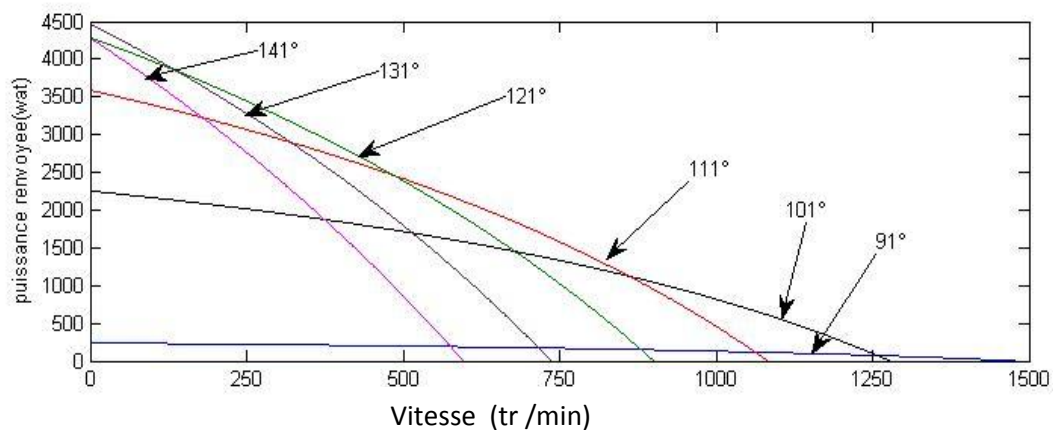


Figure III-35 :Evolution de la puissance renvoyée en fonction de la vitesse pour différentes valeur de l'angle α .[4]

La figure montre la quantité d'énergie renvoyée au réseau comme une fonction de vitesse, on observe que l'énergie renvoyée augmente avec la diminution de la vitesse à valeur fixe de l'angle de retard, ou l'énergie est minimale $P_{fb_{min}} = 250 \text{ watt}$ pour $\alpha = 91^\circ$ qui correspond à $N_r = 1500 \text{ tr/min}$

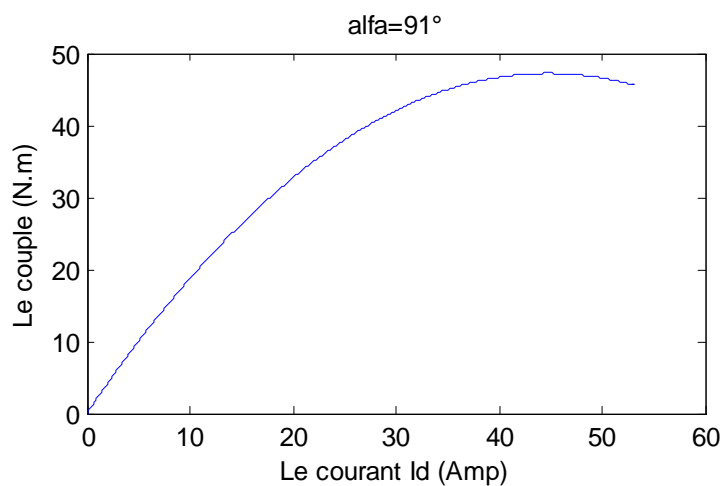


Figure III-36 :Evolution du couple en fonction du courant I_d pour $\alpha = 91^\circ$. [4]

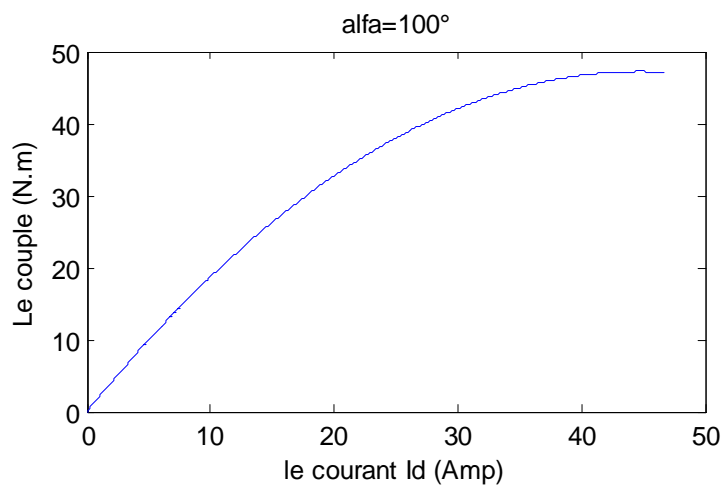


Figure III-37:Evolution du couple en fonction de courant I_d pour
 $\alpha = 100^\circ$. [4]

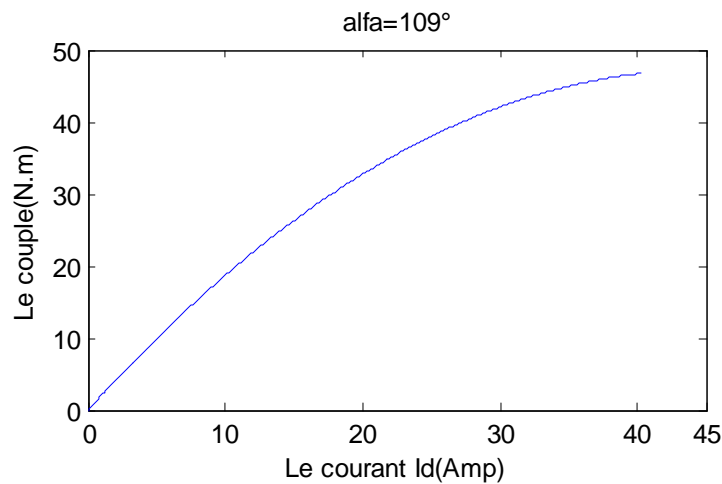


Figure III-38 :Evolution du couple en fonction de courant I_d pour $\alpha = 109^\circ$. [4]

Les figures 34, 35 et 36 ,représentent la variation de couple avec le courant de coté continu I_d , on observe que le couple varie linéairement avec le courant I_d sans tenir compte de l'angle de retard du convertisseur contrôlé cela expose l'énergie a des caractéristiques semblable à celui de moteur à courant continu a excitation séparé dans leq

uel
le
cou
ple
vari
e
liné
aire
me
nt
ave
c le
cou
ran
t d'armature.

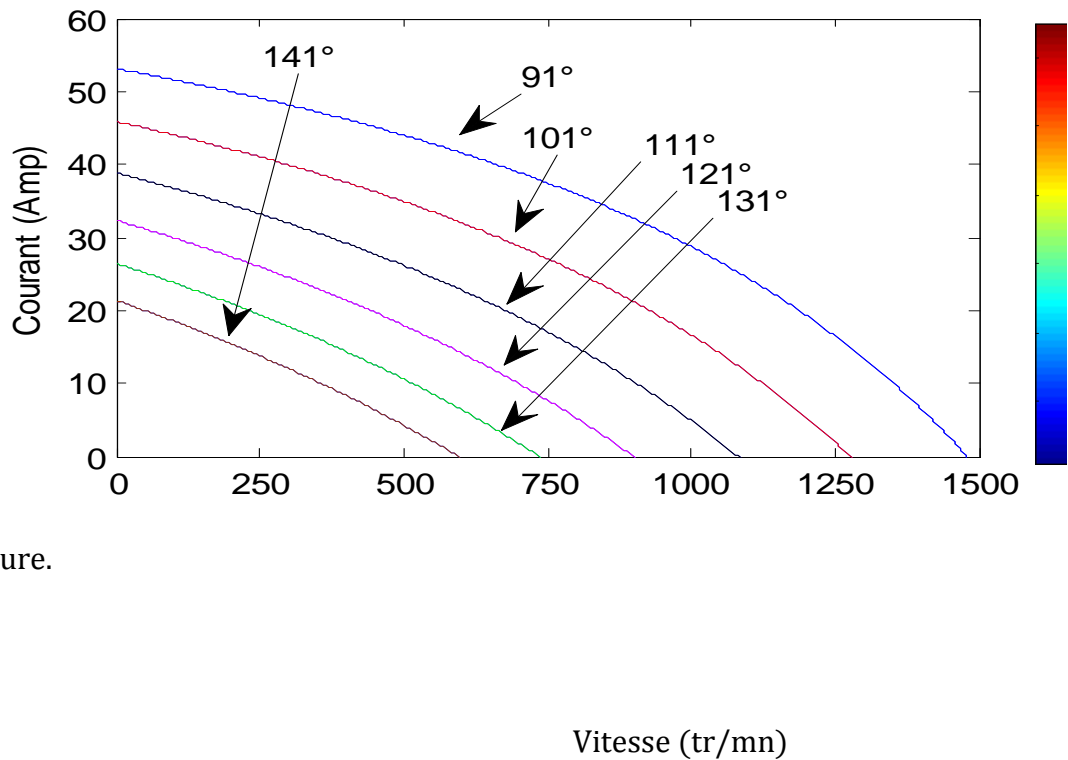


Figure III-39 :Evolution du courant I_d en fonction de la vitesse pour différentes valeurs de α . [4]

En voie dans la figure ci-dessous la variation du courant I_d coté continu avec la vitesse pour des angles de retard différentes qu'en augmentant l'angle de retard à la valeur constante du courant I_d , la gamme de contrôle de la vitesse est réduite.

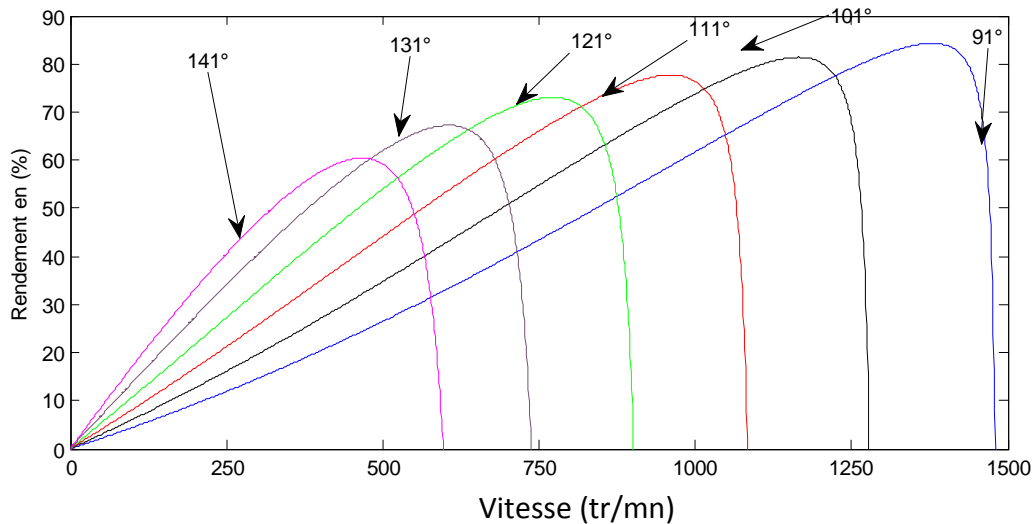


Figure III-40: Evolution du rendement en fonction de la vitesse pour différentes valeurs de α . [4]

La variation montre le modèle de rendement avec la variation de vitesse, c'est évident de cette figure qu'à une valeur donnée de l'angle de retard, le rendement augmente avec l'augmentation de la vitesse presque de façon linéaire et ensuite, il y a une décrépidité raide dans la zone étroite de vitesse, aussi, le rendement des augmentations d'énergie avec l'augmentations de l'angle de retard à une valeur donnée de vitesse dans la gamme inférieure de vitesse mais le sommet de rendement est plus haut à la valeur inférieure de l'angle de retard.

III.7 Conclusion

Dans ce modèle de rétablissement de glissement statique en régime permanent l'entraînement par moteur d'induction d'anneau de glissement contrôlé, utilisant le circuit équivalent coté continu a été développé, les diverses caractéristiques de performance ont été prévues. Les conclusions suivantes sont faites de l'étude :

- Le couple varie linéairement avec le courant de coté continu sont tenir de l'angle de retard du convertisseur contrôlé. D'où, l'énergie a des caractéristiques semblables au moteur à courant continu à excitation séparée.

- En augmentant l'angle de retard et on gardant la valeur de courant I_d constant la vitesse va diminuait.

- Le rendement augmente avec l'augmentation de la vitesse pour des valeurs différentes de l'angle de retard.

CONCLUSION GENERALE

Le travail que nous avons mené dans ce mémoire consisté en l'étude par algorithme informatique d'une méthode de réglage de vitesse des moteurs asynchrones.

Cette méthode repose sur la variation de glissement et à fréquence d'alimentation constante, on l'occurrence la méthode dite cascade hyposynchrone.

Cette dernière est une amélioration de la méthode de réglage de vitesse par variation des résistances rotorique. En effet la puissance rotorique dite aussi puissance de glissement est dissipée dans les résistances et 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 de réseau est importante, la puissance de glissement récupéré sera considérable, d'où la nécessité de cette méthode. Si nom, si la machine et 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 de moteur asynchrone par simple action sur l'angle de retard a l'amorçage des thyristors du redresseur commandé. Pour des raisons de sureté de fonctionnement de redresseur commandé, le restart a l'amorçage est limité pratiquement a 150° , 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 en peut se contenté d'une variation de vitesse réduite. Malgré les développements des méthodes plus sophistiquées pour la variation de vitesse des moteurs asynchrone, cette méthode et d'autre méthode classique n'ont jamais disparu de la cenne industriel.

La commande de la machine asynchrone par la cascade hyposynchrone donne une solution à ce problème, c'est-à-dire que la commande de la vitesse est possible par le changement de l'angle d'amorçage des semi conducteurs.

La commande par la cascade hyposynchrone impose une plage de variation de l'angle d'amorçage entre $\frac{\pi}{2} < a < \frac{5\pi}{6}$, pour que le glissement soit toujours positif (fonctionnement toujours en moteur). On travaille avec un angle inférieure à 180° pour laisser un angle de garde d'où le nom hyposynchrone.

L'allure du couple - courant donne une idée qu'il est préférable d'utiliser la cascade hyposynchrone pour la commande des machines à grande puissance.

Pour terminer, nous espérons que notre modeste travail contribuera à une meilleur compréhension de thème traité dans ce mémoire et aussi a servir, d'outil de consultation, pour les personnes désireuses de compléter cette initiative.

Référence bibliographique :

[1]-Acid Smail, Delci Sadek. « Réglage de vitesse d'un moteur à induction à bagues en boucle ouverte par la cascade hyposynchrone ». Département Electronique, « UMMTO ». Mémoire de fin d'études, promotion 2012/2013

[2]-Hocine Farhat, Hocine Samir, Si ahmed Abderrahmane. « Réglage de vitesse en boucle ouverte d'un moteur à induction à bague par hacheur rotorique ». Département Electrotechnique, « UMMTO ». Mémoire de fin d'étude, promotion 2012/2013

[3]:Guy SEGUIER « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, la conversion alternatif-continu » 2^{ème} édition.

[4] : B.K.Singh and k.B.N.aik , « Steady Modeling and Performance Analysis of Static Slip Energy Recovery Controlled Slip Ring Induction Motor drive ». Vol II IMECS2009, March 18-20,2009,HongKong

[5]: Bendemmagh Walid. « Commande de la machine asynchrone par la cascade hyposynchrone à base de logiciel MATLAB ». D'épatement Electrotechnique, « UNIVERSITE DE SETIF 1 ». Mémoire de fin d'études, promotion 2013.