

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra

Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Électromécanique
Option : Électromécanique

Réf:.....

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

***commande cascade hypo-synchrone :
Etude et simulation***

Présenté par :

Mr : MILOUDI Hamza

Mr : DRIDI Zakia

Soutenu le : september 2020

Devant le jury composé de :

Mr Benchouia Mohamed toufik

Pr

Président

Mr Golea Amar

Pr

Encadreur

Mr Bourek Amor

Pr

Examineur

Année universitaire : 2020 / 2021

Remerciements

*Je remercie **Dieu** le tout puissant qui me donne la force à chaque fois de concrétiser mes rêves et de réaliser mes projets.*

En préambule à ce mémoire, je souhaitais adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire.

Je tiens à remercier sincèrement Monsieur :

*Pr. **GOLEA Amar** Maître de Conférences à l'Université Mohamed Khider Biskra, qui, en tant que Directeur et encadreur du mémoire, s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'il a bien voulu me consacrer et sans qui ce mémoire n'aurait jamais vu le jour Dans ces circonstances difficiles.*

Je les remercie d'avoir accepté d'examiner ce travail.

Je remercie chaleureusement chaque enseignant que j'ai pu croiser tout le long de mes études, et qui ont tous contribué à ma formation, mais aussi tous mes collègues étudiants de ma promotion.

Dédicace

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 garde heureux à jamais,

A mes chères sœurs ihab ,rabeh , moh , imad , zaki , aïmen ,fateh et ma soeur, A toute la famille sail et miloudi ,

Sans oublier Ma grand-mère et Mon collègue nazim Et mon voisin midou rabi yarhamhom .

A mes frères Abd rahman ,nasrou , zinou, islam,HICHEM . jou ,

A tous mes amis et collègues,

Je dédie ce travail

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES MACHINES ASYNCHRONES

Introduction	03
I-1-Définition de la machine asynchrone.....	03
I-2-Constitution de la machine asynchrone	04
I-3-Principe de fonctionnement.....	05
I-4- Bilan des puissances.....	06
I-5-Equations de la machine asynchrone	07
I-6- Schémas équivalents	08
I-7- Expression du couple électromagnétique	09
I-8- Caractéristiques mécaniques	11
Conclusion.....	14

CHAPITRE II : REGLAGE DE VITESSE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE A BAGUES PAR HACHEUR ROTORIQUE

Introduction	15
II -1-Définition.....	15
II -2- Généralités	16
II -3- Les convertisseurs statiques	17
II -3-1 Le redresseur	17
II -3- 2 Hacheur.....	20
II -4- Principe de fonctionnement.....	22
II -5- Schéma du modèle de simulation avec hacheur rotorique	23
II -6- Résultats de simulation	25
Conclusion.....	36

SOMMAIRE

CHAPITRE III : : ETUDE ET SIMULATION DE REGLAGE DE VITESSE PAR LA CASCADE HYPOSYNCHRONNE EN BOUCLE OUVERTE

Introduction	37
III -1- Principe de fonctionnement	39
III -2- Expressions des tensions redressées dans la cascade.....	39
III -2-1 Expressions des tensions redressées non commandé	40
III -2-2 Expressions des tensions redressées commandé.....	41
III -3- Expression du courant redressé en fonction du couple électromagnétique.....	42
III -4- choix du rapport de transformation m_1 du transformateur	42
III -5- modèle de simulation avec la cascade hyposynchrone en boucle ouverte.....	43
III -6- Résultats de simulation	45
Conclusion.....	55

CHAPITRE IV : : ETUDE ET SIMULATION DE REGLAGE DE VITESSE PAR LA CASCADE HYPOSYNCHRONNE EN BOUCLE FERMÉ

Introduction	56
IV -1-. Montage pratique de l'onduleur de tension triphasé.....	56
IV -1-1 Commande à pleine onde:.....	57
IV -2- Principe de fonctionnement	58
IV -2-1 Schéma équivalent de la machine asynchrone.....	59
IV -3- Fonctionnement de la cascade hyposynchrone.....	59
IV -3-1 Calcul de la tension U_d	59
IV -3-2 Le Couple	60

SOMMAIRE

IV -4- Etude détaillée de la cascade hyposynchrone.....	61
IV -4-1 Pont Redresseur.....	61
IV -4-2 Pont Onduleur.....	62
IV -4-3 Schéma équivalent de la cascade hyposynchrone.....	63
IV -5- Equations dynamiques.....	64
IV -6- Etude de la régulation.....	65
IV -7- modèle de simulation avec la cascade hyposynchrone en boucle fermé	67
IV -8- Résultats de simulation.....	69
IV -9- Schéma de régulation de la machine asynchrone	75
Conclusion.....	75
Conclusion générale.....	76
Annexe	77
Bibliographie.....	79

Notations

R_1, R_2 : Résistances par phase statorique et par phase rotorique en Ω .

l_1, l_2 : Inductances de fuites au stator et au rotor en *Henry*.

L : Inductance de fuites totalisées en *Henry*.

X_1, X_2 : Réactances de fuites au stator et au rotor en Ω .

X_2', R_2' : Réactance et résistance rotoriques ramenées au stator en Ω .

X_m : Réactance magnétisante en Ω .

R_f : Représente les pertes fer à vide en Ω .

N_s, Ω_s : Vitesse de synchronisme respectivement en *tr / mn* et *rd / s*.

N, Ω : Vitesse de rotation du rotor respectivement en *tr / mn* et *rd / s*.

N_r, Ω_r : Vitesses relatives, respectivement en *tr / mn* et *rd / s*.

ω_s : Pulsation électrique statoriques en *rd / s*.

ω_r : Pulsation électrique rotoriques en *rd / s*.

ω : Vitesse angulaire de rotation en *rd / s*.

U_1 : Tension composée entre deux phases statoriques en *Volt*.

V_1 : Tension de phase statorique en *Volt*.

I_1 : Courant d'une phase statorique en *A*.

V_1 : Tension de phase statorique en *Volt*.

I_1 : Courant d'une phase statorique en *A*.

I_2 : Courant d'une phase rotorique en *A*.

I_2' : Courant rotorique ramené en *A*.

f_s, f_r, f : Fréquences statorique, relative et rotorique en *Hz*.

E_1, E_2 : F.E.M induites dans le stator et dans le rotor en *Volt*.

E_2' : F.E.M rotorique ramenée au stator en *volt*.

Kb_1, Kb_2 : Coefficients de bobinage des enroulements statoriques et rotoriques.

n_1, n_2 : Nombre de spires d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

ϕ_e : Flux résultant des flux statorique et rotorique dans l'entrefer en Wb .

p : Nombre de paires de pôles.

q : Nombre des phases du system polyphasé

g : Glissement.

$T_e, C_{ém}$: Couple électromagnétique $N.m$.

T_{emax}, T_d : Couple maximal et de démarrage du moteur en $N.m$.

C_r : Couple résistant de la charge en $N.m$.

J : Moment d'inertie en $kg.m^2$.

s, r : Indice relatif au stator et rotor respectivement

m : Rapport de transformation entre le rotor et le stator

m_l : Rapport de transformation du transformateur

f : Coefficient de frottement

T_s : Constant du temps statorique

T_r : Constant du temps rotorique

T_m : Constant du temps mécanique

σ : Facteur de dispersion

P_a : Puissance absorbée par la machine

P_{Js} : Pertes Joule statorique

P_{Jr} : Pertes Joule rotorique

P_f : Pertes fer de la machine

$P_{ém}$: Puissance électromagnétique fournie au rotor

$P_{méc}$: Puissance mécanique fournie a l'arbre du rotor

$\Delta P_{méc}$: Pertes mécanique

P_U : Puissance utile de la machine

η : Rendement de la machine

U_k : Termes des tensions de la décomposition en série de Fourier

E_s : Tension a l'entrée de l'onduleur

K_i : Interrupteurs commandés

R_T : Résistance du transformateur

R_T : Inductance du transformateur

α : Angle d'amorçage des interrupteurs

ΔU_d : Chute de tension du montage

U_d : Tension a la sortie du convertisseur statique

E : tension d'entrée (V)

V_s : tension de sortie (V)

I_s, I_L : courant moyen de sortie (A) , courant moyen de sortie inductance (A)

Listes des figures :

Figure (I.1): Symbole générale de la machine asynchrone	03
Figure (I.2): Schéma de principe d'un rotor à cage d'écureuil	04
Figure (I.3): Schéma de principe d'un rotor à bagues	05
Figure (I.4): Bilan de puissance de la machine asynchrone.....	06
Figure (I.5): Schéma équivalent général d'une machine asynchrone.....	08
Figure (I.6): Schéma équivalent d'une phase d'un moteur asynchrone en ramenant les paramètres du secondaire au primaire	09
Figure (I.7): Schéma équivalent simplifié de la machine asynchrone.....	09
Figure (I.8): Caractéristique couple-vitesse pour différentes valeurs De la résistance rotorique	11
Figure (1.9): Caractéristique couple-vitesse pour différentes valeurs de la tension d'alimentation.	12
Figure (1.10): Caractéristique couple-vitesse pour différentes fréquences du réseau.....	13
Figure (1.11): Caractéristique couple-vitesse pour différentes valeurs du nombre de paires de pôles	14
Figure (2.1): Schéma de réglage de vitesse par hacheur rotorique	15
Figure (2.2): Tension redressée d'un redresseur à q phases	17
Figure (2.3) : Montage pratique d'un redresseur triphasé parallèle double à diodes.....	19
Figure (2.4): Tension redressée d'un redresseur triphasé parallèle double sur charge R à diodes	19
Figure (2.5): Formes d'ondes des grandeurs électriques du hacheur survolteur	20
Figure (2.6): Schéma de principe du hacheur survolteur.....	20
Figure (2.7): Schéma de réglage de vitesse par hacheur rotorique	22

Figure (2.8): Modèle de simulation de réglage de vitesse par hacheur rotorique	23
Figure (2.9): Variation du rapport cyclique en fonction du temps.....	24
Figure (2.10): Evolution de la vitesse en fonction du temps	25
Figure (2.11): Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps.....	26
Figure (2.12): Courbe du couple électromagnétique en fonction de la vitesse.....	27
Figure (2.13): Evolution du courant statorique en fonction du temps.....	28
Figure (2.14): Evolution du courant rotorique en fonction du temps.....	29
Figure (2.15): Allure du courant redressé en fonction du temps.....	30
Figure (2.16): Allure du courant du hacheur en fonction du temps	31
Figure (2.17): Allure du glissement en fonction du temps	32
Figure (2.18): Allure des pertes joules rotoriques en fonction du temps	33
Figure (2.19): Evolution de la résistance équivalente en fonction de α	34
Figure (2.20): Allure du glissement en fonction de α	34
Figure (2.21): Evolution de la vitesse en fonction de α	35
Figure (2.22): Allure des pertes joules rotoriques en fonction de α	35
Figure (3.1): Récupération mécanique	37
Figure (3.2): Récupération électrique (cascade).....	38
Figure (3.3): Réglage de vitesse par cascade hyposynchrone.....	38
Figure (3.4): Schéma électrique équivalent monophasé de la cascade hyposynchrone	40
Figure (3.5): Modèle de simulation de réglage de vitesse par Cascade hyposynchrone boucle ouverte.....	43
Figure (3.6): Graphe de la commande de l'angle α	44
Figure (3.7): Evolution de la vitesse de rotation en fonction de α dans le temps	45
Figure (3.8): Allure du couple en fonction de temps.....	46
Figure (3.9): Allure du couple en fonction de la vitesse.....	46
Figure (3.10): Evolution du courant statorique en fonction du temps.....	47
Figure (3.11): Courbes des courants rotoriques	48
Figure (3.12): Allure de la tension redressée moyenne côté redresseur non commandé	49
Figure (3.13): Tension à la sortie du redresseur et à l'entrée de l'onduleur	50
Figure (3.14): Allure du courant redressé Moyenne coté redresseur	50
Figure (3.15): Puissance secondaire récupérée en fonction du temps.....	51
Figure (3.16): Allure du glissement en fonction de temps	52
Figure (3.17): Allure de la tension composée rotorique.....	53
Figure (3.18): Allure de la tension composée à la sortie de	

l'onduleur et la tension composée à sortie du transformateur	53
Figure (3.19): variation de g en fonction de α	54
Figure (3.20): Puissance secondaire récupérée en fonction de α	54
Figure (3.21): Variation de la vitesse en fonction de α	55
Figure (4.1): Montage pratique d'un onduleur triphasé.....	56
Figure (4.2): Courants et tensions délivrés par un onduleur triphasé débitent sur des charges	57
Figure (4.3): Schéma de la cascade hyposynchrone de la machine asynchrone.....	58
Figure (4.4): Schéma équivalent par phase de la machine asynchrone ramené au rotor.....	59
Figure (4.5): Schéma équivalent par phase de la machine asynchrone ramené au rotor.....	61
Figure (4.6): Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à diodes	61
Figure (4.7): Schéma d'un onduleur triphasé à thyristors	62
Figure (4.8): Egalité des tensions du redresseur et l'onduleur	62
Figure (4.9): Schéma équivalent de la cascade hyposynchrone.....	63
Figure (4.10): Schéma bloc de la régulation de la vitesse de la cascade hyposynchrone en boucle fermée	67
Figure (4.11): Graphe des vitesses de références.....	68
Figure (4.12): Evolution de la vitesse de rotation en fonction du temps.....	69
Figure (4.13): Allure du couple en fonction du temps	70
Figure (4.14): Allure du courant redressé en fonction du temps.....	70
Figure (4.15): Evolution du courant rotorique en fonction du temps.....	71
Figure (4.16): Evolution du courant statorique en fonction du temps.....	72
Figure (4.17): Allure de la tension redressée côté onduleur.	72
Figure (4.18): allure de la tension redressée côté redresseur non commandé	73
Figure (4.19): Allure du glissement en fonction de temps.	74
Figure (4.20): Allure de la puissance secondaire récupérée en fonction du temps.....	74
Figure (4.21): Schéma synoptique de régulation de la machine asynchrone.....	75
Figure (4.22): Schéma simplifié de la régulation de la machine asynchrone	75

Listes des tableaux :

Tableau (1.1): Bilan de puissance de la machine asynchrone (rotor bobiné)	06
Tableau (2.1): variation du rapport cyclique.....	24
Tableau (3.1): profile de la commande de l'angle α	44
Tableau (4.1): profile de la commande de la vitesse	68

Introduction générale

À l'heure actuelle, les entreprises ne peuvent pas abandonner les moteurs électriques comme dispositifs de réception dans les industries et les installations pour la transformation électrique.

La machine électrique tournante, est le fruit d'un long et dur parcours de découvertes et de recherches scientifique, 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.

On les trouve dans les variateurs de vitesse, à vitesse variable. Les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, notamment le développement des semi-conducteurs de puissance qui autorisait la mise au point de convertisseurs statiques et permettant d'alimenter ou Récupérer l'énergie gaspillée de la machine à fréquence variable (machine asynchrone), allaient effectivement s'appliquer dans le domaine des entraînements à vitesse variable des machines électriques tournantes.

Nous savons également que le variateur est un transformateur de puissance et qu'il joue également un rôle dans l'ajustement de l'énergie électrique fournie au moteur. De plus, les moteurs à vitesse variable garantissent une vitesse accrue et une décélération progressive. Ils fournissent une adaptation précise de la vitesse aux conditions de fonctionnement.

Cette recherche scientifique a révélé de nombreux chercheurs que la machine rotative classique et double alimentée (MADA) constitue un espace important avec beaucoup de recherches dans son fonctionnement en tant que générateur dans l'énergie éolienne pour nous on étudier dans ce mémoire la MADA on fonctionnement moteur .

La machine double alimentée a été spécialement exploitée pour des capacités élevées (> 1 Mw) et à travers elle, il est devenu clair pour les chercheurs qu'elle était un concurrent de la machine asynchrone à cage.

Les utilisations de cette machine (MADA) sont également attribuées à des applications à haute énergie, qu'elles soient industrielles (roulage ...) ou de traction (propulsion marine, ferroviaire, etc.).

L'inconvénient majeur du moteur asynchrone à cage est l'impossibilité de récupérer la puissance secondaire (pertes par glissement rotorique), en variant en même temps la vitesse de rotation pour l'adapter à une application prédéfinie. C'est pourquoi les chercheurs et les scientifiques ont travaillé dur pour trouver une solution à ce problème. Le moteur asynchrone à rotor bobiné représente la solution à ce problème, car on a l'accès au rotor et cette fonctionnalité a permis un bon départ. Les chercheurs et les spécialistes ont découvert qu'il était possible de conduire le moteur à rotor bobiné à différents régimes, en récupérant la puissance secondaire vers le réseau électrique .C'est ce que nous voulons atteindre afin de répondre à nos besoins.

Nous n'oublions pas le rôle des semi-conducteurs dans cette variation et récupération de puissance, faisant de l'électronique industrielle une réalisation importante et passionnante dans le domaine industriel en raison de son contrôle du flux d'énergie électrique. Ce développement impressionnant a conduit les fabricants à obtenir de grands succès dans le domaine industriel.

A travers cette recherche bibliographique on peut dire que parmi les moyens utilisés pour varier et récupérer l'énergie du rotor, on trouve la cascade hyposynchrone, surtout en très grandes puissances ; en rétablissant l'énergie glissante prise du rotor au réseau, grâce à un dispositif d'électronique de puissance (redresseur triphasé à diodes associé à un onduleur non autonome). Pour adapter la tension à la sortie de l'onduleur à celle du réseau un transformateur est utilisé.

Cette caractéristique précieuse nous donne également de nombreuses possibilités, telles que la possibilité de réguler la vitesse de rotation du moteur en changeant l'angle de retard à l'amorçage des thyristors.

Notre travail sera consacré au début à une étude théorique de la machine asynchrone du point de vue construction, principe de fonctionnement et bilan de puissances. Ensuite on va entamer l'étude des méthodes de variation de la vitesse d'un moteur asynchrone à rotor bobiné en variant la résistance secondaire en particulier le hacheur rotorique. Ensuite nous allons entamer l'étude de la cascade hyposynchrone en boucle ouverte. La dernière partie sera consacrée à l'étude et la simulation de la cascade hyposynchrone en boucle fermée. Pour cela, le travail est organisé de la manière suivante:

Dans le premier chapitre, nous rappelons quelques principes de bases des machines asynchrones sous forme de généralités sur leur construction et leur fonctionnement. Il sera consacré à la présentation des équations en régime permanent de la machine asynchrone, en donnant la représentation par un schéma monophasé équivalent. A partir de ce schéma, nous déduisons l'expression du couple électromagnétique et les caractéristiques mécaniques du moteur. Nous verrons aussi, l'influence de certains paramètres sur ces caractéristiques.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude des méthodes classiques de réglage de vitesse des moteurs asynchrones à rotor bobiné. En l'occurrence, la méthode de réglage de la vitesse par hacheur rotorique sera présentée.

Le troisième chapitre, nous allons mener une étude purement théorique consistant à mettre en œuvre de la cascade hyposynchrone. La deuxième partie fera l'objet d'une étude par simulation, où nous présentons le modèle de simulation de la cascade hyposynchrone boucle ouverte.

Enfin, le quatrième chapitre on développe la commande de la machine asynchrone par la cascade hyposynchrone en boucle fermée. La deuxième partie nous présentons le modèle de simulation de la cascade hyposynchrone boucle fermée.

Chapitre I
Généralités sur les machines
asynchrones

Introduction:

Dans le domaine de l'industrie, il est primordial de transformer l'énergie électrique en énergie mécanique afin de pouvoir effectuer les tâches nécessaires dont la production. Pour cette transformation on utilise les moteurs électriques conventionnels comme le MCC, synchrone et asynchrone. On se limite dans ce chapitre au moteur asynchrone (rotor bobiné et à cage) qui est le plus utilisé dans ce domaine grâce à ces multiples avantages.

Dans ce chapitre, nous rappelons quelques concepts de base de la machine asynchrone, comme sa constitution, son principe de fonctionnement et ses types.

I.1 Définition:

Le moteur asynchrone est un convertisseur électromécanique extrêmement robuste, dans le quel permettre la création d'un couple sur l'arbre du rotor, seulement sous une différence de vitesse de rotation du rotor et du champ magnétique statorique tournant.

La machine asynchrone est principalement utilisée en moteur d'entraînement, mais elle est parfois utilisée en génératrice.

I.1.1 Symboles :

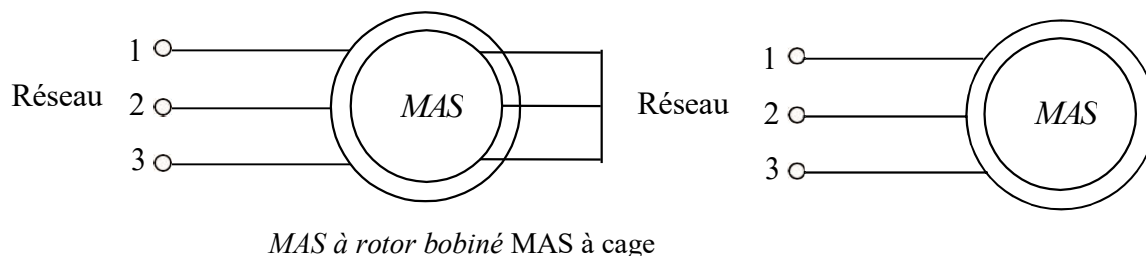


Fig (I.1) : symbole général de la machine asynchrone

I.2 Conception de la machine asynchrone :

Elle comporte deux parties principaux, la première partie est fixe relié au réseau (le stator), l'autre mobile (le rotor), entre ces deux un entrefer permet le mouvement rotatif :

I.2.1 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.2.2 Entrefer:

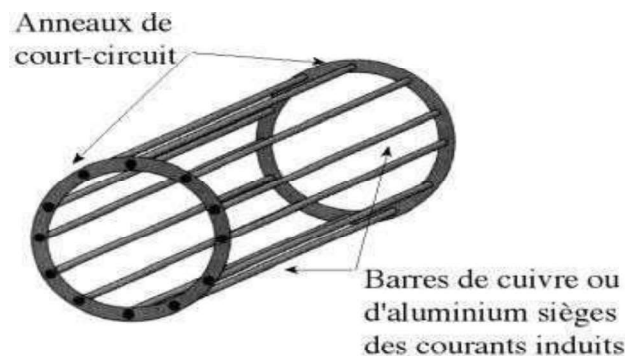
Cette partie amagnétique avec d'épaisseur la plus faible que possible (de l'ordre d'un millimètre), elle permet le mouvement du rotor par rapport au stator.

I.2.3 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 .2.3.1 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.2): Schéma de principe d'un rotor à cage d'écureuil

A) - 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].

B) - Rotor à double cage :

Il comporte deux cages concentriques, l'une intérieure de section plus grande et de faible résistance, l'autre de faible section et assez résistante (extérieure).

I.2.2.2 Le rotor bobiné (à bagues):

Les encoches pratiquées à la périphérie du rotor sont logées des enroulements identiques à ceux du stator, enroulements insérés à l'intérieur d'un circuit magnétique. Le rotor est formé de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine, généralement le rotor est triphasé et le couplage en étoile.

Les extrémités libres peuvent être raccordées sur un coupleur centrifuge ou sur trois bagues en cuivre, isolées et solidaires du rotor. Sur ces bagues viennent frotter des balais à base de graphite raccordés au dispositif de démarrage. Grâce à ce système de bagues-balais, le bobinage rotorique devient accessible de l'extérieur, ce qui permet soit de le court-circuiter, soit de le relier à un circuit permettant d'agir sur les caractéristiques de la machine dans certains fonctionnements[2].

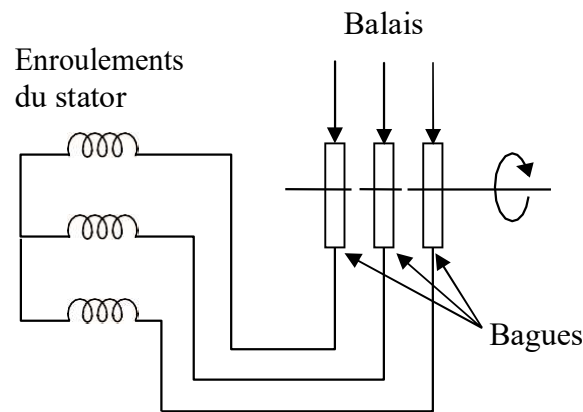


Fig. (I.3) : Schéma de principe d'un rotor à bagues.

I.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone:

- Lors de l'alimentation du moteur asynchrone avec une tension alternative triphasée. Les courants alternatifs circulent alors dans ses enroulements et crée un champ tournant à vitesse synchrone.

- Le rotor étant encore à l'arrêt, il est balayé par ce champ variable. Ses spires interceptent un flux variable et sont donc le siège de tensions induites. Comme elles sont court-circuitées sur elles-mêmes, ces tensions induites créent des courants induits dans le rotor.

- Le rotor démarre et se met à tourner dans le sens du champ tournant à chaque fois qu'il devient l'interaction de ces courants avec le champ tournant provoque l'apparition d'un couple mécanique.

- Ceci peut s'expliquer par la loi de Lenz, qui dit que tout phénomène induit cherche à s'opposer à la cause qui l'a induit. Dans le cas présent, la cause de l'apparition de courants induits au rotor est la différence de vitesse entre le champ tournant et le rotor. Le couple mécanique provoque l'accélération du rotor et la diminution de cette différence de vitesse, donc une diminution des courants induits au rotor [3].

Quand un moteur asynchrone démarre, la cage d'écureuil forme pratiquement un court-circuit. Le moteur se comporte donc en fait comme un transformateur avec secondaire (la cage d'écureuil) en court-circuit. L'appel de courant est donc très fort (il peut atteindre 10× le courant nominal). Pour réduire le courant dans le primaire (le stator), on va augmenter la résistance du rotor. On peut le faire avec une cage résistive ou en utilisant deux cages, mais alors on a continuellement des pertes et le moteur manque de puissance.

I.4 Bilan de puissance :

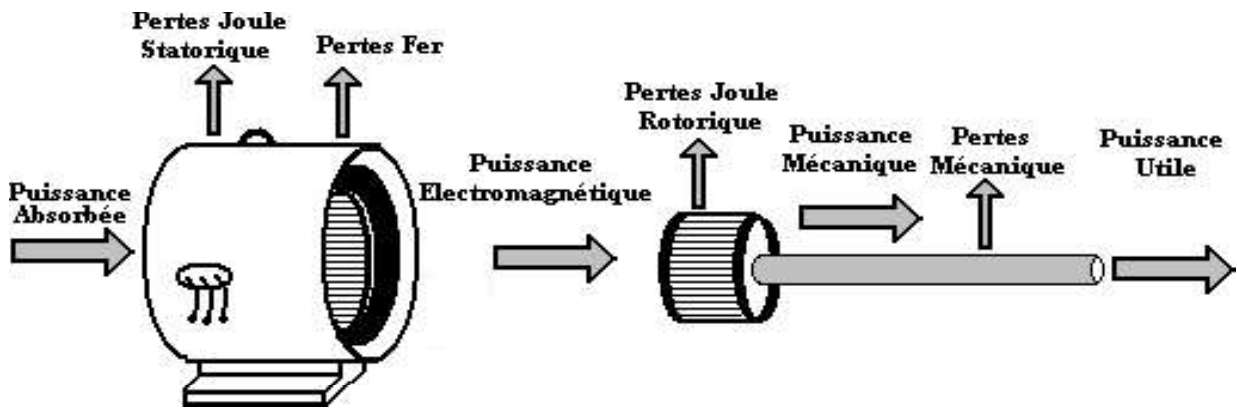


Figure (1.4): Bilan de puissance de la machine asynchrone (rotor bobiné)[4]

Notation	Signification	Relation
P_a	Puissance absorbée par le moteur	$P_a = \sqrt{3}U_s I_s \cos \varphi$
P_{js}	Pertes Joule statorique	$P_{js} = 3R_s I_s^2$
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 Joule rotorique	$P_{jr} = 3R_r I_r^2 = g \cdot P_{ém}$
$P_{méc}$	Puissance mécanique 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	$\eta = \frac{P_u}{P_a} \approx \frac{P_u}{P_u + \Sigma \text{Pertés}}$

Tableau (1.1): Bilan de puissance de la machine asynchrone [4]

I.4.3 Pertes fer :

C'est la somme des pertes par hystérésis qui résultent de la transformation de l'organisation de la matière sous l'effet de la variation en intensité et en direction de champ magnétique appliqué et les pertes par courant de Foucault qui sont dues aux courants créés dans les tôles par la F.E.M induite par l'alimentation alternative [2].

A)- Pertes fer rotorique:

Elles sont négligeables à cause des faibles fréquences rotoriques.

B)- Pertes mécaniques:

Elles comportent les pertes par frottement et les pertes par ventilation.

I.5 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 ϕ_e , le flux résultant des flux statorique et rotorique dans l'entrefer, est à répartition sinusoïdale.

I.5.1 Equation 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 :

$$E_1 = \pi \sqrt{2} k_{b1} n_1 f_s \phi_e = 4,44 k_{b1} n_1 f_s \phi_e \quad (\text{I-1})$$

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 :

$$\bar{V}_1 = (R_1 + jL_1\omega_s)\bar{I}_1 + \bar{E}_1 \quad (\text{I-2})$$

I.5.2 Equation 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 :

$$E_2 = \pi \sqrt{2} k_{b2} n_2 f \phi_e = 4,44 k_{b2} n_2 g f_s \phi_e \quad (1-3)$$

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 court-circuitée s'écrit :

$$\bar{E}_2 = (R_2 + j l_2 g \omega_s) \bar{I}_2 \quad (1-4)$$

I.6 Schémas équivalents:

Toutes les grandeurs rotoriques sont de pulsation $g\omega_s$. Pour pouvoir les représenter sur le même diagramme vectoriel que les grandeurs statoriques et développer pour le moteur un schéma équivalent, on ramène les tensions rotoriques à la pulsation statorique ω_s , pour ce faire, on divise l'équation rotorique (I-4) par g :

$$\bar{E}_2 = (R_2 + j l_2 g \omega_s) \bar{I}_2 / g \quad (1-5)$$

Comme les équations de la machine asynchrone sont similaires à celles du transformateur triphasé court-circuité. On en déduit, que leur schéma équivalent représenté sur la figure (I.5), est le même :

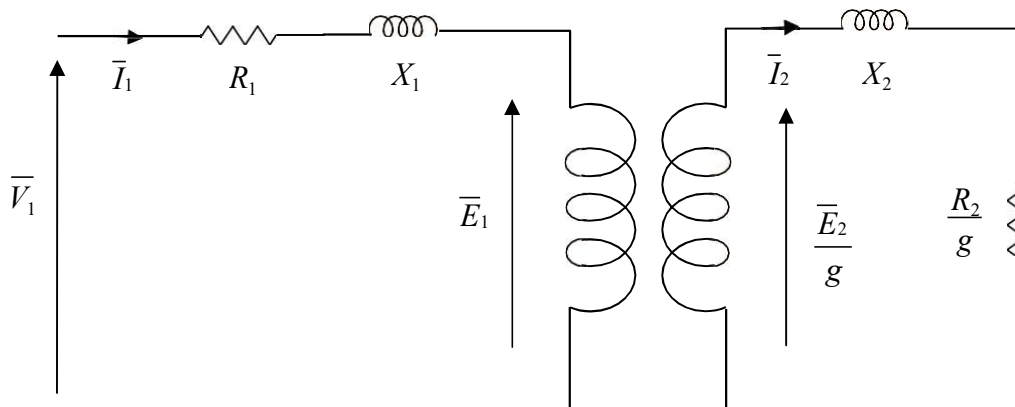


Fig. (I.5) : Schéma équivalent général d'une machine asynchrone.

En ramenant les paramètres du secondaire (rotor) au primaire (stator), on aura le schéma équivalent de la (Fig.I.6) suivante :

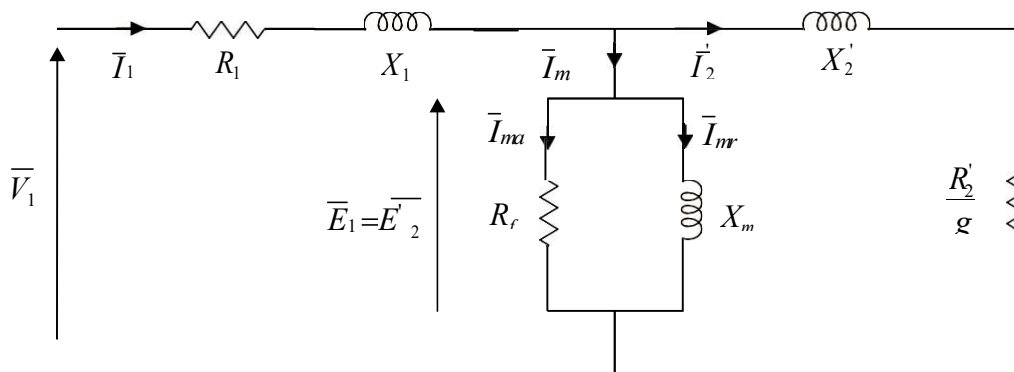


Fig. (I.6) : Schéma équivalent d'une phase d'un moteur asynchrone en ramenant les paramètres du secondaire au primaire.

Pour simplifier les calculs, on met la branche magnétisante (R_f, X_m) à l'entrée du schéma équivalent.

On obtient le schéma équivalent simplifié de la figure suivante :

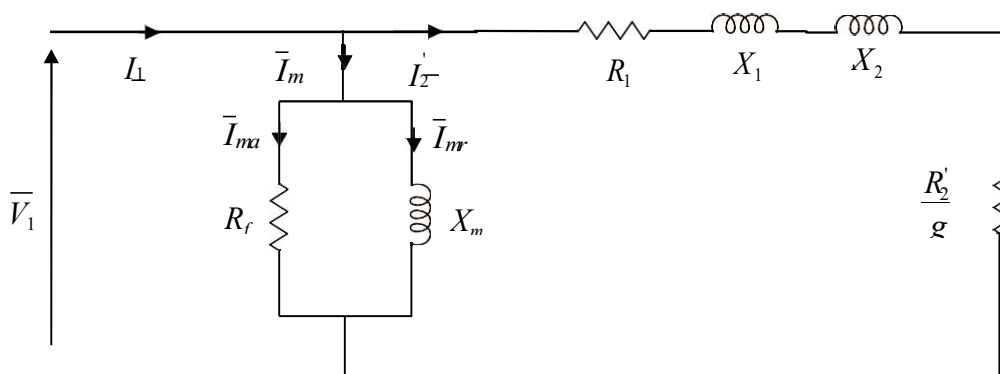


Fig. (I.7) : Schéma équivalent simplifié de la machine asynchrone

1.7 Expression du couple électromagnétique:

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

$$T_e = \frac{3R'_2 V_1^2}{\Omega_s} \frac{g}{[(gR_1 + R'_2)^2 + R'^2_2 + g^2 L^2 \omega^2_s]} \quad (1.6)$$

I.7.1 Le couple maximal:

Lorsque g augmente la caractéristique $T_e = f(g)$, passe par un maximum puis diminue, pour trouver le maximum de T_e , on cherche la valeur g_m du glissement qui annule la dérivée du couple électromagnétique par rapport au glissement $\frac{dT_e}{dg} = 0$ (I.7)

$$\begin{aligned} \frac{dT_e}{dg} &= \frac{3R'_2 V_1^2}{\Omega_s} \times \frac{(gR_1 + R'_2)^2 + g^2 L^2 \omega_s^2 - g(2gL^2 \omega_s^2 + 2gR_1^2 + 2R_1 R'_2)}{[(gR_1 + R'_2)^2 + g^2 L^2 \omega_s^2]^2} \\ &= \frac{3R'_2 V_1^2}{\Omega_s} \frac{(gR_1 + R'_2)^2 + g^2 L^2 \omega_s^2 - 2g^2 L^2 \omega_s^2 - 2g^2 R_1^2 - 2gR_1 R'_2}{[(gR_1 + R'_2)^2 + g^2 L^2 \omega_s^2]^2} \end{aligned}$$

$$\frac{dT_e}{dg} = 0 \Rightarrow \text{le numérateur est égale à } 0$$

$$\rightarrow (gR_1 + R'_2)^2 + g^2 L^2 \omega_s^2 - 2g^2 L^2 \omega_s^2 - 2g^2 R_1^2 - 2gR_1 R'_2 = 0$$

$$\rightarrow g^2 R_1^2 - 2gR_1 R'_2 + R'^2_2 + g^2 L^2 \omega_s^2 - 2g^2 L^2 \omega_s^2 - 2g^2 R_1^2 - 2gR_1 R'_2 = 0$$

$$\rightarrow R'^2_2 - g^2 R_1^2 - g^2 L^2 \omega_s^2 = 0$$

$$\rightarrow g = \frac{R'_2}{\sqrt{(L^2 \omega_s^2) + R_1^2}} = g_m \quad (1.8)$$

Pour cette valeur de glissement $R'^2_2 - g^2 R_1^2 = g^2 L^2 \omega_s^2$ donc En remplaçant dans l'expression du couple électromagnétique, on obtient :

$$T_{emax} = \frac{3V_1^2}{\Omega_s} \frac{gR'_2}{g^2 R_1^2 + 2gR_1 R'_2 + R'^2_2 + R'^2_2 - g^2 R_1^2} = \frac{3V_1^2}{\Omega_s} \frac{1}{2R_1 + \frac{2R'_2}{g}} \quad (1.9)$$

Où, on remplace g par sa valeur donc :

$$T_{emax} = \frac{3V_1^2}{2\Omega_s} \frac{1}{R_1 + \sqrt{R_1^2 + L^2 \omega_s^2}} \quad (1.10)$$

I.7.2 Couple de démarrage:

Le couple de démarrage est obtenu pour un glissement $g = 1 = (N_s - N)/N_s$ donc :

$$T_e = \frac{P_e}{\Omega_s} = \frac{3R'_2 I_2^2}{g\Omega_s} \quad (1.11)$$

I.8 Caractéristiques mécaniques:

Ce sont les courbes qui donnent le couple électromagnétique en fonction du glissement ou de la vitesse de rotation:

I.8.1 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 (I.6).

L'expression du couple montre que pour des valeurs fixes de V_1, ω_s, R_1, L et Ω_s , le couple n'est fonction que de $\frac{R'_2}{g}$. Si on augmente la résistance rotorique de R'_2 à $R'_2 + r_2$, le couple était obtenu pour un glissement g sera obtenu pour un glissement g' tel que :

$g' = g \frac{R'_2 + r_2}{R'_2}$ 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 [2].

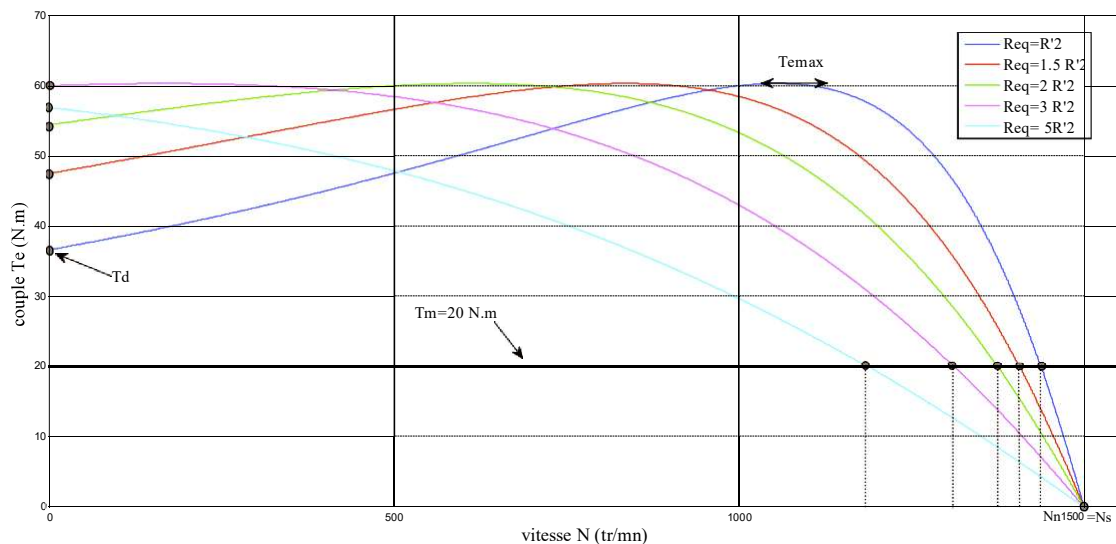


Fig. I.8 : Caractéristique couple-vitesse pour différentes valeurs de la résistance rotorique [2]

On remarque de la figure (I.8), 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. Le couple maximal reste constant, mais il est développé à des vitesses plus basses. La vitesse du régime permanent (nominale) décroît, le couple de démarrage augmente jusqu'à atteindre la valeur du couple maximal puis, il commence à décroître [2].

On peut conclure qu'on joue surtout en faveur des résistances au rotor, c'est que le couple au démarrage est nettement plus important lors d'un démarrage rotorique. 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.8.2 Influence de la tension d'alimentation sur la caractéristique mécanique:

Nous savons que le couple électromagnétique évolue comme le carré de la tension d'alimentation V_1 , on a relevé les caractéristiques couple-vitesse pour différentes valeurs de la tension d'alimentation :

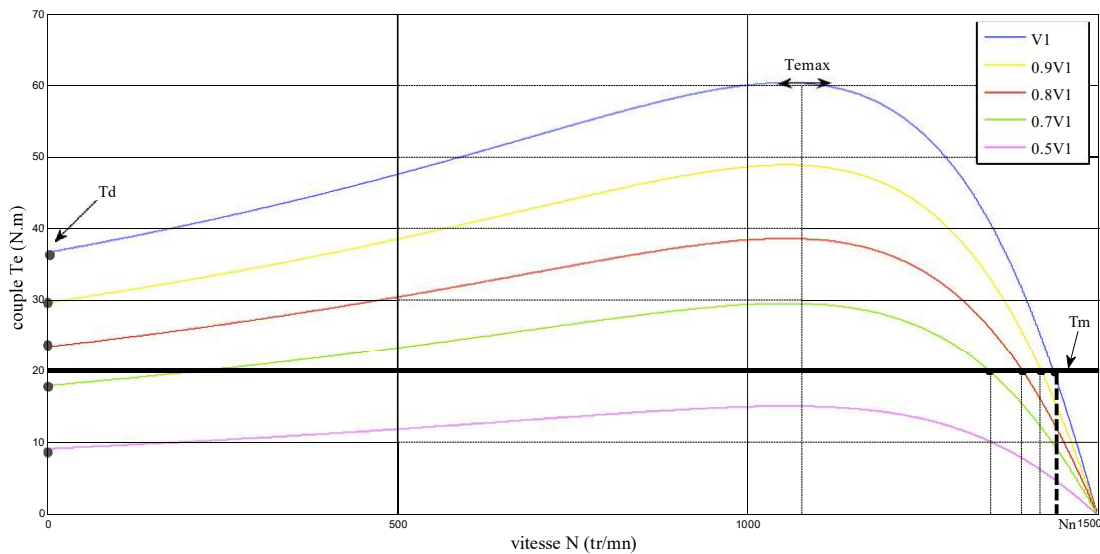


Fig. I.9 : Caractéristique couple-vitesse pour différentes valeurs de la tension d'alimentation[2]

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est proportionnel au carré de la tension d'alimentation statorique. Il est donc possible d'envisager un ajustement de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale en modifiant la tension d'alimentation statorique avec un gradateur triphasé ou un autotransformateur triphasé [2] .

A partir de la figure ci-dessus, nous pouvons constater que la diminution de la tension apporte des modifications sur la caractéristique mécanique $T_e(N)$, à savoir :

- A couple résistant T_m constant, la diminution de la tension statorique peut faire baisser légèrement la vitesse de rotation .
- La stabilité du point de fonctionnement (intersection de la caractéristique du moteur avec le couple résistant) diminue. Il peut basculer dans la zone de fonctionnement instable. Ceci explique le problème de démarrage du moteur asynchrone à basse tension .
- Le couple de démarrage décroît avec la tension. En abaissant la tension par exemple de moitié, le couple de démarrage est divisé par quatre .
- Le couple maximal décroît avec la tension mais il est développé à la même vitesse de rotation, donc la valeur du glissement qui correspond au couple maximal ne varie pas. On remarque aussi que pour une certaine valeur de la tension, on aura $T_m > T_{e\max}$.
- Ce qui veut dire, que pour cette valeur, on ne peut plus faire démarrer le moteur en charge.

I.8.3 Influence de la fréquence sur la caractéristique mécanique:

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

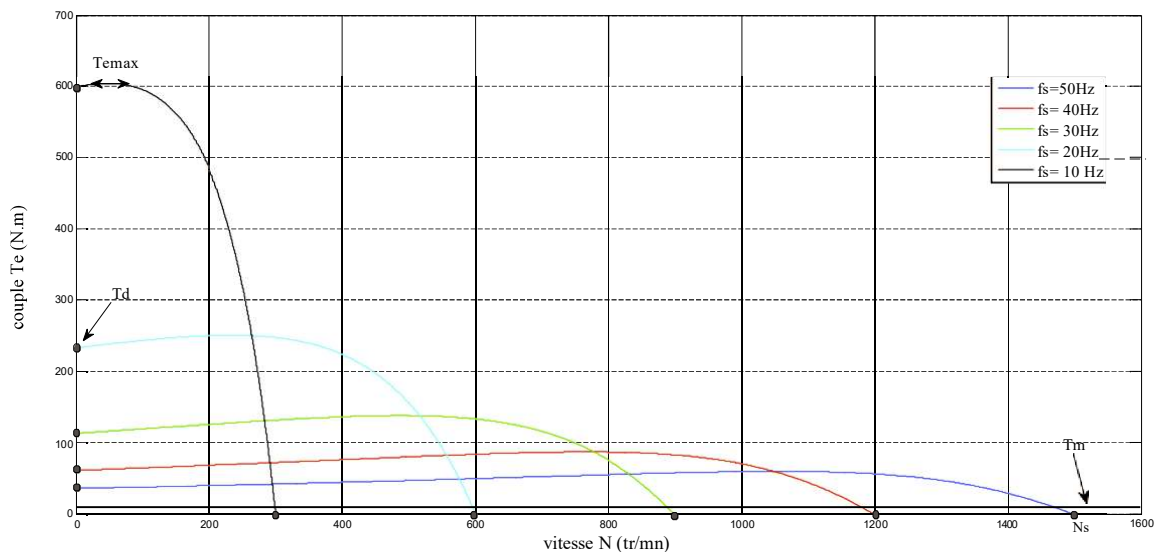


Fig. I.10 : Caractéristique couple-vitesse pour différentes fréquences d'alimentation[2]

La fréquence de rotation du moteur asynchrone est directement proportionnelle à la fréquence de la tension d'alimentation d'où la vitesse de synchronisme. La vitesse d'un moteur asynchrone peut être contrôlée au dessus et au dessous de la vitesse nominale en changeant la fréquence de la tension d'alimentation. On essaiera donc de créer pour les enroulements statoriques un réseau à fréquence variable ce sont les onduleurs de tension [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 maximal augmente .

C'est le couple résistant constant, la variation de la fréquence offre une marge importante de réglage de la vitesse, Quand la fréquence est très faible, le courant magnétisant sera très grand ce qui provoque la saturation du circuit magnétique. 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 scalaire) : $\frac{V_1}{f_s} = cst.$

I.8.4 Influence du nombre de paires de pôles sur la caractéristique mécanique :

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

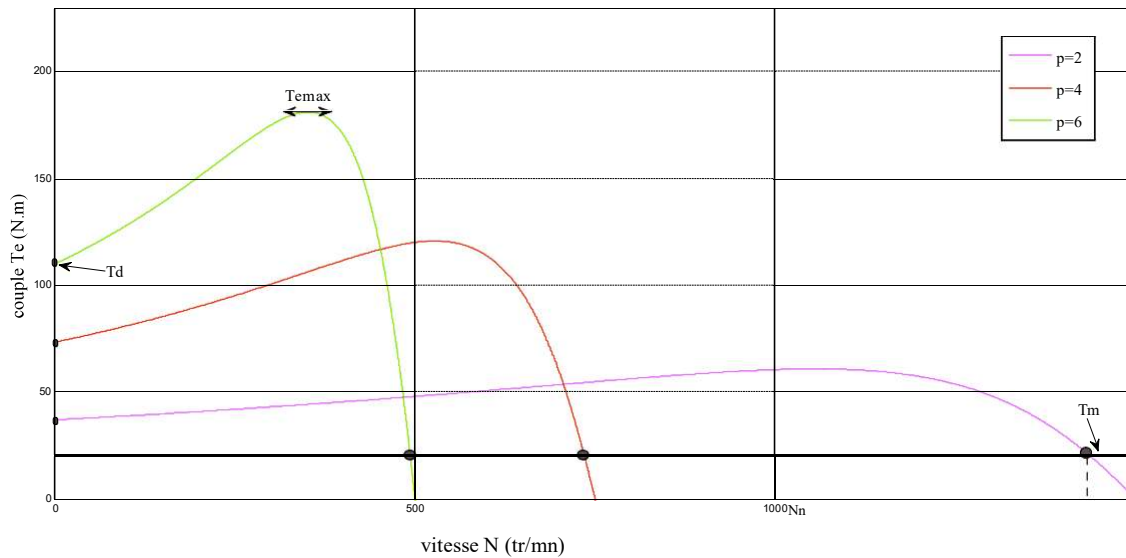


Fig. I.11 : Caractéristique couple-vitesse pour différentes valeurs du nombre de paires de pôles [2]

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 augmentent. Ce mode de réglage offre des possibilités très restreintes de réglage de vitesse, en général deux vitesses (Couplage Dahlander).

I -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 .

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

Il existe plusieurs méthodes du réglage de vitesse des moteurs asynchrones que ce soit classique ou moderne .

Chapitre II
Réglage de vitesse du moteur
asynchrone à rotor bobiné par
hacheur rotorique

Introduction:

Pendant longtemps, les possibilités de réglage de vitesse des moteurs asynchrones ont été 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 [2].

Il y a plusieurs méthodes de réglage de vitesse des moteurs asynchrones peuvent être classées Selon l'expression de vitesse : $N = (1-g) \cdot \frac{f_s}{p}$ Donc, pour la faire varier on peut :

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

Dans ce chapitre, nous proposons d'étudier l'une de ces méthodes, en l'occurrence, la méthode de réglage de vitesse d'un moteur asynchrone à bagues par variation de la résistance rotorique (Réglage par action sur le glissement).

II.1 Définition :

L'utilisation de résistances rotorique permet un réglage de la vitesse au-dessous de la vitesse nominale mais avec un rendement déplorable. Avec le développement de l'électronique de puissance il est possible 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 T court-circuite pour une durée plus au moins longue, qui dépend de ses périodes de fonctionnement, la résistance R .

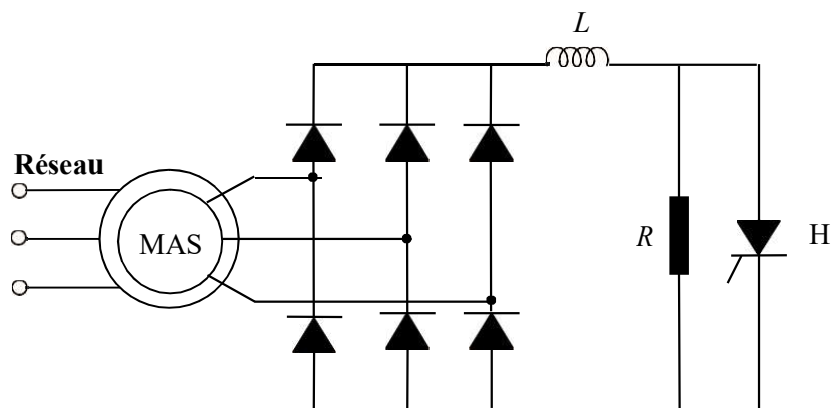


Fig. (II.1) : Schéma de réglage de vitesse par hacheur rotorique

II.2 Réglage de vitesse par hacheur rotorique:

II.2 .1 Généralités :

On peut caractériser le fonctionnement de la machine à l'aide du bilan de puissance partiel ci-contre, en rappelant que P_{jr} désigne la totalité de la puissance prélevée au rotor, y compris les pertes Joule rotoriques.

$$P_{ém} = C_{ém} \Omega_s, P_{méc} = C_{ém} \Omega \Rightarrow P_{jr} = g P_e \quad (2.1)$$

De $P_{jr} = g P_{ém} = g C_{ém} \Omega_s$, on déduit $g = \frac{P_{jr}}{C_{ém} \times \Omega_s}$, soit encore, en remplaçant g par son expression :

En fonction de Ω et de Ω_s donc $1 - \frac{\Omega}{\Omega_s} = \frac{P_{jr}}{C_{ém} \times \Omega_s}$ relation que l'on peut mettre sous la forme :

$$\Omega = \Omega_s \times \frac{P_{jr}}{C_{ém}} \quad (2.2)$$

On déduit de cette expression les différentes possibilités pour faire varier la vitesse de rotation de la machine à rotor bobiné.

Un procédé souvent employé consiste à faire débiter le rotor sur un rhéostat ; cette solution présente cependant deux inconvénients. D'une part, le rendement chute à cause de la puissance supplémentaire dissipée, d'autre part pour une résistance rotorique donnée une vitesse de rotation dépend fortement du couple .

En effet, avec les notations habituelles et en appelant R la résistance d'une phase du rhéostat, on a, en première approximation $P_{jr} = 3(mgV)^2/R$. (2.3)

Compte tenu de la relation liant P_{jr} et g , on en déduit $g C_{ém} \Omega_s = 3 \times \frac{(mgV)^2}{R}$ (2.4)

, soit $g = \frac{R \Omega_s}{3(mV)^2}$ (2.5)

On constate donc que le glissement reste proportionnel au couple ce qui entraîne des variations importantes de la vitesse avec la charge par des convertisseurs statiques.

On peut cependant remédier en faisant varier la résistance rotorique en fonction du couple fourni, ainsi faire débiter le rotor sur un jeu de résistances additionnelles insérées ou supprimées. On peut également utiliser le montage ci-contre, où le rotor débite par l'intermédiaire du pont redresseur sur la résistance variable constituée par l'inductance (L) avec hacheur parallèle (H) et résistance (R) .

II.3 Les convertisseurs statiques

II.3.1 Le redresseur :

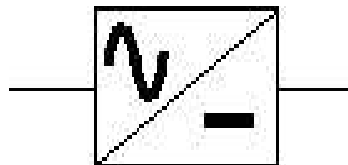
Introduction :

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 [5].

Souvent, les tensions monophasées et triphasées du réseau industriel de 50 Hz sont redressées.

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.

On représente un redresseur par le symbole suivant :



II.3.1.1 Tension redressée :

La tension redressée U_d fournie par un montage redresseur à diode d'indice q est formée de q sommets de sinusoides par période T des tensions alternatives sinusoïdales d'alimentation.

Si ω est la pulsation de ses tensions, la tension U_d est donc une fonction périodique de période T/q dont le fondamental a pour pulsation $q \omega$ [06].

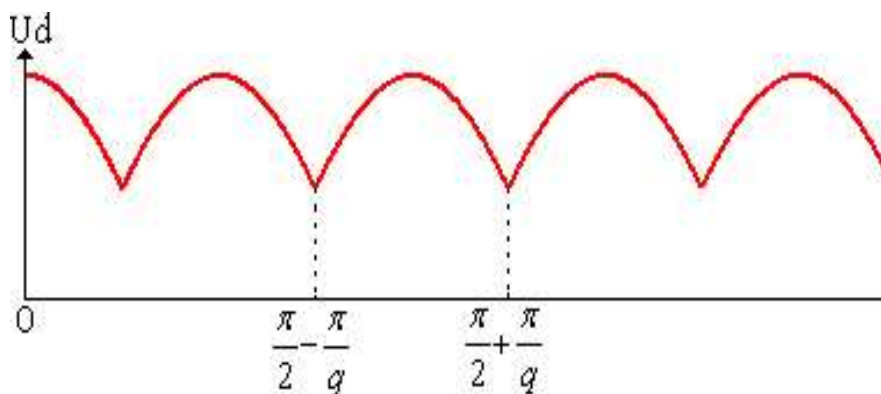


Fig. (II.2) : Tension redressée d'un redresseur à q phases

II .3 .1. 2 Valeur moyenne de la tension redressée :

Pour un redresseur de q phases à diodes, la valeur moyenne U_{d0} vaut :

$$U_{d0} = \frac{q}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{q}} V_m \sin \omega t d \omega t = \frac{q}{\pi} V_m \sin \frac{\pi}{q} \quad (2.6)$$

II .3 .1. 3 Courants et puissances :

Si le montage débite un courant continu I_d constant, chaque diode assure le passage de I_d pendant l'intervalle de durée T/q où elle est conductrice.

D'où les valeurs maximales, moyennes et efficaces du courant dans chacune des diodes [07].

$$I_{\max} = I_d \quad (2.7)$$

$$I_{moy} = \frac{I_d}{q} \quad (2.8)$$

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{q}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{q}} I_d^2 d\omega t} = \frac{I_d}{\sqrt{q}} \quad (2.9)$$

Si on néglige les chutes de tension, puisque le courant I_d est supposé constant, la puissance débitée par le secondaire du transformateur est :

$$P_d = U_{d0} I_d \quad (2.10)$$

Si on considère les chutes de tensions et que i_d n'est pas constant, alors on obtient:

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_d U_d d\omega t = U_0 I_0 + U_1 I_1 \cos \omega_1 + U_2 I_2 \cos \omega_2 + U_3 I_3 \cos \omega_3 \dots \quad (2.11)$$

Or la puissance apparente du secondaire formée de q enroulements, siège de tensions

de valeur efficace $v = \frac{v_m}{\sqrt{2}}$ parcourus par des courants de valeur efficace I_{eff} est :

$$S = q \frac{V_m}{\sqrt{2}} I_{eff}, \quad (2.12)$$

$$Q = q v_1 I_1 \sin \varphi_1, \quad (2.13)$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (2.14)$$

II.3.1.4 Redressement triphasé parallèle :

double: a- Montage pratique

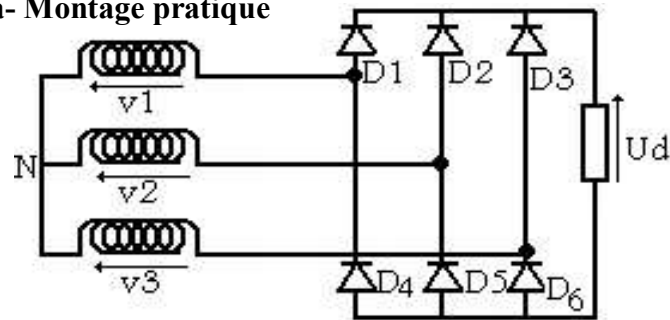


Fig. (II.3) : Montage pratique d'un redresseur triphasé parallèle double à diodes

b- Tension redressée

$$U_d = \max \{v_1, v_2, v_3\} - \min \{v_1, v_2, v_3\}$$

$$U_d = v_1 - v_2 \text{ si } D_1 \text{ et } D_5 \text{ sont passantes}$$

$$U_d = v_1 - v_3 \text{ si } D_1 \text{ et } D_6 \text{ sont passantes}$$

$$U_d = v_2 - v_3 \text{ si } D_2 \text{ et } D_6 \text{ sont passantes}$$

$$U_d = v_2 - v_1 \text{ si } D_2 \text{ et } D_4 \text{ sont passantes}$$

$$U_d = v_3 - v_1 \text{ si } D_3 \text{ et } D_4 \text{ sont passantes}$$

$$U_d = v_3 - v_2 \text{ si } D_3 \text{ et } D_5 \text{ sont passantes}$$

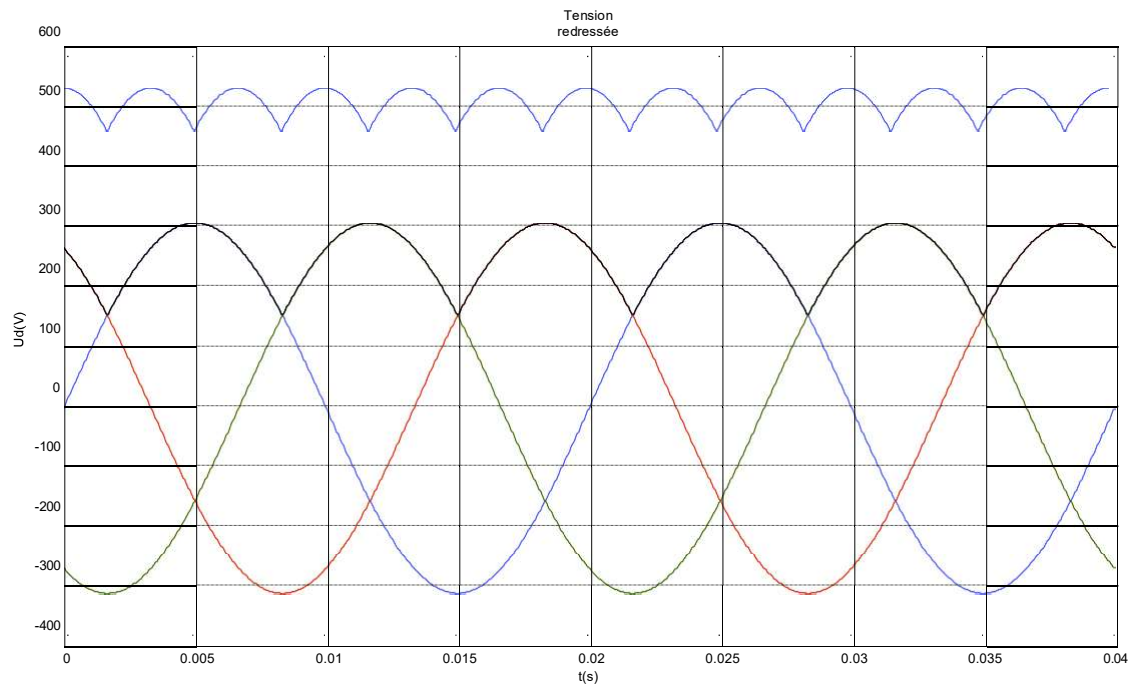


Fig. (II.4) : Tension redressée d'un redresseur triphasé parallèle double sur charge R. à diodes

II .3 .1. 4 Valeur moyenne de la tension redressée :

La valeur moyenne de la tension redressée du redresseur triphasé parallèle simple est donnée par:

$$\overline{U_d} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} vd\omega t = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} vd\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V = 1.654 * V_m \quad (2.15)$$

La valeur moyenne vaut 165.4% de la tension maximale de la tension d'alimentation.

II .3 .2 Hacheur :

Introduction

Le hacheur est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension à valeur moyenne réglable à partir d'une source de tension continue (figure 1). La tension continue de départ peut être un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie d'accumulateurs, une alimentation stabilisée, La valeur moyenne de la tension de sortie dépend de $\tau = \alpha T$ et varie entre 0 et E.

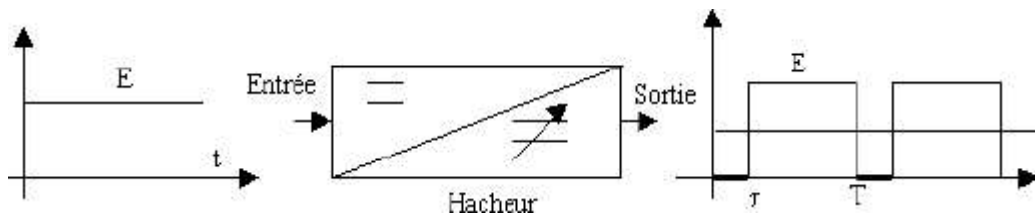


Fig. (II.5) : Formes d'ondes des grandeurs électriques du hacheur survolteur

II .3 .2.1 Hacheur survolteur (Boost converter – Step up chopper) :

On l'appelle aussi hacheur parallèle. La configuration du hacheur est présentée dans la figure 8. Quand le hacheur est en fonctionnement (S fermé et D ouverte), l'inductance L stocke une énergie électrique. A l'ouverture de S, l'énergie stockée se décharge à travers la diode D et la charge.

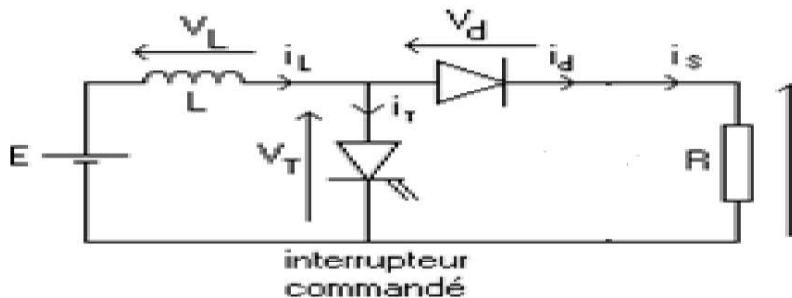


Fig. (II.6) : Schéma de principe du hacheur survolteur

Ce principe de fonctionnement est utilisé en récupération (régénération) dans les moteurs à courant continu, où u représente la tension fournie par l'induit et V représente la tension du réseau d'alimentation en continu.

Lors de la première partie du cycle de fonctionnement, de 0 à $\alpha.T$, l'interrupteur commandé est fermé (passant). Cette fois, la source et la charge ne sont pas en contact durant cette phase. La diode est alors bloquée.

Lors de la seconde partie du cycle, de $\alpha.T$ à T , on ouvre l'interrupteur commandé et la diode devient passante. C'est alors que la source et la charge sont reliées.

II.3.2.2 Calcul de la tension moyenne de sortie et des ondulations :

- valeur moyenne de la tension de sortie. On sait que la tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle donc on a, en conduction continue.

$$E \times \alpha \times T = (-E + V_s) \times (1 - \alpha) \times T \quad (2.16)$$

Soit

$$V_s = \frac{E}{(1 - \alpha)} \quad (2.17)$$

Or comme α est inférieur à 1, la tension moyenne de sortie est bien supérieure à la tension d'entrée.

- Relation entre le courant moyen de sortie et le courant moyen dans la diode. $I_s = I_d$ car le courant moyen dans la capacité est nul.

Donc $I_s = (1 - \alpha) \times I_L$. De plus, connaissant la tension moyenne de sortie et la résistance de charge, on en déduit facilement I_s ce qui permet de connaître I_L .

II . 4 Réglage de vitesse par hacheur rotorique:

II . 4 . 1 Principe de fonctionnement:

On peut remplacer les résistances rotoriques par un ensemble redresseur triphasé à diodes-hacheur-rhéostat de charge (*Fig.II.2*). Ce type de montage qui permet le réglage de vitesse en agissant sur le rapport cyclique α du hacheur, est appelé réglage de vitesse par hacheur rotorique :

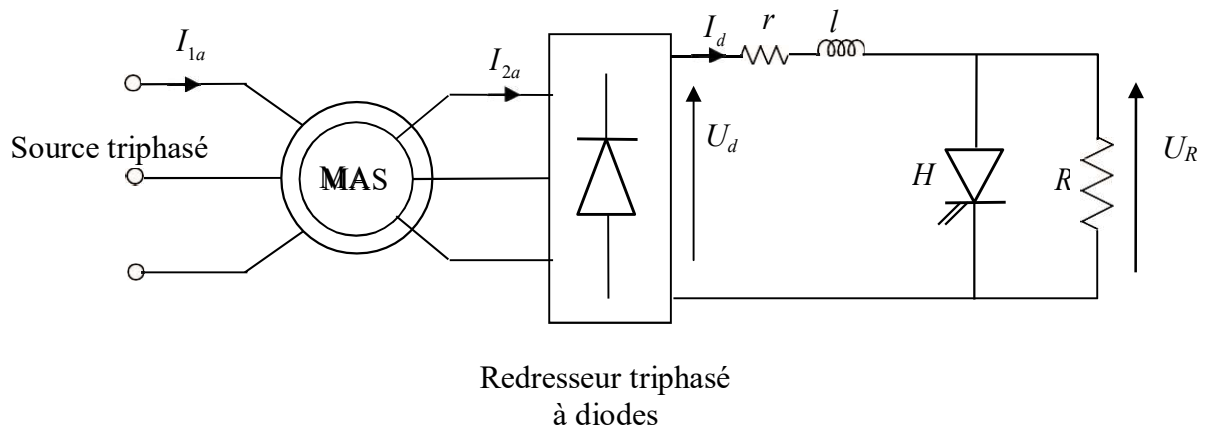


Fig. (II.7) : Schéma de réglage de vitesse par hacheur rotorique

Durant chaque période de fonctionnement du hacheur, on aura une résistance Apparente R_{eq} vue entre les bornes du pont redresseur, qui s'exprime par la relation :

$$R_{eq} = \frac{1}{T} \times \int_0^T R dT \quad (2.18)$$

$$R_{eq} = \frac{1}{T} \times \int_0^{\alpha T} R \times dT + \int_{\alpha T}^T R \times dT$$

$$R_{eq} = \frac{R}{T} \times (T - \alpha T) \text{ Avec } T_h = \frac{1}{f_h} \quad (2.19)$$

$$R_{eq} = (1 - \alpha) R . \alpha \text{ étant compris dans l'intervalle } [0,1]. \quad (2.20)$$

Lorsque le hacheur conduit, la résistance R est court-circuitée et la résistance équivalente vue du côté continu du redresseur est $R_{eq} = 0$ (r est très faible). 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 .

Si αT_h est la durée de conduction du hacheur, sachant que $T_h = 1/f_h$ 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 augmente, ce qui engendre une diminution de la vitesse.

Simulation de la Régulation du vitesse par hacheur rotorique

II.5 Schéma du modèle de simulation avec hacheur rotorique:

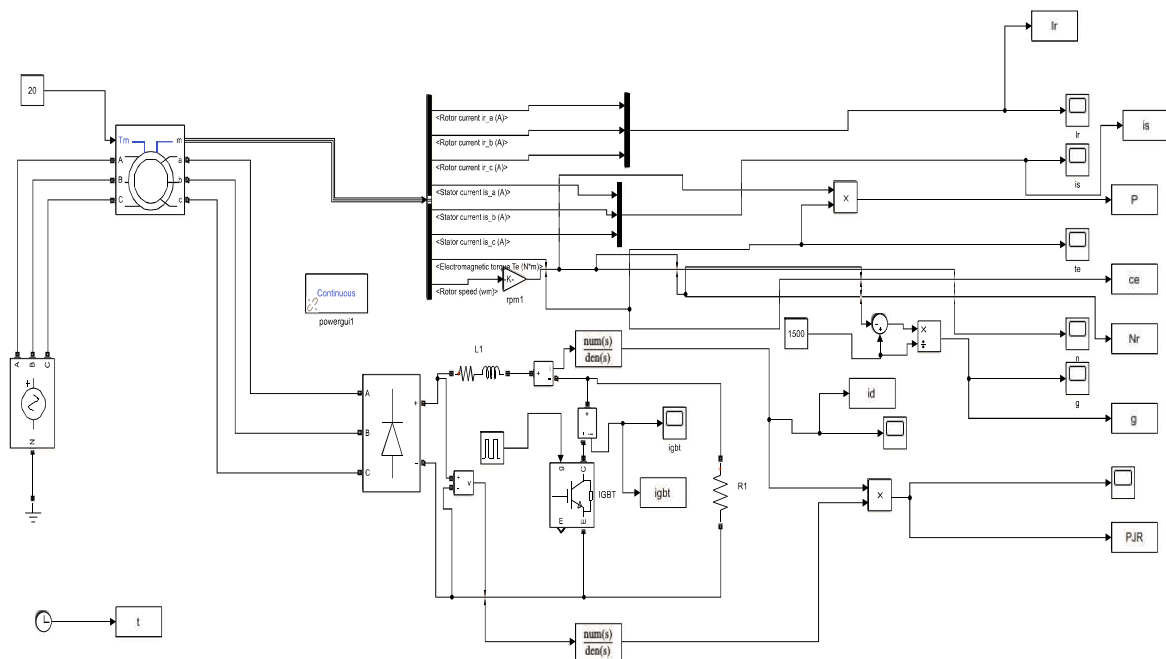


Fig. (II.8) : Modèle de simulation de réglage de vitesse par hacheur rotorique

Ce modèle contient :

- Une source de tension triphasée alternative.
- Un redresseur triphasé en pont à diodes de la bibliothèque Sim Power System.
- Un transistor IGBT fonctionnant en hacheur, source de la bibliothèque Sim Power System.
- La commande du hacheur composée de deux blocs de répétition de séquence (repeating sequence), l'un pour déterminer la fréquence de hachage, fixée dans notre cas à $f_h = 1\text{KHz}$ et l'autre bloc sert à contrôler le rapport cyclique qui définit les durées de conductions du hacheur.
- Un bloc pour la mesure et la représentation graphique des différentes grandeurs à savoir, les courants statorique et rotorique, la vitesse de rotation et le couple électromagnétique du moteur.
- Un bloc machine asynchrone triphasée à rotor bobiné de la bibliothèque Sim Power System, décrit dans le paragraphe(II.3).

La résistance R en parallèle avec le transistor IGBT est choisie de façon à ce qu'elle puisse supporter la puissance transmise au côté continu du pont redresseur. Elle a une Valeur $R = 10\Omega$, L'inductance l sert à lisser le courant redressé i_d ; on prend $l = 0.001H$.

La résistance r sert à éviter le court-circuit direct des bornes du redresseur durant les durées de conceptions du hacheur. Sa valeur est très petite et vaut $r = 0.1\Omega$.

Avec deux Filtre (le première Filtre c'est Filtre de tension $H_v = \frac{1}{0.01P+1}$ Quant au deuxième Filtre de courant $H_i = \frac{1}{0.005P+1}$)

La commande du rapport cyclique qui détermine les durées de conduction du hacheur est réalisée comme suit :

$\Delta t(s)$	0 → 1.9	1.9 → 4.1	4.1 → 6.1	6.1 → 8	8 → 10
α	0.9	0.7	0.5	0.3	0.1

Tableau II.4 : variation du rapport cyclique.

La figure suivante (fig. II.2) représente la variation du rapport cyclique en fonction du temps :

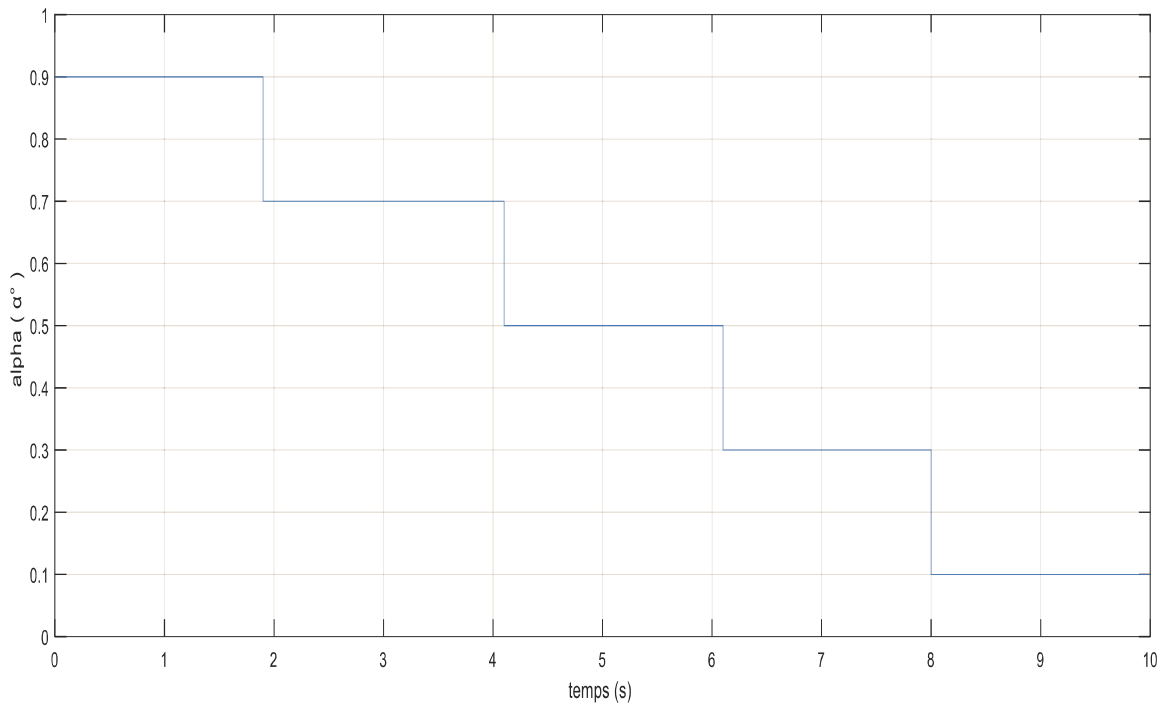


Fig. (II.9) : Variation du rapport cyclique en fonction du temps

II .6 Résultats de simulation :

Les figures suivantes montrent les résultats de simulation du réglage de vitesse avec hacheur rotorique :

II .6.1 Evolution de la vitesse :

Au du démarrage, le rapport cyclique est égal à $\alpha=0,9$. La vitesse de rotation est presque nominale. A $t=0$, on applique la pleine tension sur le moteur , celui-ci accélère en passant par un régime transitoire pour atteindre sa vitesse nominale le $N_n=1429tr/min$ en un temps $\Delta t = 0.36s$.

A $t=1.9 s$ l'action de la commande sur le hacheur fait varier le rapport cyclique ($\alpha= 0.7$) la résistance équivalente vue aux bornes du redresseur sera $R_{eq} = (1-\alpha) R = 0.3.10 = 3\Omega$ La vitesse diminue jusqu'à atteindre la valeur $N = 1374tr/min$ et tend à se stabilisée avec un régime transitoire très réduit. A $t=4.1 s$, on fait varier de nouveau le rapport cyclique en lui donnant une valeur $\alpha=0.5$, la résistance équivalente augmente et devient $R_{eq} = (1-\alpha) R = 0.5.10 = 5\Omega$ La vitesse diminue encore jusqu'à la valeur $N = 1290tr/min$ toujours avec un régime transitoire faible qui correspond à $\Delta t = 0.18 s$.

A $t= 6.1s$ et pour une valeur de $\alpha= 0.3$, la résistance équivalente sera $R_{eq} = (1-\alpha) R = 0.7.10 = 7\Omega$. La vitesse continue de diminuer jusqu'à $N = 1250tr/min$. A $t=8s$ on applique un rapport cyclique à une valeur minimale de $\alpha= 0.1$, La vitesse diminue et se stabilise à la valeur minimale $N = 1200tr/min$.

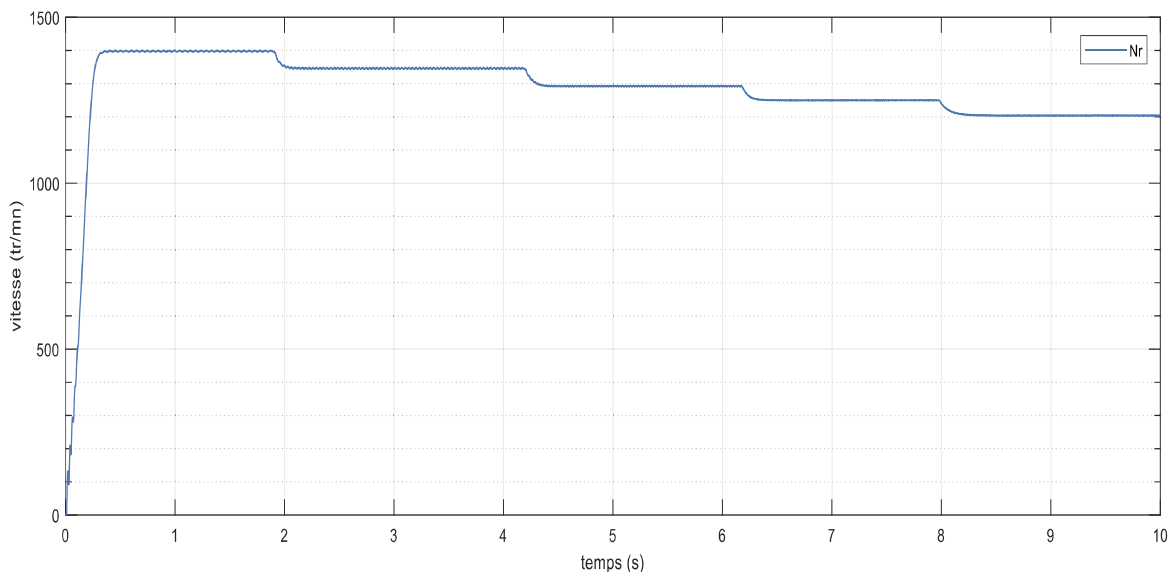


Fig. (II.10) : Evolution de la vitesse en fonction du temps

II .6.2 Evolution du couple instantané :

Au démarrage nous appliquons un rapport cyclique de 0.9. Pendant le régime transitoire on remarque que le couple présente de fortes oscillations qui engendrent un bruit mécanique lors du démarrage du moteur, puis s'amortissent ; après le couple passe par un maximum qui est égal à $56N.m$. A la fin du régime transitoire on obtient un couple qui est égal au couple de charge $T_m = 20N.m$.

A $t=1.9 s$,on passe à un rapport cyclique $\alpha= 0.7$, le couple moyen reste constant, mais on constate une augmentation dans les ondulations, en passant par un bref régime transitoire. Ce phénomène se répète à chaque fois qu'on change le rapport cyclique ($t=4.1s$ pour la valeur de $\alpha=0.5$ et à $t=6.1s$ pour la valeur de $\alpha= 0.3$ et en fin $t=8s$ pour la valeur de $\alpha=0.1$).

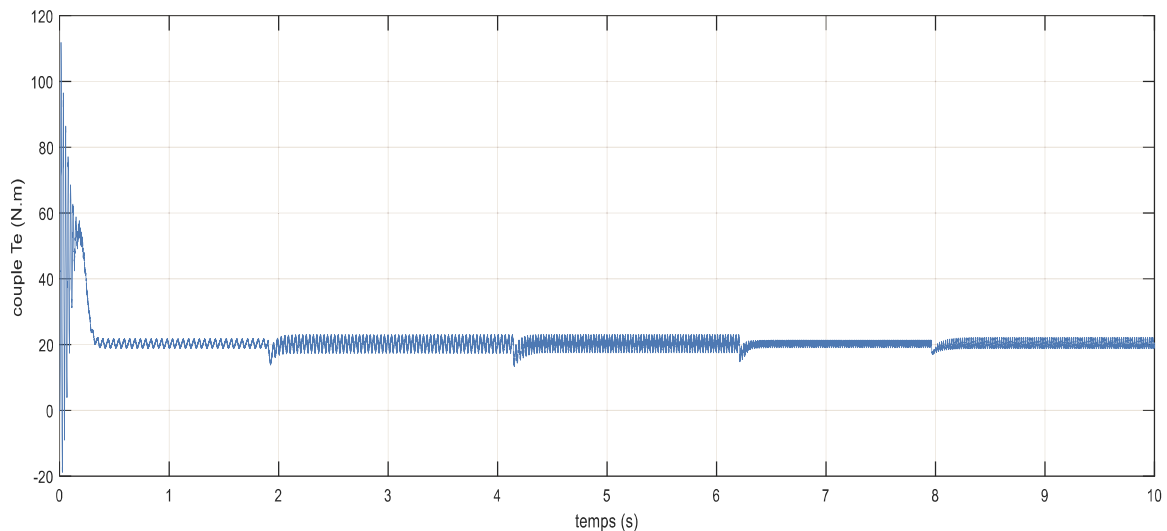


Fig. (II.11) : Evolution du couple électromagnétique en fonction du temps

II .6.3 Evolution instantanée du couple en fonction de la vitesse :

Durant le régime transitoire, *Fig. (II. 12)* présente de fortes ondulations qui s'atténuent progressivement au fur et à mesure que la vitesse augmente. La courbe s'incurve et passe par un maximum $T_{e_{\max}} = 56N.m$ qui correspond à $N = 947tr/min$, puis diminue pour rejoindre le couple de charge quand la vitesse nominale $N = 1429tr/min$ est atteinte. A partir de $N = 1215tr/min$, le couple prend une allure sensiblement linéaire.

A l'instant $t = 1.9s$, on modifie la valeur de $\alpha = 0.9$ à $\alpha = 0.7$, la vitesse chute et le couple passe par un court régime transitoire étendu à se stabiliser autour du couple de charge. Le même phénomène se répète aux instants $t = 4.1s$ et $t = 6.1s$ correspondant aux valeurs de $\alpha = 0.5$ et $\alpha = 0.3$ respectivement. A $t = 8s$, le hacheur est commandé pour conduire pratiquement en permanence en remettant le rapport cyclique à $\alpha = 0.1$ (valeur minimale). La vitesse passe à $N = 1200tr/min$, le couple passe par un régime transitoire court et se stabilise autour de la valeur du couple de charge $T_m = 20N.m$.

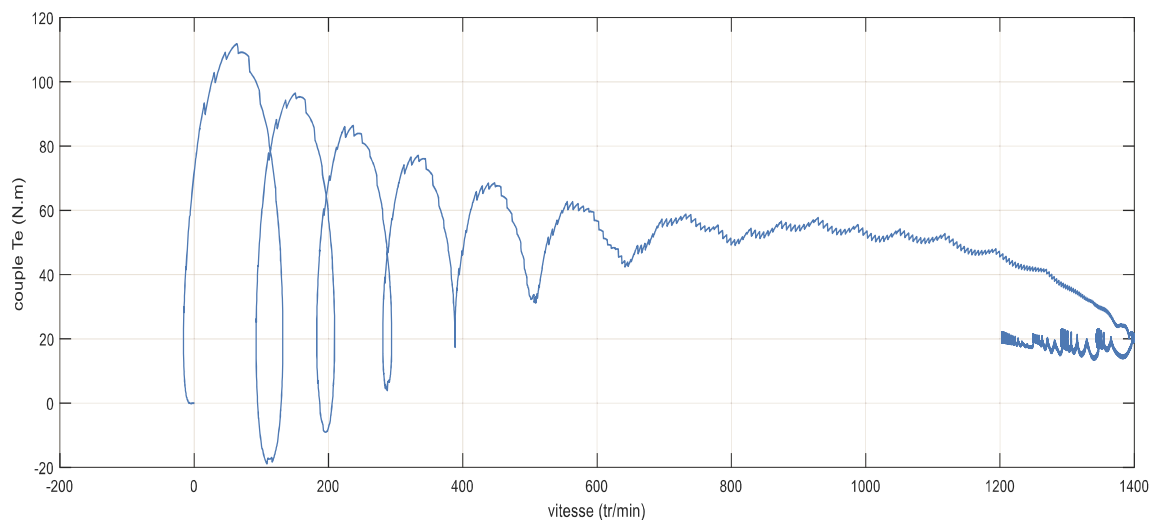


Fig. (II.12) : Courbe du couple électromagnétique en fonction de la vitesse

II .6.4 Evolution du courant statorique :

Le courant statorique au démarrage est trop élevé, il est dû au fort appel de puissance exigé pour pouvoir démarrer le moteur .On remarque que le fort appel de courant au démarrage est égal à environ 5 fois le courant nominal. Après un régime transitoire $\Delta t = 0.30s$, d'environ. Les ondulations qu'il présente disparaissent à la fin du régime transitoire pour donner une forme relativement sinusoïdale d'amplitude constante.

Notons aussi, qu'à chaque fois qu'on impose le rapport cyclique aux instants $t=1.9s$, $t=4.1s$ et $t=6.1s$, $t=6.1s$ le courant statorique diminue momentanément, passe par un bref régime transitoire ,puis reprends a valeur initiale .Lorsque le régime permanent est atteint le courant statorique correspond au comportement inductif du moteur .Sa valeur efficace reste sensiblement constante et égale à sa valeur nominale $I_n = 7.8A$ car le couple de charge est constant (20 N.m).

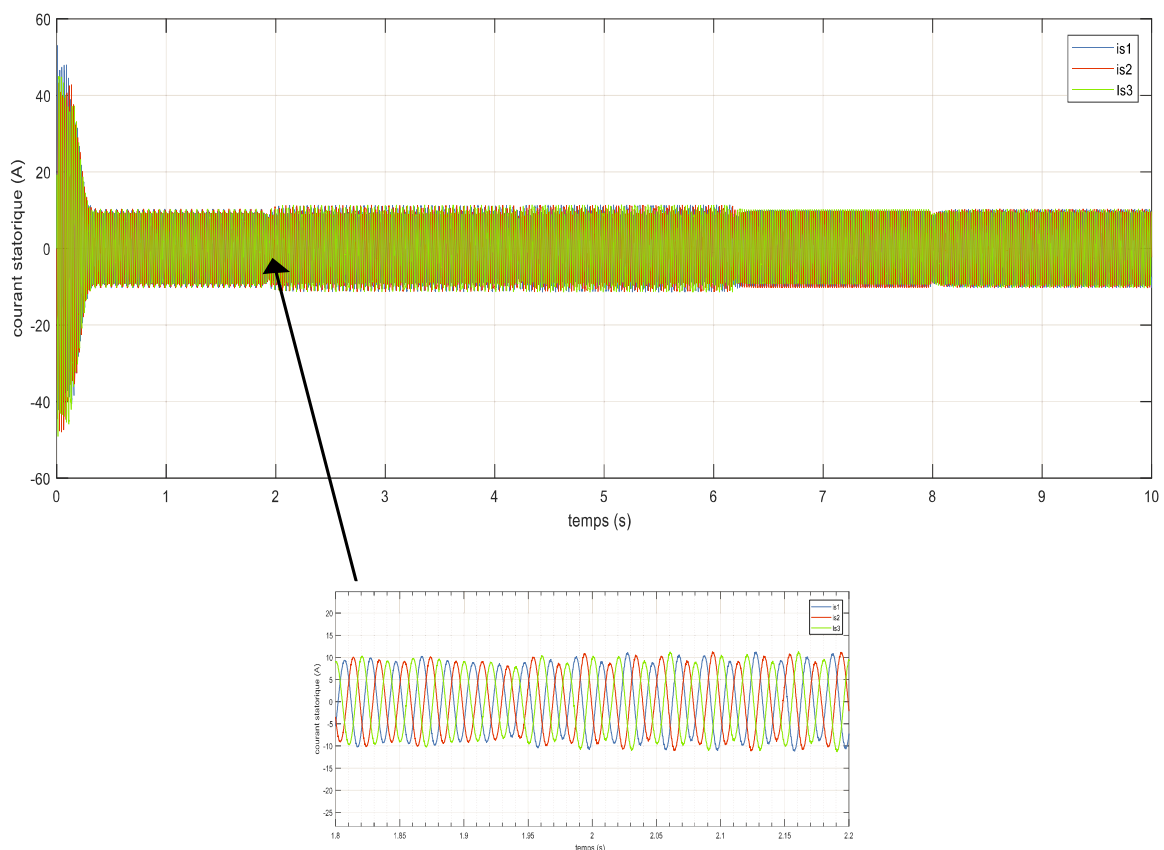


Fig. (II.13) : Evolution du courant statorique en fonction du temps

II .6.5 Evolution du courant rotorique avec le temps :

Le courant rotorique au démarrage se caractérise par d'importantes ondulations dues à l'appel élevé de courant de ligne demandé par le moteur. Durant le régime permanent, les courants dans le rotor sont triphasés, alternatifs et de forme quasi sinusoïdale. Ces formes sont dues à la réactance de fuite des enroulements rotoriques et les commutations de courant dans le pont redresseur. A l'instant $t=1.9s$, on fait varier la valeur de α , de $\alpha=0,9$ à $\alpha= 0.3$, le courant diminue, passe par un court régime transitoire puis reprend pratiquement sa valeur initiale car le couple de charge est constant (20 N.m).

La même chose se produit aux instants $t= 1s$ pour $\alpha= 0.5$ et $t= 1.8s$ pour $\alpha= 0.7$. Nous constatons aussi d'après la figure (II. 14) la variation de la fréquence rotorique en fonction du rapport cyclique et par conséquent en fonction du glissement.

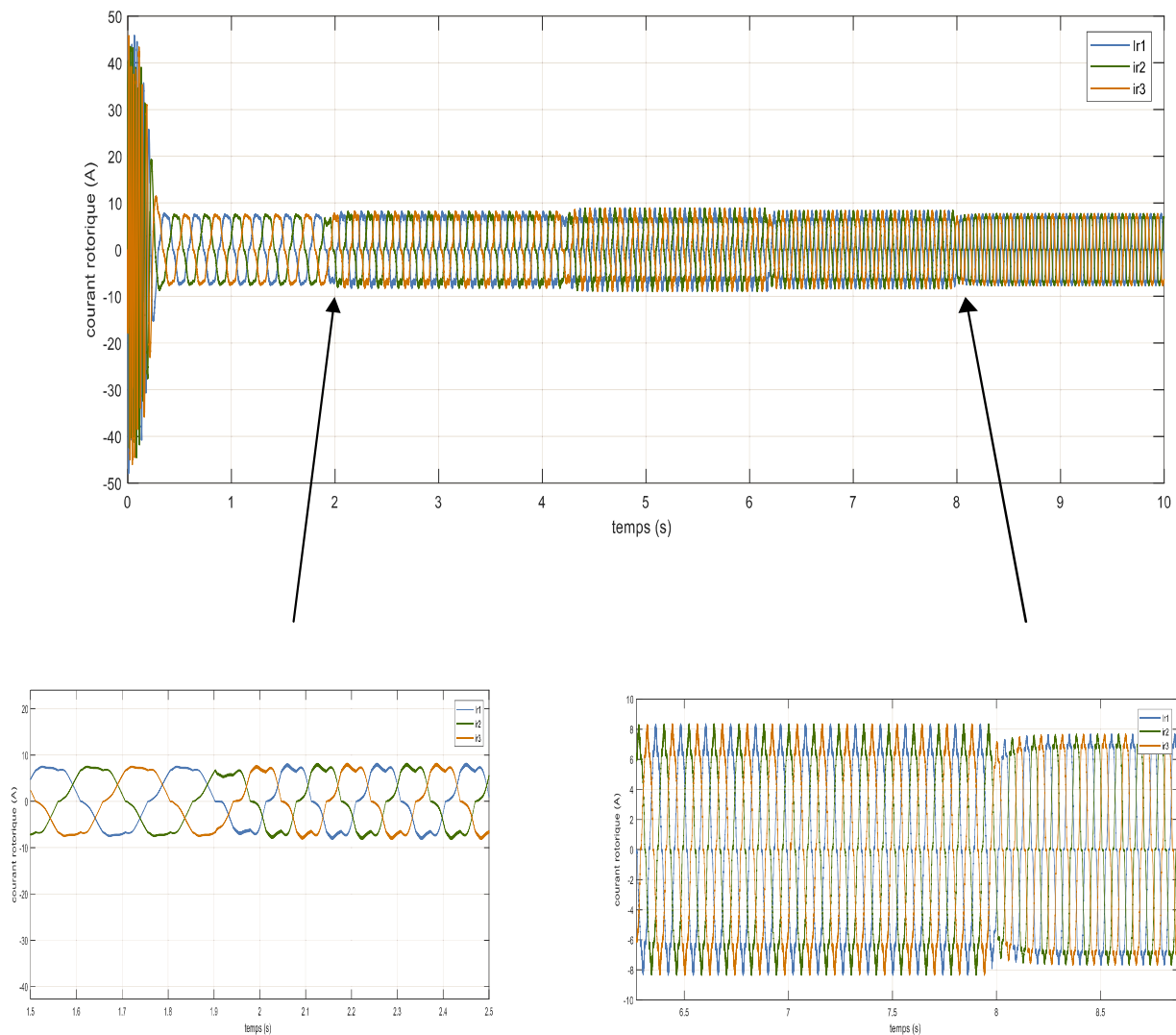


Fig. (II.14) : Evolution du courant rotorique en fonction du temps

II .6.6 Evolution du courant redressé :

Au démarrage le courant redressé passe brusquement de 0 à une valeur très importante, cela est dû à la grande valeur du courant rotorique durant le régime transitoire. Après la disparition de ce régime , il prend une forme continue et il tend à se stabiliser . A l'instant $t=1.9s$ où l'on règle le rapport cyclique à $\alpha=0.7$, il passe par un faible régime transitoire et se stabilise autour de sa valeur du régime permanent . Remarquons aussi ,qu'à chaque modification de la valeur du rapport cyclique, aux instants $t = 4.1s$ et $t=6.1s$ et $t= 8s$ correspondants aux valeurs du rapport cyclique $\alpha= 0.5$ et $\alpha= 0.3$ et $\alpha= 0.1$ respectivement, l'allure du courant passe par un régime transitoire et tend à se maintenir à sa valeur permanente qui est égale à $I_d= 7.3A$. On constate aussi une variation au niveau des ondulations, en variant le rapport cyclique.

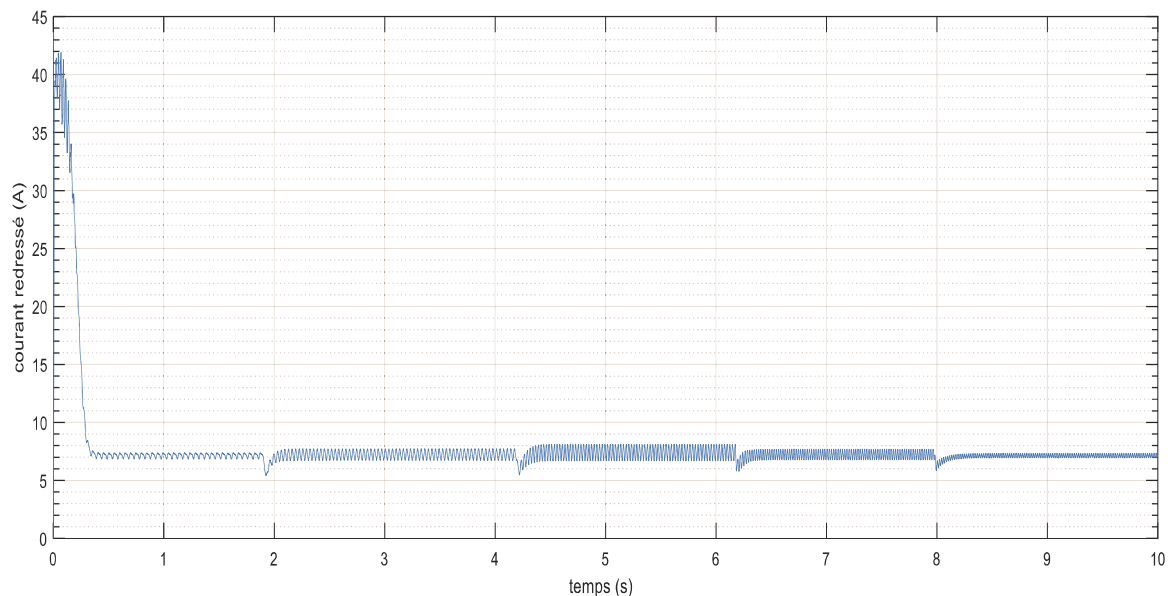


Fig. (II.15) : Allure du courant redressé en fonction du temps

II .6.7 Evolution du courant dans le hacheur :

Au démarrage, le courant dans le transistor IGBT est très grand, cela est dû à l'appel de courant élevé demandé par le moteur. À la fin du régime transitoire, il diminue, puis prend une forme périodique, de période égale à la période de fonctionnement du hacheur $T_h=1/f_h$. Quand le hacheur conduit, le courant est égal au courant redressé i_d .

On remarque aussi, qu'à chaque fois qu'on change la valeur du rapport cyclique aux instants $t= 1.9s, t=4.1s, t=6.1s$ et $t= 8s$, le courant dans le transistor diminue et passe par un bref régime transitoire, puis reprend sa valeur initiale. Sur le zoom de la (Fig. II. 16) et à l'instant $t= 1.9s$ en changeant le rapport cyclique du hacheur $\alpha= 0.9 \rightarrow \alpha= 0.7$, on remarque bien le changement des temps de conduction du transistor durant les différentes phases de réglage.

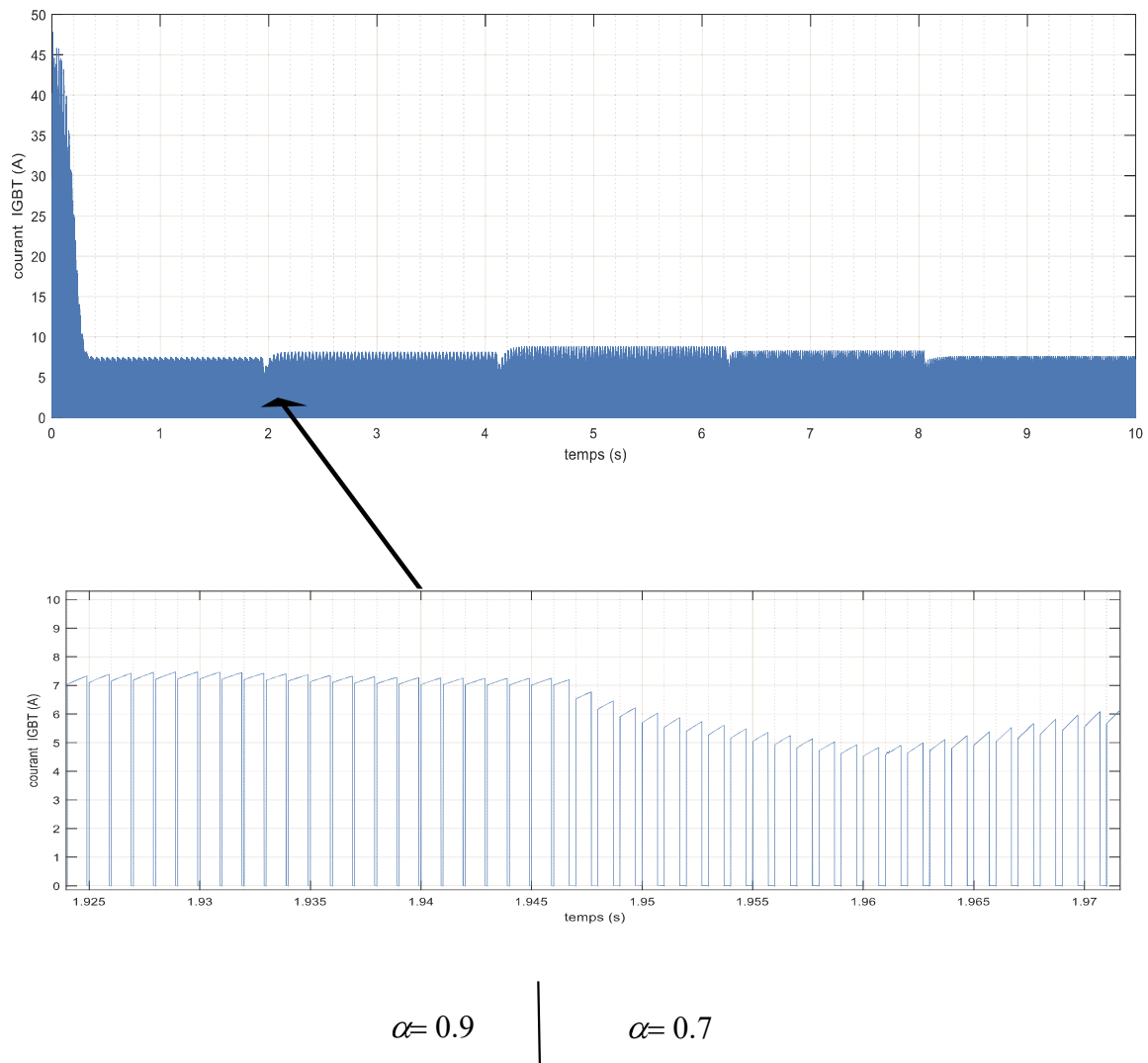


Fig. (II.16) : Allure du courant du hacheur en fonction du temps

II .6.8 Evolution du glissement :

Lors du démarrage, le glissement est égal à $g_d = 1$, après le régime transitoire qui dure $0.36s$, le glissement se stabilise dans sa valeur permanente . Au fur et à mesure le glissement augmente avec la diminution du rapport cyclique (augmentation de la résistance équivalente $R_{eq} = (1-\alpha) R$).

nous remarquons que le glissement est de 0.07 pour une valeur de $\alpha = 0.7$, correspondant à une résistance équivalente $R_{eq} = 3 \Omega$ aux bornes du redresseur.

A $t = 4.1s$, et pour un rapport cyclique $\alpha = 0.5$, la résistance équivalente vue entre les bornes du redresseur devient $R_{eq} = 5 \Omega$ donc le Glissement est de l'ordre de 0.14 .

A $t = 6.1s$, le rapport cyclique est de $\alpha = 0.3$, la résistance équivalente est égale à 7Ω ; le glissement augmente jusqu'à $g = 0.17$. Pour $\alpha = 0.1$, le hacheur conduit presque en permanence, la résistance équivalente est augmentée, d'où l'augmentation de la valeur glissement ($g = 0.2$).

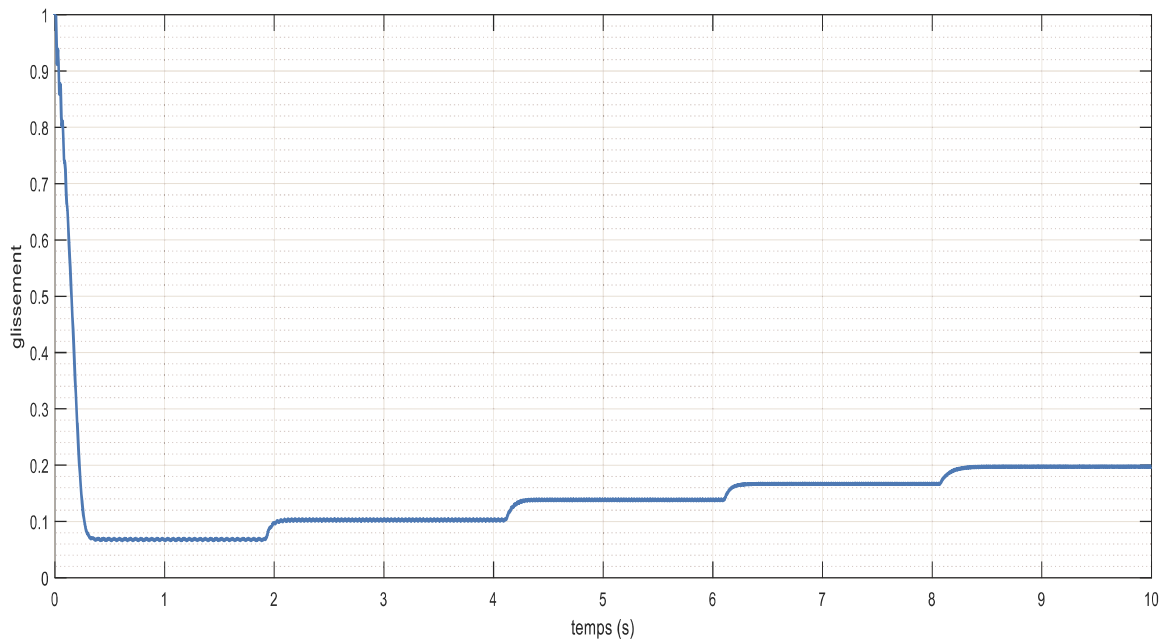


Fig. (II.17) : Allure du glissement en fonction du temps

II .6.9 Evolution des pertes joule rotorique :

Au démarrage et durant le régime transitoire (0.3s), les pertes joule rotorique prendront une valeur maximale, cela est dû au fort appel du courant au démarrage (de l'ordre de 2000 joule). A la fin du régime transitoire de démarrage et pour $\alpha = 0.9$ correspondant à $R_{eq} = (1-\alpha) R = 1 \Omega$, les pertes joules rotoriques sont de l'ordre de 70 J. A $t = 1.9s$ et en passant du rapport cyclique 0,9 à 0,7 correspondant à une résistance équivalente vue aux bornes du redresseur $R_{eq} = 3 \Omega$, les pertes joule rotoriques augmentent, dont la valeur est de l'ordre de 165 J. Le passage est caractérisé par un faible régime transitoire. A $t = 4.1s$ et pour $\alpha = 0.5$ correspondant à une résistance équivalente $R_{eq} = 5 \Omega$, les pertes joules rotoriques en régime permanent sont de l'ordre de 280 J. Ensuite et pour un rapport cyclique égal à 0,3, correspondant à une résistance équivalente $R_{eq} = 7 \Omega$, les pertes joules rotoriques sont de l'ordre de 370 J.

A $t = 8s$, quand nous augmentons la résistance équivalente vue aux bornes du redresseur au maximum $R_{eq} = 9 \Omega$ (rapport cyclique 0,1), les pertes joules rotoriques augmentent jusqu'à 465J.

On remarque que les pertes joules rotoriques sont l'image du glissement (pertes par glissement).

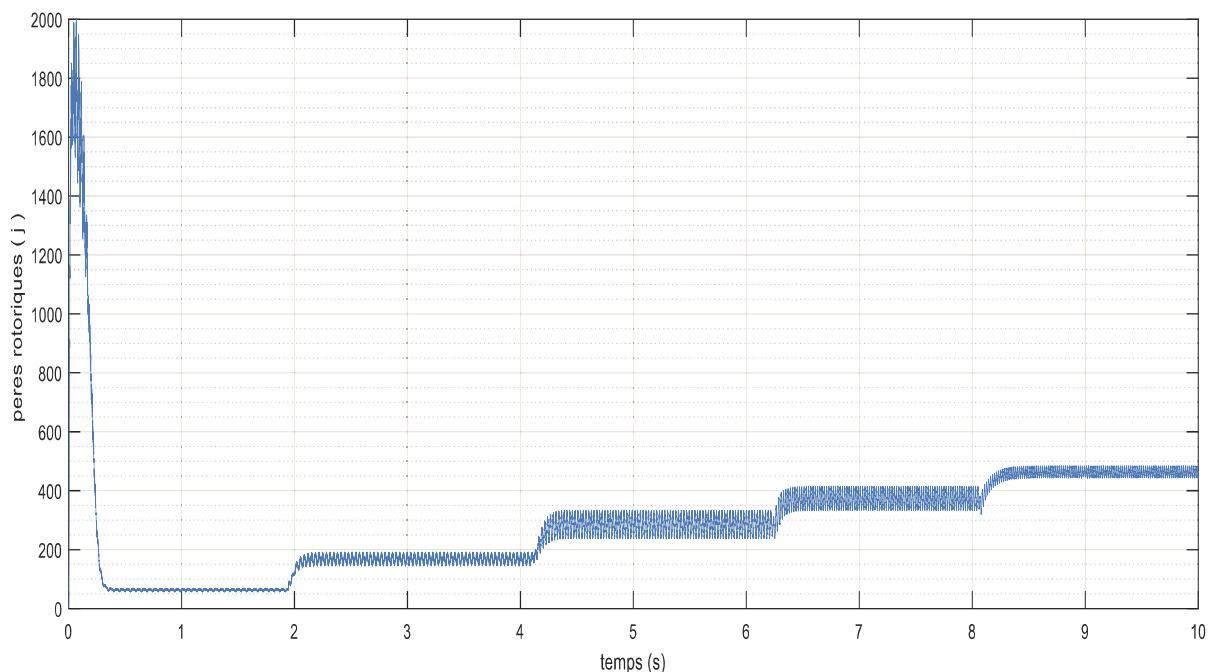


Fig. (II.18) : Allure des pertes joules rotoriques en fonction du temps

II .6.10 Evolution de la résistance équivalente en fonction de α :

La figure II. 19 montre que la résistance équivalente vue aux bornes du redresseur évolue d'une manière quasi linéaire en fonction du rapport cyclique. Elle passe de 9Ω pour $\alpha=0,1$ à 1Ω pour $\alpha=0,9$.

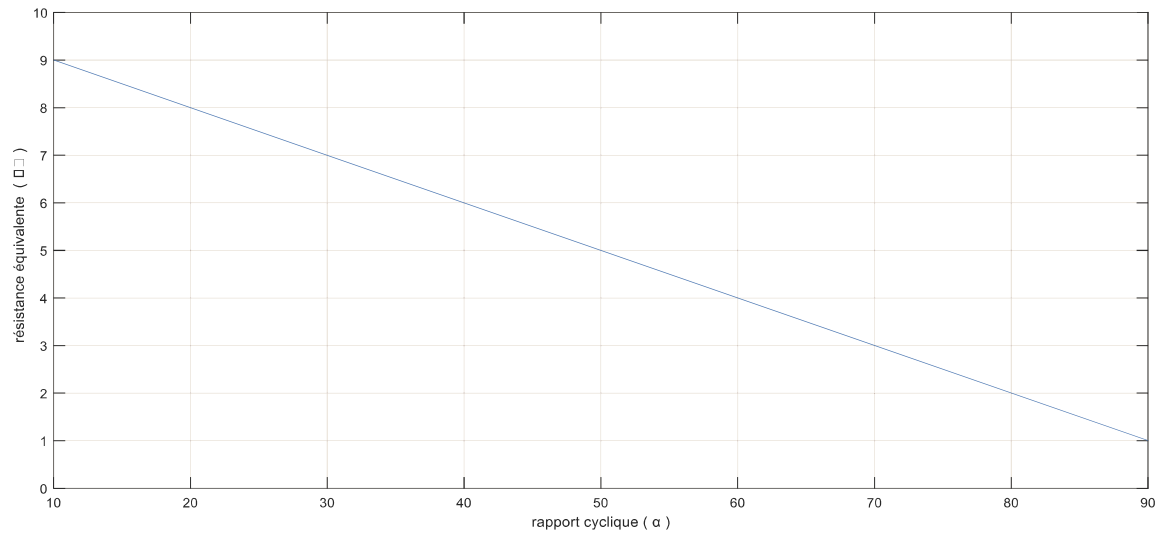


Fig. (II.19) : Evolution de la résistance équivalente en fonction de α

II .6. 11 Evolution du glissement en fonction de α :

La figure II. 20 montre l'évolution du glissement en fonction de α . La figure montre que l'évolution est quasi linéaire.

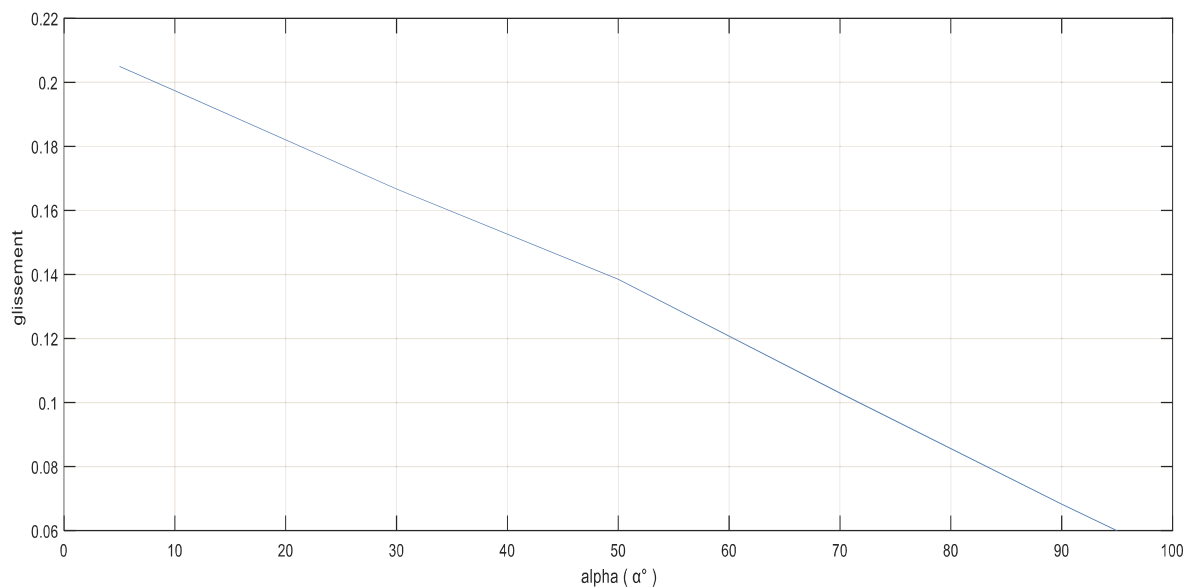


Fig. (II.20) : Allure du glissement en fonction de α

II .6.12 Evolution de la vitesse en fonction de α :

La figure II. 21 montre l'évolution de la vitesse de rotation en fonction du rapport cyclique. On constate que l'évolution est presque linéaire. La plage de variation est étroite.

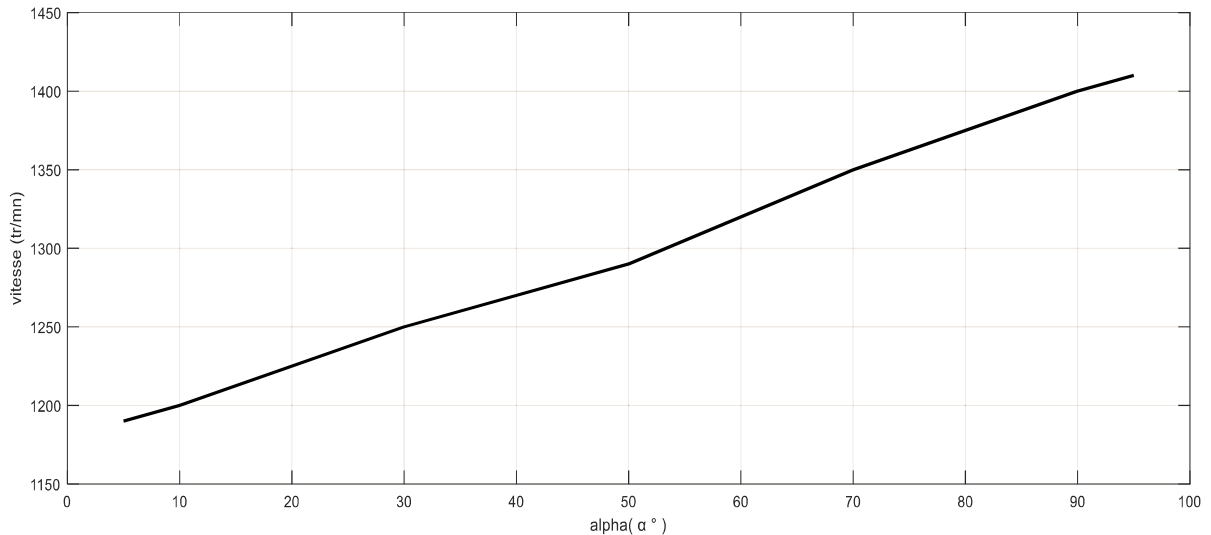


Fig. (II.21) : Evolution de la vitesse en fonction de α

II .6.13 Evolution des pertes joules rotoriques en fonction de α :

D'après la figure II. 22, on constate qu'en augmentant le rapport cyclique du hacheur et par conséquent la diminution de la résistance équivalente vue aux bornes du redresseur ; les pertes joules rotoriques diminuent. La variation est quasi linéaire.

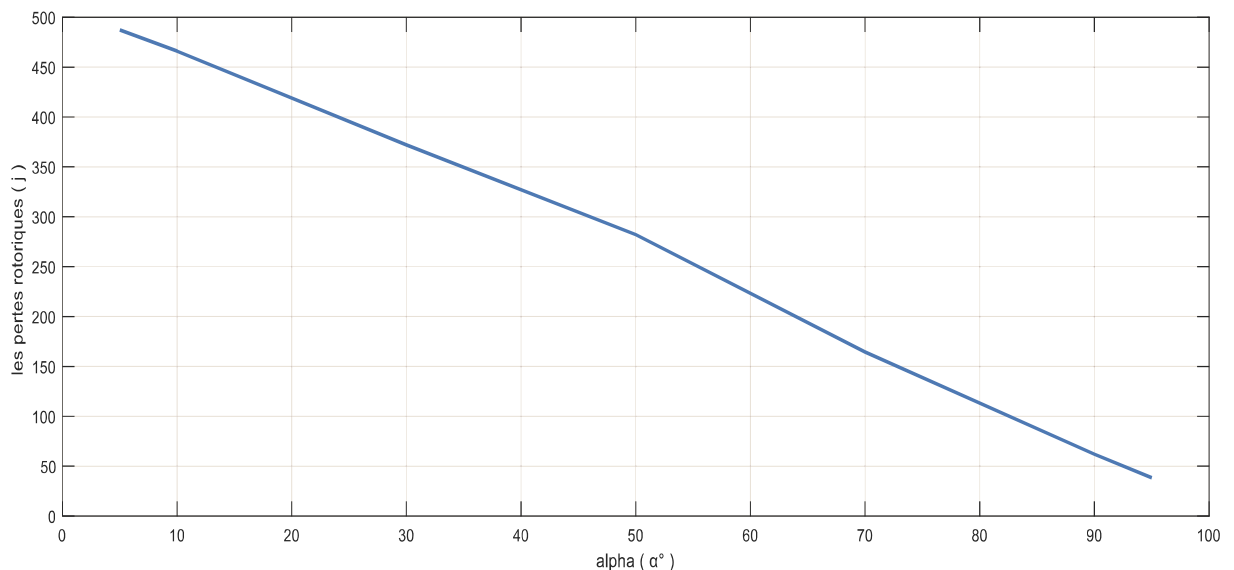


Fig. (II.22) : Allure des pertes joules rotoriques en fonction de α

II Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons réalisé une étude de l'une des méthodes classiques de réglage de vitesse des moteurs asynchrones à rotor bobiné. En l'occurrence, le réglage de vitesse par variation de la résistance rotorique en utilisant un hacheur rotorique.

Ce schéma de réglage est simulé sous Matlab/Simulink et les résultats obtenus sont analysés et interprétés. Malgré les inconvénients de ce schéma de réglage : pertes joules supplémentaires, échauffement de la machine, plage de variation de vitesse étroite et rendement médiocre ;il reste un réglage simple ,dimensionnement simple.

Malgré le développement des méthodes plus sophistiquées et plus performantes, pour la variation de vitesse des moteurs asynchrones, utilisées essentiellement dans des domaines bien définis et pour des applications qui exigent un niveau de précision élevé. Les méthodes classiques, dont cette méthode étudiée dans ce chapitre, restent toujours d'usage dans des entraînements à vitesse variable pas très exigeants.

Cependant, cette méthode, comme d'ailleurs la méthode de réglage par variation manuelle de la résistance rotorique, présentent un inconvénient majeur, celui des pertes d'énergie par effet Joule sous forme de chaleur dans les résistances rotoriques.

Il serait souhaitable de continuer dans le même cadre, en explorant la possibilité du renvoi de l'énergie vers le réseau d'alimentation, à savoir, la méthode connue sous le nom de cascade hyposynchrone.

CHAPITRE III

**réglage de la vitesse du moteur
asynchrone et mise en œuvre de la
cascade hyposynchrone**

Introduction :

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 permet non seulement de varier la vitesse, mais de récupérer l'énergie du glissement.

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 à celle du réseau.

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 III.1*).

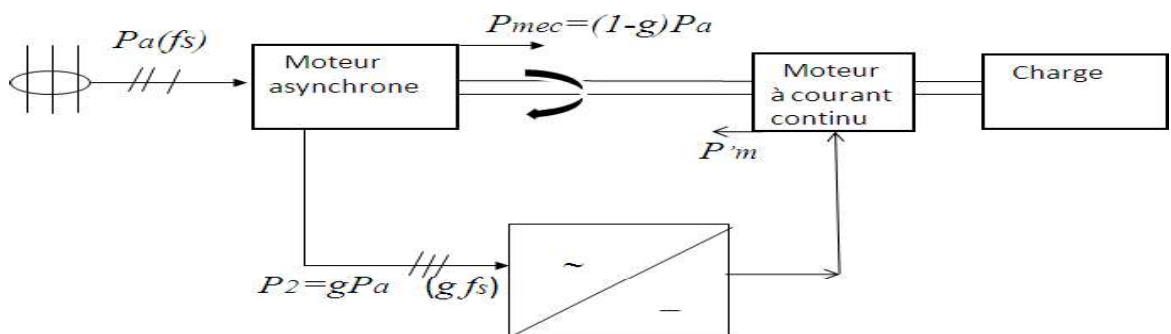


Fig. (III.1) : Récupération mécanique [8]

Avec :

P_a : Puissance électrique fournie au stator, (fréquence f_s)

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

P'_m : 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.III.2); c'est ce dernier montage qui est appelé **cascade hyposynchrone** . La figure II.11 représente son schéma général [9].

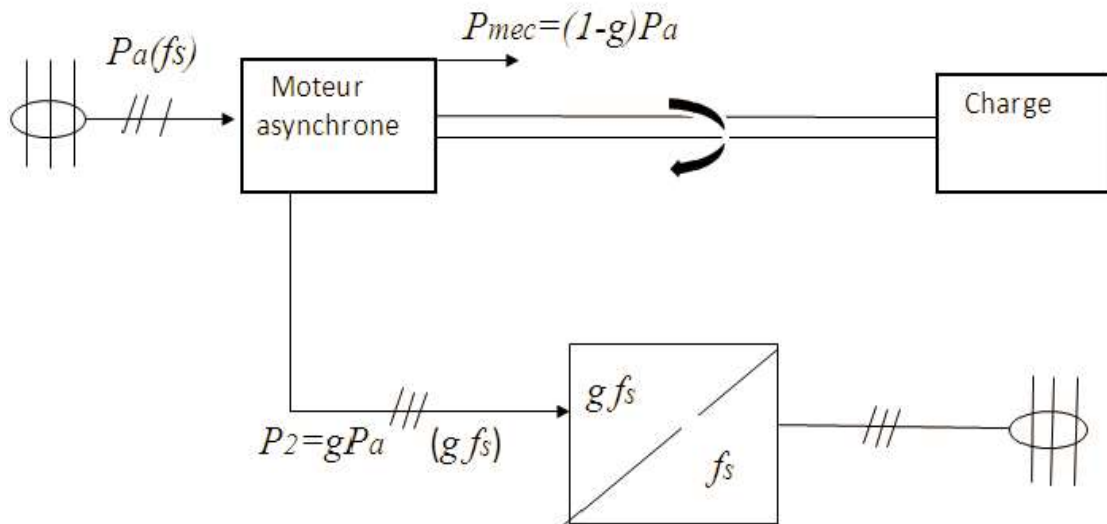


Fig. (III.2) : Récupération électrique (cascade)[8]

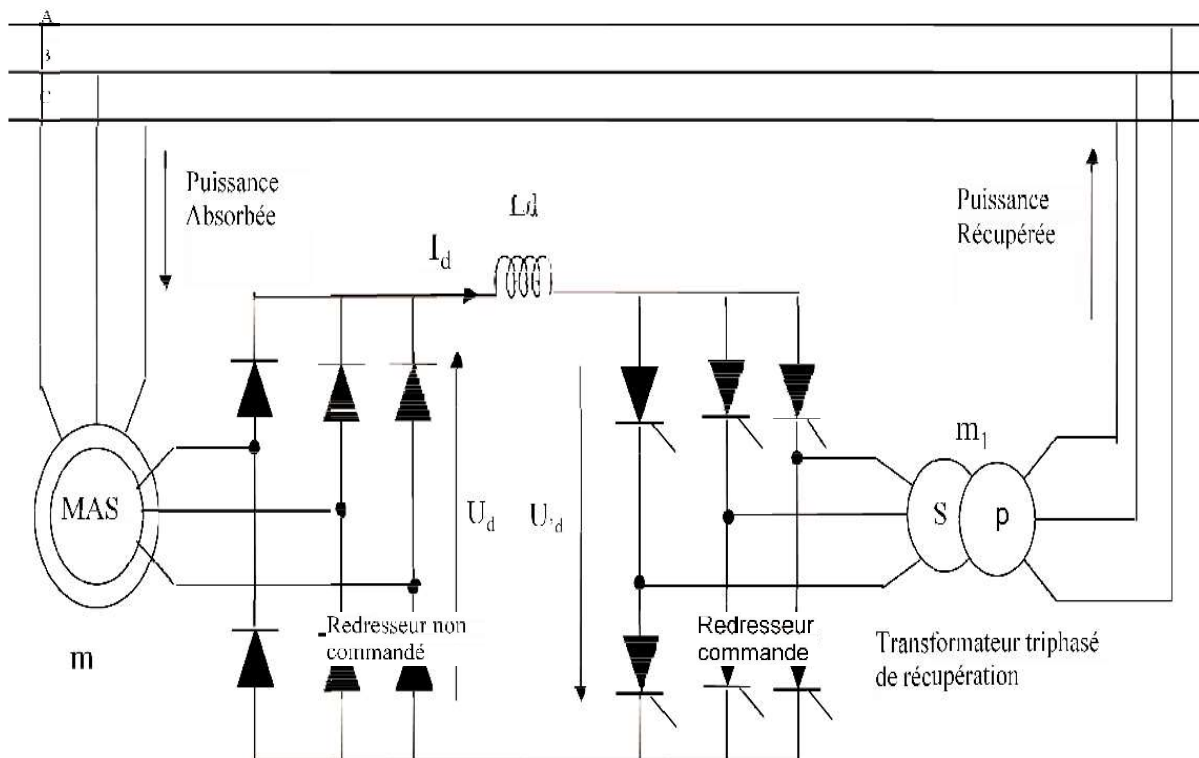


Fig. (III.3) : Réglage de vitesse par cascade hyposynchrone

III.1 Principe de fonctionnement:

Comme la pulsation des tensions rotoriques $g\omega_c$ est différente de celle des tensions du réseau ω_c , 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_c . 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 [8].

$$P_2 = g P_a$$

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.

III.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.

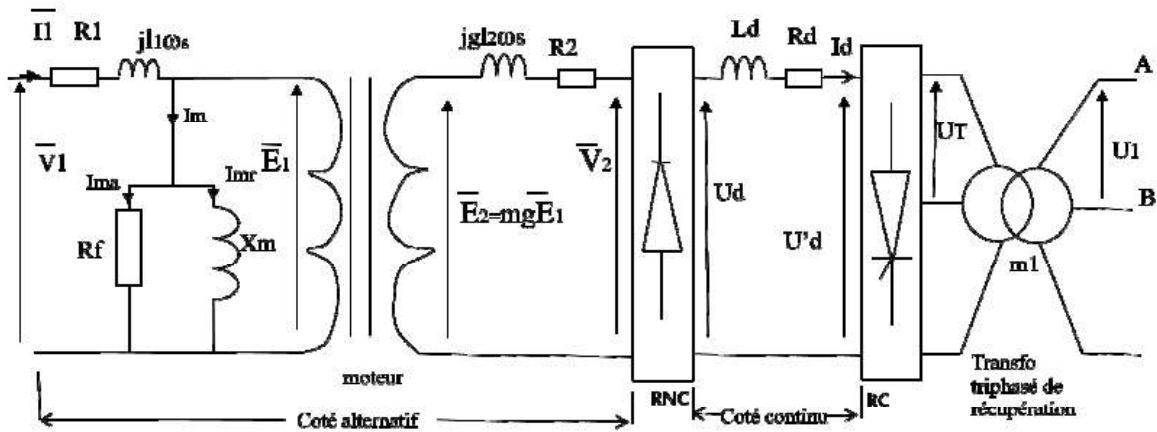


Fig. (III.4) : Schéma électrique équivalent monophasé de la cascade hyposynchrone [10]

III.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:

$$\bar{V}_1 = \bar{E}_1 = V_s \quad (3-1)$$

et

$$\bar{V}_2 = \bar{E}_2 = V_r \quad (4-2)$$

On a démontré dans le chapitre I que :

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_2 \quad (4-3)$$

Donc l'expression de U_d sera la suivante :

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_2 \quad (4-4)$$

Sachant que :

$$E_2 = mgE_1 \leftrightarrow V_r = mgV_s \quad (4-5)$$

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} mgE_1 \quad (4-6)$$

Et que : $E_1 = V_1$ (Hypothèse de travail) On aura finalement :

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} mgV_1 \quad (4-7)$$

III.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:

$$m_1 = \frac{U_T}{U_1} \rightarrow U_T = m_1 U_1 \quad (4-8)$$

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, déterminée dans le chapitre I, avant l'introduction du transformateur d'adaptation, s'écrit :

$$U'_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_T \cos \alpha \quad (4-8)$$

$$U'_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} m_1 U_1 \cos \alpha \quad (4-8)$$

$$U'_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} m_1 V_1 \cos \alpha \quad (4-8)$$

la Relation entre g , m , m_1 et α :

Depuis la maille du circuit continu, on a :

$$U_d + U'_d = R_d i_d + L_d \frac{di_d}{dt}$$

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 dérivée 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

$$U_d + U'_d = 0 \Rightarrow U_d = -U'_d$$

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

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

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

Cette relation révèle que le glissement est proportionnel à l'angle du retard à l'amorçage du redresseur commandé [11].

III.3 Expression du courant redressé en fonction du couple électromagnétique:

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

$$gP_e = U_d I_d$$

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, on aura :

$$g C_{em} \frac{2\pi N_s}{60p} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} m g V_1 I_d \rightarrow I_d = \frac{\pi^2 N_s}{90\sqrt{6} m p V_1} C_{em}$$

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

III. 4 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, α est limité à 150° . 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:

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

$$\rightarrow m_1 = \frac{2m \cdot g_m}{\sqrt{3}} \text{ avec } m = 1 \rightarrow m_1 = 0.5$$

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

Simulation de la cascade hyposynchrone en boucle ouverte

III.5 MODELE DE SIMULATION:

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

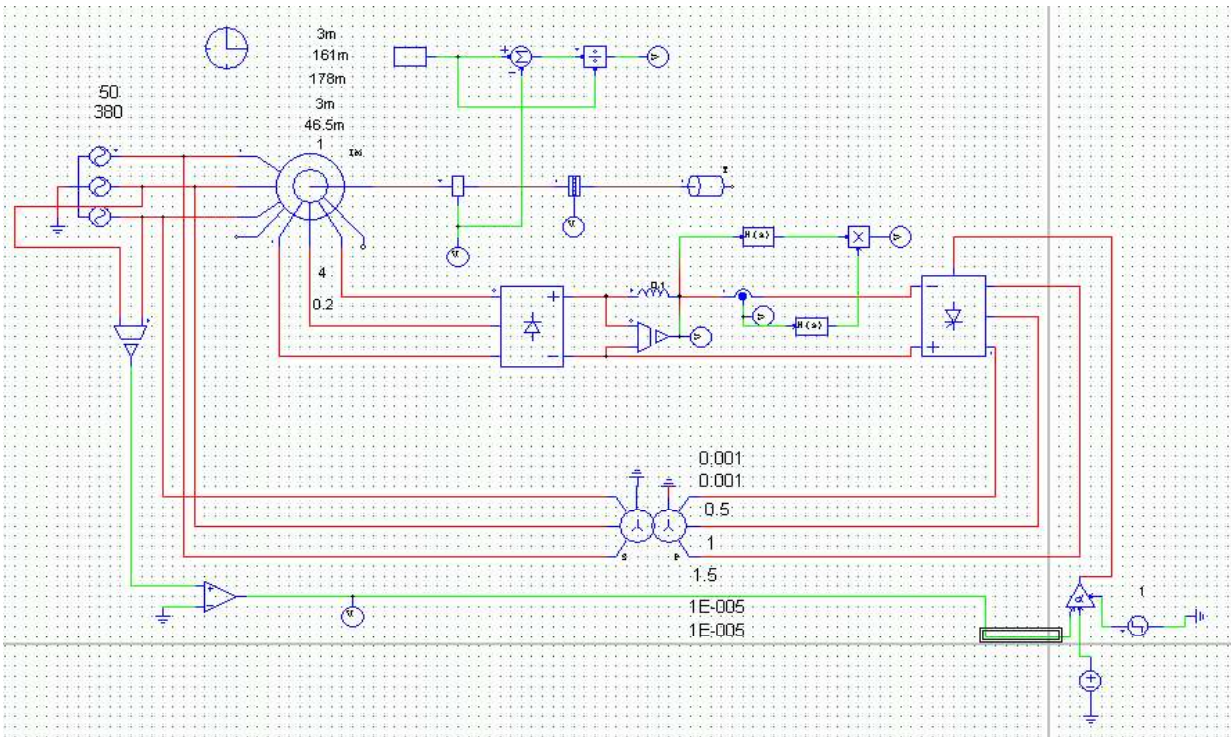


Fig. (III.5) : Modèle de simulation de réglage de vitesse par Cascade-Hyposynchrone-boucle ouverte

Ce modèle comprend :

- Un block moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné.
- Une source d'alimentation de tension triphasée alternative, représentant le réseau, supposé à puissance infinie.
- Un redresseur triphasé non contrôlé en pont à six diodes.
- Un redresseur triphasé contrôlé en pont à six thyristors.
- Un transformateur triphasé de rapport de transformation N_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 DC pour pouvoir imposer le profile de vitesse souhaité (contrôle de alfa).
- Un block générateur de 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.5.1 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 III-1. Le couple de charge est $C_r = C_n / 2 = 45$ m.

Le temps (s)	0 → 2.5	2.5 → 4.5	4.5 → 6	6 → 8	8 → 10
Alpha (°)	95	110	120	130	140

Tableau III-1: profile de la commande de l'angle α

La forme graphique de cette commande est donnée dans la figure III-6.

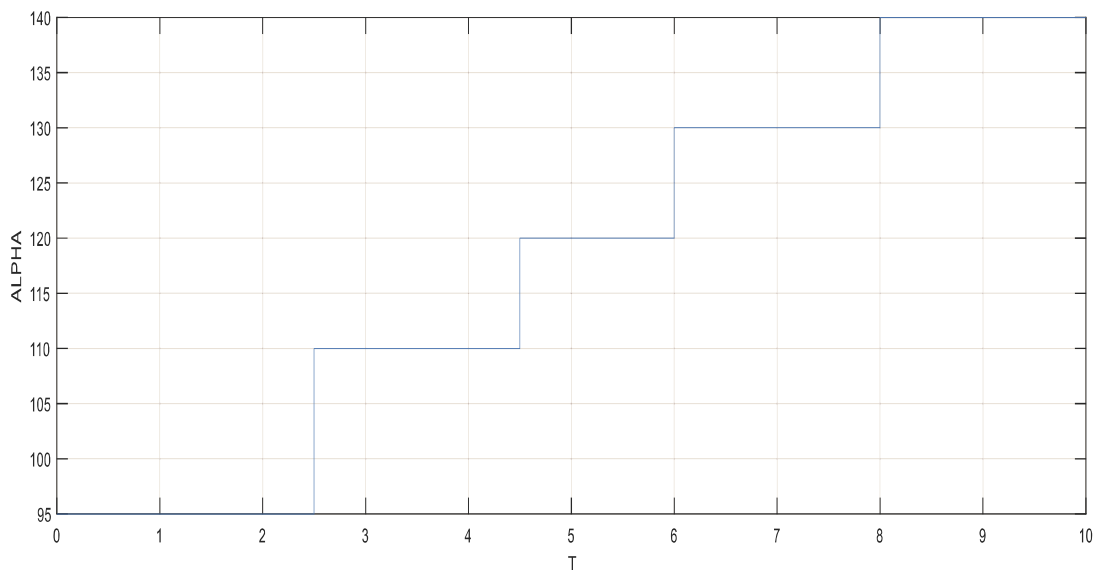


Fig. (III.6) : Graphe de la commande de l'angle α

III.6 Résultats de simulation :

III.6.1 Evolution de la vitesse :

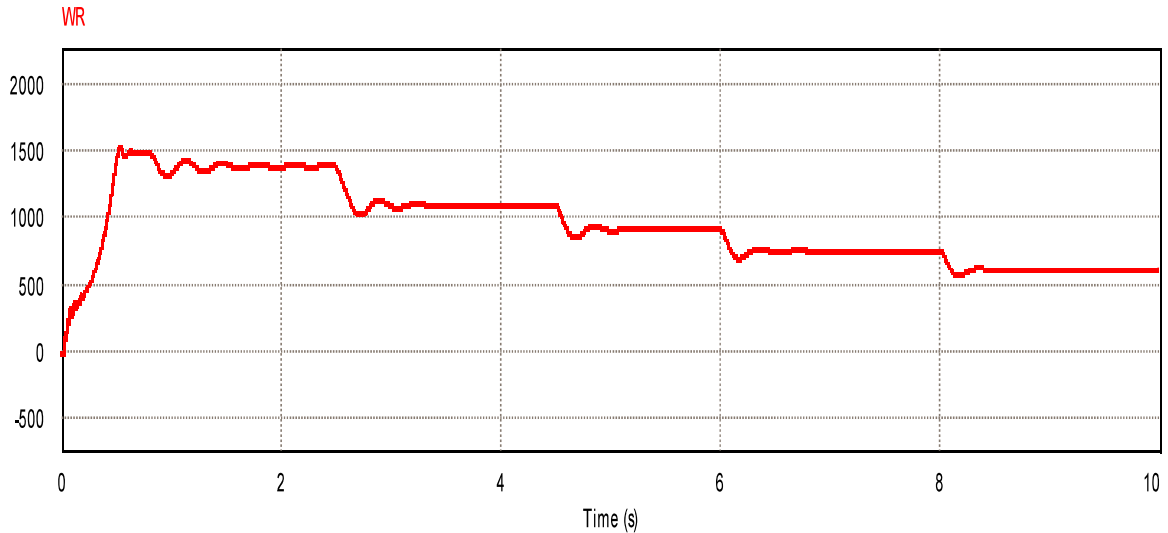


Fig. (III.7) : Evolution de la vitesse de rotation en fonction de α dans le temps

Au démarrage, l'angle d'amorçage est réglé à $\alpha=95^\circ$, avec couple de charge $C_r = 45 \text{ Nm}$. A $t_0 = 0\text{s}$, on applique la tension nominale $U_n=380\text{V}$, $f=50\text{Hz}$ sur le moteur, ce dernier se met à accélérer repassant 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 $t_1=2,5\text{s}$ qui correspond à la nouvelle valeur de α qui est égal à 110° . A partir de t_1 la vitesse diminue en passant par un court régime transitoire et se stabilise à 1081tr/mn.

A partir de $t_2=4,5\text{s}$, la vitesse de rotation chute de nouveau sous l'effet de la nouvelle valeur de $\alpha=120^\circ$, jusqu'à atteindre la valeur de 932tr/mn. À partir de $t_3=6\text{s}$, qui correspond à $\alpha=130^\circ$, la vitesse diminue encore une fois de plus jusqu'à atteindre 740tr/mn, elle garde cette valeur jusqu'à $t_4=8\text{s}$. Pour $\alpha=140^\circ$ la vitesse est de 600tr/mn au.

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 α .

III.6.2 Evolution du couple en fonction du temps :

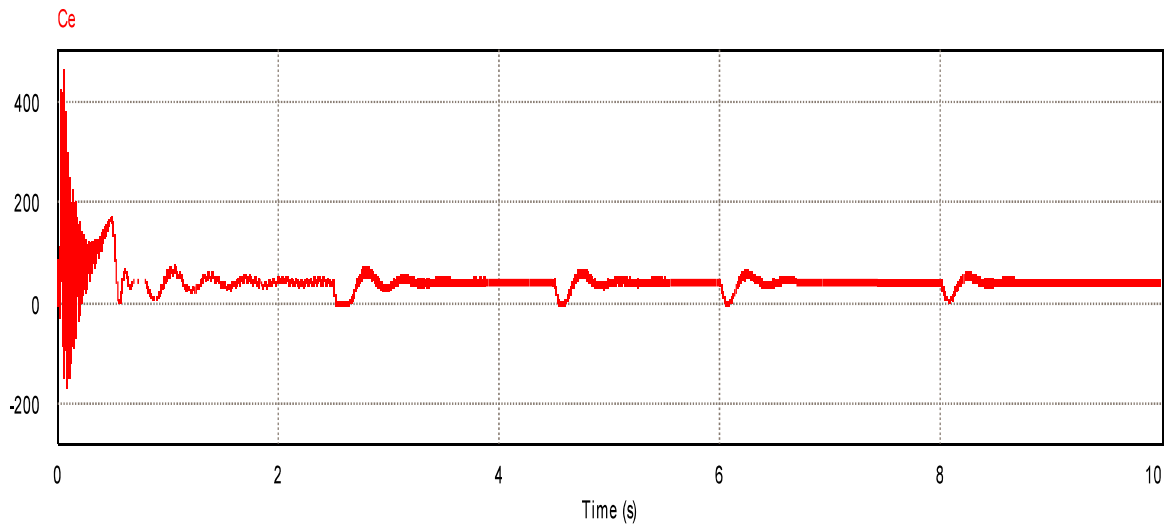


Fig. (III.8) : Allure du couple en fonction de temps

Au démarrage, l'angle d'amorçage est réglé à $\alpha=95^\circ$ 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 e charge qui est de 45Nm.

A $t_1=2,5s$, en augmentant la valeur de l'angle de retard à l'amorçage α à la valeur de 110° , le couple marque un nouveau régime transitoire, passe par un pic, puis reprend sa valeur initiale de 45Nm. Le même phénomène se répète à $t_2=4.5s$ avec $\alpha=120^\circ$, à $t_3=6s$ correspondant $\alpha=130^\circ$ et à t_4 correspondant à $\alpha = 140^\circ$. Ces résultats montrent que le couple électromagnétique ne dépend pas de α .

III.6.3 Evolution du couple en fonction de la vitesse :

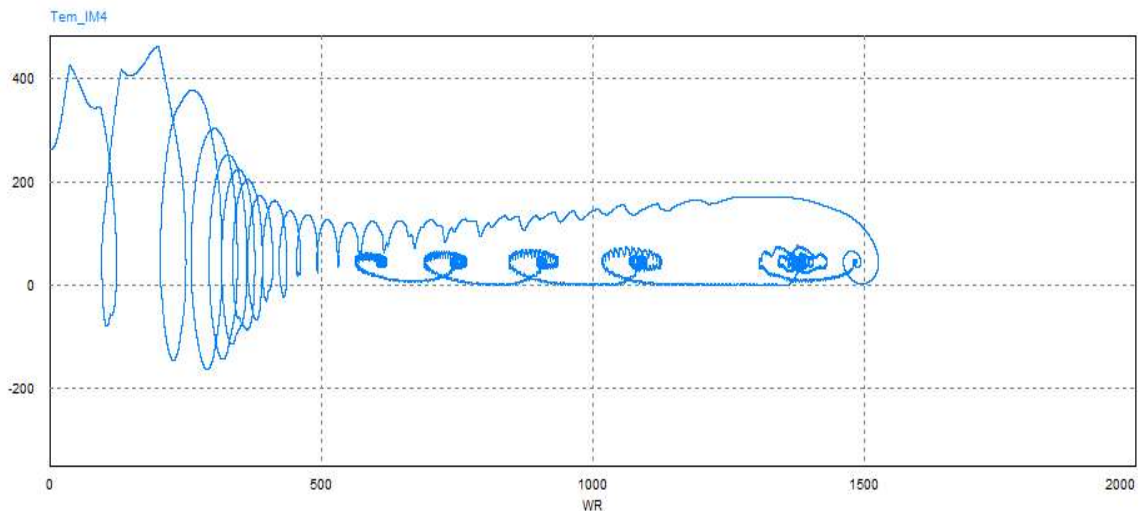


Fig. (III.9) : Allure du couple en fonction de la vitesse

Au démarrage, le couple marque de fortes ondulations, qui s'atténuent progressivement à mesure que la vitesse augmente dans le régime transitoire. Après un dépassement le couple se stabilise en régime permanent à la valeur du couple résistant pour l'angle d'amorçage 95° . En variant l'angle d'amorçage de 95° à 110° , la vitesse diminue, le couple subit un court régime transitoire, puis regagne la valeur de 45Nm . Les mêmes phénomènes se répètent pour les différentes valeurs de α . De nouveau ces résultats montrent aussi que le couple est indépendant de α .

III.6.4 Evolution du courant statorique :

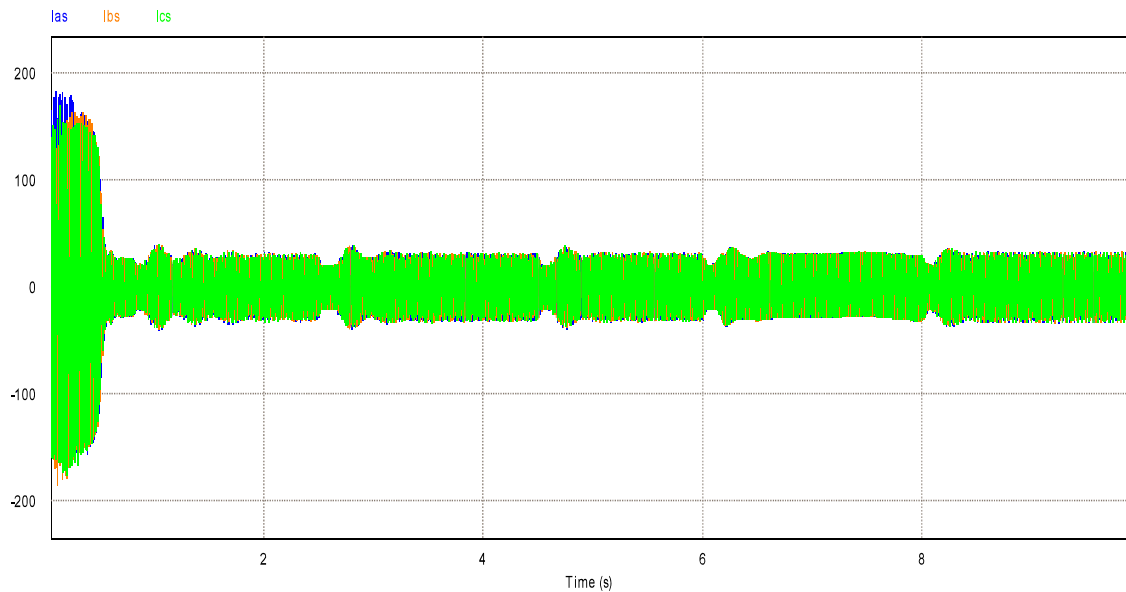


Fig. (III.10) : Evolution du courant statorique en fonction du temps

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. Ce qu'on constate clairement, c'est qu'à chaque fois que l'angle d'amorçage change de valeur, c'est-à-dire, aux instants $t_1=2.5\text{s}$, $t_2=4.5\text{s}$, $t_3=6\text{s}$ et $t_4=8\text{s}$, 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 la valeur de 32A , et ce, quelque soit la vitesse.

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 dans le démarrage direct des moteurs asynchrones.

III.6.5 Evolution des courants rotoriques :

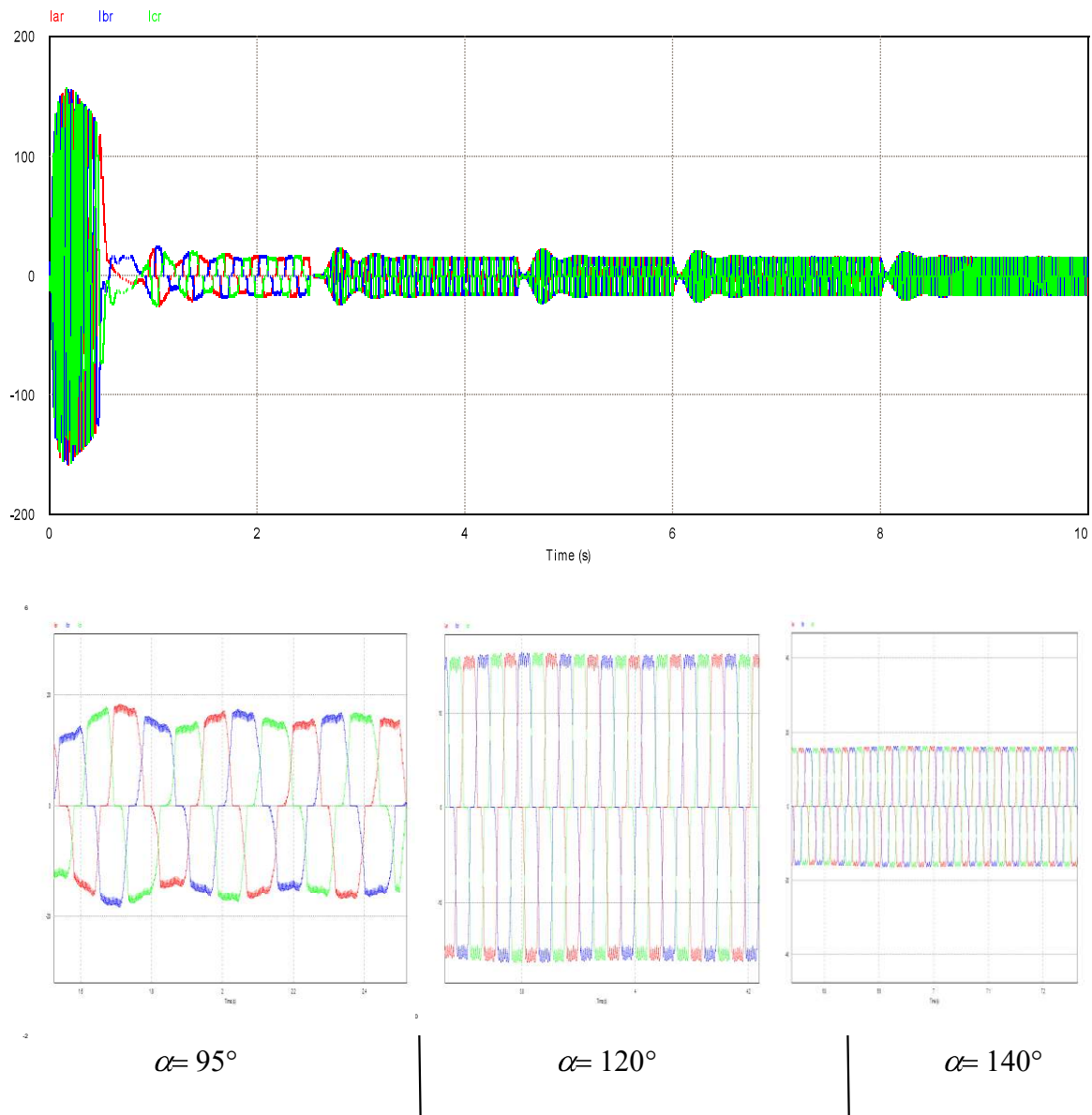


Fig. (III.11) :: Courbes des courants rotoriques

Les courants rotoriques, de leur part, présentent de fortes valeurs au début du régime transitoire et s'atténuent en quelques millisecondes vers le régime permanent et se stabilise à sa valeur permanente pour l'angle d'amorçage $\alpha = 95^\circ$. A l'instant $t_1 = 2.5s$, correspondant à la nouvelle valeur de $\alpha = 110^\circ$; on observe un nouveau régime transitoire; le courant diminue brusquement, passe par un régime transitoire puis reprend sa valeur. Le même phénomène se répète à chaque fois qu'on change l'angle d'amorçage α . Les résultats montrent clairement la variation de la fréquence rotorique en variant α et par conséquent g ($fr = g \cdot fs$).

III.6.6 Evolution de la tension redressée côté redresseur non commandé :

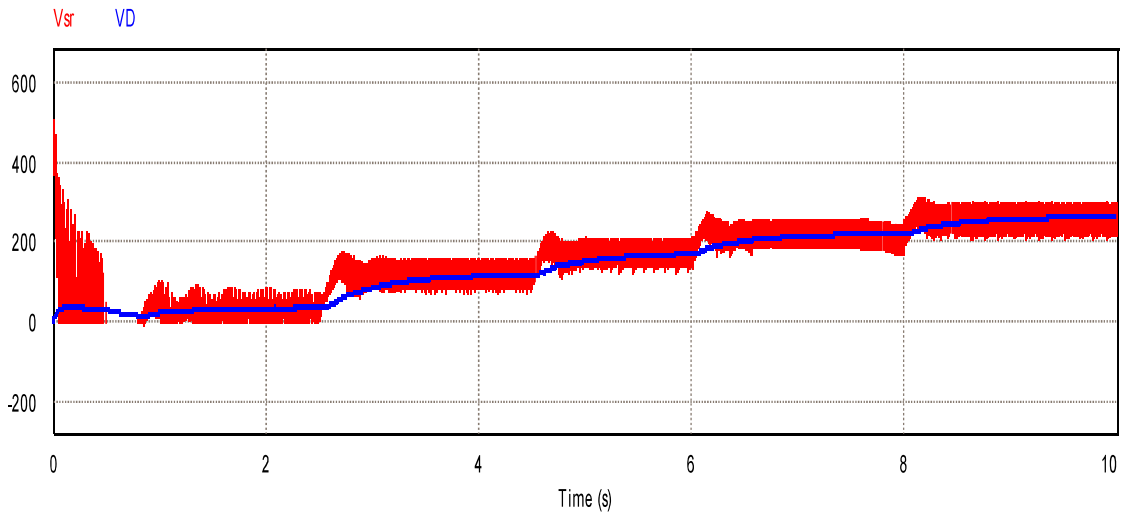


Fig. (III.12) : Allure de la tension redressée moyenne côté redresseur non commandé

Au démarrage, la tension redressée moyenne côté redresseur non commandé augmente brutalement, puis se stabilise à la valeur moyenne de 37V ($\alpha = 95^\circ$).

A partir de $t_1=2,5s$, cette tension augmente sous l'effet de la nouvelle valeur de l'angle de retard à l'amorçage $\alpha = 110^\circ$, pour se stabiliser de nouveau autour de 118V. Le même phénomène se répète à $t_2=4.5s$ et $t_3=6 s$.

A partir de $t_4=8s$, la commande reprend la dernière valeur de $\alpha = 140^\circ$, la tension grimpe de nouveau à la valeur maximale. 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 alternative aux bornes du rotor, qui augmente en amplitude à chaque fois qu'on augmente la valeur de α et par conséquent le glissement.

III.6.7 Evolution de la tension redressée côté redresseur non commandé et côté redresseur commandé (onduleur non autonome) :

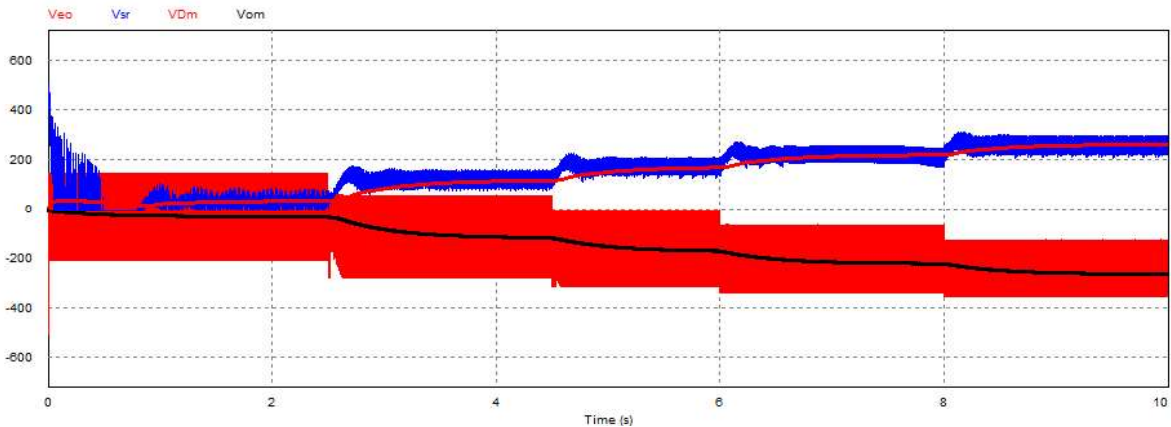


Fig. (III.13) : tension à la sortie du redresseur et à l'entrée de l'onduleur

Les résultats de simulation montrent clairement ce qu'on a démontré en théorique que la tension à l'entrée de l'onduleur est pratiquement l'inverse de la tension à la sortie du redresseur. Ceci est très clair à travers la figure III-13.

III.6.8 Evolution du courant redressé en fonction du temps :

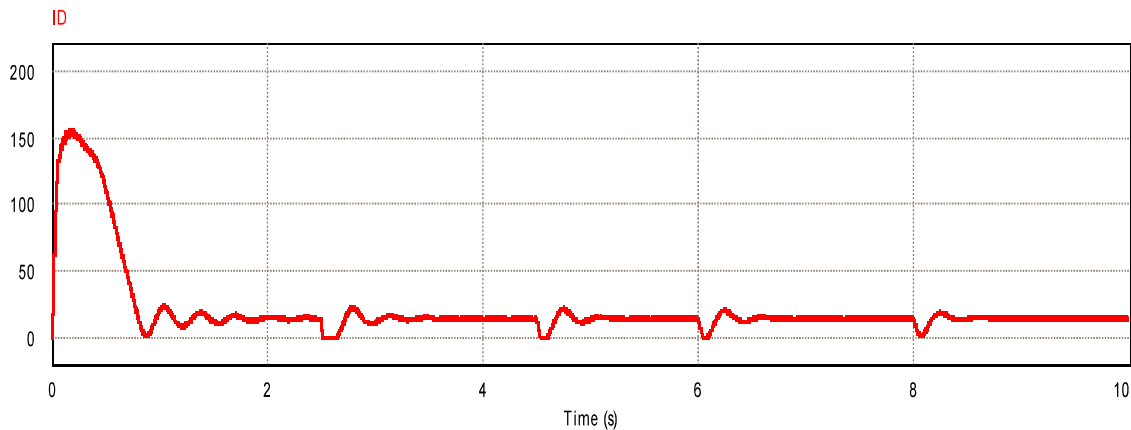


Fig. (III.14) : Allure du courant redressé Moyenne coté redresseur

Au démarrage, et pendant le régime transitoire, le courant redressé présente un appel très important (figure III.14, il peut atteindre dix fois le courant nominal qui est égal à 150A). au fur et à mesure que le régime permanent s'installe, il regagne sa valeur permanente qui est de l'ordre de 15 A.

A $t_1=2,5s$, en augmentant la valeur de l'angle de retard à l'amorçage à 110° , le courant redressé passe par un régime transitoire puis se stabilise à nouveau à la même valeur de 15 A. Le même phénomène se répète en passant d'une valeur de α à l'autre.

La figure III.14 montre aussi que le courant redressé est l'image du couple électromagnétique, ce qu'on a prouvé en étude théorique. C'est-à-dire tant que le couple est constant le courant redressé est constant.

III.6.9 Puissance secondaire récupérée :

La courbe III.15 représente l'allure de la puissance secondaire récupérée au réseau électrique.

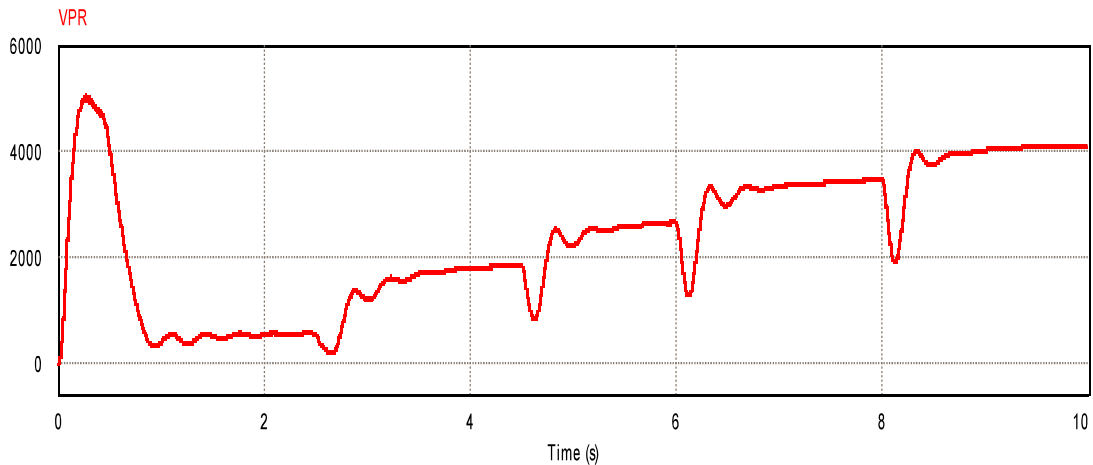


Fig. (III.15) : Puissance secondaire récupérée en fonction du temps

Au démarrage l'angle d'amorçage est égal à $\alpha = 95^\circ$, la puissance récupérée marque de forte puissance puis se stabilise à la valeur u régime permanent qui est de l'ordre de 550 w .A partir de l'instant $t_1 = 2.5s$, l'angle d'amorçage passe de 95° à 110° , donc une augmentation du glissement ce qui implique plus de puissance secondaire récupérée (1823W) .

Le même phénomène se répète en changeant la valeur de l'angle d'amorçage. Pour $\alpha = 120^\circ$ la puissance récupérée est de l'ordre de 2643 W. Pour $\alpha = 130^\circ$ la puissance récupérée est de l'ordre de 3400 W et pour $\alpha = 140^\circ$ elle de l'ordre de 4100 W. Les résultats montrent aussi que la puissance secondaire récupérée est pratiquement l'image du glissement.

III.6.10 Evolution du glissement en fonction du temps :

La figure III.16 montre l'allure du glissement dans le temps pour différentes valeurs de α

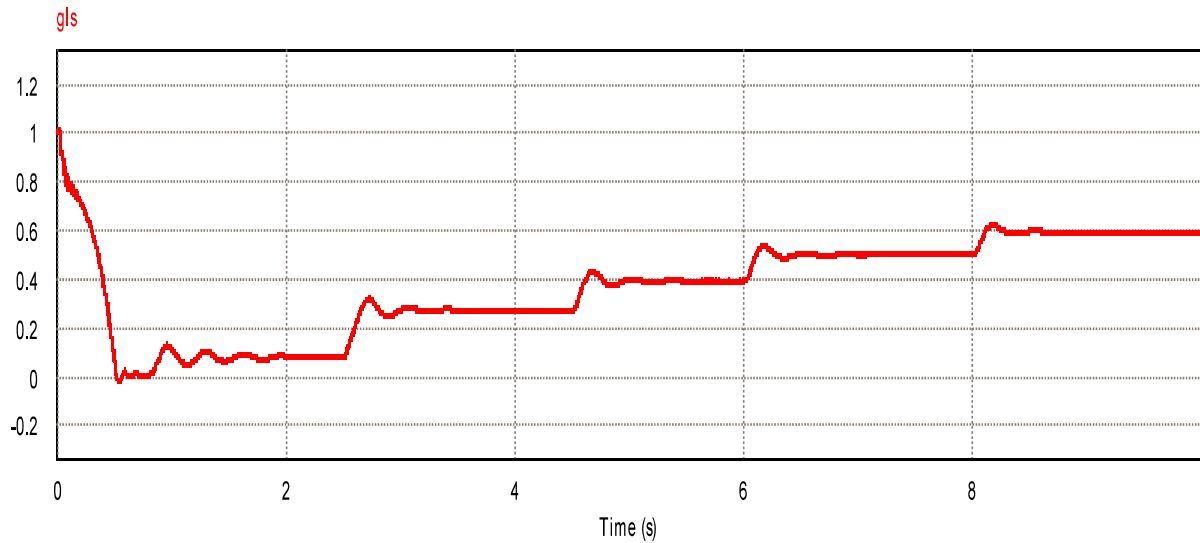


Fig. (III.16) : Allure du glissement en fonction de temps

Au démarrage, la vitesse de rotation du rotor est nulle, donc, le couple de démarrage est obtenu pour un glissement $g = 1$; puis le glissement se décroît pour se stabiliser à la valeur du régime permanent qui est de l'ordre de 0.078. A partir de $t_2 = 2.5s$ change de valeur est passé de 95° à 110° , le glissement augmente est passé à la valeur de 0.27 après certain régime transitoire. Le même phénomène se répète aux instants $t_3 = 4.5s$, $t_4 = 6s$ et $t_5 = 8s$ à chaque qu'on change la valeur de l'angle de retard à l'amorçage.

Donc en variant l'angle d'amorçage, on varie le glissement et par conséquent la vitesse de rotation. Cette variation de vitesse est associée à une récupération de l'énergie de glissement vers le réseau électrique. Pour des raisons de sûreté du fonctionnement du redresseur commandé, le retard à l'amorçage est limité pratiquement à 150° or ceci affecte directement le facteur de puissance ainsi que le rendement de la cascade .

III.6.11 Tension composée rotorique en fonction du temps :

La figure III.17 représente l'évolution de la tension rotorique dans le temps pour les différentes valeurs de α .

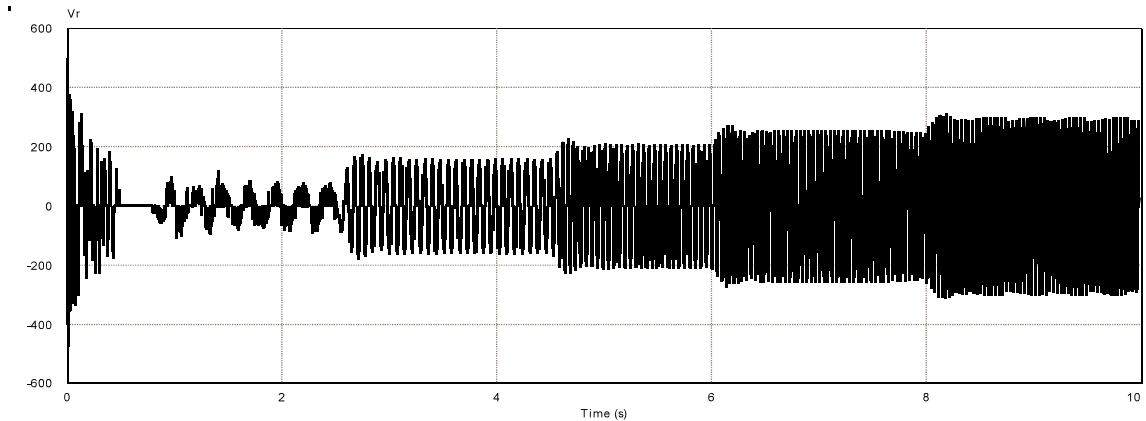


Fig. (III.17) : Allure de la tension composée rotorique

La tension aux bornes du rotor est une tension alternative 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. La figure montre aussi qu'à chaque fois qu'on augmente l'angle d'amorçage et par conséquent le glissement ; la tension rotorique augmente en amplitude. La courbe montre aussi qu'en augmentant α et par conséquent le glissement, la fréquence de la tension rotorique augmente ($f_r = g \cdot f_s$).

III.6.12 Evolution de la tension composée à la sortie de l'onduleur et la tension composée à la sortie du transformateur :

La figure III.18 montre sur le même graphe les deux tensions, la tension à la sortie de l'onduleur et celle de la sortie du transformateur.

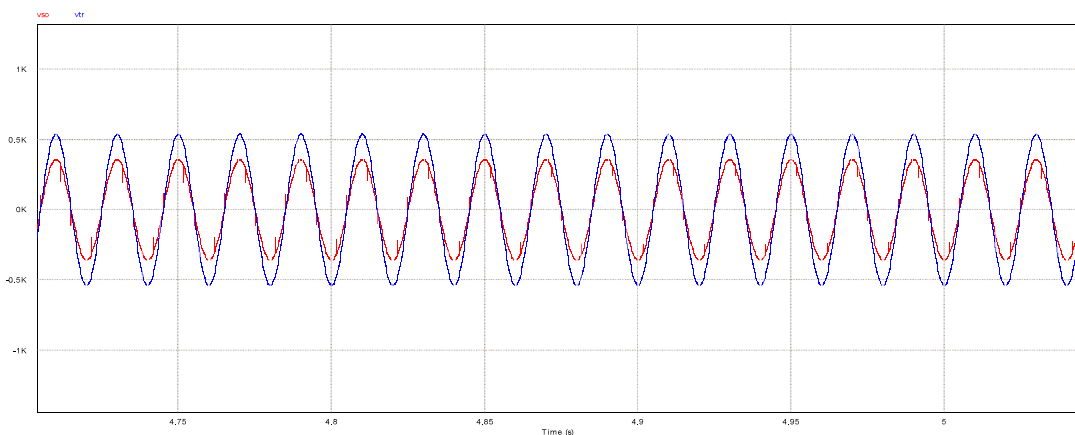


Fig. (III.18) : Allure de la tension composée à la sortie de l'onduleur et la tension composée à la sortie du transformateur

On constate que l'allure de la tension à la sortie de l'onduleur est quasi sinusoïdale à la fréquence du réseau qui est 50 Hz. Sur cette tension on constate l'existence des pics qui sont dus à la commutation des thyristors.

La tension à la sortie du transformateur est aussi sinusoïdale à la fréquence et l'amplitude du réseau électrique. Donc le rôle du transformateur est d'adapter la tension à la sortie de l'onduleur à celle du réseau.

III.6.13 Evolution du glissement en fonction de l'angle d'amorçage α :

La figure III.19 montre l'évolution du glissement en fonction de l'angle α en régime permanent. On remarque que la variation est quasi linéaire, conformément à la relation liant le glissement à l'angle α .

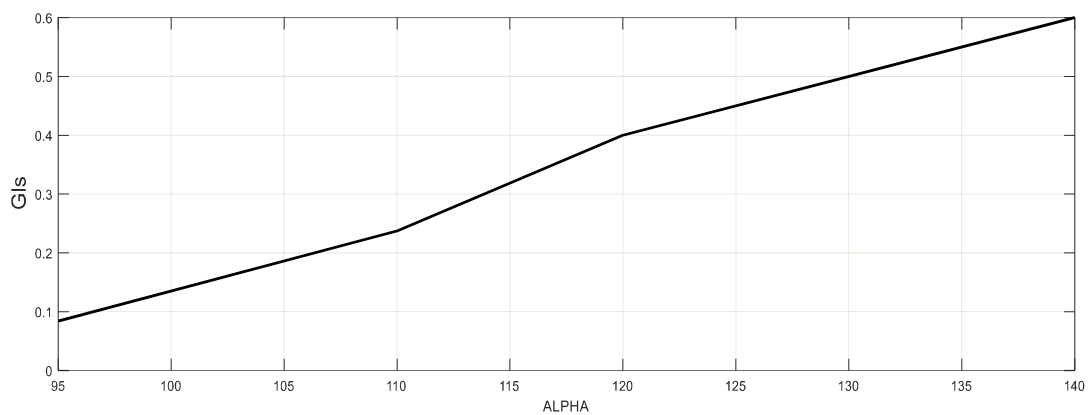


Fig. (III.19) : variation de g en fonction de α

III.6.14 Evolution de la puissance secondaire récupérée en fonction de l'angle d'amorçage α :

La figure III.20 montre l'évolution de la puissance secondaire récupérée en fonction de l'angle α en régime permanent. La variation est quasi linéaire ; c'est-à-dire à chaque qu'on augmente α pour augmenter le glissement et diminue la vitesse, la puissance récupérée est augmentée.

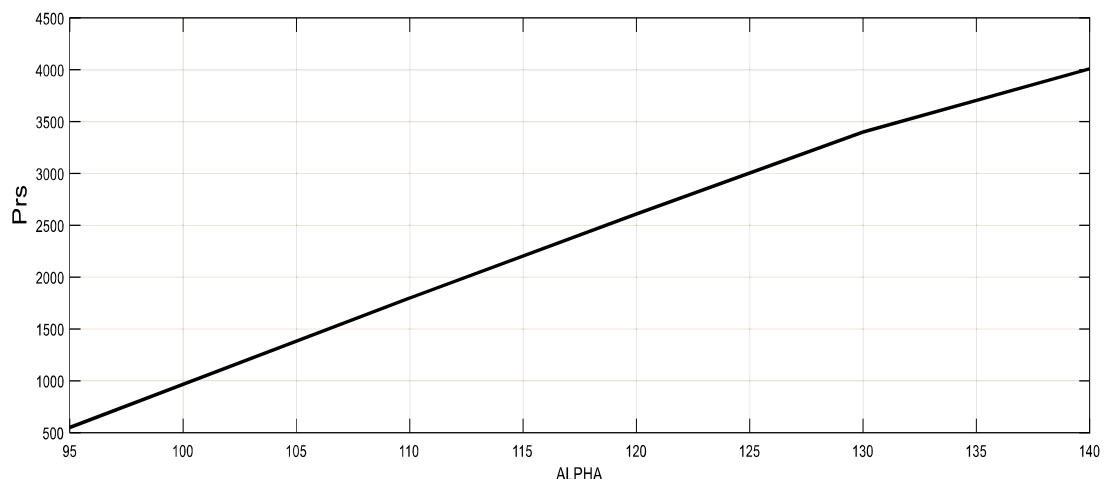


Fig. (III.20) : Puissance secondaire récupérée en fonction de α

III.6.15 Evolution de la vitesse en fonction de l'angle d'amorçage α :

La figure III.21 représente l'évolution de la vitesse en fonction de l'angle de retard à l'amorçage. La variation est pratiquement inversement proportionnelle ; c'est-à-dire en augmentant α la vitesse diminue.

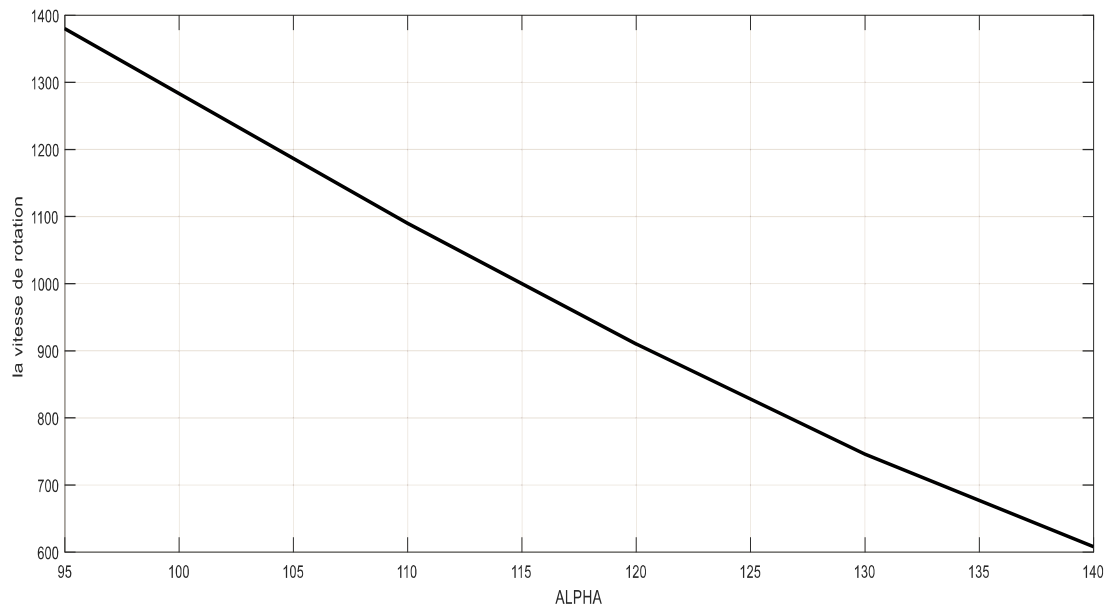


Fig. (III.21) : Variation de la vitesse en fonction de α

III. CONCLUSION

Le travail que nous avons mené dans ce chapitre est articulé autour de 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 en boucle ouverte. Les résultats de simulation montrent les avantages de technique de commande.

En perspective, pour faire un réglage précis de la vitesse, il est intéressant d'étudier la cascade hyposynchrone en boucle fermé pour voir son comportement. Ce travail sera consacré au chapitre quatre.

CHAPITRE IV

réglage de la vitesse du moteur asynchrone en cascade hyposynchrone boucle fermé

Introduction:

Parmi les techniques de commande de la machine asynchrone en agissant sur le glissement, la cascade hypo synchrone (la récupération de la puissance secondaire). On peut régler la vitesse du moteur asynchrone à bagues alimenté directement par le réseau à tension et à fréquence constantes, en agissant sur la puissance prélevée entre les bagues [12].

La nécessité des convertisseurs statiques est justifiée par le fait que : Le redresseur a pour rôle de redresser les tensions triphasées, et l'onduleur c'est un convertisseur statique qui permet d'alimenter une charge en courant alternatif à partir d'une source continue, c'est un convertisseur continu-alternatif, il est symbolisé par:



L'onduleur est dit autonome quand non autonome (conversion de fréquence) se charge de faire une conversion de tension et de fréquence. Si la source continue est une source de tension, l'onduleur est appelé onduleur de tension. Il impose la forme d'onde de la tension aux bornes de la charge, la forme d'onde du courant dépend de la charge.

IV.1. Montage pratique de l'onduleur de tension triphasé:

L'onduleur triphasé en pont est constitué de trois cellules de commutation. Trois des six interrupteurs K_i sont simultanément conducteurs, les trois autres sont bloqués. Deux interrupteurs d'un même bras sont commandés en complémentarité pour ne pas court-circuiter la source de tension, ce qui va donner des tensions simples triphasées qui sont obtenues de façon composée sur les trois bornes de sortie [13].

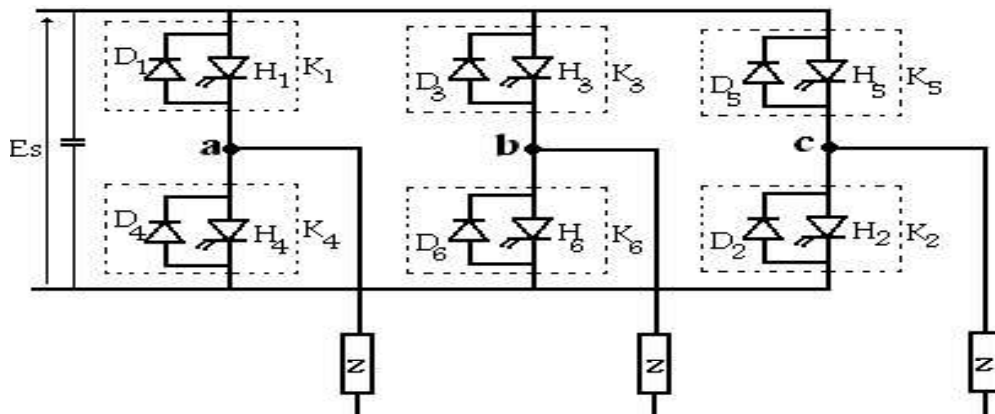


Figure (IV.1): Montage pratique d'un onduleur triphasé

IV.1.1. Commande à pleine onde:

Il y a six séquences par période. Chaque interrupteur électronique K_i est fermé pendant une demi-période (commande à 180°). Les séquences de conduction (commande) sont: (K_5, K_6, K_1) ; (K_6, K_1, K_2) ; (K_1, K_2, K_3) ; (K_2, K_3, K_1) ; (K_3, K_4, K_5) ; (K_4, K_5, K_6) [13].

Généralement les diodes (appelées de récupération) ont pour rôle de ramener le courant négatif émanant de la charge vers la source.

La capacité C insérée à l'entrée de la source a pour rôle de filtrer la tension E_s et d'assurer l'énergie réactive pour l'installation du flux dans l'entrefer de la machine.

Dans le système équilibré :

$$\begin{cases} V_a + V_b + V_c = 0 \\ i_a + i_b + i_c = 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

et

$$\begin{cases} U_{ab} = v_a - v_b \\ U_{ac} = v_a - v_c \end{cases} \quad (4.2)$$

D'après les deux équations (4.1) et (4.2), on obtient:

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_{ab} + U_{ac}}{3} \\ V_b = \frac{U_{bc} + U_{ba}}{3} \\ V_c = \frac{U_{ca} + U_{cb}}{3} \end{cases} \quad (4.3)$$

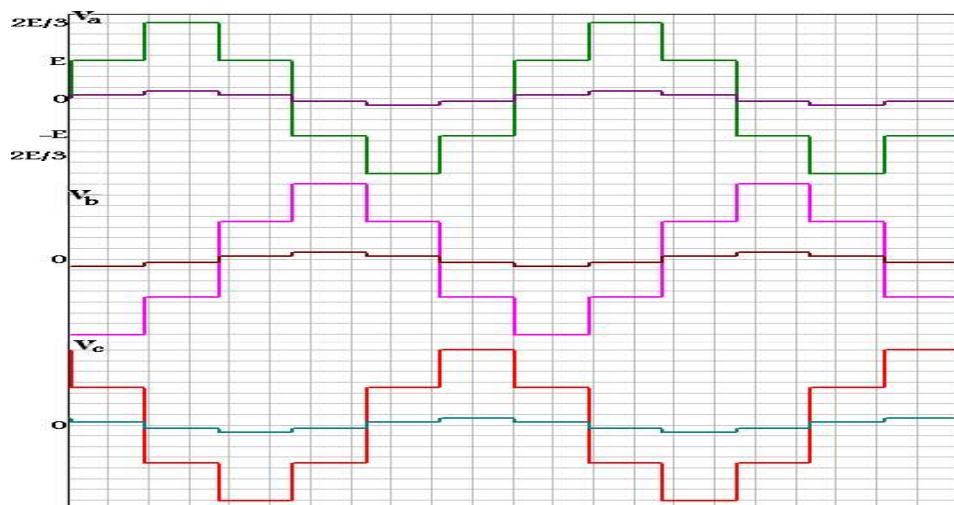


Fig (IV.2): Courants et tensions délivrés par un onduleur triphasé débitent sur des charges

IV.2 . Principe de la méthode:

La difficulté de la récupération de l'énergie du rotor, vient du fait que les tensions entre bagues ont une valeur et surtout une fréquence variable (proportionnelles au glissement). Pour utiliser la puissance prélevée, il est nécessaire de passer de cet alternatif à fréquence variable à la forme continue.

Autrefois, cette transformation était réalisée par une commutatrice. On peut redresser les tensions à la sortie du rotor par des semi conducteurs et utiliser la puissance de glissement dans une machine à courant continu, qui ajoute son couple à celui de la machine asynchrone. Mais il est possible de supprimer toute machine tournante autre que le moteur dont on fait varier la vitesse. Pour cela on redresse les tensions recueillies entre bagues, puis on ondule la tension redressée afin de réinjecter la puissance dans le réseau. Donc ce montage nécessite un redresseur et un onduleur non autonome.

Le montage utilisé pour cette méthode est donné par le schéma suivant :

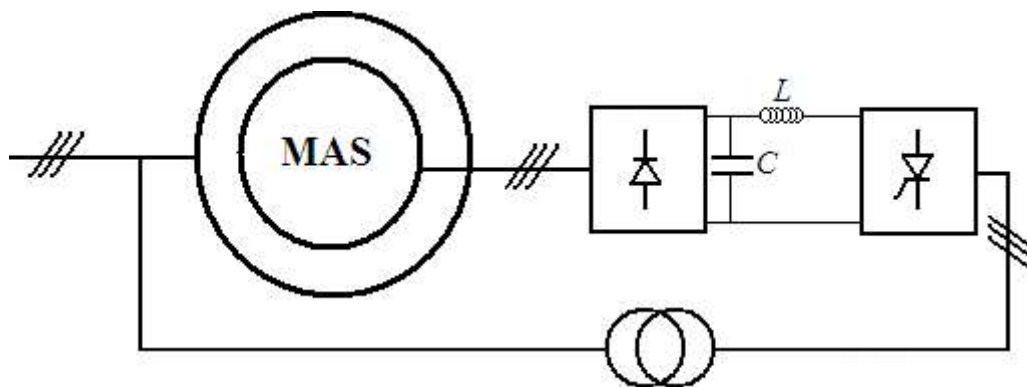


Fig (IV.3):Schéma de la cascade hyposynchrone de la machine asynchrone

Le rapport de transformation de la machine asynchrone à rotor ouvert est désigné par m , celui du transformateur triphasé par m_1 . Le courant alternatif du rotor, à la pulsation $\omega_0 s$, est redressé puis filtré par une bobine d'inductance L pour lissage. 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.

IV.2.1 Schéma équivalent de la machine asynchrone :

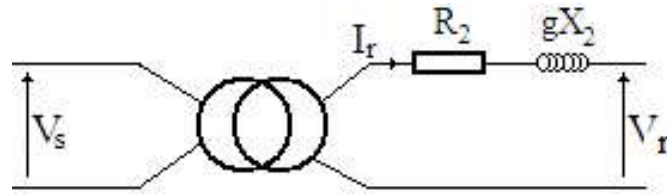


Figure (IV.4): Schéma équivalent par phase de la machine asynchrone ramené au rotor

IV.3 Fonctionnement de la cascade hyposynchrone:

IV. 3.1 Calcul de la tension U_d :

Les tensions simples rotoriques ont :

- Une pulsation $g\omega$.
- Une amplitude $V_r = mgV_s$

Avec V_s l'amplitude des tensions simples d'alimentation et m le rapport des tensions à vide avec le rotor à l'arrêt ($g=1$).

Le pont redresseur à six diodes délivre à vide une tension redressée de valeur moyenne :

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}V_r}{\pi} = \frac{3\sqrt{3}kgV_s}{\pi} \quad (4.4)$$

On désigne par α l'angle de retard du pont à six thyristors fonctionnant en onduleur.

a. A vide:

La relation entre les tensions côté continu et côté alternatif s'écrit :

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}mgV_s}{\pi} \quad (4.5)$$

La comparaison des deux expressions donne : à côté de l'onduleur

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}mgV_s}{\pi} = \frac{3\sqrt{3}V_s}{\pi} m_1 \cos \alpha \implies g = g_0 = -\frac{m_1}{m} \cos \alpha \quad (4.6)$$

À vide ΔU_d est négligeable, le glissement diffère peu de $g_0 = -\frac{m_1}{m} \cos \alpha$

Cette relation montre comment on augmente le glissement par croisement de

$|\cos \alpha|$, en faisant varier $\alpha: \frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{5\pi}{6} \Rightarrow 0 < |\cos \alpha| < \frac{\sqrt{3}}{2}$ c'est-à-dire, on fait

$$\text{Varier } g_0 : 0 < g_0 < \frac{\sqrt{3} m_1}{2 m} \quad (4.7)$$

Le glissement maximal est donc proportionnel à la tension rotorique à l'arrêt ; ce n'est que si V_r égale V_s d'où le fonctionnement à très faible vitesse.

Dans cette plage de α , g est toujours positif c'est-à-dire que la machine fonctionne en moteur, d'où le nom hyposynchrone.

Si $\alpha < \pi/2$, g est négatif c'est-à-dire que la machine fonctionne en génératrice (hypersynchrone) .

b. En charge:

A cause de la résistance interne du moteur, notamment de sa réactance, la tension redressée, lorsque le débit du courant I_d supposé constant, est :

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}mgV_s}{\pi} - \Delta U_d$$

La comparaison des deux expressions donne :

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}mgV_s}{\pi} - \Delta U_d = \frac{3\sqrt{3}V_s}{\pi} \cos \alpha$$

Ce qui donne l'expression finale du glissement en charge:

$$g = -\frac{m_1}{m} \cos \alpha + \frac{\Delta U_d}{\frac{3\sqrt{3}mV_s}{\pi}} \quad (4.8)$$

En charge, à $|\cos \alpha|$ donné, l'accroissement du couple se traduit par une augmentation du courant I_d , c'est-à-dire de la chute de tension ΔU_d , donc la variation du glissement.

IV. 3.2 Le Couple:

La puissance prélevée aux bornes du rotor est $U_d I_d$, elle est égale au produit du glissement par la puissance $P_{ém}$ (puissance transmise). De plus le couple C est le quotient de cette puissance par la vitesse angulaire synchrone Ω_s :

$$U_d I_d = g P_{ém} = g C_{ém} \Omega_s \quad (4.9)$$

Donc :

$$P_{ém} = \frac{U_d I_d}{g \Omega_s} = I_d \frac{\frac{3\sqrt{3}mgV_s}{\pi} - \Delta U_d}{g \Omega_s} \quad (4.10)$$

La chute de tension ΔU_d fait que le couple ne croit par tout a fait proportionnelle au courant I_d .

IV.4 Etude détaillée de la cascade hyposynchrone:

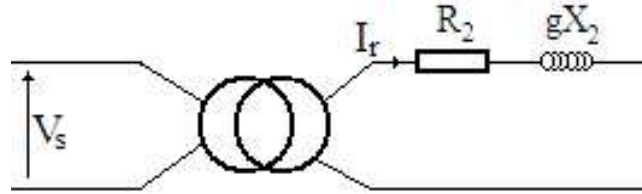


Figure (IV.5): Schéma équivalent par phase de la machine asynchrone ramené au rotor

$$\begin{aligned}
 R_2 &= R_r + m^2 R_s \\
 X_2 &= X_r + m^2 X_s \\
 f_r &= g f
 \end{aligned}
 \tag{4.11}$$

IV.4.1 Pont redresseur :

On sait que la fréquence du rotor est différente de celle du stator, ce qui nécessite un renvoi indirect de l'énergie vers le stator. Ce renvoi indirect nécessite un redresseur triphasé à diodes en pont.

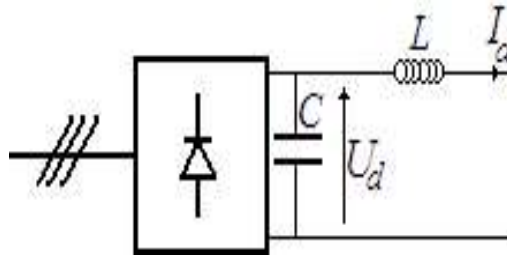


Fig (IV.6) : Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à diodes

La puissance rotorique et la tension à la sortie du redresseur sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 P &= U_d I_d = \frac{3\sqrt{3}mgV_s}{\pi} I_d - \left(2R_2 + \frac{3gX_2}{\pi} \right) I_d^2 \\
 U_d &= \frac{3\sqrt{3}mgV_s}{\pi} - \left(2R_2 + \frac{3gX_2}{\pi} \right) I_d
 \end{aligned}
 \tag{4.12}$$

L'expression de la tension Ud peut être réécrite sous la forme suivante:

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_s = \frac{3\sqrt{3}mgV_s}{\pi} - 2R_2 I_d - \frac{3gX_2 I_d}{\pi}
 \tag{4.13}$$

IV.4.2 Pont Onduleur:

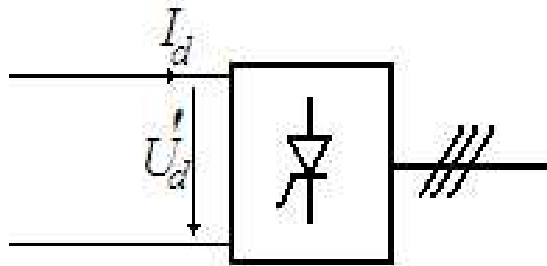


Fig (IV.7):Schéma d'un onduleur triphasé à thyristors

Le renvoi de la puissance P vers le réseau qui traverse le redresseur, nécessite un onduleur pour que la puissance soit à la même fréquence.

La tension au niveau de l'onduleur est :

$$U_d' = U_d \cos \alpha - \Delta U_d' \quad (4.14)$$

$$U_d' = \frac{3\sqrt{3}m_1 V_s \cos \alpha}{\pi} - \left(2R_T + 3\frac{X_T}{\pi}\right) I_d \quad (4.15)$$

La puissance renvoyée au réseau vaut:

$$P = U_d' I_d = \frac{3\sqrt{3}m_1 V_s \cos \alpha}{\pi} I_d - \left(2R_T + 3\frac{X_T}{\pi}\right) I_d^2 \quad (4.16)$$

D'après la loi des mailles, les valeurs moyennes des tensions du redresseur et de l'onduleur sont égales:

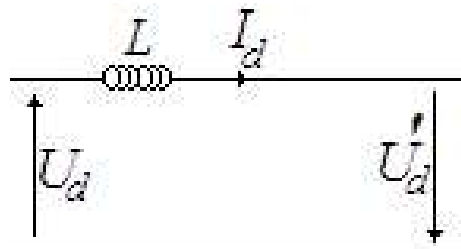


Figure (IV.8):Egalité des tensions du redresseur et l'onduleur

$$U_d = U_d' \Rightarrow \frac{3\sqrt{3}m_1 V_s \cos \alpha}{\pi} - \left(2R_T + 3\frac{X_T}{\pi}\right) I_d = \frac{3\sqrt{3}m_2 V_s}{\pi} - \left(2R_2 + \frac{3gX_2}{\pi}\right) I_d$$

On sort de la formule finale du glissement en fonction de la charge, la tension d'alimentation et l'angle d'amorçage des thyristors.

$$g = \frac{-\sqrt{3}m_1V_s \cos \alpha + (X_T + \frac{2\pi R_T}{3} + \frac{2\pi R_2}{3})I_d}{(\sqrt{3}mV_s - X_2I_d)} \quad (4.17)$$

On voit qu'en charge, g dépend essentiellement de α .

Si $I_d=0$ c'est-à-dire que le moteur est à vide, $g=g_0$ donné précédemment par

$$g = g_0 = -\frac{m_1}{m} \cos \alpha$$

Le glissement est toujours positif $g>0$, c'est-à-dire que la machine fonctionne en moteur, d'où le nom *cascade* hyposynchrone [4].

IV.4.3. Schéma équivalent de la cascade hyposynchrone:

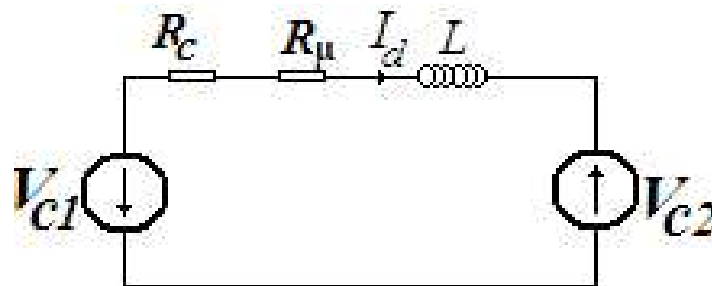


Figure (IV.9): Schéma équivalent de la cascade hyposynchrone

$$V_{c2} = \frac{3\sqrt{3} m_1 V_s \cos \alpha}{\pi}$$

$$V_{c1} = \frac{3\sqrt{3} m g V_s}{\pi}$$

$$R_c = 2(R_2 + R_T)$$

$$R_\mu = \frac{3(gX_2 + X_T)}{\pi}$$

IV. 5. Equations dynamiques:

$$V_{c1} + V_{c2} = (R_c + R_\mu + pL_f)I_d \quad (4.18)$$

$$C_e - C_r = -Jp\Omega_s g$$

L'expression détaillée du couple électromécanique pour le fonctionnement de la cascade hyposynchrone est donnée par [4].

$$C_e = \frac{U_d I_d^s}{g\Omega_s}$$

$$C_e = \frac{\left(-\frac{3\sqrt{3}m_1V_s \cos \alpha}{\pi} + \left(2R_T + \frac{3X_T}{\pi}\right)I_d\right)I_d}{g\Omega_s}$$

$$C_e = \frac{\left(-\frac{3\sqrt{3}mgV_s}{\pi} + \left(2R_T + \frac{3X_T}{\pi}\right)I_d\right)I_d}{g\Omega_s} \quad (4.19)$$

$$\text{Avec } C_e \approx \frac{3\sqrt{3}mV_s}{\pi\Omega_s} I_d = A \cdot I_d \quad (4.20)$$

La variation du couple de la machine asynchrone en cascade hyposynchrone est semblable à celle de la machine à courant continu [4].

$$I_d = \frac{3\sqrt{6}V_s(mg + m_1 \cos \alpha)}{2(R_2 + R_T) + \frac{3}{\pi}(gX_2 + X_T)} = \frac{Ag + GU_c}{R_{cas} + gR'_{cas}} \quad (4.21)$$

Avec:

$$R_2 = R_r + gm^2R_s$$

$$R_{cas} = 2(R_r + R_T) + \frac{3}{\pi}X_T \quad (4.22)$$

$$R'_{cas} = 2m^2R_s + \frac{3}{\pi}X_2$$

$$G = \frac{\frac{3\sqrt{6}}{\pi}m_1V_s}{U_h}, \text{ la variation de la commande de l'onduleur est de la forme arc cosinus [4].}$$

IV. 6. Etude de la régulation:

Soit le point de fonctionnement M (I_{d0} , U_{cm0} , g_0). On introduit les écarts [4]. :

$$\Delta I_d = I_d - I_{d0}$$

$$\Delta U_{cm} = U_{cm} - U_{cm0}$$

$$\Delta g = g - g_0$$

Calculons la dérivée de I_d :

$$\Delta I_d = \left(\frac{\partial I_d}{\partial U_{cm}} \right) \Delta U_{cm} + \left(\frac{\partial I_d}{\partial g} \right) \Delta g \quad (4.23)$$

Où :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial I_d}{\partial U_{cm}} = \frac{G}{R_{cas} + gR'_{cas}} = K_m \\ \frac{\partial I_d}{\partial g} = \frac{A(R_{cas} + gR'_{cas}) - R'_{cas}(Ag + GU_{cm})}{(R_{cas} + gR'_{cas})^2} = \frac{A - I_d R'_{cas}}{R_{cas} + gR'_{cas}} \end{array} \right. \quad (4.24)$$

Posant :

$$K_R = \frac{R'_{cas}}{R_{cas} + gR'_{cas}}$$

C'est-à-dire que :

$$\frac{\partial I_d}{\partial g} = \frac{A - I_d R'_{cas}}{R_{cas} + gR'_{cas}} = \frac{A}{R_{cas} + gR'_{cas}} - I_{d0} K_R \quad (4.25)$$

Donc la dérivée générale de I_d est :

$$\Delta I_d = K_m \Delta U_{cm} + \left(\frac{A}{R_{cas} + gR'_{cas}} - K_R I_d \right) \Delta g$$

$$\Delta g = \frac{\Delta \Omega}{\Omega_s} \quad (4.26)$$

L'équation devient :

$$\Delta I_d = K_m \Delta U_{cm} - \left(\frac{A}{R_{cas} + gR'_{cas}} - K_R I_{d0} \right) \frac{\Delta \Omega}{\Omega_s} \quad (4.27)$$

L'équation dynamique de la machine est :

$$\begin{cases} J \frac{d\Omega}{dt} = C - C_r - C_f \\ C_f = f\Omega \end{cases} \quad (4.28)$$

Les deux équations nous donnent :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_r - C_f - f\Omega \quad (4.29)$$

$$(Jp + f)\Omega = C_e - C_r \implies \Omega = \frac{C_e - C_r}{f(1+pT_m)} \quad (4.30)$$

$$T_m = \frac{J}{f}$$

Où :

$$\Delta\Omega = \frac{\Delta C_e - \Delta C_r}{f(1+pT_m)} = \frac{\frac{A}{\Omega_s} \Delta I_d - \Delta C_r}{f(1+pT_m)} \quad (4.31)$$

Où f est le coefficient de frottement. D'après l'équation dynamique on tire :

$$\Delta I_d = K_m \Delta U_{cm} - \left(\frac{A}{R_{g0} + pL_f} - K_R I_{d0} \right) \frac{\Delta\Omega}{\Omega_s} \quad (4.32)$$

$$R_{g0} = R_{cas} + gR'_{cas}$$

$$T_e = \frac{L}{R_{g0}}$$

$$\Delta I_d = K_m \Delta U_{cm} - \left(\frac{A}{R_{g0} + pL_f} - K_R I_{d0} \right) \frac{\Delta\Omega}{\Omega_s} \quad (4.33)$$

D'après l'équation (3.31), on obtient l'équation suivante :

$$\Delta I_d = K_m \Delta U_{cm} - \frac{\frac{A}{R_{g0}}}{1+pT_e} \frac{\Delta\Omega}{\Omega_s} + K_R I_{d0} \frac{\Delta\Omega}{\Omega_s} \quad (4.31)$$

*Simulation du réglage de la
vitesse de la cascade
hyposynchrone en boucle
fermée*

IV.7 MODELE DESIMULATION:

Le modèle de simulation du réglage de la vitesse de la cascade hyposynchrone en boucle fermée sous PSIM est représenté par la figure suivante:

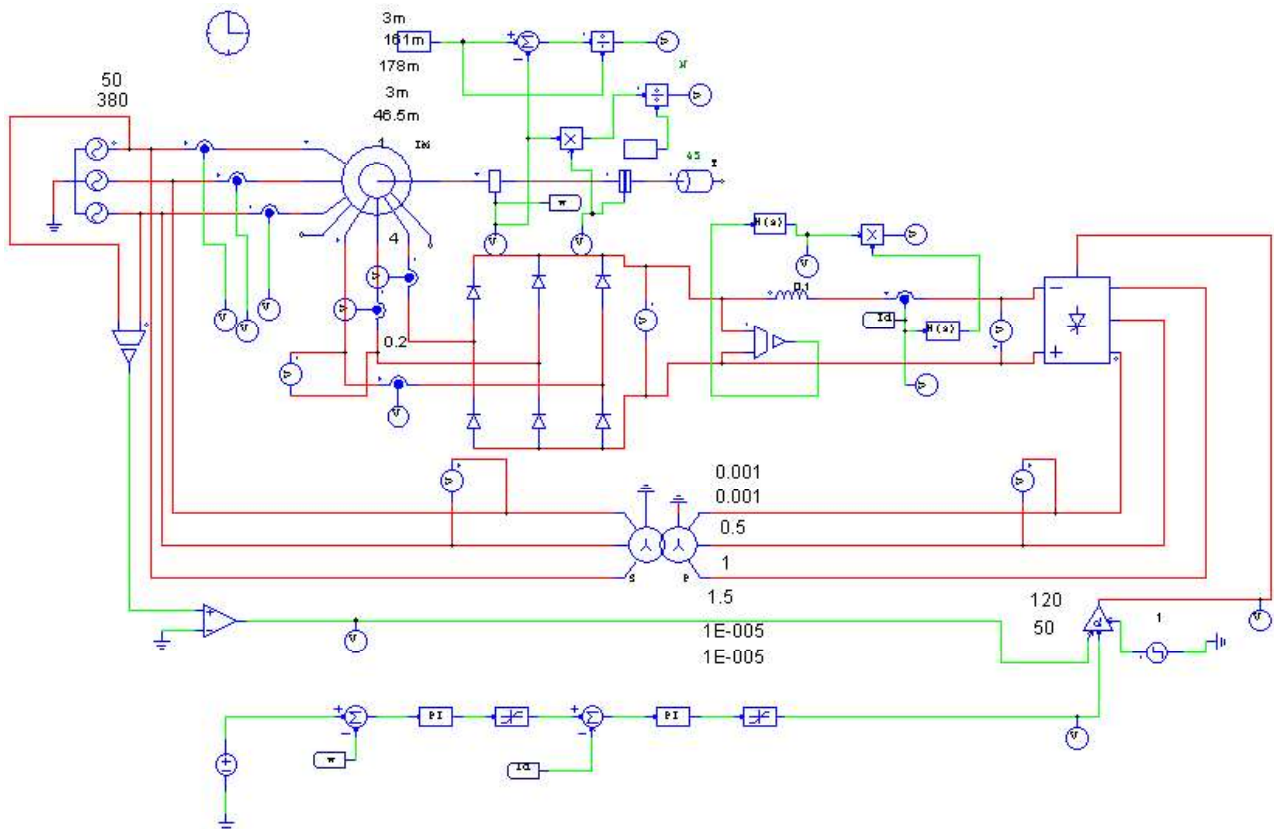


Figure (IV.10): Schéma bloc de la régulation de la vitesse de la cascade hyposynchrone en boucle fermée

Le schéma est composée de :

- Un block moteur asynchrone triphasé à rotor bobiné.
- Une source d'alimentation de tension triphasée alternative, représentant le réseau, supposé à puissance infinie.
- Un redresseur triphasé non contrôlé en pont à six diodes.
- Un onduleur triphasé en pont à six thyristors.
- Un transformateur triphasé de rapport de transformation $m1$.
- 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 régulateur de vitesse et de courant pour créer impulsions synchronisées.
- Un block 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 les types de variables.

La simulation de la commande est réalisée suivant les différentes valeurs de références données dans le tableau IV.3. Le couple résistant est $C_r = C_n / 2 = 45 \text{ Nm}$:

Le temps(s) :	0 → 1.5	1.5 → 3	3 → 4.5	4.5 → 6
vitesse	900	1000	1200	1400

Tableau IV.1: profile de la commande de la vitesse

L'allure des références est donnée dans la figure IV.11.

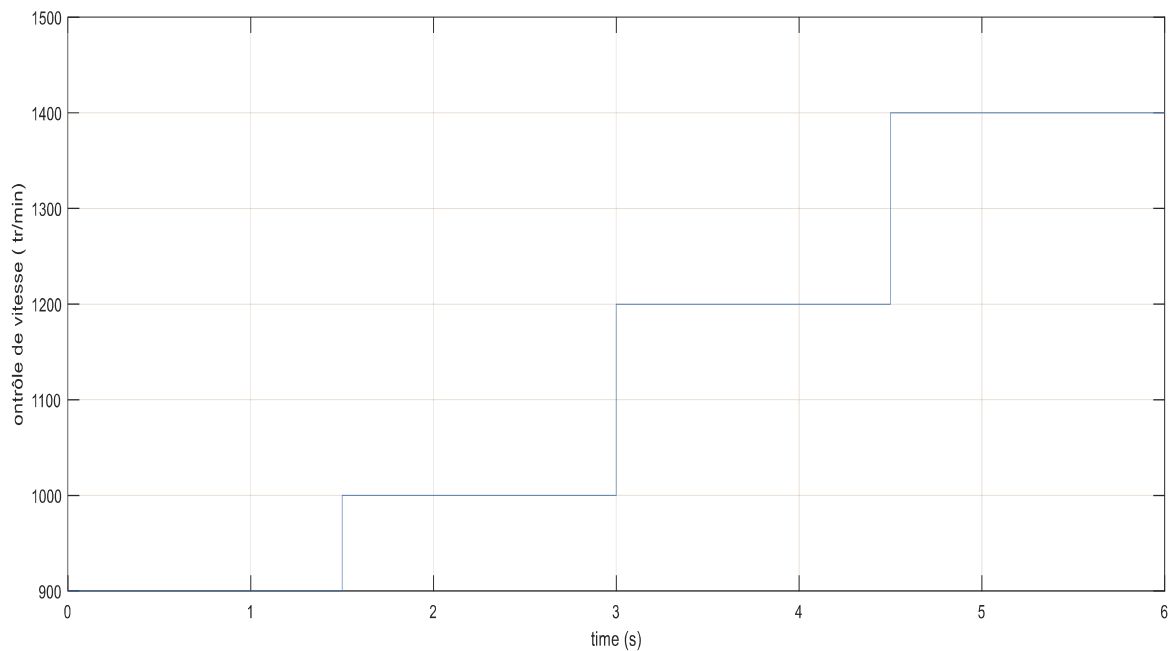


Figure (IV.11): Graphe des vitesses de références.

IV.8 Résultats de simulation :

IV.8.1 Evolution de la vitesse :

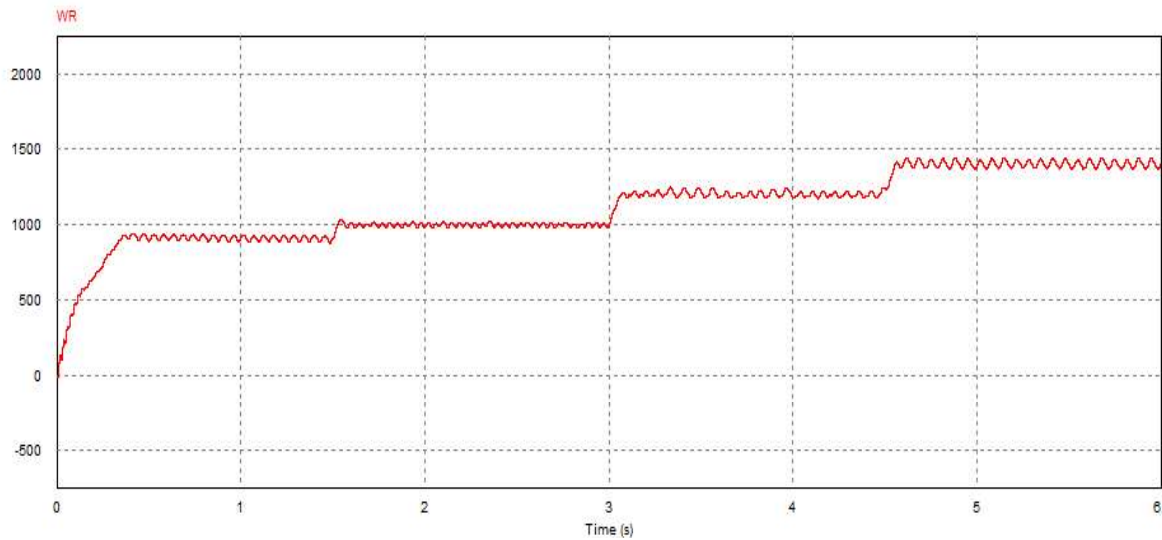


Fig (IV.12): Evolution de la vitesse de rotation en fonction du temps

La réponse de la vitesse est illustrée sur la Figure(IV. 12). La figure montre que la vitesse suit les différentes références avec certaines faibles ondulations.

Au démarrage, Quand le moteur accélère, sa vitesse augmente suivant la constante de temps mécanique de la machine, jusqu'à arrivé à sa valeur de référence(900 tr/mn) en un temps de 0.3s. A partir de $t_1=1.5s$, la vitesse augmente de nouveau, mais cette fois-ci rapidement sous l'effet de la nouvelle référence de vitesse et se stabilise autour de 1000tr/mn. A partir de $t_2=3s$, la vitesse grimpe de nouveau à la valeur imposée par la commande.

Le même phénomène se passe à l'instant $t_3=4.5s$ où elle atteint la référence de 1200tr/mn. Le même phénomène se répète à $t_4=4.5s$ pour atteindre la vitesse de référence de 1400tr/mn.

IV.8.2 Evolution du couple en fonction du temps :

L'allure du couple est représentée par la figure IV.13

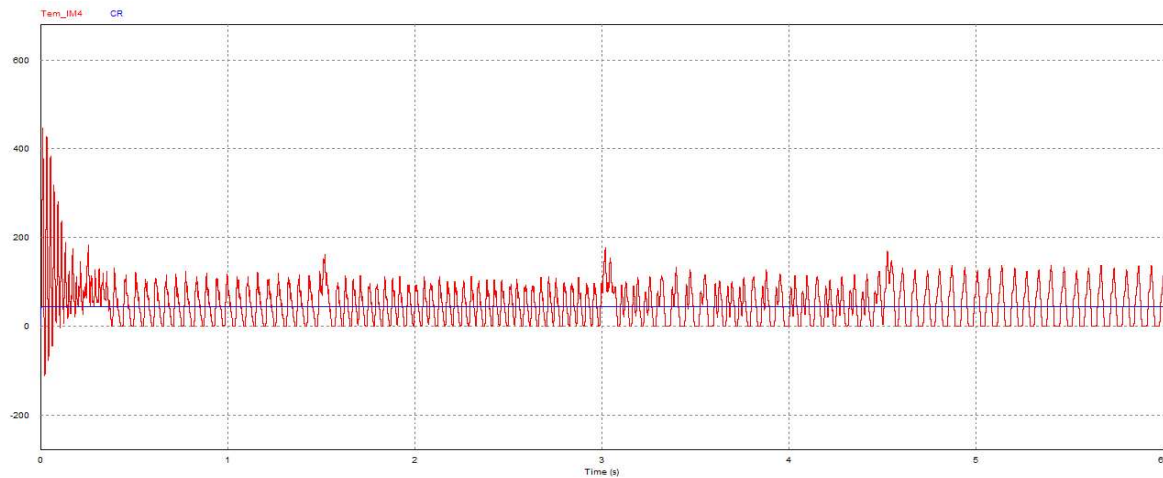


Fig (IV.13): Allure du couple en fonction du temps

IV.8.3 Evolution du courant redressé moyen en fonction du temps :

L'allure du courant redressé à la sortie du redresseur est donnée par la figure IV.14.

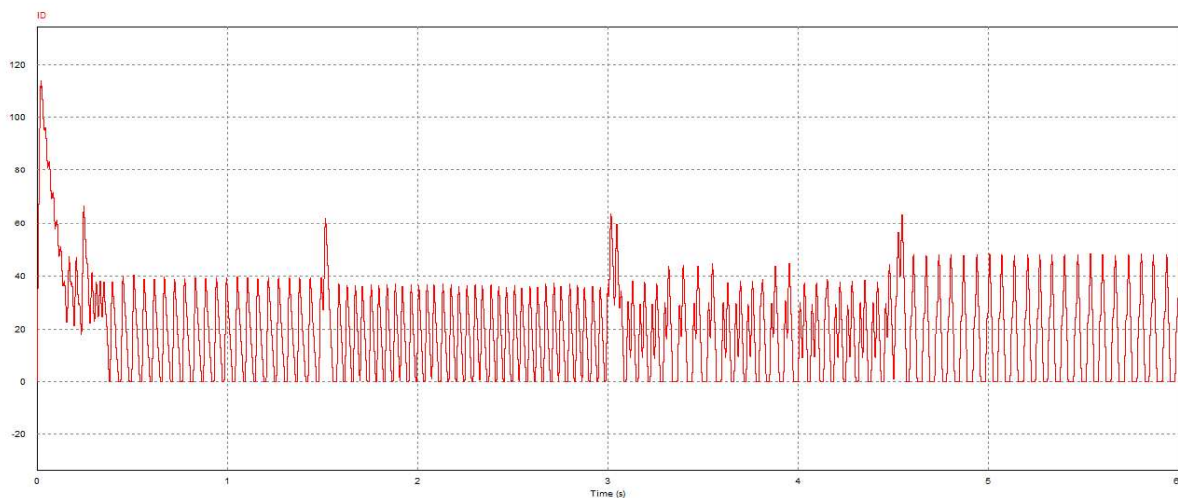


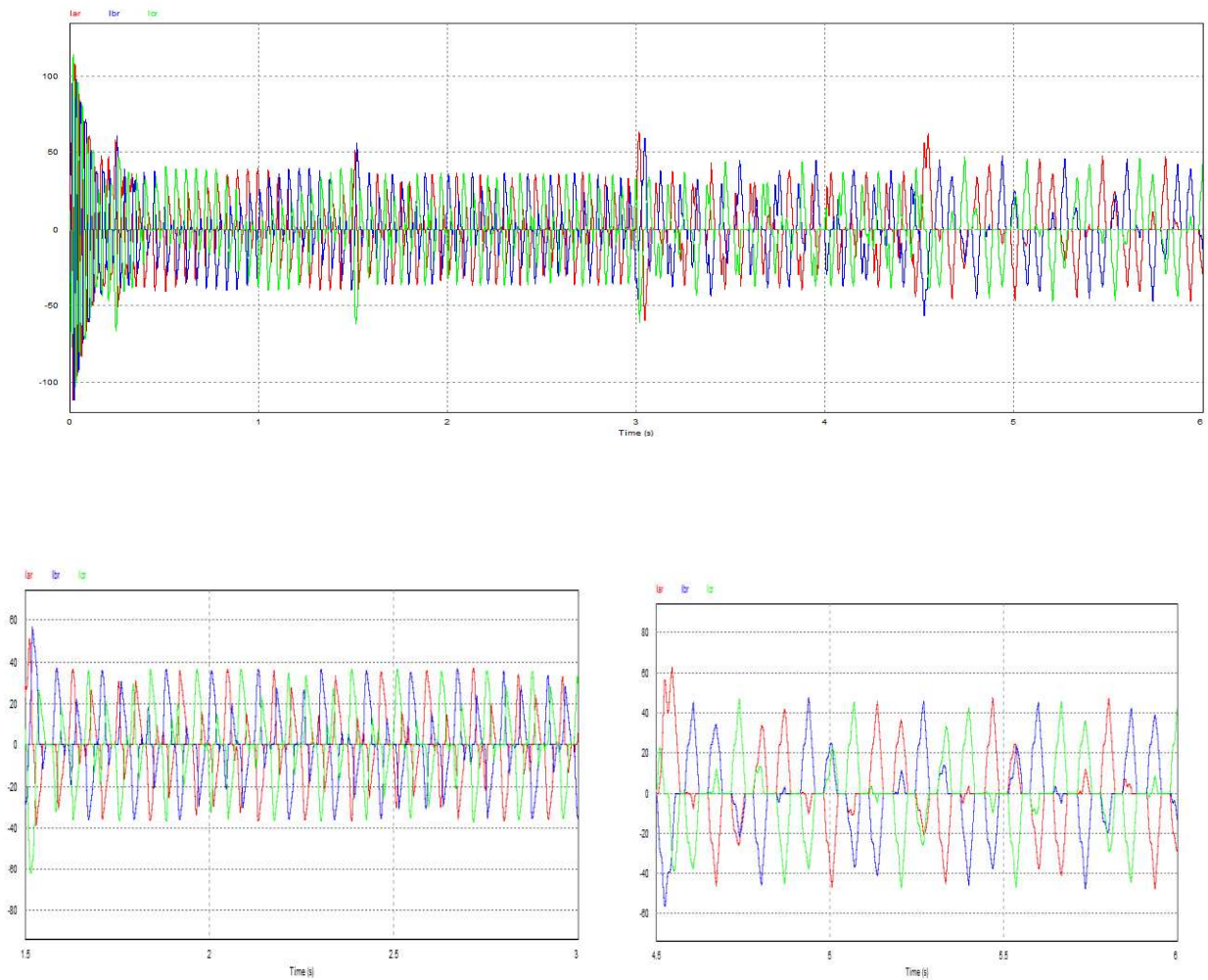
Fig. (IV. 14): Allure du courant redressé en fonction du temps.

La Figure IV 13 présente la réponse du couple électromagnétique en suivant les différentes valeurs de références. Au démarrage on trouve la réponse classique du moteur asynchrone, puis le couple se stabilise autour de la valeur du couple résistant (45 Nm). En passant 'une référence à une autre, le couple passe par un régime transitoire très rapide puis se stabilise autour du couple résistant. Le couple présente aussi certaines ondulations.

La figure IV.14 montre que le courant redressé est l'image u couple électromagnétique.

IV.8.4 Evolution des courants rotoriques:

La figure IV.15 représente la réponse du courant rotorique à cette variation de références.



Allure du courants rotoriques à vitesse de rotation égale à 1000 tr/mn

Allure du courants rotoriques à vitesse de rotation égale à 1400 tr/mn

Fig (IV.15): Evolution du courant rotorique en fonction du temps.

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 32A pour une vitesse imposée égale 900 tr/mn jusqu'à $t_1 = 1.5s$. A partir de cet instant, nous augmentons la vitesse de rotation à 1000 tr/mn, on voit un régime transitoire court et moins violent comparé à l'allure du courant au démarrage. A chaque fois qu'on passe d'une référence à une autre le courant rotorique passe par un régime transitoire court puis se stabilise pratiquement à la même valeur. On constate que la forme du courant n'est pas sinusoïdale à cause de la présence du redresseur au niveau du rotor.

IV.8.5 Evolution du courant statorique :

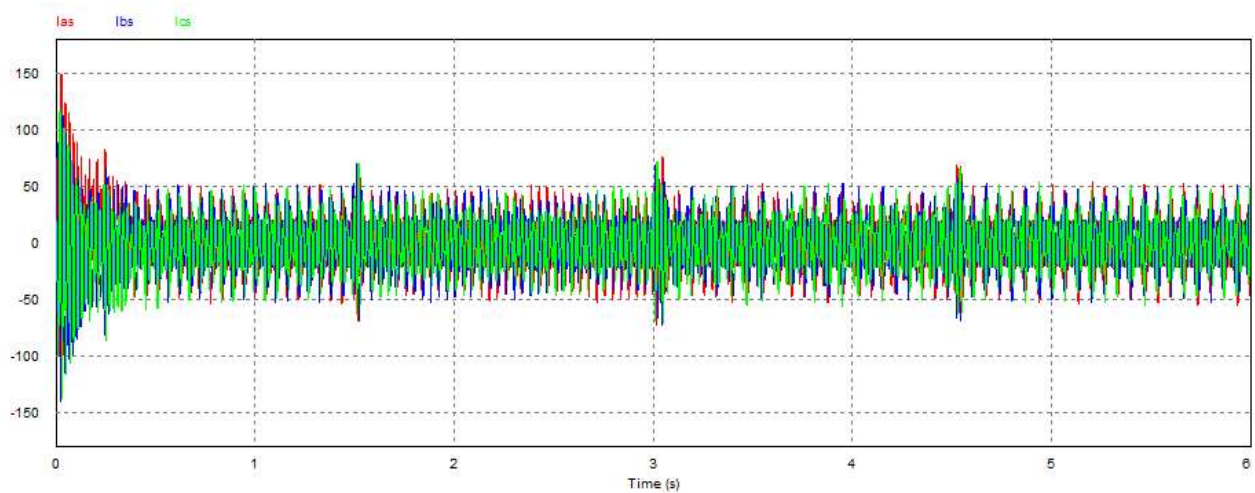
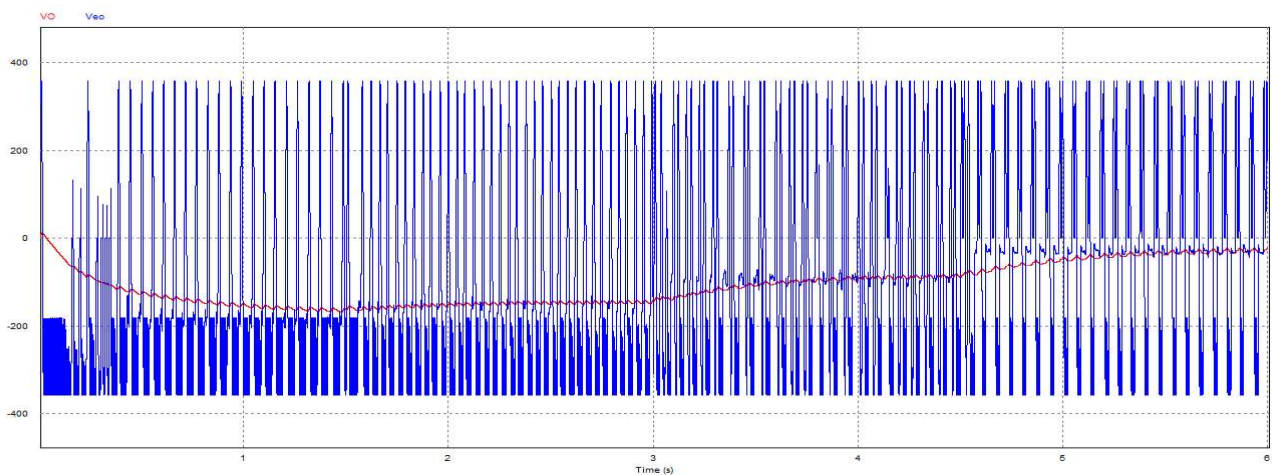


Figure (IV.16) ; Evolution du courant statorique en fonction du temps.

La Figure IV.16 présente l'évolution du courant statorique en fonction du temps. Au démarrage, le courant statorique présente un fort appel 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.

En passant d'une référence à une autre, le courant statorique passe par un régime transitoire court puis il se stabilise pratiquement à la même valeur correspondant au couple résistant.

IV.8.6 Evolution de la tension redressée côté onduleur:

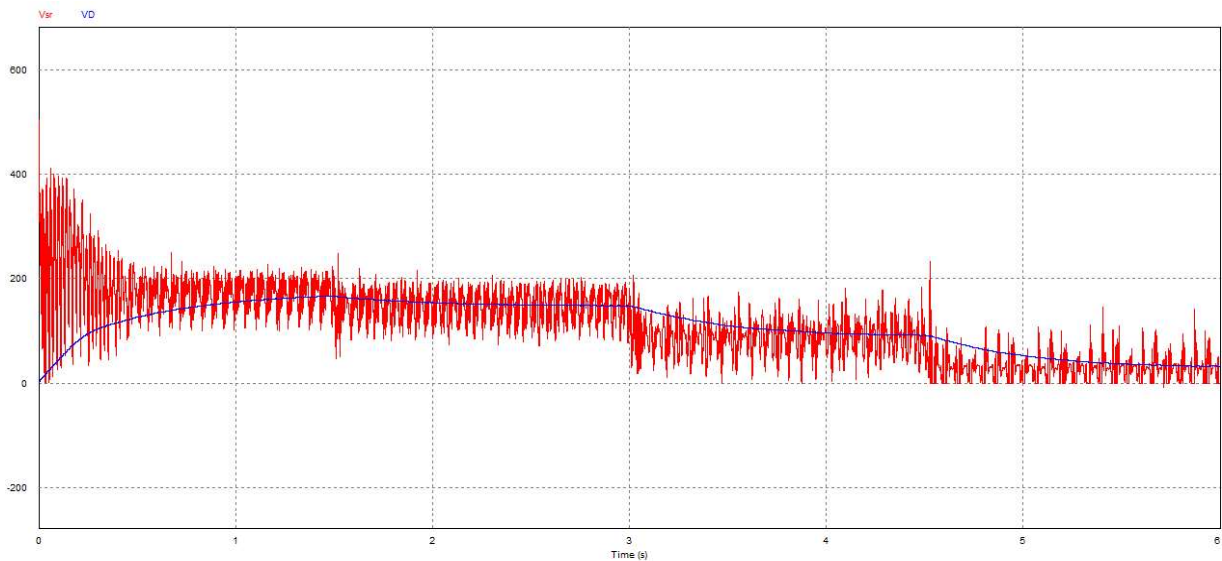


Fig(IV.17) : Allure de la tension redressée côté onduleur.

La figure IV.17 représente l'allure de la tension redressée côté onduleur. La valeur moyenne de cette tension redressée est pratiquement égale en valeur absolue à la tension moyenne redressée côté redresseur.

IV.8.7 Evolution de la tension redressée côté redresseur non commandé :

La figure IV.18 représente l'allure e la tension redressée côté redresseur à diodes.



Fig(IV.18) : allure de la tension redressée côté redresseur non commandé

Au démarrage, la tension redressée moyenne se stabilise autour de 160V. A partir de $t_1=1,5s$ cette tension chute sous l'effet de la nouvelle valeur de vitesse 1000 tr/mn et se stabilise autour de 150V. Le même phénomène se répète à $t_2=3s$ et à $t_3=4.5s$. Pour la vitesse de 1400 tr/mn la tension atteint une valeur de 33V.

La figure montre aussi qu'en augmentant la vitesse de référence le glissement diminue, d'où la diminution de la tension rotorique et par conséquent la diminution de la tension redressée. On remarque que les variations des tensions lors des changements de l'angle du retard à l'amorçage sont devenues moins brutales.

V.8.8 Evolution du glissement en fonction du temps :

La figure IV.19 présente l'allure du glissement en passant d'une référence de vitesse à une autre. La figure montre qu'après le démarrage, le glissement se stabilise à chaque fois à la valeur correspondant à la valeur de la vitesse désirée. L'augmentation de la vitesse est accompagnée d'une diminution du glissement ; d'où une diminution de la puissance secondaire récupérée.

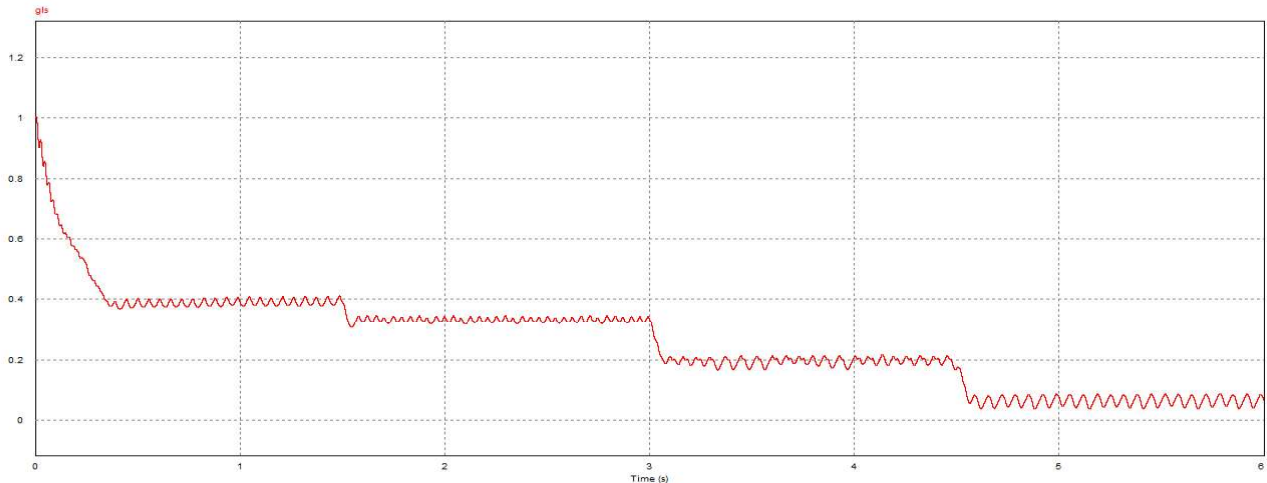


Fig (IV.19) : Allure du glissement en fonction de temps.

IV.8.9 Puissance secondaire récupérée:

La figure IV.20 représente l'allure de la puissance secondaire récupérée vers le réseau électrique lors de la variation de la vitesse de référence. La figure montre qu'en augmentant la vitesse de référence, le glissement diminue, d'où la diminution de la puissance secondaire récupérée. Cette puissance récupérée est de l'ordre de 2800 W pour une vitesse de 900 tr/mn.

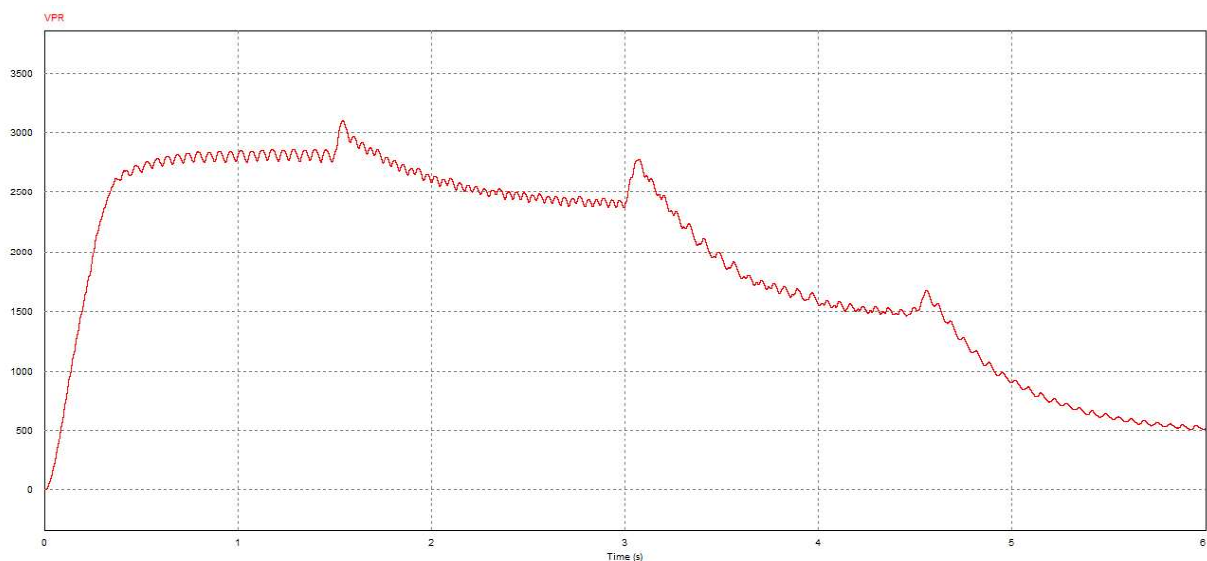


Fig (IV.20) : Allure de la puissance secondaire récupérée en fonction du temps

IV.9 Schéma de régulation de la machine asynchrone:

D’après l’équation (4.31) on peut représenter le schéma de régulation de la cascade hyposynchrone par la figure IV.4

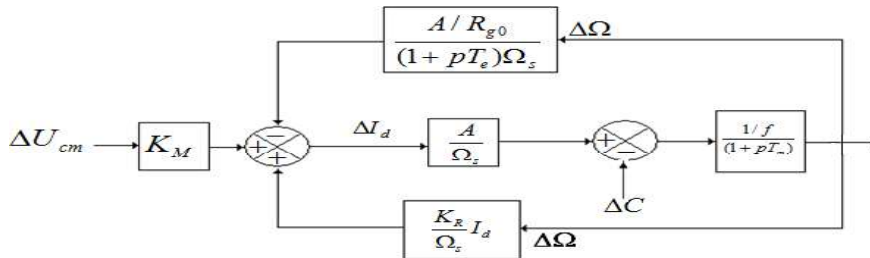


Figure (IV.21): Schéma synoptique de régulation de la machine asynchrone

La boucle peut être simplifiée par la figure IV.22 suivante

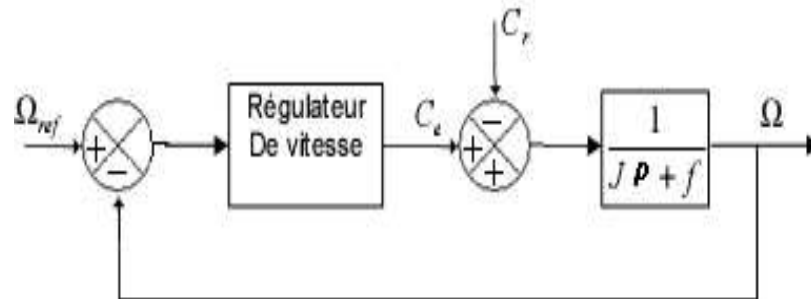


Figure (IV.22): Schéma simplifié de la régulation de la machine asynchrone

Le schéma de régulation final est composé de deux boucles, l’une extérieure pour la régulation de la vitesse avec un régulateur PI, l’autre extérieure pour la régulation du courant redressé, en générant l’angle de retard à l’amorçage avec un régulateur PI. Le schéma e régulation est donné par la figure suivante.

IV Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié la cascade hyposynchrone en boucle fermée. Le schéma de régulation comporte deux boucles. L’une extérieure assurant la régulation de vitesse et l’autre intérieure assurant la régulation du courant redressé et générant ainsi l’angle de retard à l’amorçage des thyristors de l’onduleur non autonome. Les deux boucles sont associées à des régulateurs PI. Après l’étude théorique, les résultats de simulation ont montrés que la commande de la cascade hyposynchrone en boucle fermée en plus de la récupération de la puissance secondaire, elle permet d’avoir une régulation précise de la vitesse de rotation pour les applications de hautes performances. L’intérêt de cette technique est surtout dans les grandes puissances où la puissance récupérée est importante.

CONCLUSION GENERALE

Le travail que nous avons mené dans ce mémoire consisté en l'étude plusieurs méthode de réglage de vitesse des moteurs asynchrones rotor bobiné qui tantôt techniques classiques ou techniques nouvelles donc reste de loins la plus utilisée en industrie pour des applications qui exigent un niveau de précision et performantes élevé .

A l'âge de l'électronique de puissance, le procédé de variation de vitesse par un rhéostat est abandonné. A la variation discrète de la résistance rotorique s'est substituée une variation continue par le biais de l'utilisation d'un hacheur apporte plusieurs améliorations au niveau de performance de cette machine et considéré comme une méthode simple , cette méthode et d'autres méthodes classiques n'ont jamais disparu de la scène industrielle.

D'autre part, le hacheur rotorique occasionne une perturbation du joule rotorique Représentée une dégradation de l'énergie électrique . Pour récupérer cette énergie électrique énergie et la renvoyer au réseau. D'autant plus que la puissance absorbé de réseau est importante, lors d'une action rotorique on doit remplacer la charge passive du rotor par une charge active, qui peut être le réseau à travers un convertisseur de fréquence cette puissance de glissement récupéré sera considérable, d'où la nécessité de cette méthode. Si nom, si la machine et de faible puissance, cette méthode c'est la cascade hyposynchrone. n'est pas vraiment intéressante.

on suite , il ya deux type de cette méthode (la cascade hyposynchrone) ,La première c'est la cascade hyposynchrone on boucle ouverte c'est-à-dire que la commande de la vitesse est possible par le changement de l'angle d'amorçage des semi conducteurs cette changements de vitesse sont fréquents et inattendues présente bien évidemment beaucoup d'avantages. par exemple ; 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 manœuvre. Or, dans la plupart des applications, les changements de vitesse sont fréquents et inattendues, par exemple, les grande pompes .Or, dans la plupart des applications, on peut citer les grande pompes , pour que le glissement soit toujours positif (fonctionnent toujours en moteur) avec le retard à l'amorçage est limiter pratiquement à 150° .

Et le deuxième c'est la cascade hyposynchrone on boucle fermé cette idée vient du courant Id étant une image du couple donc l'asservissement se réalise selon un schéma en cascade Cela permet la Réglage et la variation de la vitesse ne nécessitant pas un réglage sur une plage large , la grandeur de commande étant l'angle d'amorçage a de l'onduleur . Le calcul des régulateurs s'effectue comme pour une machine à courant continu.

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 finir, nous espérons que ce modeste travail, contribue à une meilleure compréhension du thème traité, et qui sera un enrichissement de plus pour les promotions à venir , pour les personnes désireuses de compléter cette initiative.

ANNEXE

Paramètres de la MAS :

A. Paramètres de la machine asynchrone 1 utilisée pour la simulation :

Puissance nominale	$P_n = 3.5 \text{ KW}$
Tension nominale	220/380 V
Courant nominale	7.8 A
Nombre de paire de pôle	2
Facteur de puissance	0.643
La vitesse de rotation	1500 tr/mn
Résistance statorique	1.75 Ω
Résistance rotorique	1.75 Ω
Inductance cyclique du stator	2.85 H
Inductance cyclique du rotor	2.85 H
Inductance mutuelle	57.15 H
Moment d'inertie du rotor	0.049 kg.m ²
Couple résistant nominale	20 N.m

B . Paramètres de la machine asynchrone 2 utilisée pour la simulation :

Puissance nominale	$P_n = 15\text{kW}$
Tension nominale	220/380 V
Courant nominale	32 A
Nombre de paire de pôle	2
Facteur de puissance	1
La vitesse de rotation	1500 tr/mn
Résistance statorique	161 m Ω
Résistance rotorique	178 m Ω
Inductance cyclique du stator	3 mH
Inductance cyclique du rotor	3 mH
Inductance mutuelle	46.5 mH
Moment d'inertie du rotor	0.2 kg.m ²
Couple résistant nominale	95.5N.m

D. Paramètres du filtre :

- le première Filtre c'est Filtre de tension de redressée $H_v = \frac{1}{0.01P+1}$
- deuxième Filtre c'est Filtre de tension de onduleur non autonome $H_v = \frac{1}{0.5P+1}$
- Filtre de courant $H_i = \frac{1}{0.005P+1}$
- inductance pour lissage pour les trios machine $L_f = 0.1 \text{ H}$

BIBLIOGRAPHIE

Référence bibliographique :

- [1]- Théodorwildi . Electrotechnique avec la collaboration de GILBERT SYBILLE (édition-) Edition ; De Boeck Université.
- [2]- Hocine Farhat , Hocine Samir , Siahmed 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] J. C. Maxwell, "Electromagnétisme," 1873.
- [4] 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.
- [5] Laroche Jacques « **L'électronique de puissance, cours et exercices corrigés** » Edition DUNOD, année 2005.
- [06] Guy SEGUIER « **L'électronique de puissance** » Edition DUNOD, année 1999.
- [07] H. BUHLER « **L'électronique de puissance** » Edition DUNOD, année 1989.
- [8]- Bernard DE FORNEL. Technique de l'Ingénieur, D 3620, Machine Asynchrone- Alimentation et caractéristiques.
- [9] Frank Weinbessinger. L'alimentation électrique pour les moteurs asynchrones. White paper 07/2010.
- [10]- B.K Singh and K.B Naik. Proceeding of the international multi conference of Engineers and computer scientist 2009 Vol II, IMECS 2009, March 18-20-2009, Hong Kong .
- [11] Jean Bonal « Entrainements électriques à vitesse variable. Volume1 ». Edition Lavoisier Tec & Doc 1997.
- [12] Mehalla Malek et Hamouchi Nadia « **Calcul des caractéristiques de la cascade hyposynchrone** » . Electrotechnique Industrielle, « UNIVERSITE DE TIZI-OUZOU » . Mémoire de Fin d'Etudes de MASTER PROFESSIONNEL , 29/09/ 2014 .
- [13] Laroche Jacques « **L'électronique de puissance, cours et exercices corrigés** » Edition DUNOD, année 2005.