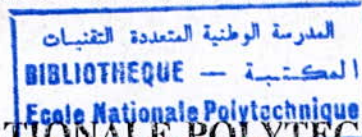


M0002/94A

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE
LABORATOIRE D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

THESE DE MAGISTER

Présentée par M^{lle} :BOUKHELIFA AKKILA

THEME :

ETUDE DE L'ALIMENTATION EN COURANT D'UN
MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE

Simulation et Mise en Oeuvre Expérimentale

Soutenue le 18/05/1994 devant le jury composé de

M. A. BENSENOUCI	(Maitre de Conférence).....	Président
M. B. HEMICI	(Chargé de Cours).....	Rapporteur
M. H. CHEKIREB	(Chargé de Cours).....	Examinateur
M. M. O. MAHAMOUDI	(Chargé de Cours).....	Examinateur
M. O. STIHI	(Chargé de Cours).....	Examinateur

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE
LABORATOIRE D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

THESE DE MAGISTER

Présentée par M^{elle} : **BOUKHELIFA AKKILA**

THEME :

ETUDE DE L'ALIMENTATION EN COURANT D'UN MOTEUR ASYNCHRONE A CAGE

Simulation et Mise en Oeuvre Expérimentale

Soutenue le 18/05/1994 devant le jury composé de

M. A. BENSENOUCI	(Maitre de Conférence).....	Président
M. B. HEMICI	(Chargé de Cours).....	Rapporteur
M. H. CHEKIREB	(Chargé de Cours).....	Examinateur
M. M. O. MAHAMOUDI	(Chargé de Cours).....	Examinateur
M. O. STIHI	(Chargé de Cours).....	Examinateur

قال الله تعالى في كتابه العزيز

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

وَمِنْ آيَاتِهِ مَنَعَهُ الْجُرُومَ
مَعِيشَةً حَنَنًا وَمُخْشِرَةً
أَعْمَى قَالَ رَبِّ اسْمِ
رَبِّكَ وَسَأَلَكَ كُنُوزَ
رَبِّكَ فَآتَيْتَهُ كُنُوزَ
رَبِّكَ

صدق الله العظيم

Remerciements

Ce travail a été effectué sous la direction de Monsieur B.Hemici, Chargé de cours à l'Ecole Nationale Polytechnique, qu'il trouve ici l'expression de mes sentiments et le témoignage de ma gratitude pour son soutien et ses conseils qu'il n'a cessé de me prodiguer.

Monsieur A.Bensouci, Maître de Conférence à l'ENP, me fait honneur de présider le jury de soutenance. Qu'il en soit vivement remercié et qu'il croit en sa reconnaissance pour sa collaboration.

Je tiens à remercier, Mr D.Stihi, Mr H.Chekireb et Mr M.O.Mahmoudi, Chargés de Cours, pour leur aide et pour l'honneur qu'ils me font en participant au jury.

Je remercie également Mr A.Hellal et Mr M.S.Boucherit.

Mes chaleureux remerciements vont également à M^{lle} L.Barazane, Mr R.Tahai et Mr A.Rekkab, pour leurs soutiens moral et matériel.

Je n'oublie pas de remercier D.Arigrédj, N.Taibi, L.Benaïssa, M^{me} K.Sebaihi, M^{me} L.Hamami, M.Benmoufak, F.Guerbas, N.Rouha, D.Boufassa, S.Ibri, R.Kessassra, B.Fiala, S.Arif, A.Bousediene et R.Bouziaci pour leurs aides et encouragements.

Beaucoup de personnes ont contribué à l'élaboration de ce travail je ne saurai les nommer tous, mais je tiens à leur exprimer mes vifs remerciements.

Introduction Générale

Ces dernières années et grâce aux grands progrès réalisés dans le domaine de l'Electronique de Puissance, les convertisseurs statiques alimentant les machines à courant alternatif sont de plus en plus appliqués pour les variateurs de vitesse.

Ces variateurs de vitesse, sont plus complexes et nécessitent des commandes plus sophistiquées, que ceux utilisant la machine à courant continu. Mais grâce à la fiabilité, la robustesse, le coût et la faible inertie des machines à courant alternatif, ces dispositifs remplacent les variateurs utilisant la machine à courant continu dans diverses applications telles que: les grandes vitesses, dans certaines applications particulières ou l'emploi du collecteur mécanique est à proscrire et surtout dans les endroits inflammables (industrie du pétrole).

De nombreux travaux et réalisations ont déjà été effectués dans ce domaine de la commutation électronique. Les points essentiels de ces recherches sont la mise en oeuvre des dispositifs permettant de remplir tout ou partie des fonctions assurées par le

collecteur mécanique.

Les principales machines à courant alternatif utilisées dans l'industrie sont: les machines synchrones et asynchrones, fonctionnant avec certaines lois de commande et de régulation, occupent une place importante notamment dans les applications à moyenne puissance telle que la traction électrique [5], [7] et aux grandes vitesses.

Parmi les commandes associées aux machines à courant alternatif, nous citons la commande numérique sans capteur de vitesse de la machine asynchrone présentées dans les références [21], [23] et [24].

La machine asynchrone est plus utilisée grâce à sa conception simple qui n'exige pas de procédés de fabrication spéciaux; C'est une machine classique que l'on peut facilement se procurer sur le marché commercial. Cette dernière et selon son type de commande peut fonctionner en mode autopiloté et en mode directe.

Nous retrouvons deux types d'alimentations de la machine asynchrone (et synchrone), les alimentations en tension et les alimentations en courant. Le premier type d'alimentation est limité aux utilisations à faible puissance. Quant aux alimentations en courant, elles correspondent aux mieux aux puissances et vitesses élevées.

Différentes études ont montré que l'alimentation en courant des enroulement de la machine, correspond le mieux au fonctionnement qu'impose le collecteur dans les machines à courant continu [6]. De plus, le contrôle permanent du courant permet une utilisation plus rationnelle du dispositif à commutation statique,

par la maîtrise des surintensités lors des commutations [25].

Le modèle de l'onduleur alimentant la machine asynchrone établi par les auteurs des références [2], [5] et [15] illustre mieux le remplacement de la fonction du collecteur mécanique, par la fonction du commutateur qui connecte cycliquement les bobinages de la machine au circuit continu.

La commutation dans l'alimentation en courant peut être soit naturelle ou forcée. Seules les machines synchrones sont susceptibles de fonctionner en commutation naturelle.

La commutation forcée est assurée par une tension auxiliaire à l'aide de condensateurs. Les structures de montage existant, suivent le même principe de fonctionnement. Nous citons, le commutateur de courant autocommuté présenté dans plusieurs références par exemple [2] et [3]. Le principale désavantage de ce convertisseur est l'existence des pertes au niveau des semi-conducteurs et le nombre de capacités élevé. Le deuxième type est l'onduleur de courant à deux ponts de Graëtz qui ne contient que trois condensateurs de commutation. Et enfin, le commutateur de courant à capacité de commutation unique. Dans ce dernier montage le condensateur intervient à chaque commutation. Par contre, dans le deuxième type d'onduleur, le condensateur intervient dans deux commutations. L'onduleur à capacité de commutation unique, bienqu'il exige une logique de commande plus complexe, présente un nombre faible de capacités (diminution du coût et en encombrement).

Notre travail de recherche est consacré à un variateur de vitesse constitué d'un *Redresseur commandé*, d'un *onduleur de courant à commutation forcée* et d'une machine *asynchrone à cage d'écureuil*.

Nous avons tenu compte de deux modes de fonctionnement de la machine asynchrone, soit le mode *direct* et le mode *autopiloté*. L'étude que nous avons élaboré dans ce cadre se résume dans quatre chapitres.

Dans le premier chapitre, nous avons mis au point le commutateur de courant pour l'alimentation de la machine et nous avons présenté le modèle simplifié de l'ensemble, les résultats obtenus par simulation en boucle ouverte sont comparés aux résultats pratiques.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de l'ensemble modélisé par *Park* ou la simulation n'est fondée sur le principe de symétrie dans $1/6$ de période. Une autre partie de ce chapitre est consacrée à la régulation du courant et de la vitesse.

Dans le troisième chapitre, nous avons fait une étude analytique et par simulation de la machine *asynchrone autopilotée*. Les résultats obtenus par celle-ci sont comparés à ceux de la machine fonctionnant en direct. Quelques régimes transitoires qui sont dus soit à des petites perturbations, soit à des défauts d'amorçages des thyristors ou à l'inversion du sens de rotation de la machine sont traités dans ce chapitre.

Enfin, le quatrième chapitre est consacré à une mise en oeuvre expérimentale du variateur de vitesse. Nous avons réalisé un onduleur de courant à capacité de commutation unique et à 14 thyristors. Ce commutateur est lié à travers un circuit intermédiaire à un redresseur commandé et régulé en courant, l'ensemble est associé à une machine asynchrone à cage d'écureuil. Des résultats expérimentaux sont donnés à la fin du chapitre.

Dédicaces

A

la mémoire de ma grande mère "mama"
la mémoire de mon père
ma chère mère en reconnaissance de sa
compréhension et ces sacrifices
mes nièces "Assia", "Sarah" et "Iman"
mes frères et soeurs en particulier "Sabrina"

SOMMAIRE

Introduction Générale

Chapitre I: *Etude de l'onduleur de courant à thyristors auxiliaires*

I.1 INTRODUCTION	1
I.2 DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DU SYSTEME	3
I.3 SEQUENCE D'AMORÇAGE DES THYRISTORS	4
I.4 FONCTIONNEMENT EN MODE SIMPLIFIÉ	5
I.5 DÉTERMINATION DE L'ANGLE DE COMMUTATION	12
I.6 TEMPS DE POLARISATION INVERSE	13
I.7 TEMPS DE COMMUTATION	13
I.8 DIMENSIONNEMENT DE L'ONDULEUR	14
I.9 CALCUL DES SUSPENSIONS AUX BORNES DE LA MACHINE ..	15
I.9.1 <i>Tensions de phase</i>	15
I.9.2 <i>Tensions de ligne</i>	16
I.10 SIMULATION DU MONTAGE	18
I.10.1 <i>résultats</i>	20
I.11 CONCLUSION	22

Chapitre II: *Etude de l'Association Onduleur de Courant-Machine Asynchrone*

II.1 INTRODUCTION	23
II.2 MISE EN ÉQUATIONS DU SYSTEME MODÉLISÉ PAR PARK	24

II.3 SIMULATION	26
II.4 RESUME SUR LA MISE EN EQUATIONS	32
II.6 ETUDE DES BUCLES DE REGULATION	33
II.6.1 <i>Control indépendant du courant et de la vitesse</i>	33
II.6.1.1 Régulation de courant	34
a-Fonction de transfert du système à réguler	34
b-Dimensionnement du régulateur	36
II.6.1.2 Réglage de vitesse	38
a-Linéarisation du système	38
b-Dimensionnement du régulateur	40
II.6.3 <i>Présentation des résultats</i>	41
II.6.4 <i>Commande couplée</i>	43
II.7 CONCLUSION	46

Chapitre III: *Commande de la Machine Asynchrone avec Autopilotage*

III.1 INTRODUCTION	47
III.2 DETERMINATION D'UNE LOI DE VARIATION DES DEUX GRANDEURS D'ENTREE I_a ET ω_r	48
III.3 PRESENTATION DE MACHINE ASYNCHRON. AUTOPILOTEE .	49
III.3.1 <i>Autopilotage fréquentiel</i>	49
III.3.2 <i>Autopilotage angulaire</i>	50
III.4 MODELISATION MATHÉMATIQUE	51
III.5 PRESENTATION DU MONTAGE ET FONCTIONNEMENT	51
III.6 SIMULATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEURS-MACHINE	54
III.7 RESUME SUR LA MISE EN EQUATIONS	59
III.8 COUPLE ET EQUATION MECANIQUE	60
III.9 RESULTATS DE LA SIMULATION	61
III.10 REGIMES TRANSITOIRES DE FAIBLES AMPLITUDES	65
III.10.1 <i>Présentation du modèle mathématique</i> ...	65
III.10.2 <i>Linéarisation des équations de la machine</i>	65

III.10.3	<i>La stabilité</i>	66
III.10.3.1	<i>Etude de la stabilité dans le cas du fonctionnement en direct</i>	66
III.10.3.2	<i>Etude de la stabilité dans le cas de la machine asynchrone autopilotée</i>	70
III.10.4	<i>Influence des variations des paramètres d'entrée sur la sortie pour les deux deux modes de fonctionnement</i>	71
III.10.5	<i>Défauts de fonctionnement</i>	72
III.10.5.1	<i>Omission d'amorçage d'un thyristor principal</i>	72
III.10.5.2	<i>Omission d'amorçage d'un thyristor auxiliaire</i>	74
III.10.5.3	<i>Amorçage intempestif d'un thyristor auxiliaire</i>	76
III.10.5.4	<i>Amorçage intempestif d'un thyristor principal</i>	76
III.11	<i>REGIMES TRANSITOIRES DE GRANDE AMPLITUDE</i>	78
III.11.1	<i>Inversion du sens de rotation</i>	78
III.11.1.1	<i>Etude de l'inversion en contre champ</i>	78
III.11.1.2	<i>Inversion avec freinage récupératif en génératrice</i>	80
III.11.2.1.1	<i>Analyse du processus d'inversion</i> ..	81
III.12	<i>CONCLUSION</i>	84

Chapitre IV: *Mise en oeuvre Expérimentale*

IV.1	<i>INTRODUCTION</i>	85
IV.2	<i>PRESENTATION DU SYSTEME GLOBAL</i>	86
IV.3	<i>LA SOURCE DE COURANT</i>	86
IV.3.1	<i>Réalisation du pont redresseur</i>	87
IV.4	<i>LE COMMUTATEUR DE COURANT</i>	88
IV.4.3	<i>Circuit de commande</i>	90
IV.5	<i>RESULTATS EXPERIMENTAUX</i>	94

Conclusion Générale

Annexes

Bibliographie

Nomenclature

- C : Capacité
- C_{em} : Couple Electromagnétique
- C_r : Couple résistant
- E : Maximum de la tension
- e_r, e_s, e_t : Tension de phases
- f_s : fréquences des courants statoriques
- f_r : fréquence des courants rotoriques
- f : coefficient de frottement visqueux
- i_{rd}, i_{sd} : composantes directes des courants rotorique et statoriques
- i_{rq}, i_{sq} : composantes en quadrature des courants rotoriques et statoriques.
- I : courant à la sortie du redresseur
- I_1 : fondamentale du courant
- i_r, i_s, i_t : courants de phases
- J : moment d'inertie
- K_c : grain du redresseur
- L_s : Inductance cyclique statorique
- L_r : Inductance cyclique rotorique
- l_1 : Inductance de fuite statorique
- l_2 : Inductance de fuite rotorique ramené au stator
- L_f : Inductance du filtre
- M_{sr} : Inductance mutuelle
- N_1 : Inductance totale de dispersion
- P : Nombre de paires de pôles
- R_f : Résistance de la self de lissage
- R_r : Résistance rotorique
- s : Opérateur de Laplace
- t_c : Temps de commutation
- t_{pi} : Temps de polarisation inverse
- u_{rs}, u_{kr}, u_{sr} : Tensions de lignes
- v_r, v_s, v_t : Tensions de phases
- v_c : Tension du condensateur
- Φ_c : Flux commun

γ_c : angle de commutation

ω_s : pulsation des courants statoriques

ω_r : pulsation des courants rotoriques

ω : Vitesse de rotation

Chapitre I

Etude de l'Onduleur de Courant à Thyristors Auxiliaires

I.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous présentons le commutateur de courant pour l'alimentation de la machine asynchrone.

Notre choix s'est porté sur un onduleur à capacité de commutation unique et avec thyristors *auxiliaires d'extinction et d'aiguillages* figure(I.1).

Bien que ce montage exige une logique de commande plus complexe que l'onduleur autocommuté figure(I.2), il présente l'avantage d'offrir des pertes dans les semiconducteurs plus faibles [24], le courant des phases de la machine ne traversant hors commutation qu'un seul semiconducteur au lieu de deux (thyristor et diode en série). De plus l'augmentation du nombre de thyristors est largement compensée en coût et en encombrement par la forte diminution du nombre de capacités.

Une partie de ce chapitre est consacrée à l'étude théorique par simulation et méthodes analytiques, de l'association *Machine Asynchrone-Convertisseur*. Ces résultats seront comparés à ceux obtenus en pratique.

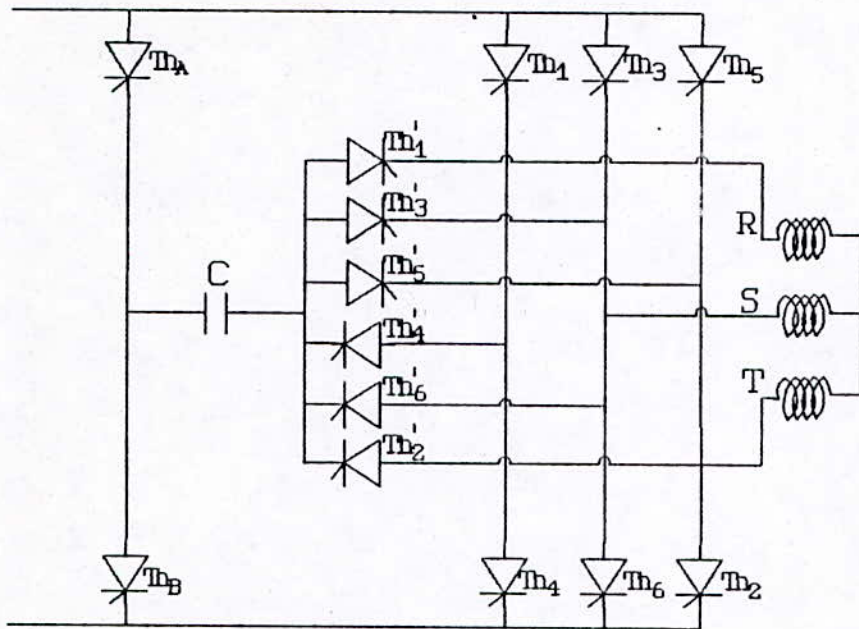


Figure I.1: Onduleur de Courant à Thyristors auxiliaires

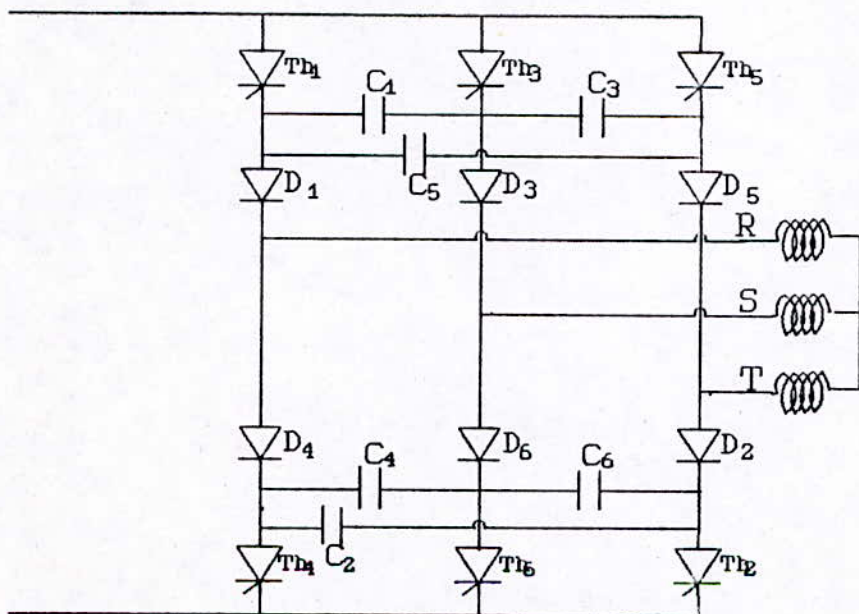


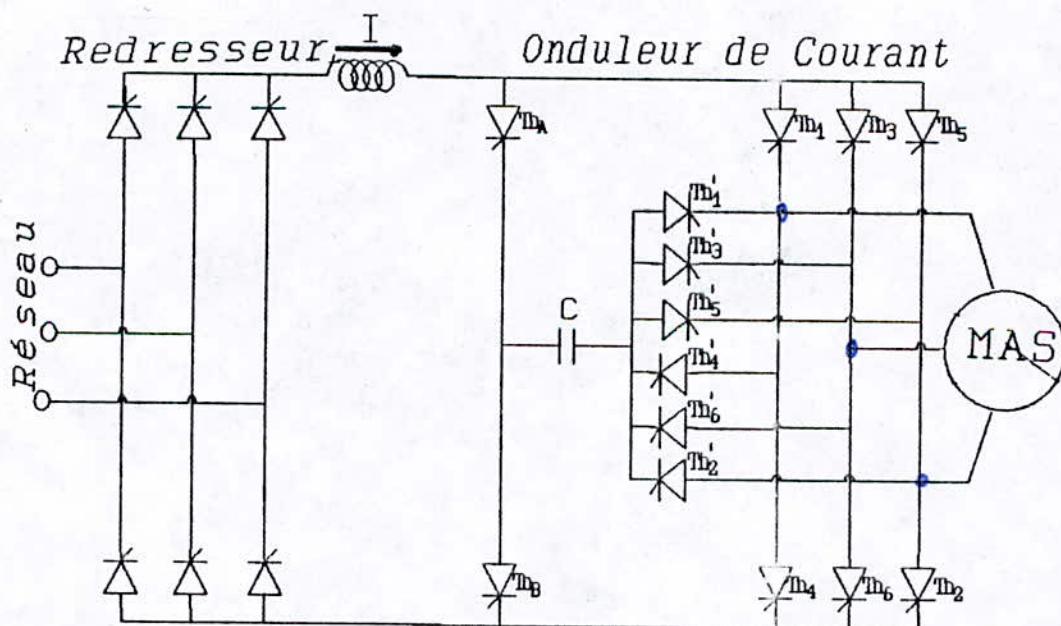
Figure I.2: Onduleur de courant Autocommuté

1.2 DESCRIPTION ET FONCTIONNEMENT DU SYSTEME

Le variateur de vitesse considéré figure (I.3) comprend:

- un *Redresseur* à thyristors en pont de *Graëtz*.
- un *filtre inductif* pour réduire les ondulations du courant et limiter son gradient. L'ensemble *redresseur-self de lissage* constitue la source de courant.
- un commutateur de courant (*type 120°*) qui permet d'aiguiller le courant dans les enroulements de la machine.

le commutateur est à capacité de commutation unique, il comporte six thyristors principaux numérotés de Th_1 à Th_6 suivant l'ordre d'amorçage et huit thyristors auxiliaires, dont six d'entre eux ($Th_1' \dots Th_6'$), forment le pont auxiliaire. Chaque thyristor auxiliaire est chargée de l'extinction d'un seul thyristor principal qui lui est associé.



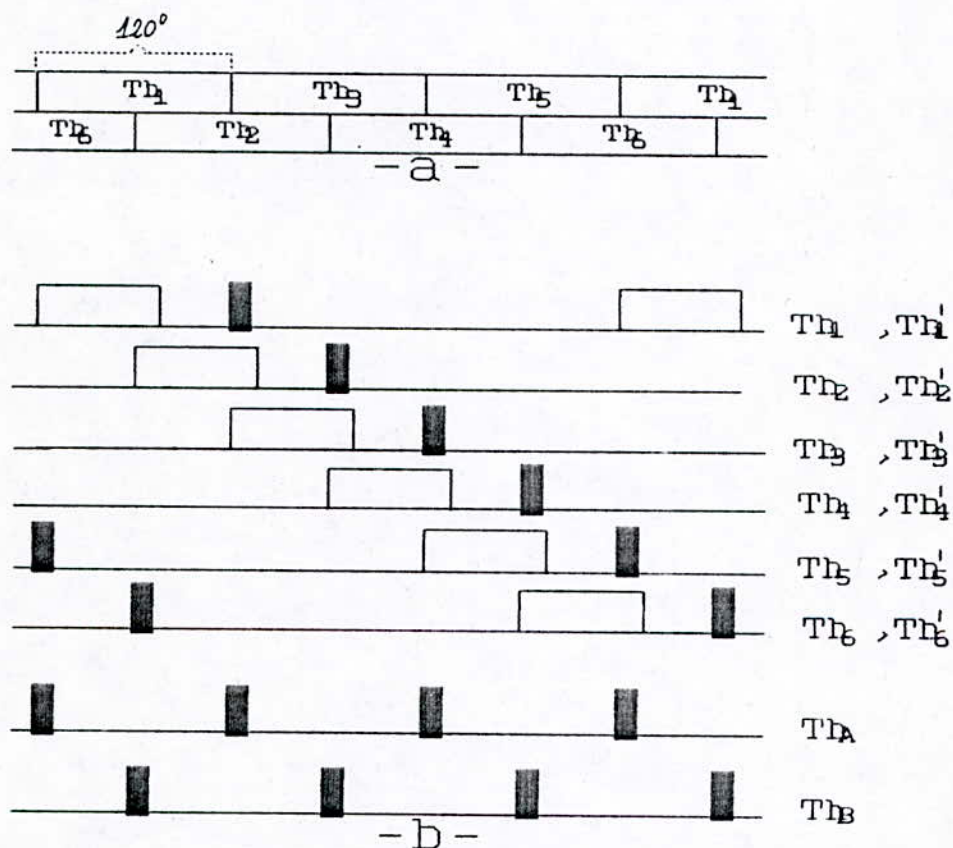
Figure(I.3):Schéma générale du variateur de vitesse

Le système comprend également les différents circuits de commande des thyristors des deux convertisseurs.

I.3 SEQUENCE D'AMORCAGE DES THYRISTORS

L'allumage des thyristors peut être à séquence *directe* ou *inverse*. Le passage d'une séquence à l'autre est réalisé par la permutation de l'ordre d'amorçage entre phases, permettant ainsi d'inverser le sens de la rotation du champ électromagnétique de la machine.

Notre étude suppose une séquence *directe* d'allumage représentée alors par le diagramme de conduction des thyristors principaux donnée à la figure (I.4.a).



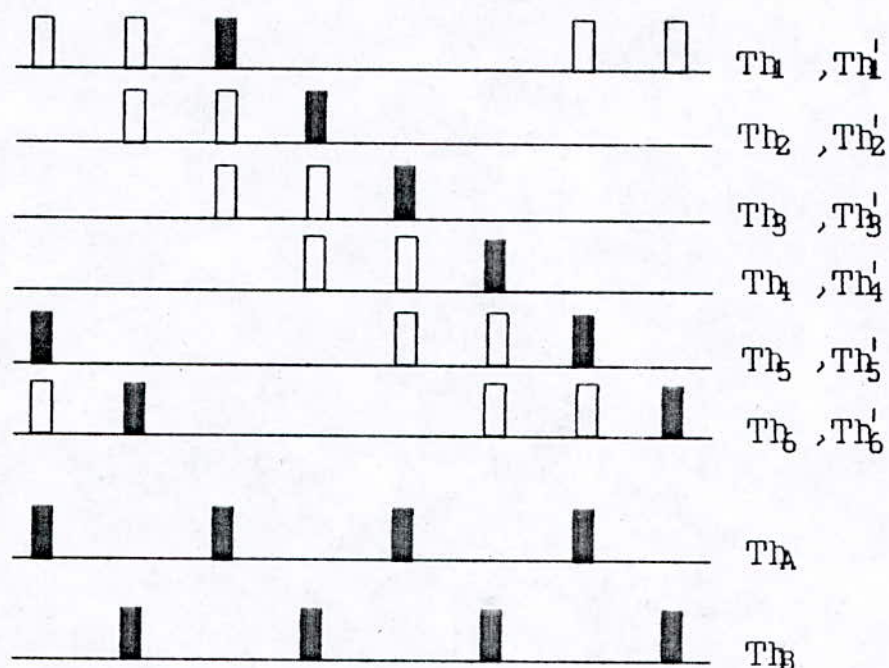
Figure(I.4):a-Diagramme de conduction des thyristors principaux.
b-Commande des thyristors

Pour une commande du type 120° , un thyristor principal est amorcé, une fois chaque période, par créneau de largeur supérieure à $\pi/3$, afin de permettre le démarrage du commutateur lors de la mise sous tension.

Les thyristors auxiliaires sont commandés par des impulsions selon la représentation donnée la figure (I.4.b).

Les thyristors d'aiguillage Th_A et Th_B sont amorcés respectivement avec les thyristors auxiliaires Th_1', Th_3', Th_5' et Th_2', Th_4', Th_6' .

Les semi-conducteurs peuvent être aussi amorcés par des doublets d'impulsions comme le montre la figure (I.5).

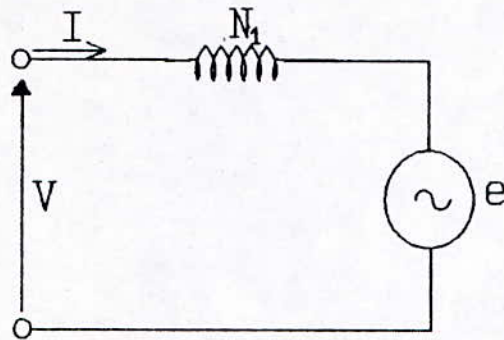


Figure(I.5): Impulsions d'amorçage

La technique de la double impulsion pour l'amorçage des thyristors principaux assurent un réamorçage éventuel dans le cas d'une conduction discontinue [28].

I.4 Fonctionnement en mode simplifié

Le moteur est modélisé par un circuit triphasé équilibré dont chaque phase est constituée par la mise en série d'une force électromotrice sinusoïdale de pulsation ω_s et d'une inductance totale Nl de dispersion (figure (I.6)) [34].



Figure(I.6):Modèle simplifié de la machine

$$N_1 = l_1 + l_2$$

avec:

l_1 : inductance de fuite statorique .

l_2 : inductance de fuite rotorique ramenée au stator .

V_1 et I_1 fondamentaux de la tension et du courant.

Les forces électromotrices forment un système triphasé équilibré direct de tensions sinusoïdales.

$$\begin{aligned} e_R &= E \sin(\omega_s t) \\ e_S &= E \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_T &= E \sin\left(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (I.1)$$

I.4.1 Fonctionnement

Initialement, les thyristors Th_1 et Th_2 écoulent le courant, circulant à travers les phases R et T de la machine. La capacité est chargée à la tension $v_c = v_{c0}$ et les courants dans la machine sont:

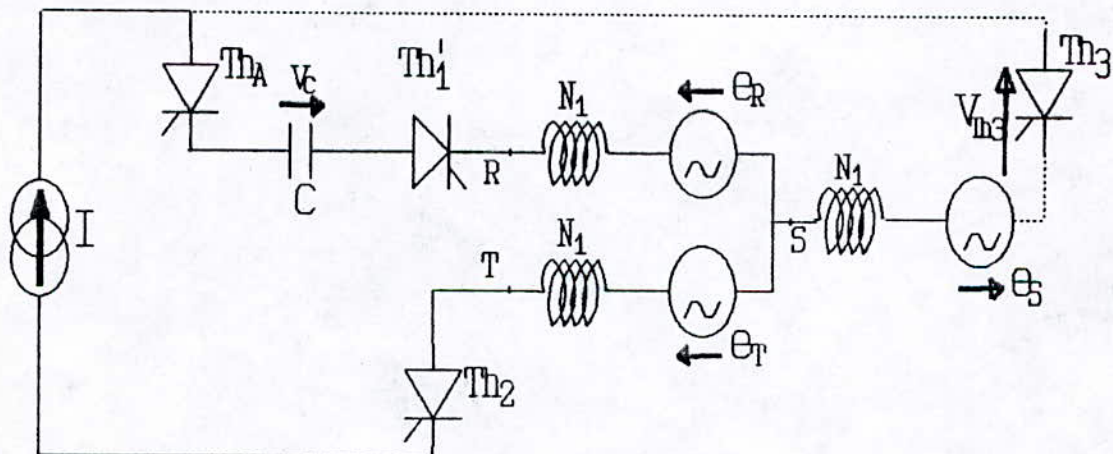
$$\begin{aligned} i_R &= I \\ i_S &= 0 \\ i_T &= -I \end{aligned} \quad (I.2)$$

La commutation passe par trois phases.

phase 1: $t_1 < t < t_2$

Afin de transférer le courant de la phase R vers la phase S, à l'instant t_1 on applique les signaux de commande aux thyristors Th_3 , Th_A et Th_1' . Sous l'effet de la tension du condensateur, Th_1 se bloque. Le courant $i_R=I$ est repris par le thyristor auxiliaire Th_1' .

Bien que Th_3 a reçu son signal de commande il ne peut s'amorcer car la tension à ses bornes est encore négative. On obtient la configuration de la figure (I.7)



Figure(I.7): Première phase de commutation

Le condensateur se décharge linéairement sous le courant I suivant l'expression:

$$V_C - V_{C0} - \frac{I}{C} (t - t_1) \quad (I.3)$$

les courants dans la machine sont:

$$I_R = I \quad I_T = -I \quad I_S = 0 \quad (I.4)$$

les tensions de phases sont:

$$V_R = e_R \quad V_S = e_S \quad V_T = e_T \quad (I.5)$$

les tensions aux bornes des thyristors sont:

$$\begin{aligned} V_{Th1} &= -V_C & V_{Th3} &= -V_C + e_{RS} & V_{Th4} &= -e_{RT} \\ V_{Th5} &= -V_C + e_{RT} & V_{Th6} &= -e_{ST} \end{aligned} \quad (I.6)$$

avec:

$$\begin{aligned} e_{RS} &= e_R - e_S \\ e_{RT} &= e_R - e_T \\ e_{ST} &= e_S - e_T \end{aligned}$$

Cette phase de fonctionnement prend fin lorsque v_{Th3} cesse d'être négative, soit à l'instant t_2 correspondant à $v_{Th3} = 0$.

En vertu de (I.3) v_C vaut :

$$V_C(t_2) = V_{C2} = e_{RS} = e_R - e_S$$

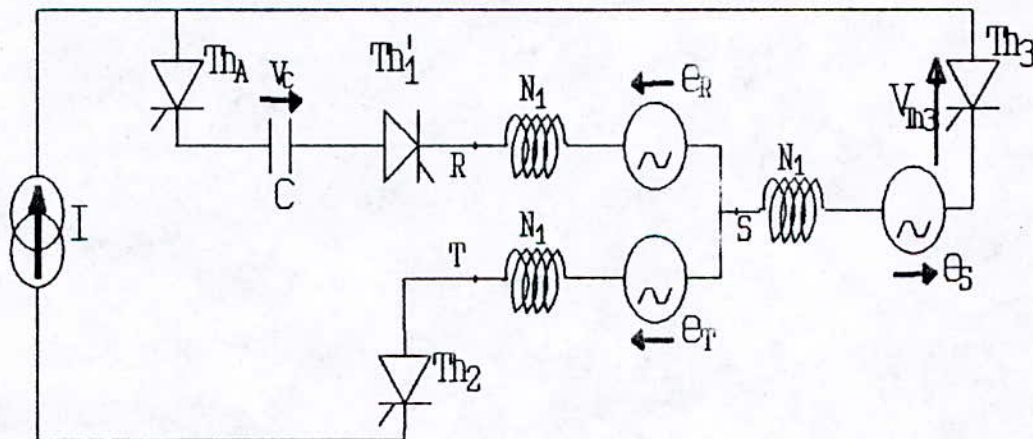
$$V_{c2} - V_{c1} - \frac{1}{C} (t_2 - t_1) = E \sqrt{3} \sin \alpha \quad (I.7)$$

$$\text{ou } \alpha = (\omega t_2 - \frac{5\pi}{6})$$

E étant l'amplitude des forces électromotrices et α est l'angle compris entre la dernière annulation de e_{RS} et l'instant t_2 . Le thyristor Th_3 qui a reçu son signal de déblocage en même temps que Th_1' , devient conducteur.

phase2: $t_2 < t < t_3$

A l'instant t_2 commence la commutation entre la phase R et S. Le courant I s'écoule à travers Th_A , C, Th_1' la phase R d'une part, Th_3 et la phase S de l'autre part. La somme des deux courants passe à travers la phase T et le thyristor Th_2 voir figure (I.8).



Figure(I.8):Deuxième temps de commutation

L'équation décrivant la commutation est la suivante:

$$V_c - N_1 \frac{di_R}{dt} - e_R + e_S + N_1 \frac{di_S}{dt} = 0 \quad (I.8)$$

comme :

$$\begin{aligned} i_R + i_S &= I \\ \frac{di_R}{dt} &= - \frac{di_S}{dt} \end{aligned}$$

alors :

$$i_R = -C \frac{dV_c}{dt} \quad (I.9)$$

La tension du condensateur évolue selon l'intégrale suivante :

$$V_c = V_{c2} - \frac{1}{C} \int i_R dt \quad (I.10)$$

Des expressions précédentes, nous tirons :

$$V_{c2} - e_{RS} = \frac{1}{C} \int i_R dt + 2N_1 \frac{di_R}{dt} \quad (I.11)$$

Si le transfert de courant I d'une phase à la suivante se déroule rapidement par rapport à la vitesse de variation des forces électromotrices e_R , e_S , et on peut remplacer la tension sinusoïdale e_{RS} par une tension constante de valeur égale à celle de e_{RS} à l'instant t_2 [1], [34].

Les expressions de i_R et v_c se simplifient et deviennent :

$$i_R = I \cos \omega_1 (t - t_2) \quad (I.12)$$

$$V_c = V_{c2} - \frac{I}{C\omega_1} \sin \omega_1 (t - t_2) \quad (I.13)$$

$$i_S = I - i_R = I [1 - \cos \omega_1 (t - t_2)] \quad (I.14)$$

avec $\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{2N_1C}}$

Le transfert de courant prend fin lorsque le courant i_R s'annule, soit en t_3 tel que:

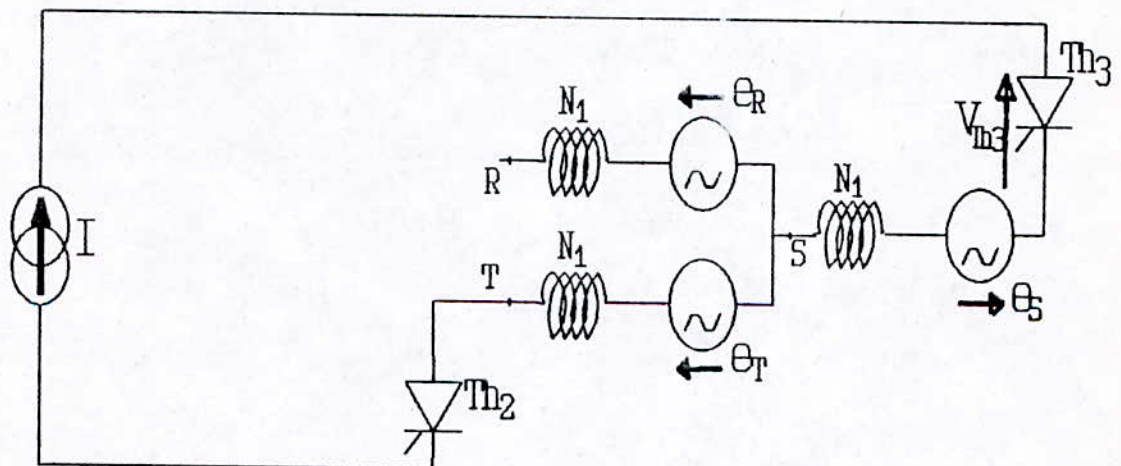
$$\omega_1(t_3 - t_2) = \frac{\pi}{2}$$

Les quantités i_S et v_{c3} s'écrivent:

$$\begin{aligned} I_S &= I \\ V_{c3} &= V_{c2} - \frac{I}{C\omega_1} \end{aligned} \quad (I.15)$$

phase3: $t_3 < t < t_1 + T/6$

Dans cette dernière phase, le courant circule à travers **Th3** les phases S et T et le thyristor **Th2** (Figure (I.9)).



Figure(I.9):Phase de conduction

Les grandeurs électriques deviennent dans cette ultime phase:

$$\begin{array}{lll}
 I_S = I & I_R = 0 & I_T = -I \\
 V_R = e_R & V_S = e_S & V_T = e_T \\
 V_{Th_3} = 0 & V_{Th_2} = 0 & V_{Th_6} = e_S - e_T \\
 V_{Th_4} = e_R - e_T & & V_{Th_5} = e_S - e_T
 \end{array} \quad (I.16)$$

Cet intervalle prend fin à l'instant $t = t_1 + T/6$. Comme l'étude est effectuée en régime établi $v_{c3} = -v_{c1}$.

I.6 Détermination de l'angle de commutation

La durée de commutation ($t_3 - t_1$) doit correspondre à un angle γ_c inférieur à $\pi/3$ radians car, un dépassement de cette limite provoquerait un court-circuit à l'entrée de l'onduleur.

$$\begin{array}{l}
 \gamma_c = \omega_s (t_3 - t_1) \\
 \omega_s (t_2 - t_1) = (E\sqrt{3}\sin\alpha + v_{c1}) \frac{C\omega_s}{I} \\
 v_{c1} = E\sqrt{3}\sin\alpha + \frac{I}{C\omega_1}
 \end{array} \quad (I.17)$$

En remplaçant cette dernière expression dans la précédente il vient:

$$\begin{array}{l}
 \omega_s (t_2 - t_1) = (2E\sqrt{3}\sin\alpha + \frac{I}{C\omega_1}) \frac{\omega_s C}{I} \\
 \omega_s (t_2 - t_1) = \frac{2E\sqrt{3}\omega_s C \sin\alpha}{I} + \frac{\omega_s}{\omega_1} \\
 \omega_s (t_3 - t_2) = \frac{\omega_s}{\omega_1} \frac{\pi}{2}
 \end{array} \quad (I.18)$$

comme:

$$\gamma_c = \omega_s (t_3 - t_1) = \omega_s (t_3 - t_2) + \omega_s (t_2 - t_1) \quad (I.19)$$

alors elle est donnée par:

$$\gamma_c = \frac{\omega_s}{\omega_1} \left[1 + \frac{\pi}{2} \right] + \frac{2E\sqrt{3}\omega C \sin\alpha}{I} \quad (I.20)$$

I.7 Temps de polarisation inverse

C'est la durée t_{pi} pendant laquelle le thyristor qui a reçu son signal de commande, reste soumis à une tension inverse. Pour le thyristor Th_3 , t_{pi} est égal à l'intervalle de temps entre l'instant l'amorçage de Th_1 et l'instant du passage par zéro de la tension v_c .

Le temps t_{pi} doit être supérieur au temps de recouvrement t_{off} du thyristor.

$$0 = V_{c1} - \frac{I}{C} t_{pi} \quad (I.21)$$

en vertu de (I.17) on arrive aisément à la valeur de t_{pi} :

$$t_{pi} = \frac{C E \sqrt{3} \sin \alpha}{I} + \frac{1}{\omega_1} \quad (I.22)$$

Pour éviter de mettre l'entrée de l'onduleur en court circuit le temps t_{pi} doit être tel que:

$$t_{pi} = k \cdot t_{off} \quad \text{avec} \quad k = 1.5 \dots 2 \quad (I.23)$$

Le temps de polarisation inverse est minimum pour $\alpha=0$.

$$t_{pmin} = \frac{1}{\omega_1} \quad (I.24)$$

I.8 Temps de commutation

Le temps de commutation est la durée (t_3-t_1) nécessaire pour transférer le courant d'une phase à une autre. Il est obtenu en divisant l'expression de γ_c par ω_a .

$$t_c = \frac{2 E \sqrt{3} \sin \alpha C}{I} + \frac{1}{\omega_1} \left[1 + \frac{\pi}{2} \right] \quad (\text{I.25})$$

$$t_{c \max} = \frac{2 E \sqrt{3} C}{I} + \frac{1}{\omega_1} \left[1 + \frac{\pi}{2} \right] \quad (\text{I.26})$$

I.9 Dimensionnement de l'onduleur

Lors du dimensionnement de l'onduleur, sont déterminés, la valeur de la capacité de commutation, la fréquence maximale de fonctionnement de l'onduleur ainsi que le type de thyristor à utiliser.

choix de la capacité de commutation

Il faut observer qu'une augmentation de la valeur de la capacité C a pour effets:

-une augmentation du temps de polarisation inverse t_{pi} et du temps de commutation t_c .

-une diminution de l'amplitude de la tension aux bornes du condensateur.

La valeur optimale de la capacité C assure un compromis entre les effets observés.

La valeur minimale de C est imposée par t_{pi} , tandis que sa maximale par la condition:

$$t_{c \max} \leq \frac{T}{6} \quad \text{soit} \quad \omega_s t_{c \max} \leq \frac{\pi}{3}$$

la capacité C est limitée par:

$$C \leq C_{\max} = \frac{(\frac{\pi}{2} + 1)^2 N_1 I^2}{24 E} \left[1 + \frac{8 \pi E}{\sqrt{3} (1 + \frac{\pi}{2})^2 N_1 \omega I} - 1 \right]^2 \quad (\text{III.17})$$

fréquence maximale de fonctionnement

La fréquence maximale est celle qui; à vide correspond à la

limite $\pi/3$ atteinte par l'angle de commutation γ_{cmax} .

$$\omega_s \leq \omega_{\text{max}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{\pi I}{\sqrt{2} N_1 C (1 + \frac{\pi}{2}) I + 2 E \sqrt{3} C} \quad (\text{I.28})$$

choix du type de thyristor

Le temps de polarisation inverse ne doit pas être au dessous d'un certain minimum [24]:

$$t_{p \text{ min}} = \frac{1}{\omega_1} \quad (\text{I.29})$$

Si la valeur de t_{p1} est supérieure à 200 μs environ, les thyristors de *redressement* sont suffisants, dans le cas contraire les thyristors *rapides* sont nécessaires.

I.10 Calculs des surtensions aux bornes de la machine

Les commutations affectent d'une manière importante les tensions [34], par l'apparition de pics importants. Ces pics sont au nombre de quatre pour les tensions de phases et au nombre de six pour les tensions de ligne (figure (I.10)).

I.10.1 Tension de phase

Comme les commutations sont au nombre de quatre par période, la machine subit quatre pics de tension par période et par phase. Pour le calcul des surtensions, nous considérons la commutation entre la phase R et S. Les tensions aux bornes de la machine sont:

$$\begin{aligned} V_R &= e_R + N_1 \frac{di_R}{dt} \\ V_S &= e_S + N_1 \frac{di_S}{dt} \end{aligned} \quad (\text{I.30})$$

en remplaçant i_R et i_S par leurs expressions, nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 V_R &= E \sin \omega_1 t - N_1 \omega_1 I \sin \omega_1 (t - t_2) \\
 V_S &= E \sin \left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} \right) + N_1 \omega_1 I \sin \omega_1 (t - t_2)
 \end{aligned}
 \tag{I.31}$$

Les pics de tension apparaissent en fin de commutation, soit à l'instant $t=t_3$, nous avons:

$$\begin{aligned}
 V_R &= V_{Rmax} = E \sin \omega_1 t_3 - N_1 \omega_1 I \\
 V_S &= V_{Smax} = E \sin \left(\omega_1 t_3 - \frac{2\pi}{3} \right) + N_1 \omega_1 I
 \end{aligned}
 \tag{I.32}$$

Après calcul, les expressions donnant les surtensions aux bornes des phases R et S sont:

$$\begin{aligned}
 V_{Rmax} &= E \sin \left(\alpha - \frac{\pi}{6} \right) - N_1 \omega_1 I \\
 V_{Smax} &= E \sin \left(\alpha - \frac{5\pi}{6} \right) + N_1 \omega_1 I
 \end{aligned}
 \tag{I.33}$$

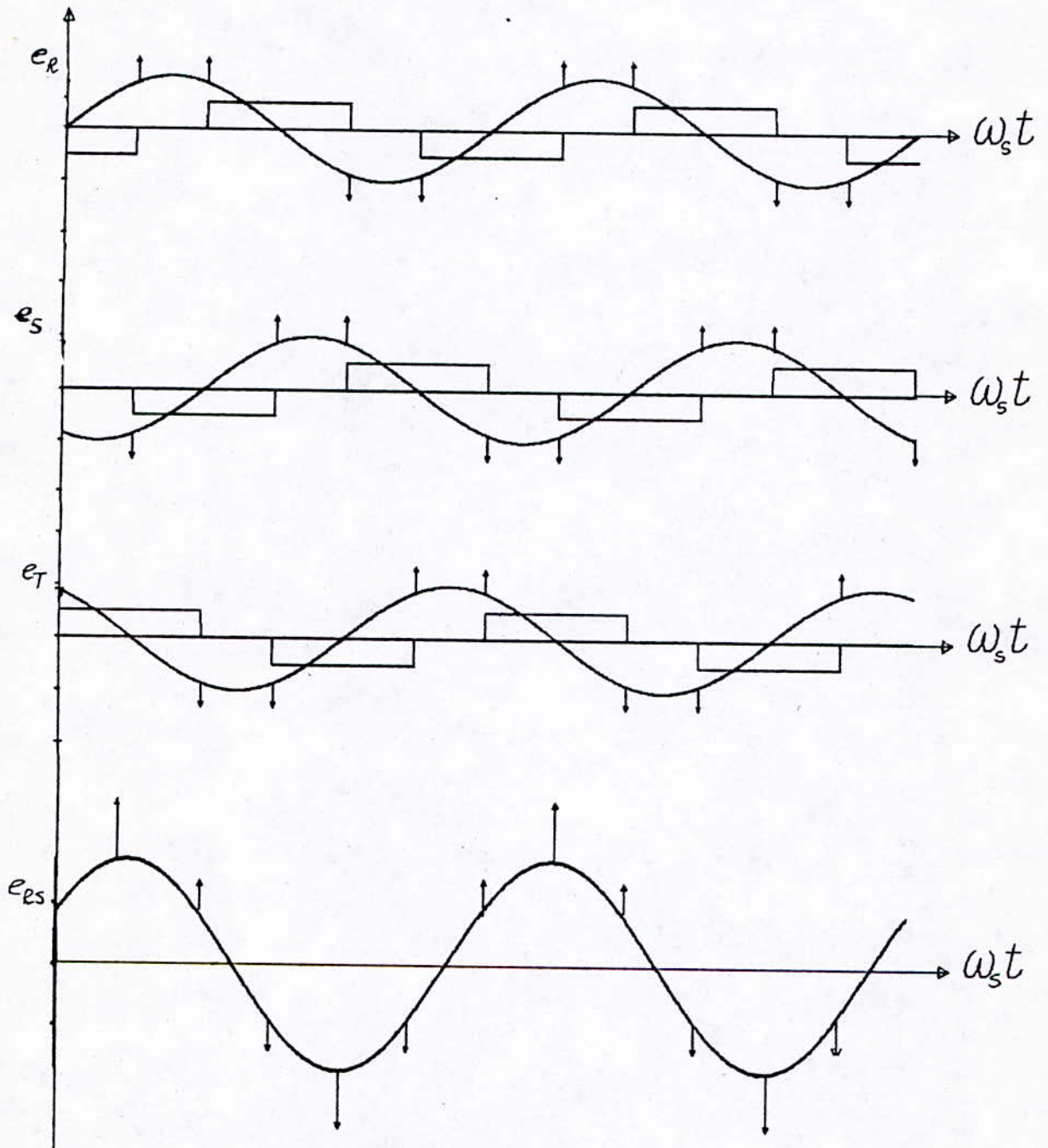
I.10.2 Tension de ligne

Les tensions de ligne sont affectées par six pics de surtensions par période. La crête de tension est obtenue comme suit:

$$\begin{aligned}
 U_{RSmax} &= V_{Rmax} - V_{Smax} \\
 U_{RSmax} &= E \sqrt{3} \sin \alpha - N_1 \omega_1 I
 \end{aligned}
 \tag{I.34}$$

La valeur maximale admissible peut atteindre le double de la valeur de crête de la tension nominale [24].

U_{RSmax} est aussi la tension appliquée aux bornes de la capacité.



Figure(I.10): Représentation des surtensions de phase et de ligne

I.11 Simulation du montage

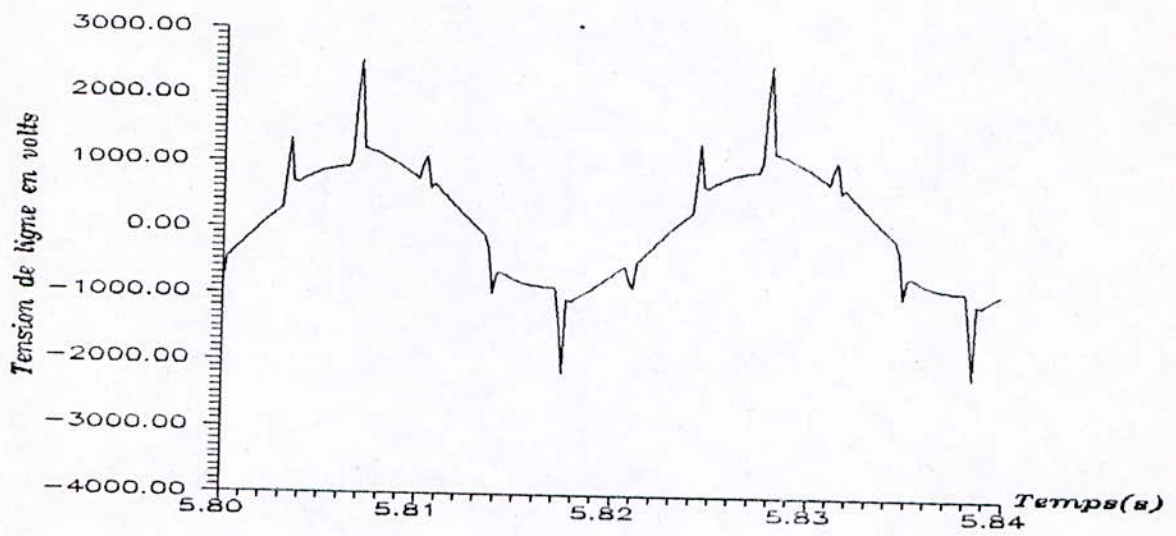
Il s'agit de simuler l'ensemble *Redresseur-Onduleur-Machine*, la résolution des équations s'effectue pas à pas, par un processus itératif utilisant la méthode numérique de *Runge-Kutta* du 4^{ième} ordre. Les résultats obtenue sont comparés à ceux de la pratique

I.11.1 Présentation des résultats

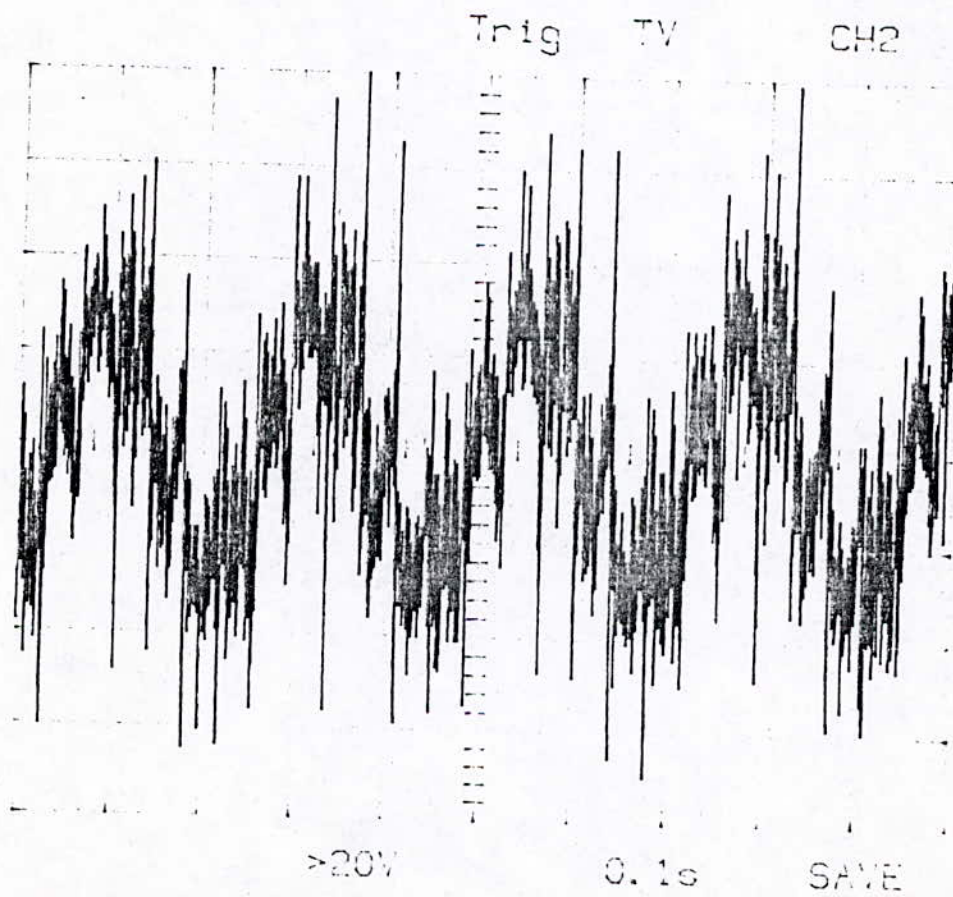
La figure (I.11.a) représente la variation de la tension de ligne en fonction du temps. Nous constatons que les pics de tensions dus à la commutaion sont assez considérables. En comparaison à celle de la pratique (figure (I.11.b)), on peut dire qu'elles ont la même allure.

La figure (I.12.a), présente la tension du condensateur obtenue par simulation qui est comparable à son tour à celle obtenue en pratique (Figure (I.12.b)).

Les figures (I.13.a) et (I.13.b) donnent l'allure du courant dans la machine en régime établi obtenu par simulation et essai pratique.



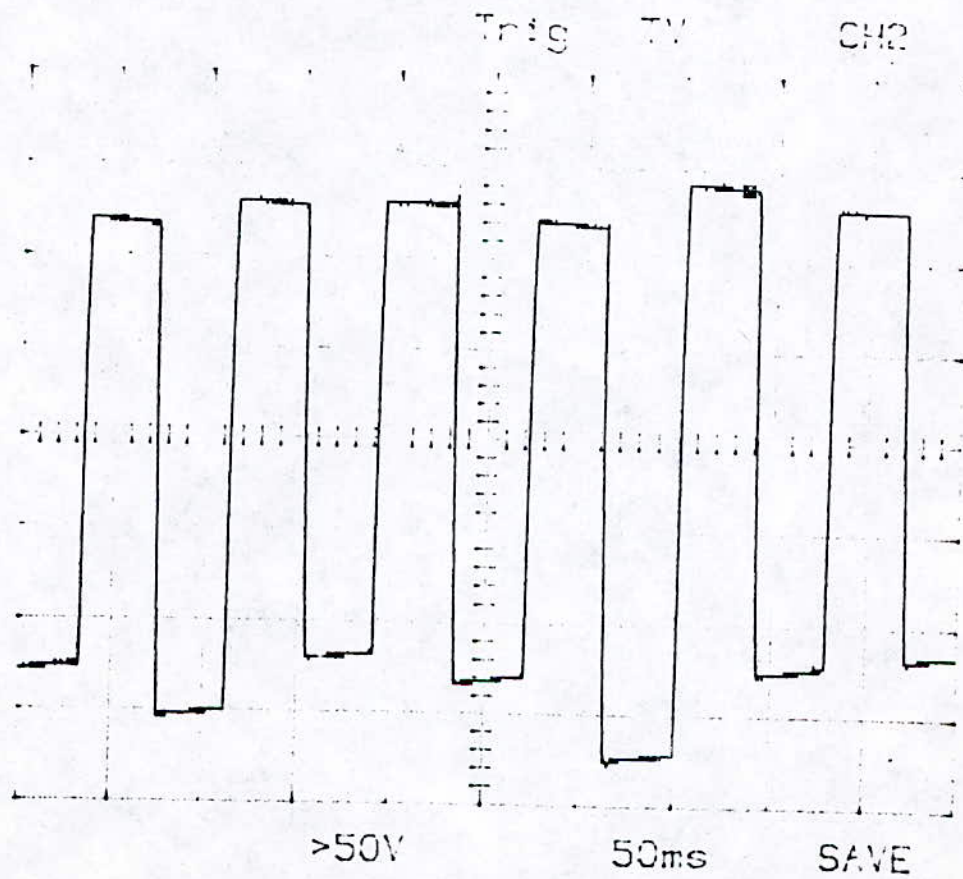
Figure(I.11.0): Tension de ligne



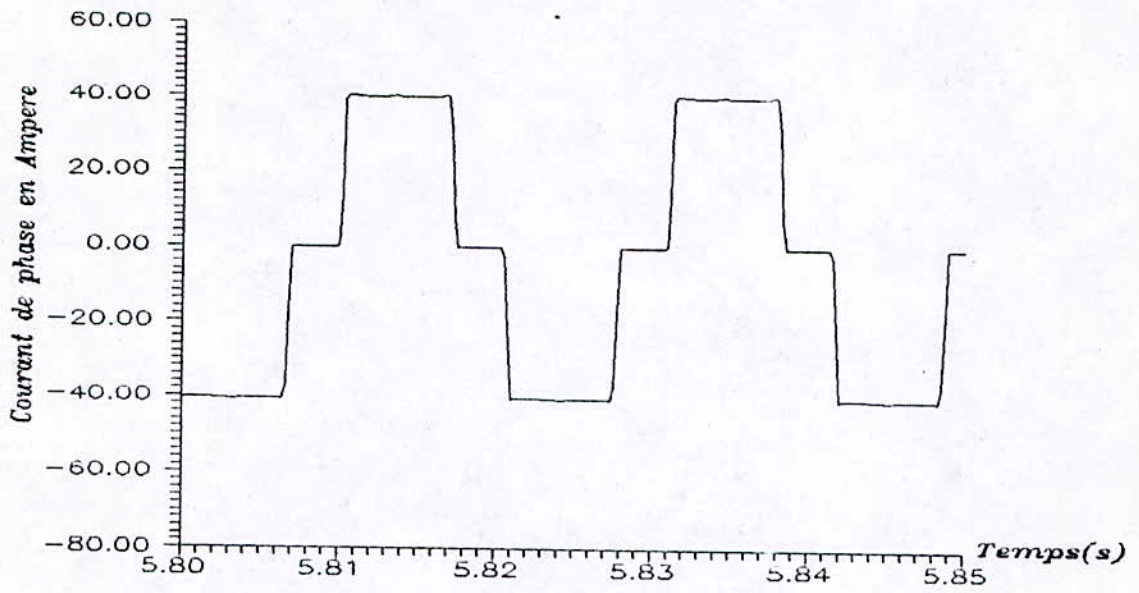
Figure(I.11.0): Tension de ligne expérimentale



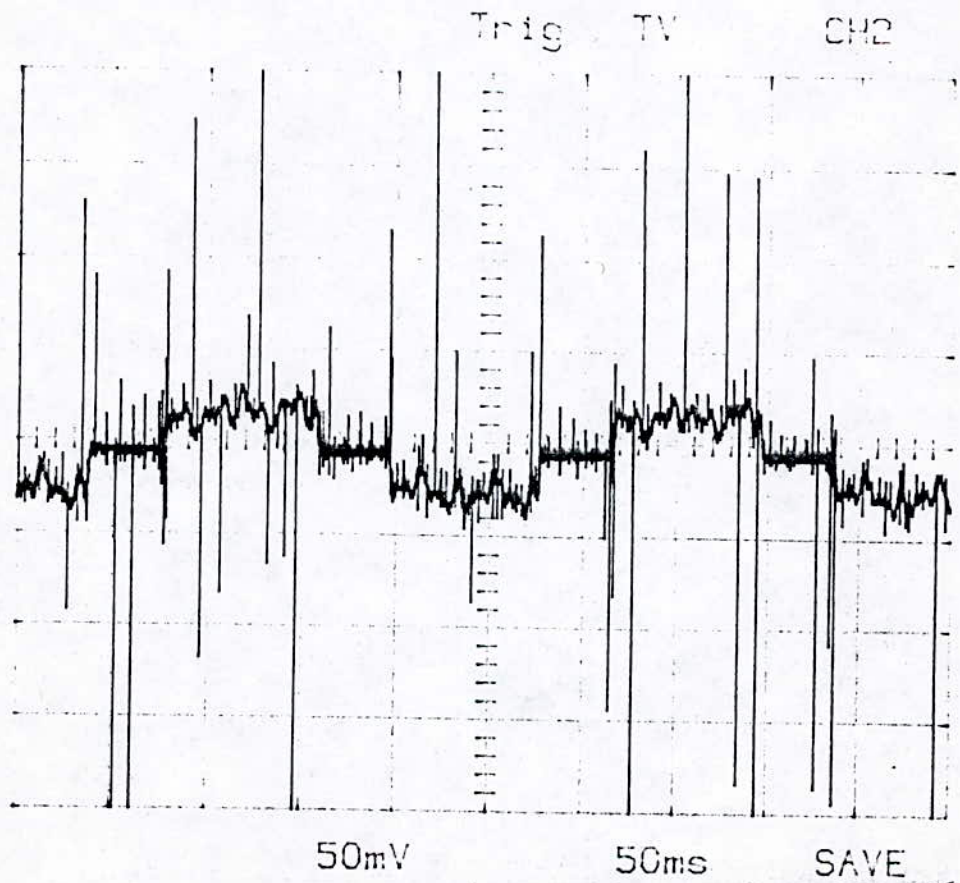
Figure(I.429): Tension aux bornes du condensateur



Figure(I.425): Tension aux bornes du condensateur expérimentale



Figure(I.3a): Courant de phase



Figure(I.3b): Courant de phase expérimental

I.12 CONCLUSION

Le choix du thyristor à utiliser se base sur le choix optimal de la capacité et de la fréquence de commutation .

Le choix de la pulsation maximale impliquant un condensateur de capacité maximale, un accroissement de surtension aux bornes de la machine mais réduit le temps de polarisation inverse et élargi la gamme de la fréquence de fonctionnement .

Mais l'augmentation de la capacité diminue les surtensions aux bornes de la machine, augmente le temps de polarisation inverse, l'inconvénient c'est la réduction de la fréquence maximale de fonctionnement.

Nous pouvons conclure aussi que les résultats obtenus par simulation sont comparables à celles des essais pratiques.

Chapitre II

*Etude de l'Association Onduleur de
Courant-Moteur Asynchrone*

II.1 INTRODUCTION

Après avoir étudié l'ensemble *Redresseur-Onduleur-Machine*, moyennant certaines approximations, dans ce chapitre, la simulation sera faite en temps réel. Pour cela nous modélisons le système par la configuration de Park dans un référentiel lié au stator. Les seules hypothèses prises en compte sont celles de Park.

Une partie de ce chapitre est consacrée à la régulation du courant et de la vitesse.

II.2 MISE EN EQUATION DU SYSTEME MODELISE PAR PARK

II.2.1 Choix du modèle mathématique

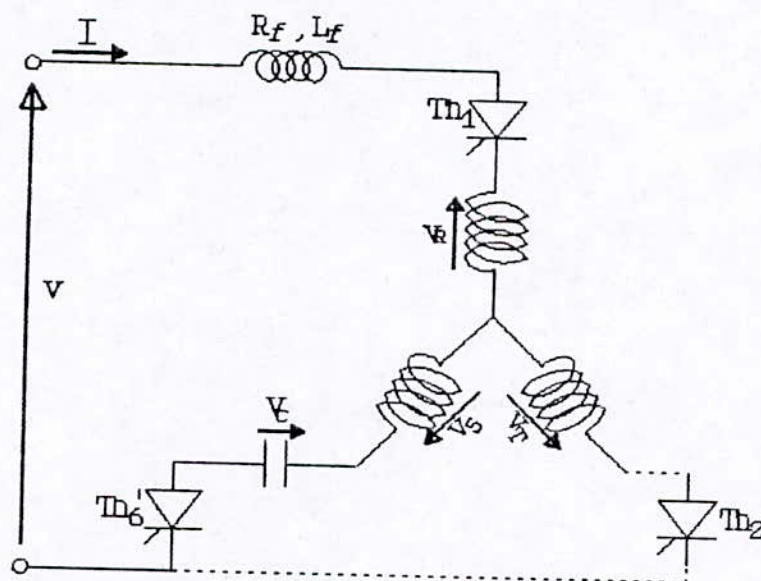
La machine asynchrone est modélisée par un système diphasé lié au référentiel statorique. La matrice régissant ce modèle est donnée en annexe "A".

II.2.2 Fonctionnement du système sur 1/6 de période

L'étude est restreinte à l'intervalle de temps de 1/6 de période vu que les phénomènes de commutation se déroulent de la même manière. L'intervalle de temps considéré correspond au passage de la conduction des thyristors principaux (Th_1, Th_6) à la conduction des thyristors principaux (Th_1, Th_2).

La commutation du courant d'une phase à une autre, passe par trois étapes dont l'une est de conduction et les deux autres de commutation.

1^{ère} séquence : charge à courant constant du condensateur



Figure(II.1): Charge à courant constant du condensateur

A l'instant t_0 les signaux de commande sont appliqués aux thyristors Th_1^- , Th_1 et Th_2 , sous l'effet de la tension v_c , Th_1 se bloque (Figure (II.1)).

Les courants dans la machine sont :

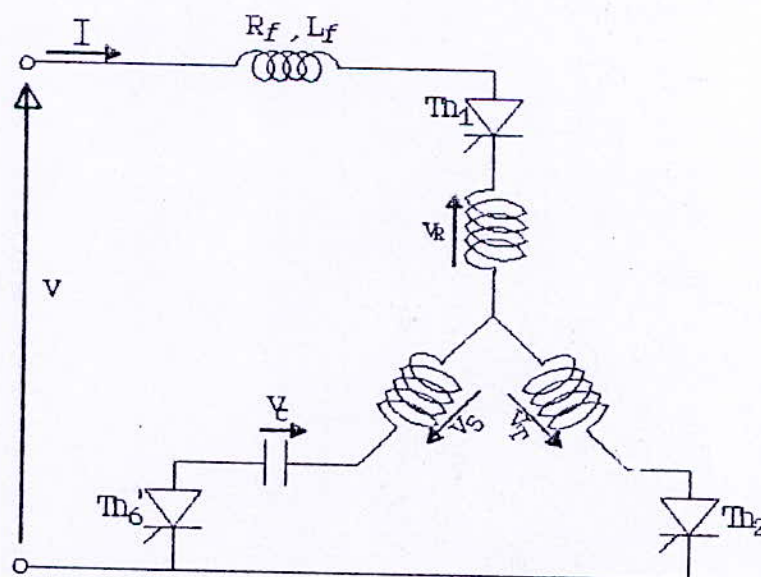
$$\begin{aligned} i_R &= I \\ i_S &= -I \\ i_T &= 0 \end{aligned} \quad (II.1)$$

Le condensateur, chargé initialement à la valeur $-v_{c0}$, se charge à courant constant.

cette phase prend fin lorsque $v_c(t)$ sera égale à $v_s(t) - v_r(t)$, c.à.d quand Th_2 rentre en conduction.

2ième séquence : Commutation du courant

Dans ce cas, il apparait un circuit oscillant de pulsation $\omega_0 = 1/\sqrt{L_f C}$ (Figure (II.2)). Ainsi les courants dans la machine ne sont plus constants.



Figure(II.2): Commutation du courant

La tension du condensateur est obtenue par l'intégrale

suivante:

$$v_c = \frac{1}{C\sqrt{6}} \int (-i_{sd} + \sqrt{3}i_{sq}) dt \quad (\text{II.2})$$

avec la condition initiale $v_c = -v_{co}$.

Cette phase se termine quand le courant dans le condensateur s'annule. La tension du condensateur est devenue positive et sa valeur finale du régime permanent est v_{co} .

3^{ème} séquence : temps entre commutations

Durant cette séquence la tension du condensateur est constante, elle est maintenue à la valeur atteinte à la fin de la séquence précédente $v_c(t) = +v_{co}$.

Les courants dans la machine sont:

$$\begin{aligned} i_R &= I \\ i_S &= 0 \\ i_T &= -I \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

Cette séquence se termine (entre autre le sixième de période) quand le champ aura décrit une rotation de $\pi/3$ radians.

II.3 SIMULATION

Nous remarquons qu'un cycle complet de fonctionnement du montage fait intervenir 18 configurations différentes. Mais vu que le montage présente une symétrie, la simulation est limitée à une durée de 1/6 de période. Le passage d'un système d'équations à un autre (dans un même sixième de période), est déterminé à partir de tests de fin séquence. Les intervalles restants sont obtenus par simple permutation circulaire.

La simulation est basée sur les équations de liaison et les équations électriques.

II.3.1 Equations de liaisons électriques

Le variateur de vitesse est régi par un ensemble d'équations de liaison dans les trois intervalles de fonctionnement.

1er intervalle : séquence charge du condensateur

En appliquant la transformation de *Park* aux grandeurs électriques, nous obtenons les équations de liaison suivantes:

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \sqrt{\frac{3}{2}} I \\ i_{sq} &= -\frac{I}{\sqrt{2}} \\ v &= (R_f + L_f \frac{d}{dt}) I + v_c(t) + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{sd} - \frac{1}{\sqrt{2}} v_{sq} \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

La tension du condensateur est donnée par:

$$v_c = \frac{1}{C\sqrt{6}} \int (i_{sd} - \sqrt{3} i_{sq}) dt \quad (\text{II.5})$$

Lorsque Th_2 entre en conduction cette phase prend fin, donc quand la différence $(v_c - \sqrt{2}v_{sq})$ devient positive.

2^{ème} intervalle: séquence commutation du courant

Le thyristor Th_2 étant en conduction, les courants dans la machine ne sont plus constants, les équations de liaison sont alors:

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \sqrt{\frac{3}{2}} I \\ v &= (R_f + L_f \frac{d}{dt}) I + v_c(t) + \sqrt{\frac{3}{2}} v_{sd} - \frac{1}{\sqrt{2}} v_{sq} \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

Le courant i_{cq} est variable, il est obtenu ultérieurement à partir des équations électriques de la machine. Cette phase se termine lorsque le courant dans le condensateur s'annule (The-se désamorçage).

$$i_c(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{i_{sd}}{\sqrt{3}} - i_{sq} \right) = 0 \quad (\text{II.7})$$

3ième intervalle : séquence entre commutation

La tension du condensateur atteinte à la fin de l'intervalle précédent est maintenue dans celui-ci. Les équations de liaison sont:

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \sqrt{\frac{3}{2}} I \\ i_{sq} &= \frac{I}{\sqrt{2}} \\ V &= (R_f + L_f \frac{d}{dt}) I + \sqrt{\frac{3}{2}} V_{sd} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{sq} \end{aligned} \quad (\text{II.8})$$

La fin de cet intervalle et du sixième de période aura lieu lorsque $\theta = \pi/3$.

II.3.2 Mise en équations du circuit électrique

Ces équations sont obtenus par la combinaison des équations de liaison et des équations de la machine.

1er intervalle.

Le système d'équations comprend une équation statorique dans l'axe "q" et deux équations rotoriques dans les axes "d" et "q", en plus d'une équation de liaison.

$$\begin{aligned}
v_{sq} - R_s i_{sq} + L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{rq} \\
v - (R_f + \frac{R_s}{2}) I + (L_f + \frac{L_s}{2}) \frac{d}{dt} I + v_c(t) + \frac{M_{sr}}{\sqrt{6}} \frac{d}{dt} I_{rd} + \\
\frac{R_s}{\sqrt{2}} I_{sq} + \frac{L_s}{\sqrt{2}} \frac{d}{dt} I_{sq} + \frac{M_{sr}}{\sqrt{2}} \frac{d}{dt} I_{rq} \\
0 - R_r \sqrt{\frac{3}{2}} I + M_{sr} \omega i_{sq} + L_r \omega i_{rq} - M_{sr} \frac{d}{dt} i_{sq} + L_r \frac{d}{dt} i_{rq} \\
0 - R_r i_{rq} - \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \omega I - L_r \omega i_{rd} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{sq} + L_r \frac{d}{dt} i_{rq}
\end{aligned} \quad (II.9)$$

Le système d'équations déduit est:

$$\begin{aligned}
\frac{dI}{dt} - \frac{L_r}{u} (v - R_1 I - v_c - \frac{1}{\sqrt{2}} R_s i_{sq}) + \frac{M_{sr}}{\sqrt{6}u} (M_{sr} \omega i_{sq} \\
+ R_r i_{rd} + L_r \omega i_{rq}) - \frac{L_r}{\sqrt{2}u} (v_{sq} - R_s i_{sq}) \\
\frac{di_{rd}}{dt} - \frac{M_{sr}}{u} \sqrt{\frac{3}{2}} (v - R_1 I + \frac{1}{\sqrt{2}} R_s i_{sq} - v_c) - \frac{M_{sr}}{u} \sqrt{\frac{3}{2}} \\
(v_{sq} - R_s i_{sq}) - \frac{L_r}{u} (M_{sr} \omega i_{sq} + R_r i_{rd} + L_r \omega i_{rq}) \\
\frac{di_{rq}}{dt} - \frac{M_{sr}}{S} (v_{sq} - R_s i_{sq}) + \frac{L_s}{S} (M_{sr} \omega I \sqrt{\frac{3}{2}} + \\
L_r \omega i_{rd} - R_r i_{rq}) \\
\frac{dv_c}{dt} - \frac{I}{C}
\end{aligned} \quad (II.10)$$

La tension statorique en quadrature v_{sq} s'écrit:

$$v_{sq} - R_s i_{sq} + \frac{-L_s L_r S N \sqrt{6} - M_{sr} L_s Q_1 + 2 \sqrt{3} M_{sr} L_s U T_1}{\sqrt{3} (2 U S + 2 U M_{sr}^2 + L_s L_r S)} \quad (II.11)$$

Les termes Q_1 , T_1 , U , S sont donnés par les expressions suivantes:

$$\begin{aligned}
Q_1 - M_{sr} \omega i_{sq} + R_r i_{rd} + L_r \omega i_{rq} \\
T_1 - M_{sr} \omega I \sqrt{\frac{3}{2}} + L_r \omega i_{rd} - R_r i_{rq} \\
u - L_1 L_r - \frac{3}{2} M_{sr}^2 \\
S - L_s L_r - M_{sr}^2 - \sigma L_s L_r \\
R_1 - R_L + \frac{3}{2} R_s \\
L_1 - L_L + \frac{3}{2} L_s
\end{aligned}$$

Le terme N est donné dans le premier et le deuxième intervalle par:

$$N = V - R_1 I - V_c - \frac{1}{\sqrt{2}} R_s i_{sq}$$

Dans le troisième intervalle il a pour expression:

$$N = V - R_1 I + \frac{1}{\sqrt{2}} R_s i_{sq}$$

Durant cet intervalle, i_{sq} reste constant et égal à $-I/\sqrt{2}$. Quand la différence $(V_c - \sqrt{2}V_{sq})$ devient positive, cet intervalle prend fin.

2^{ème} intervalle

Nous retrouvons les mêmes équations que pour le premier intervalle sauf que i_{sq} passe de $-I/\sqrt{2}$ à $+I/\sqrt{2}$ selon l'équation différentielle suivante:

$$\frac{di_{sq}}{dt} - \frac{L_r}{S} (V_{sq} - R_s i_{sq}) - \frac{M_{sr}}{S} (M_{sr} \omega I \sqrt{\frac{3}{2}} + L_r \omega i_{rd} - R_r i_{rq}) \quad (\text{II.12})$$

La tension v_{sq} est constante et égale à $v_c/\sqrt{2}$, quant à la tension du condensateur, elle est donnée par:

$$V_c - \frac{1}{C\sqrt{2}} \int (i_{sq} - \frac{I}{\sqrt{2}}) dt \quad (\text{II.13})$$

Le test de fin d'intervalle survient lorsque $i_{sq} = I/\sqrt{2}$ s'annule.

3^{ème} intervalle

Le système d'équations comprend une équation statique dans

l'axe "q", et deux équations au rotor dans les axes "d" et "q", identiques à celles représentées par le système (II.10).

$$\begin{aligned} \frac{dI}{dt} - \frac{L_r}{u} (v - R_1 I + \frac{1}{\sqrt{2}} R_s i_{sq}) + \frac{M_{sr}}{u\sqrt{6}} (M_{sr} \omega i_{sq} + \\ R_r i_{rd} + L_r \omega i_{rq}) + \frac{L_r}{\sqrt{2}u} (v_{sq} - R_s i_{sq}) \\ \frac{di_{rd}}{dt} - M_{sr} \sqrt{\frac{3}{2}} (v - R_1 I + R_s \frac{I}{\sqrt{2}}) - \frac{M_{sr}}{u} \sqrt{\frac{3}{2}} (v_{sq} - R_s i_{sq}) \\ - \frac{L_1}{u} (M_{sr} \omega i_{sq} + R_r i_{rd} + L_r \omega i_{rq}) \end{aligned} \quad (II.14)$$

di_{sq}/dt et di_{rq}/dt sont les mêmes que dans les intervalles précédents. L'équation de liaison devient:

$$\begin{aligned} v - (R_1 + L_1 \frac{d}{dt}) I + \frac{M_{sr}}{\sqrt{6}} \frac{di_{rd}}{dt} - \frac{R_s}{\sqrt{2}} i_{sq} - \frac{L_s}{\sqrt{2}} \frac{di_{sq}}{dt} \\ - \frac{M_{sr}}{\sqrt{2}} \frac{di_{rq}}{dt} \end{aligned} \quad (II.15)$$

La tension v_{sq} a pour expression :

$$v_{sq} - R_s i_{sq} + \frac{L_s L_r S N \sqrt{6} + M_{sr} L_s S Q_1 + 2\sqrt{3} M_{sr} L_s U T_1}{\sqrt{3}(2US + 2UM_{sr}^2 + L_s L_r S)} \quad (II.16)$$

Durant cet intervalle i_{sq} reste constant et égal à $+I/\sqrt{2}$. La tension du condensateur est maintenue à la valeur atteinte à la fin du 2^{ème} intervalle .

Le test de fin d'intervalle intervient lorsque $\theta = \pi/3$.

II.3.3 Equation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est décrit par la relation:

$$C_{em} = p M_{sr} (i_{rd} I_{sq} - i_{rq} I \sqrt{\frac{3}{2}}) \quad (II.17)$$

La pulsation des courants statoriques est donnée par:

$$\frac{d\theta_s}{dt} \cdot \omega_s \quad (II.18)$$

θ_s étant la position du champ tournant.

II.4 RESUME SUR LA MISE EN EQUATION

Le fonctionnement de l'ensemble *Commutateur-Machine* durant $1/6$ de période, est régit par deux systèmes d'équations électriques et à partir desquels, nous obtenons les courants statoriques et rotoriques pour chaque séquence.

La tension en quadrature v_{dq} dépend de l'intervalle de fonctionnement.

Quant à la tension du condensateur, elle reste constante dans le 3^{ième} intervalle et varie dans le premier et 1^{er} et le 2^{ième} selon une intégrale.

Le courant i_{dq} reste constant pendant le 1^{er} intervalle et varie selon une équation différentielle dans le 2^{ième}, la valeur obtenue à la fin de ce dernier sera conservée durant le 3^{ième}.

Sur chaque sixième de période, le calcul numérique utilisant la méthode de *Runge-Kutta* du 4^{ième} ordre, nous a permis d'obtenir des caractéristiques électriques et mécaniques. Nous présentons les résultats après introduction des boucles de régulation de courant et de vitesse à notre système.

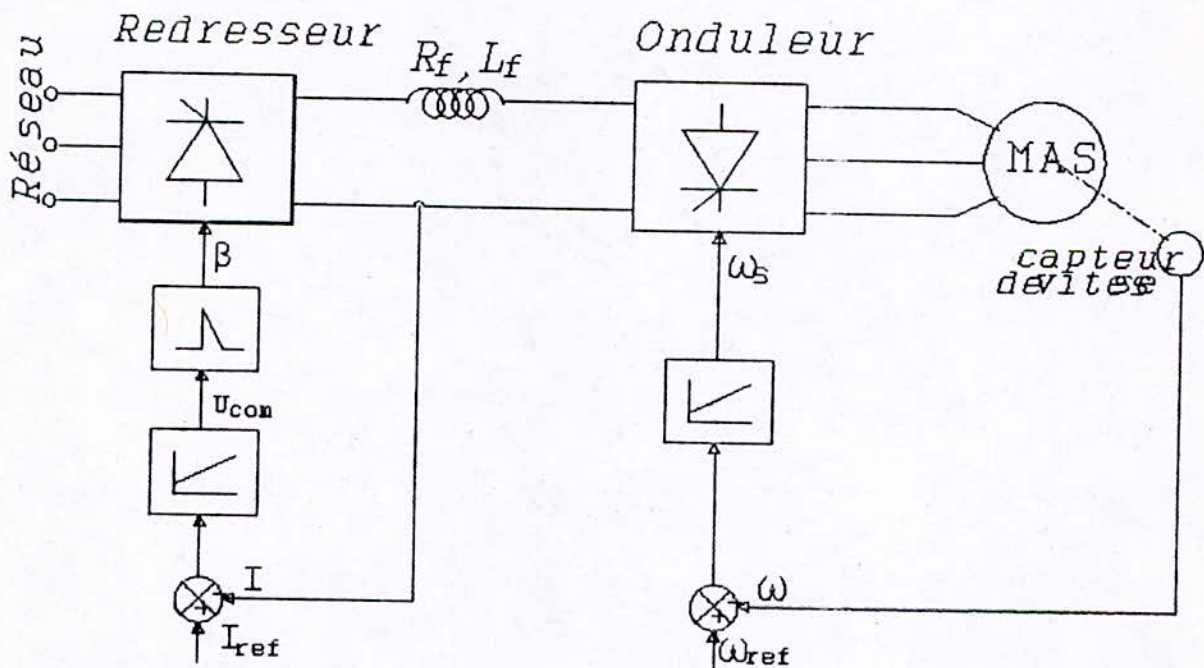
II.6 ETUDE DES BOUCLES DE REGULATION

Le variateur de vitesse est soumis à des régimes transitoires, qui se manifeste par une forte augmentation du courant et par conséquent l'échauffement de la machine. Pour remédier à celà et pour améliorer les performances, des boucles de régulations sont indispensables

Dans cette partie nous présentons l'analyse et la synthèse de la régulation de courant et de vitesse et les résultats de la simulation numérique de cette commande.

II.6.1 Contrôle indépendant du courant et de la vitesse

Le schéma de principe de l'ensemble *Convertisseur-Machine* équipé de la régulation de courant et de vitesse est représenté à la figure (II.6).



Figure(II.6): Schéma de principe de la régulation

Le contrôle du courant I est obtenu par une boucle de contre réaction qui agit sur la tension à la sortie du redresseur en modulant l'angle d'amorçage β , par une fonction "Arcosinus".

$$\beta = \arccos \frac{U_{cmax}}{U_{com}} \quad (II.19)$$

La fréquence de rotation est additionnée à la vitesse de référence générant ainsi la fréquence de commande ω_c .

Pour obtenir une bonne stabilité, nous utilisons des régulateurs proportionnels-intégrals PI dont la fonction de transfert est:

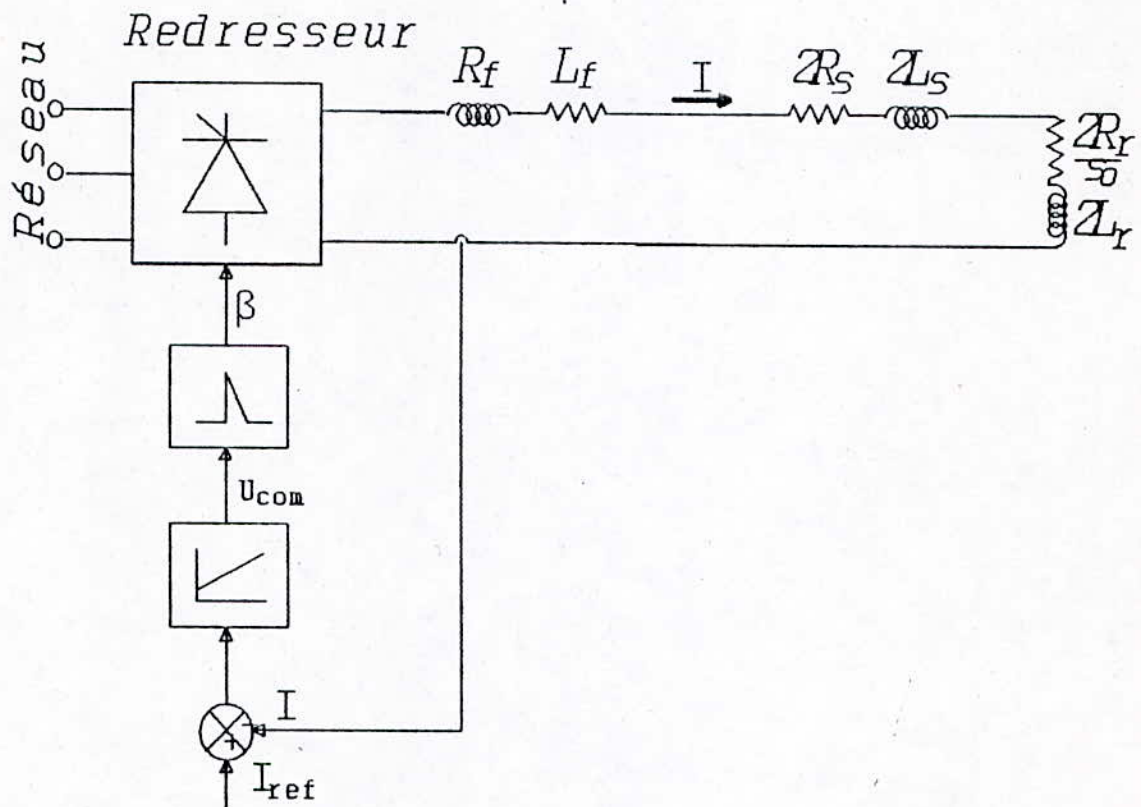
$$G_R(s) = \frac{1 + sT_n}{sT_i} \quad (II.20)$$

II.6.1.1 Régulation de courant

a-Fonction de transfert du système à réguler

Le système à réguler est constitué du redresseur, de la self de lissage de constante de temps relativement grande et de la machine asynchrone.

Le circuit continu et le moteur asynchrone sont représentés par la figure (II.7).



Figure(II.7): Représentation du système à réguler par son schéma équivalent

La fonction de transfert est du 1^{er} ordre, elle est donnée par:

$$G(s) = \frac{1}{R + sL} \quad (\text{II.21})$$

avec: $R = R_r + 2R_e$

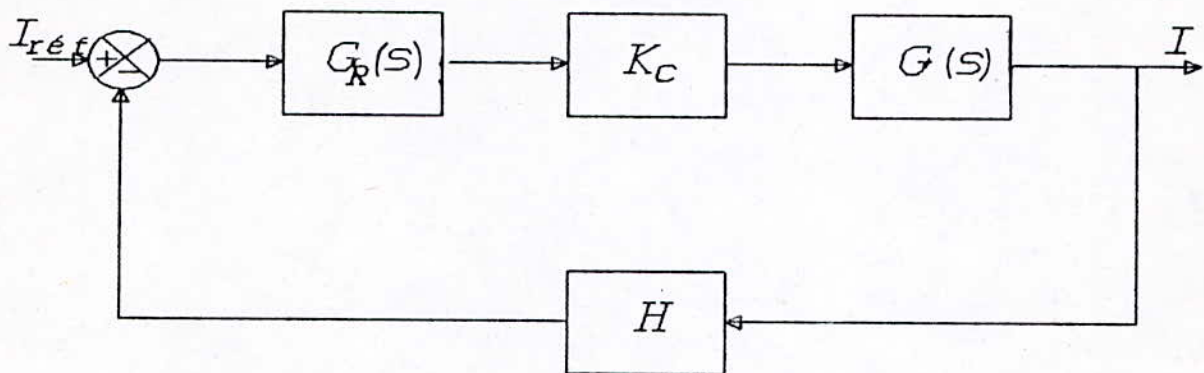
$L = L_r + 2L_e$

Le retard à l'amorçage introduit par le pont redresseur est approché par la fonction de transfert suivante [20] :

$$G_{RA}(s) = \frac{1 - bS}{1 + bS} \quad (\text{II.22})$$

avec: $2b = T * 1/12$ ou T est la période de l'onde d'entrée.
 $2b = (1/12) * (1/50) \text{ s.}$

Le redresseur est représenté par le gain K_c [21]. Ainsi Le bloc diagramme de la boucle de régulation du courant devient (Figure (II.8)):



Figure(II.8): Bloc diagramme de la boucle de régulation

La fonction de transfert du système est:

$$\frac{I}{I_{ref}} = \frac{\frac{1+sT_n}{sT_i} K_c G_{RA} \frac{1}{R(1+sT_R)}}{1 + H \frac{1+sT_n}{sT_i} K_c G_{RA} \frac{1}{R(1+sT_R)}} \quad (II.23)$$

ou $T_R = L/R$ est la constante de temps dominante.

b-Dimensionnement du régulateur de courant

Nous déterminons les paramètres du régulateur pour que la réponse soit stable et bien amortie. Ainsi la constante de temps dominante T_R est compensée au moyen de la constante de temps T_n du régulateur.

En remplaçant T_R par T_n , la fonction de transfert prend la forme simplifiée:

$$\frac{I}{I_{ref}} = \frac{\frac{G_{RA} \cdot K_c}{R \cdot T_1}}{S + \frac{HK_c G_{RA}}{T_1}} \quad (II.24)$$

qui sera mise sous la forme:

$$\frac{I}{I_{ref}} = \frac{K_a}{S + K_b} \quad (II.25)$$

$$K_a = \frac{K_R}{T_1} \frac{G_{RA}}{R}, \quad K_b = HK_a$$

La self de lissage est déterminée selon la loi empirique suivante [11]:

$$5 N_1 < L_f < 10 N_1 \quad (II.26)$$

$L_f = 7 \times N_1 = 0.35H$, $R_f = 5\Omega$ après calcul nous obtenons:
 $T_n = 0.08$.

La constante d'intégration doit être choisie de manière à minimiser les ondulations du courant continu, quand T_1 est grande elle affecte la stabilité du système .

$$T_1 = 2 \cdot K_c \cdot ZD \quad (II.27)$$

La tension redressée moyenne est donnée par la formule suivante:

$$u_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_n \cos \alpha \quad (II.28)$$

et son maximum par:

$$u_{dmax} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_n \quad (II.29)$$

Le gain du régulateur est:

$$K_c = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} 220 \frac{1}{10} \quad (II.30)$$

II.6.1.2 Réglage de vitesse

Pour l'étude du phénomène de réglage nous choisissons le référentiel lié au champ tournant à la vitesse synchrone ω_s . Les équations rotoriques sont:

$$\begin{aligned} \frac{R_r L_s}{\sigma} \Phi_{rd} - \frac{R_r M_{sr}}{\sigma} \Phi_s + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} &= 0 \\ \frac{R_r L_s}{\sigma} \Phi_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} &= 0 \end{aligned} \quad (II.31)$$

L'équation mécanique est donnée par

$$-PM_{sr} \Phi_s \Phi_{rq} - C_r - \frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} + \frac{t}{P} \omega \quad (II.32)$$

La transformée de *Laplace* appliquée aux équations (II.31) et (II.32) nous permet d'écrire:

$$\begin{aligned} \Phi_{rd} \left(\frac{1}{T_1} + s \right) - \frac{1}{T_2} \Phi_s - (\omega_s - \omega) \Phi_{rq} &= 0 \\ \Phi_{rq} \left(\frac{1}{T_1} + s \right) + (\omega_s - \omega) \Phi_{rd} &= 0 \\ -PM_{sr} \Phi_s \Phi_{rq} - C_r - \frac{Js + t}{P} \omega & \end{aligned} \quad (II.33)$$

avec:

$$T_1 = \frac{\sigma}{R_r L_s} \quad \text{et} \quad T_2 = \frac{\sigma}{R_r M_{sr}}$$

a. Linéarisation du système

En plus de la nonlinéarité de la machine asynchrone, l'onduleur de courant présente des nonlinéarités. Pour l'étude

du phénomène de réglage nous linéarisons les équations autour d'un point de fonctionnement d'où les équations variationnelles suivantes:

$$\begin{aligned}
 \Delta\Phi_{rd} & \left(\frac{1}{T_1} + s \right) - \frac{1}{T_2} \Delta\Phi_s - (\omega_{so} - \omega_0) \Delta\Phi_{rq} - \Phi_{rqs} \Delta\omega_s - \Phi_{rqs} \Delta\omega \\
 \Delta\Phi_{rq} & \left(\frac{1}{T_1} + s \right) + (\omega_{so} - \omega) \Delta\Phi_{rd} - \Delta\omega_s \Phi_{rdo} + \Delta\omega \Phi_{rdo} \\
 \Delta\omega & \frac{Js+f}{P} - PM_{sr} (\Delta\Phi_s \Phi_{rq} + \Delta\Phi_{rq} \Phi_s) - \Delta C_r
 \end{aligned} \tag{II.34}$$

En système précédent nous déduisons les expressions donnant $\Delta\Phi_{rd}$ et de $\Delta\Phi_{rq}$ (nous négligeons les termes $\Delta\Phi_{rq}(\omega_{iq} - \omega)$ et $\Delta\Phi_{rd}(\omega_{iq} - \omega)$):

$$\begin{aligned}
 \Delta\Phi_{rd} & = \frac{1}{T_2 \left(\frac{1}{T_1} + s \right)} \Delta\Phi_s + \frac{\Phi_{rqs}}{\frac{1}{T_1} + s} \Delta\omega_s - \frac{\Phi_{rqs}}{\frac{1}{T_1} + s} \Delta\omega \\
 \Delta\Phi_{rq} & = - \frac{\Phi_{rdo}}{\frac{1}{T_1} + s} \Delta\omega_s - \frac{\Phi_{rdo}}{\frac{1}{T_1} + s} \Delta\omega
 \end{aligned} \tag{II.35}$$

En remplaçant $\Delta\Phi_{rq}$ par son expression dans l'équation mécanique, $\Delta\omega$ s'écrit:

$$\Delta\omega - G_n(s) \Delta\omega_s + G'_n(s) \Delta\Phi_s + G''_n(s) \Delta C_r \tag{II.36}$$

avec:

$$G_n(s) = \frac{PM_{sr} \Phi_{so} \Phi_{rdo}}{(Js+f) \left(s + \frac{1}{T_1} \right) + PM_{sr} \Phi_{so} \Phi_{rdo}}$$

$$G'_n(s) = - \frac{M_{sr} \Phi_{rdo} P}{(Js+f) + \frac{M_{sr} \Phi_{rdo}}{\frac{1}{T_1} + s}}$$

$$G_n''(s) = \frac{1}{\frac{(Js+f)}{P} + \frac{P^2 M_{sr} \Phi_{so} \Phi_{rdo}}{\frac{1}{T_1} + s}}$$

Vo qu'on s'intéresse au réglage de vitesse la fonction de transfert que nous utilisons est $G_n(s)$, qui peut s'écrire sous la forme suivante:

$$G_n(s) = \frac{\frac{I_1}{f} P^2 M_{sr} \Phi_{rdo} \Phi_{so}}{(\frac{J}{f}s+1)(1+T_1s) + P^2 M_{sr} \Phi_{rdo} \Phi_{so} \frac{T_1}{f}} \quad (II.37)$$

on pose:

$$T_m = \frac{J}{f} \quad \text{et} \quad K = P^2 M_{sr} \Phi_{rdo} \Phi_{so} \frac{I_1}{f}$$

La fonction de transfert $G_n(s)$ s'écrit donc:

$$G_n(s) = \frac{K}{(T_m s + 1)(T_1 s + 1) + K} \quad (II.38)$$

b. Dimensionnement du régulateur de vitesse

Pour déterminer les paramètres du régulateur il faudra simplifier l'équation (II.40), qui se met sous la forme suivante:

$$G_n(s) = \frac{\frac{K}{1+K}}{\frac{T_1 T_m}{1+K} s^2 + \frac{T_1 + T_m}{1+K} s + 1} \quad (II.39)$$

On introduit deux constantes de temps T_a et T_b , de la façon suivante:

$$\frac{T_1 T_m}{1+K} s^2 + \frac{T_1 + T_m}{1+K} s + 1 - (1 + s T_a) (1 + s T_b) - T_a T_b s^2 + (T_a + T_b) s + 1$$

d'où l'on tire, par comparaison terme à terme en s et s^2 les constantes de temps T_a et T_b :

$$T_{a, b} = \frac{1}{2} \frac{T_1 + T_m}{1+K} \left(1 \pm \sqrt{1 - 4 \frac{T_1 T_m (1+K)}{T_1 + T_m}} \right) \quad (\text{II.40})$$

Le signe (+) est associé à la constante de temps T_a (constante de temps dominante).

Le régulateur *analogique P.I* est choisi pour sa précision et sa rapidité. Sa fonction de transfert est donnée par:

$$G_R(s) = \frac{1 + s T_D}{s T_I} \quad (\text{II.41})$$

Le choix optimale est de compenser la constante de temps dominante T_a par T_D et de prendre $T_I = 2 K_0 T_p$ [33].

K_0 est donné par:

$$K_0 = \frac{K}{1+K}$$

Après calcul, nous obtenons: $T_a = 9.36s$ et $T_b = 4.66s$.

II.6.3 Présentations des résultats

Nous établissons les principales caractéristiques obtenus, telque la grandeur d'entrée I et la grandeur de sortie ω . Au départ nous avons réglé le courant seal, puis nous avons rajouté la régulation de vitesse.

Les courbes sont tracés pour différentes références et pour

un couple de charge $C_p=0.5 \text{ Nm}$.

Les figures (II.9) et (II.10), donnent respectivement les allures de la vitesse et du courant pour une valeur de consigne $I_{rar}=70 \text{ A}$ et pour la pulsation d'entrée $\omega_a=200 \text{ rd/s}$. Nous constatons que le courant oscille autour de la consigne, quant à la vitesse elle se stabilise au dessus de 200 rd/s .

Dans les figures (II.11) et (II.12), nous retrouvons les mêmes caractéristiques, les grandeurs d'entrée sont: $I_{rar}=40 \text{ A}$ et $\omega_a=200 \text{ rd/s}$. Dans ce cas nous constatons que de la vitesse présente moins d'oscillations au régime établi, mais le temps de réponse est plus que dans le cas précédent, il passe de 0.8s à 2.4s .

Pour les entrées $I_{rar}=25 \text{ A}$ et $\omega_a=200 \text{ rd/s}$, le système à une réponse défavorable (temps de démarrage très long).

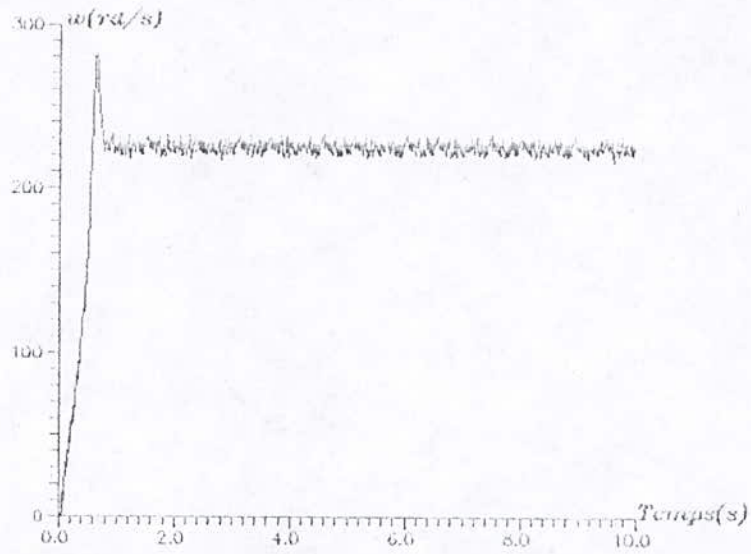
Après introduction du réglage de vitesse nous avons obtenus les réponses suivantes:

Pour un courant de référence de 40A et une vitesse de référence égale à 100rd/s , nous avons tracé l'évolution de la vitesse et du courant qui sont donnés respectivement par les figures (II.15) et (II.16).

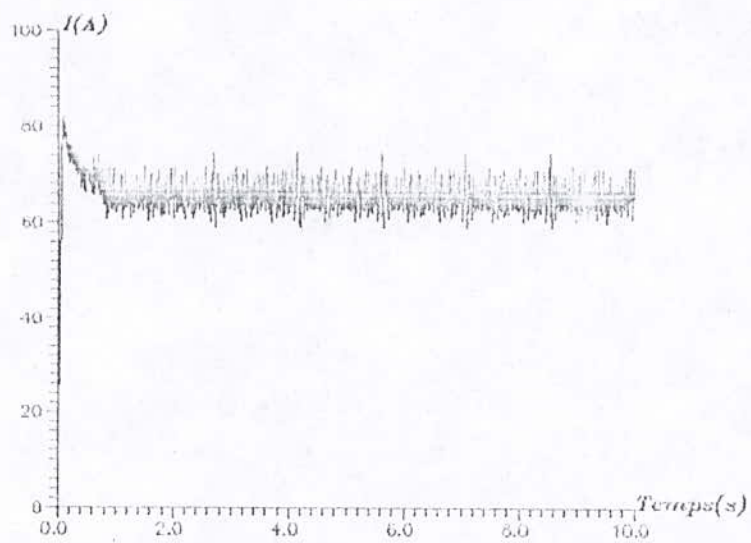
Les mêmes sont présentons par les figures (II.17) et (II.18). Dans ce cas les consignes sont $I_{rar} 40 \text{ A}$ et $\omega_{rar}=200 \text{ rd/s}$. Pour les deux cas élaborés le système est instable.

Commentaire

Le principal désavantage du système est que le flux dans l'entrefer n'est pas contrôlé [25]. Si par exemple le courant I diminue à vitesse constante la machine fonctionne à faible flux. Pour maintenir le flux dans la machine on fait appel à une commande *couplée* de la fréquence de rotation et du courant.



Figure(II. 9) : Caractéristique de vitesse avec réglage de courant ($I_{ref}=70A$ - $\omega_s=200\text{rd/s}$)



Figure(II. 10) : Caractéristique du courant réglé ($I_{ref}=70A$ - $\omega_s=200\text{rd/s}$)

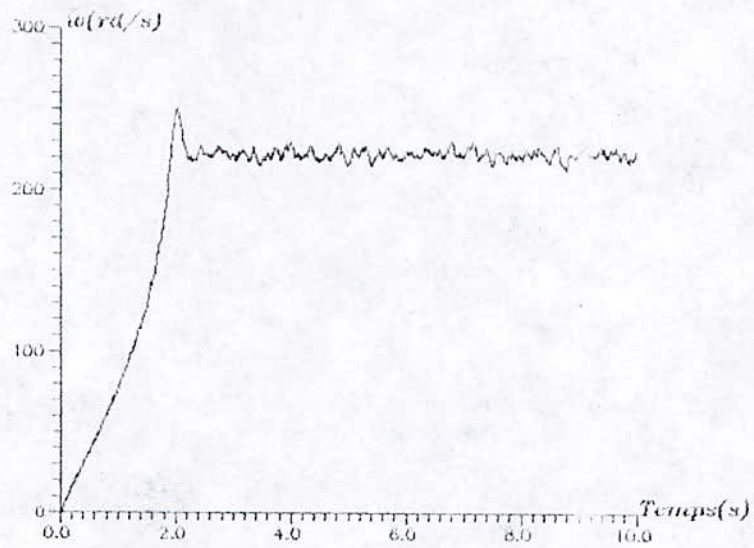


Figure (II.11): Caractéristique de vitesse avec réglage de courant ($I_{ref}=40A - \omega_s=200rd/s$)

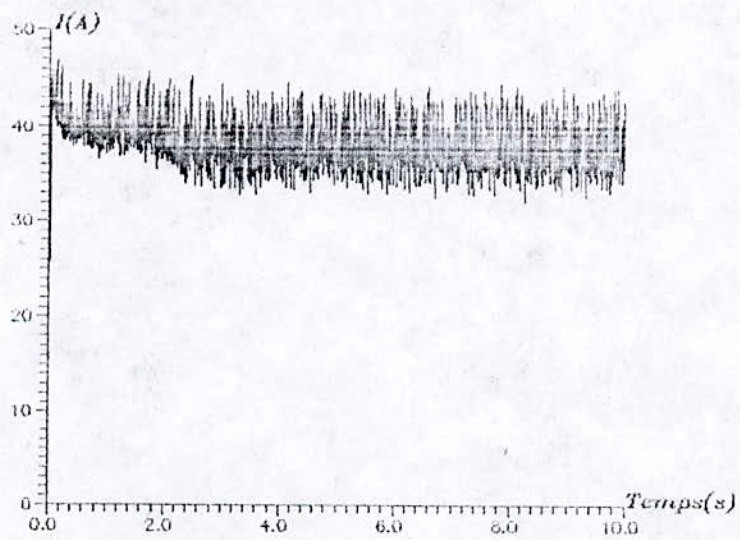


Figure (II.12): Caractéristique du courant réglé ($I_{ref}=40A - \omega_s=200rd/s$)

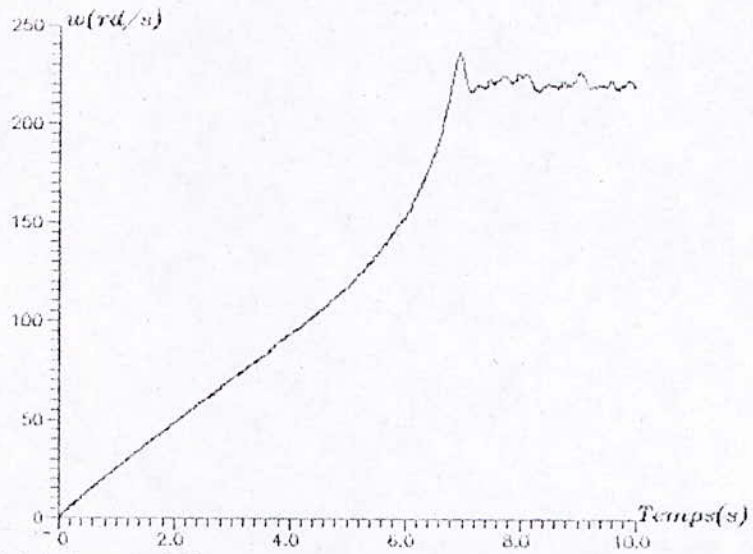


Figure (II. 13) : Caractéristique de vitesse avec réglage de courant ($I_{ref}=25A - \omega_s=200rd/s$)

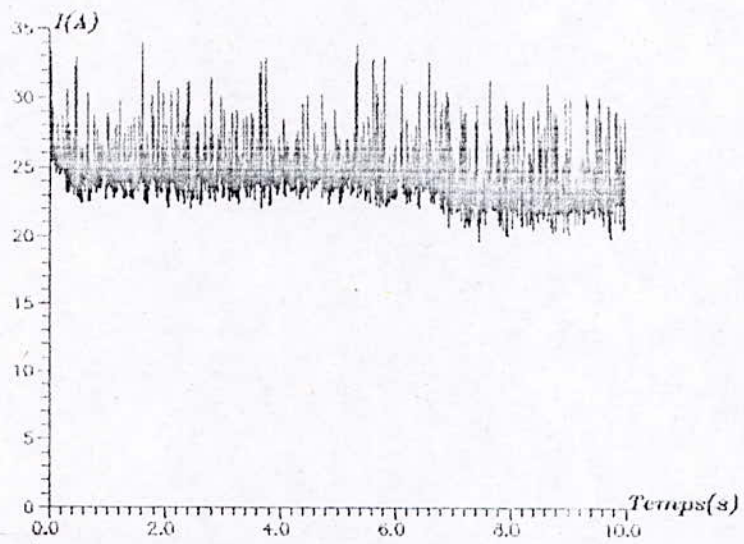
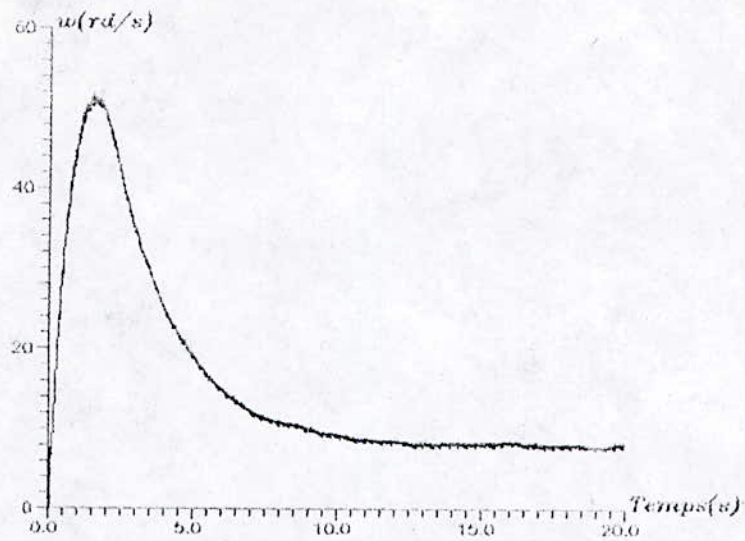
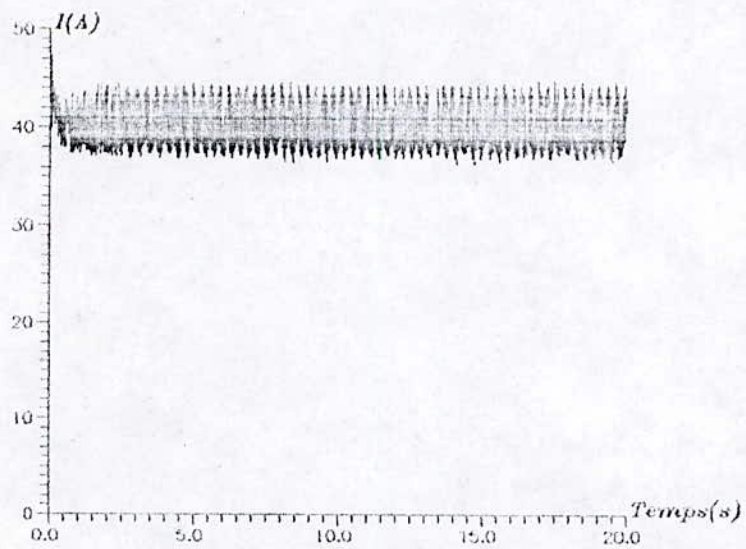


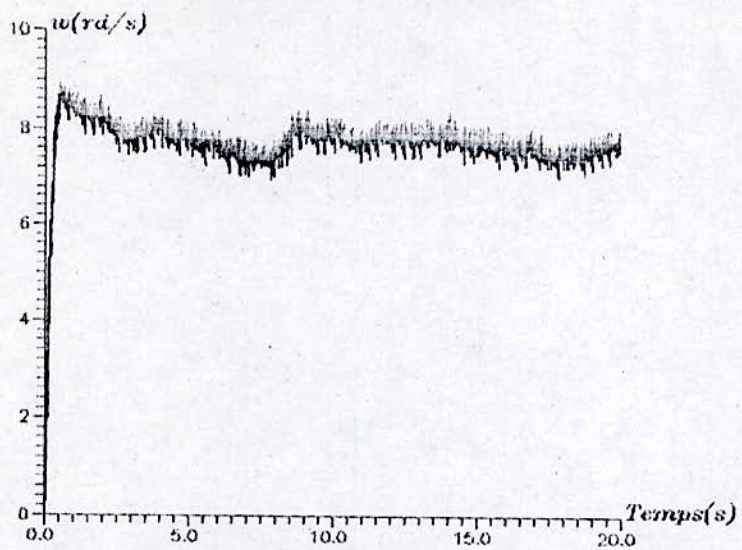
Figure (II. 14) : Caractéristique du courant régulé ($I_{ref}=25A - \omega_s=200rd/s$)



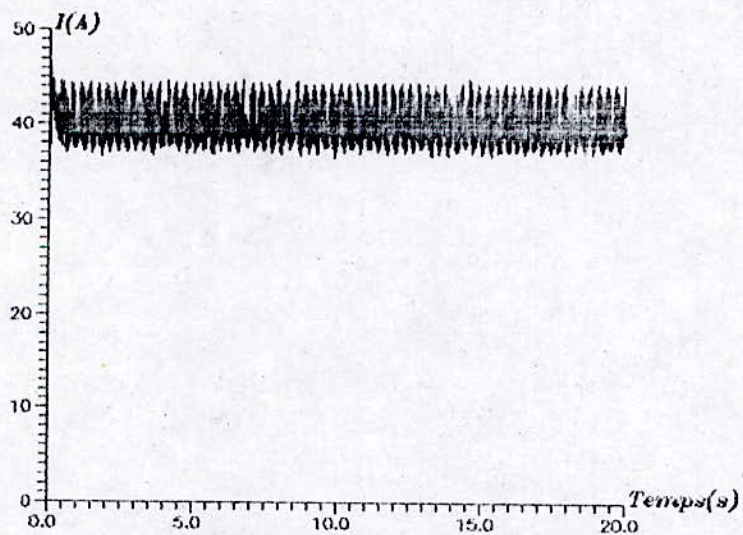
Caractéristique de vitesse avec contrôle
 indépendant du courant et de vitesse
 ($I_{ref}=40A$ - $w_{ref}=100rd/s$)



Caractéristique du courant avec contrôle
 indépendant du courant et de vitesse
 ($I_{ref}=40A$ - $w_{ref}=100rd/s$)



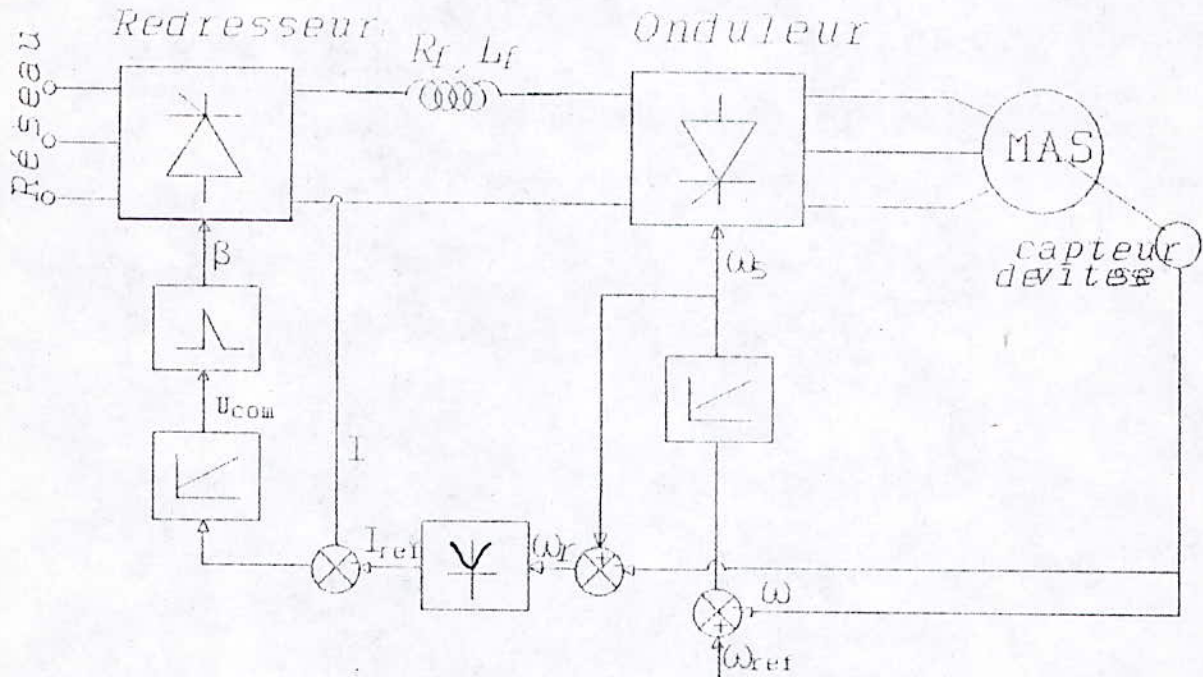
*Caractéristique de vitesse avec contrôle
indépendant du courant et de vitesse
($i_{ref}=40A$ - $w_{ref}=200rd/s$)*



*Caractéristique du courant avec contrôle
indépendant du courant et de vitesse
($i_{ref}=40A$ - $w_{ref}=200rd/s$)*

11.3.4 Commande couplée

Le schéma de principe est donné par la figure suivante:

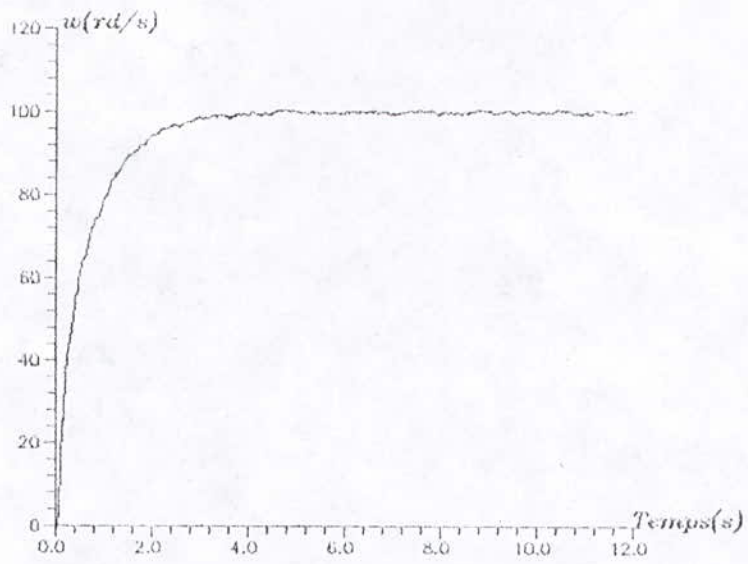


Figure(11.3): Schéma de principe de la commande couplée

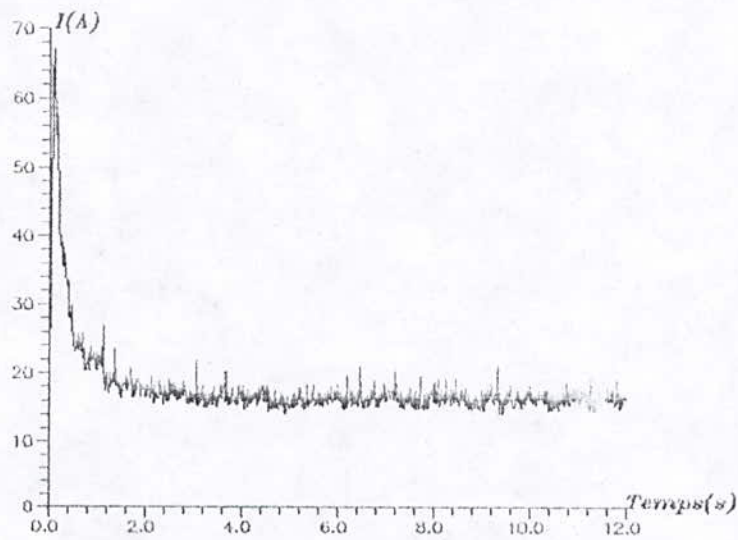
Le courant de référence est généré par une fonction non linéaire de la pulsation de glissement \$\omega_r\$ donnée par:

$$I_{ref} = \frac{\Phi_e}{M_{sr}} \sqrt{\frac{1 + (T_r \omega_r)^2}{1 + (T_r' \omega_r)^2}} \quad (11.42)$$

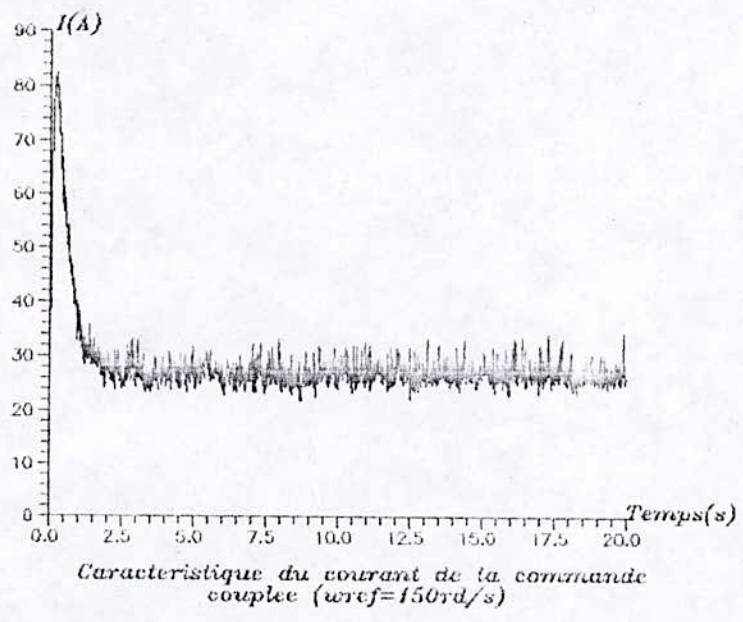
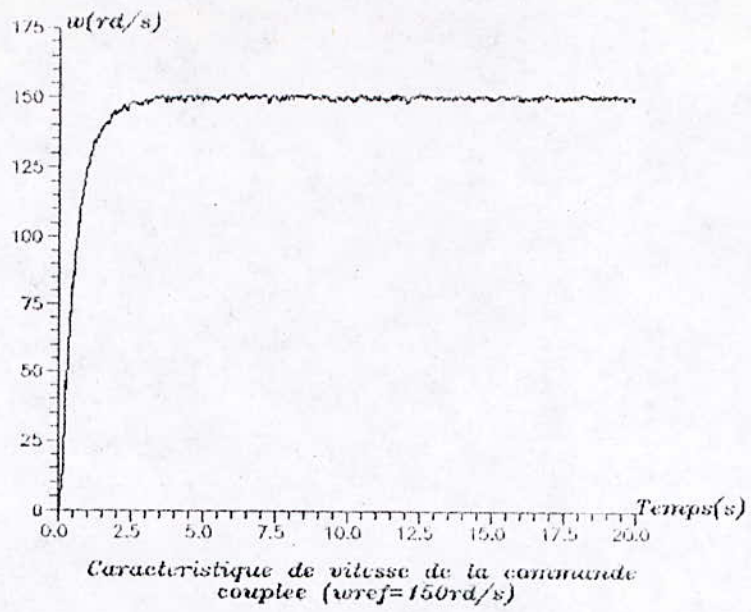
Les figures suivantes présentent les réponses du courant et de vitesse \$\omega_{msr}\$ égale successivement à 100rd/s et 150rd/s. Nous constatons une grande stabilité de la machine relativement à la stratégie de régulation précédente, la vitesse atteint sa consigne avec un temps de réponse faible et sans dépassement.



*Caractéristique de vitesse de la commande
couplée ($w_{ref}=100\text{rd/s}$)*



*Caractéristique du courant de la commande
couplée ($w_{ref}=100\text{rd/s}$)*



II.7 CONCLUSION

Nous pouvons conclure que les résultats obtenus avec le modèle de Park sont comparables à celles du modèle simplifié, on peut même dire qu'ils sont plus réels vu qu'aucune approximation n'a été tolérée à l'exception des hypothèses de Park. La simulation de l'ensemble sur $1/6$ de période a réduit le temps de calcul.

Dans cas du contrôle indépendant du courant et de vitesse, le système présente des instabilités, grand dépassement au démarrage, temps de réponse long en plus des oscillations qui affectent la caractéristique de vitesse. Dans cette stratégie de régulation le flux dans la machine n'est pas maintenu constant. Ce problème est remédié par la commande couplée du courant et de la vitesse.

On conclut qu'en alimentation en courant, le système est instable quand les grandeurs de commande sont découplés.

Chapitre III

*Commande de la Machine Asynchrone avec
autopilotage*

III.1 INTRODUCTION

L'alimentation à fréquence variable de la machine asynchrone par convertisseur statique, s'obtient par deux modes différents:

-Pour la première méthode, la fréquence est commandée de l'extérieur et le fonctionnement est dit "*direct*". Les grandeurs de commande système sont l'amplitude I_s des courants statoriques et leur pulsation ω_s . Comme la vitesse de rotation ω dépend de la charge ainsi la pulsation ω_r des courants rotoriques est une conséquence [25], [26].

-Pour la deuxième méthode, la fréquence est asservie à la vitesse de rotation et le mode de fonctionnement est dit "*autopiloté*". Les grandeurs de commande sont alors l'amplitude I_s des courants statoriques et la pulsation ω_r des courants rotoriques, la pulsation ω_s en est une conséquence.

Dans ce chapitre, nous proposons, d'étudier la machine asynchrone *autopilotée* alimentée en courant par convertisseur statique du type 120° et, de simuler le fonctionnement de l'ensemble.

Pour notre étude, nous avons modélisé la machine asynchrone par la configuration de "*Park*" dans un référentiel lié au *stator*.

Nous considérons également les régimes transitoires de grande amplitude telsque ; le démarrage et l'inversion du sens de rotation. nous considérons également les régimes transitoires de faibles amplitude dus par exemple aux petites variations des grandeurs d'entrée ou aux défauts au niveau du commutateur de courant telsque;l'amorçage intempestif ou omission d'amorçage d'un thyristor principale ou auxiliaire.

Certaines solutions sont proposées au cours de ce chapitre, afin de remédier à quelques problèmes.

III.2 DETERMINATION D'UNE LOI DE VARIATION DES DEUX GRANDEURS D'ENTREE I_s ET ω_r

Considérons l'équation rotorique en régime permanent:

$$0 = R_r I_r + j L_r \omega_r I_r + j M_{sr} \omega_r I_s \quad (\text{III.1})$$

qui peut encore s'écrire:

$$0 = R_r I_r + j l_r \omega_r I_r + j \omega_r \Phi_c \quad (\text{III.2})$$

ou l_r est l'inductance de fuite partielle au rotor et Φ_c le flux commun aux enroulements statoriques et rotoriques.

Des deux équations précédentes sont déduites les expressions du courant I_s et du flux Φ_c :

$$I_s = \frac{I_r}{M_{sr}} \sqrt{\left(\frac{R_r}{\omega_r}\right)^2 + L_r^2} \quad (\text{III.3})$$

$$\Phi_c = I_r \sqrt{\left(\frac{R_r}{\omega_r}\right)^2 + l_r^2} \quad (\text{III.4})$$

En éliminant I_r de ces deux expressions, nous obtenons la relation (III.5), liant les grandeurs (I_s , ω_r), et entre autre elle permet de maintenir le flux Φ_c constant quelque soit ω_r .

$$I_s = \frac{\Phi_c}{M_{sr}} \sqrt{\frac{R_r^2 + L_r^2 \omega_r^2}{R_r^2 + l_r^2 \omega_r^2}} \quad (\text{III.5})$$

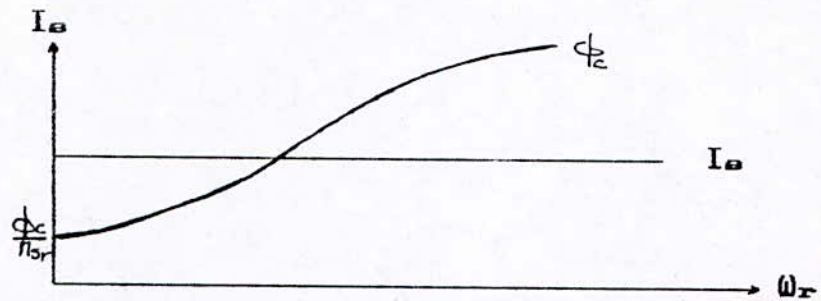


Figure (III.1): Loi de variation I_e en fonction de ω_r

IL est à remarquer que si I_e est constant, le flux Φ_c varie dans une grande plage.

III.3 PRESENTATION DE LA M.A.S AUTOPILOTE

L'autopilotage de la machine asynchrone s'obtient par deux techniques;

- technique de l'autopilotage fréquentiel.
- technique de l'autopilotage angulaire.

III.3.1 Autopilotage fréquentiel

C'est l'autopilotage traditionnel, où les fréquences sont liées par la relation:

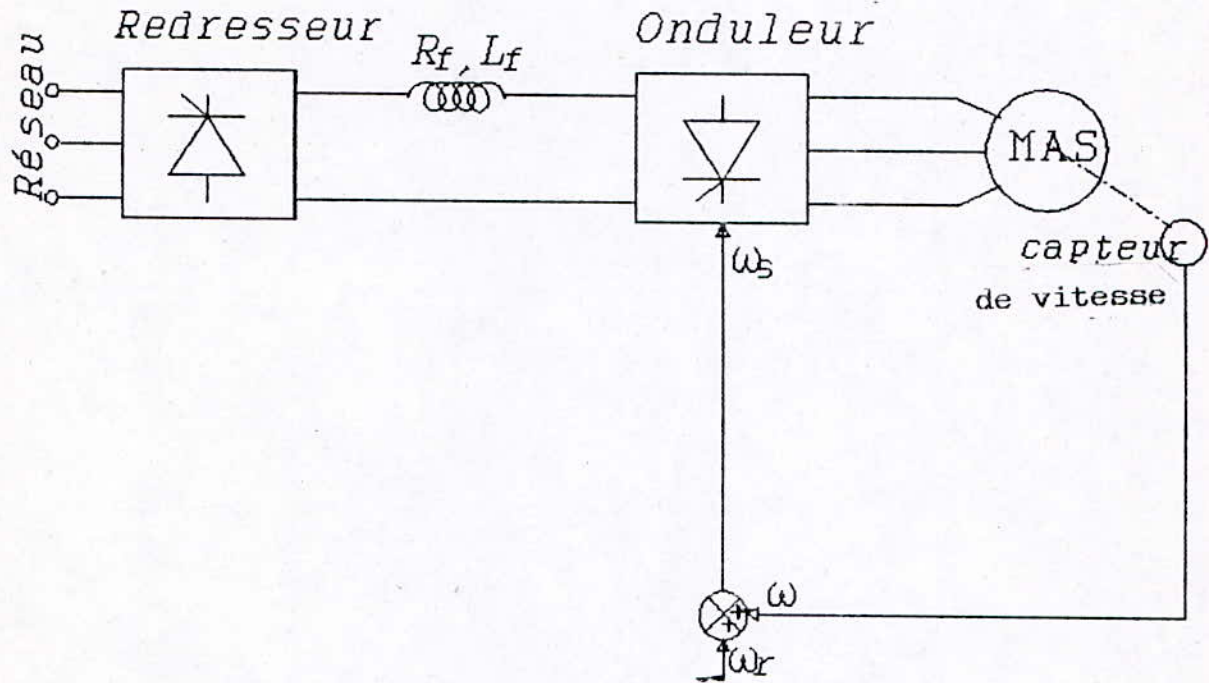
$$f_s = f \pm f_r \quad (III.6)$$

L'addition des deux fréquences correspond au fonctionnement moteur et leur soustraction correspond au fonctionnement générateur [27].

Les informations nécessaires sur f et f_r pour la réalisation de l'équation précédente sont du type "train d'impulsions logique" où le temps apparaît de manière explicite.

Il est donc indispensable de concevoir par la suite, des systèmes logiques permettant de retrouver les séquences d'amorçage des semi-conducteurs du convertisseur statique

d'alimentation [26]. La figure (III.2) présente le principe de cet autopilotage.



Figure(III.2): Principe de l'autopilotage fréquentiel

III.3.2 Autopilotage angulaire

Ce mode d'autopilotage se base sur les positions des champs statorique et rotoriques [26] .

La relation qui lie les pulsations du premier mode est donnée par:

$$\omega_s = \omega \pm \omega_r \quad (III.7)$$

en intégrant cette expression :

$$\int \omega_s dt = \int \omega dt \pm \int \omega_r dt \quad (III.8)$$

on obtient la relation de liaison angulaire suivante:

θ_s : position angulaire du champ statorique vu de l'axe du stator.

$$\theta_s(t) - \theta_e(t) + \theta_r(t) \quad (\text{III.9})$$

θ_e : position angulaire électrique ($\theta_e = p.\theta$, θ est la position mécanique réelle du rotor).

θ_r : position angulaire du champ rotorique vu de l'axe du rotor.

Le temps n'apparaît pas d'une façon explicite, la réalisation de cet autopilotage est numérique.

Dans notre cas, nous sommes limités à l'autopilotage fréquentiel.

III.4 MODELISATION MATHÉMATIQUE

Nous choisissons pour modèle mathématique la représentation diphasée de la machine asynchrone d'après la transformation de *Park* dans le référentiel est lié au stator (les équations sont données en annexe "A").

III.5 PRESENTATION DU MONTAGE ET FONCTIONNEMENT

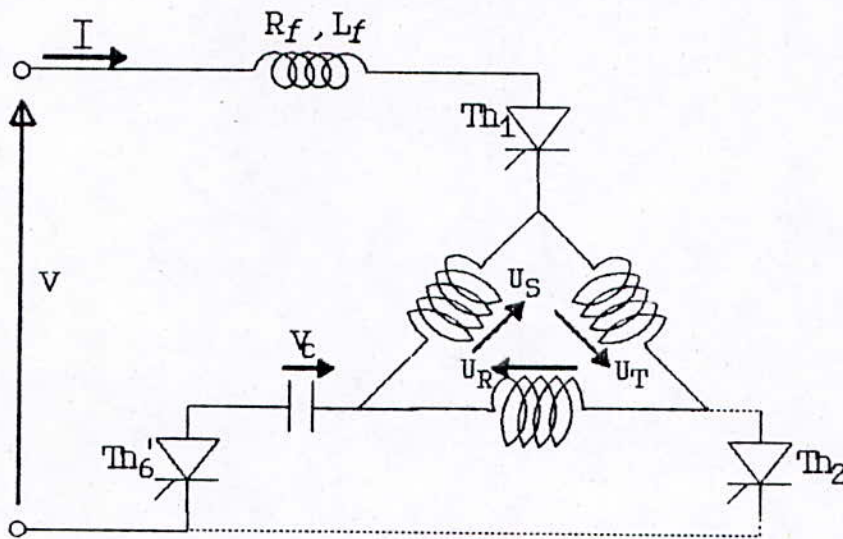
Le principe de fonctionnement est le même que pour le fonctionnement en direct qui est décrit au chapitre II, quant à la fréquence de rotation elle se compose avec la fréquence des courants rotoriques pour donner la fréquence de fonctionnement du commutateur.

Pour l'étude du fonctionnement de l'association *Onduleur-Moteur Asynchrone*, nous considérons l'intervalle où la conduction passe des thyristors principaux Th_1 et Th_2 à la conduction des thyristors principaux Th_1 et Th_2 .

Dans cet intervalle nous distinguons trois séquences: deux de commutation et une séquence entre commutation. Les conditions initiales sont:

$$\begin{aligned}
 i_e &= -\frac{I}{3} \\
 i_s &= -\frac{I}{3} \\
 i_T &= \frac{2I}{3}
 \end{aligned}
 \tag{III.10}$$

-1-séquence: charge du condensateur à courant constant



Figure(III.3): Charge à courant constant du condensateur

Dans ce premier intervalle de $1/6$ de période, la première séquence débute par l'amorçage du thyristor auxiliaire Th_6 . Les opérations à effectuer et les phénomènes qui en découlent, se déroulent de la manière suivante:

A l'instant t_1 , nous appliquons les signaux de commande aux thyristors Th_6 , Th_3 et Th_2 . Sous l'effet de la tension v_c , le thyristor principal Th_3 se bloque, le courant passe alors par le thyristor principal Th_1 , les enroulements de la machine et enfin par Th_6 (Figure (III.4)).

Bien que commandé, le thyristor Th_2 ne peut conduire du fait de la tension inverse qui apparaît à ses bornes:

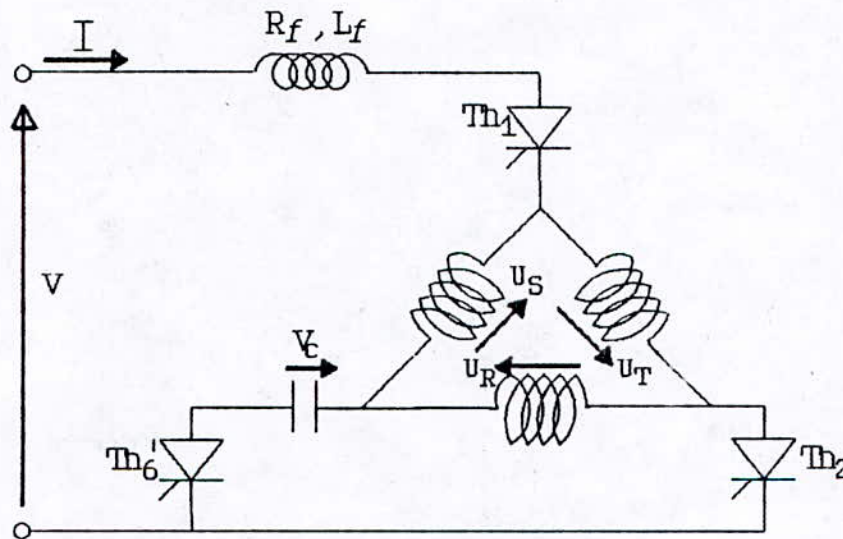
$$u_{Th2} = v_c - u_r$$

Nous avons une charge à courant constant du condensateur qui était initialement à une tension $v_c = -v_{co}$. Les courants dans la machine sont donnés par:

$$\begin{aligned} \frac{di_r}{dt} &= -\frac{1}{3} \\ \frac{di_s}{dt} &= -\frac{1}{3} \\ \frac{di_T}{dt} &= -2\frac{1}{3} \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

Cette phase prend fin lorsque $v_c(t) = u_r(t)$ et le thyristor principal **Th2** entre en conduction.

-2-séquence: commutation du courant



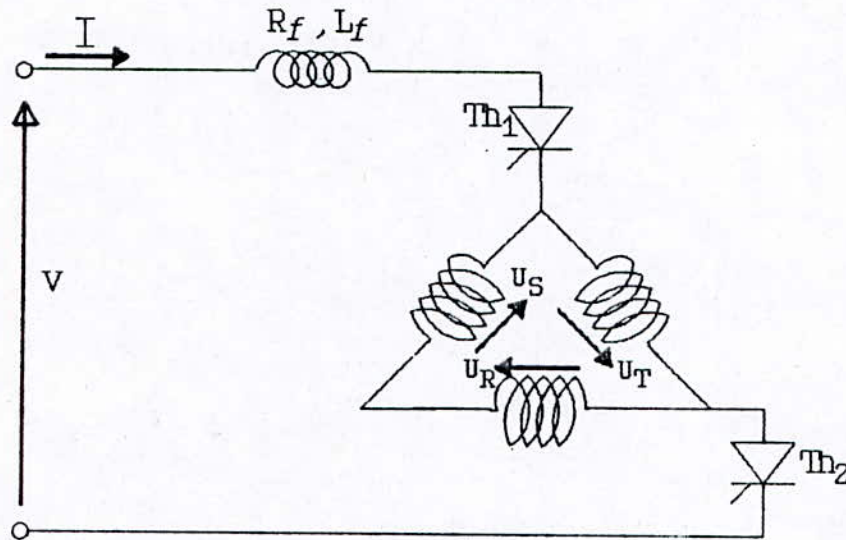
Figure(III.4): Commutation du courant

Cette séquence correspond à la commutation du courant du thyristor **Th6'** au thyristor **Th2** comme l'indique la figure (III.5). Ainsi il apparait un circuit oscillant de pulsation $\omega_o = 1/2/3L_oC$ [28] et les courants de phase sont variables.

Cette séquence prend fin, lorsque le courant dans le condensateur $i_c(t)$ s'annule (**Th6'** et **Th2** cessent de conduire).

La tension du condensateur v_c devient positive à la fin de cette séquence: $v_c = v_{co}$.

-3-séquence: entre commutations



Figure(III.5): Séquence entre commutations

Le courant I s'écoule à travers le thyristor Th_1 , les enroulements de la machine et enfin, il passe par le thyristor Th_2 . Les courants dans la machine sont:

$$\begin{aligned} j_r &= \frac{I}{3} \\ j_s &= -\frac{2I}{3} \\ j_r &= \frac{I}{3} \end{aligned} \quad (III.12)$$

Cette séquence se termine quand le champ aura décrit une rotation de $\pi/3$ radians, correspondant à la fin du sixième de période et au passage au sixième de période suivant.

III.6 SIMULATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MACHINE

Comme il a été signalé au chapitre précédent, la simulation numérique est restreinte à 1/6 de période. Dans chaque sixième

de période, nous distinguons trois intervalles de fonctionnement correspondants aux deux temps de commutation et au temps entre commutations [25], [1].

Chacun de ces intervalles est défini par un système d'équations électriques de liaison, qui associé à celui de la machine, permet d'établir le système d'équations électriques du fonctionnement de l'ensemble *Onduleur-Machine*.

III.6.1 Equations de liaison électriques

Premier intervalle: séquence charge du condensateur

Dans ce premier intervalle, Les equations de liaisons sont:

$$\begin{aligned} i_{sq} &= \frac{I}{\sqrt{2}} \\ i_{sd} &= \frac{I}{\sqrt{6}} \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

$$v_c - (R_L + L_L \frac{d}{dt}) I + v_c(t) = \frac{V_{sd}}{\sqrt{6}} - \frac{V_{sq}}{\sqrt{2}}$$

La tension du condensateur $v_c(t)$ évolue suivant:

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int I dt \quad (\text{III.14})$$

avec pour condition initiale $v_c = -v_{co}$.

Cette première séquence se termine, par la rentrée en conduction du thyristor Th_2 (la tension à ses bornes est devenue positive). Le test de fin d'intervalle est donnée par:

$$v_c - \sqrt{\frac{2}{3}} v_{sd} > 0 \quad (\text{III.15})$$

Deuxieme intervalle: séquence commutation du courant

Le thyristor Th_2 s'étant mis à conduire, les courants statoriques ne sont plus constants. Les équations de liaison sont:

$$i_{sq} = \frac{I}{\sqrt{2}}$$

$$v_c(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{sd} \quad (\text{III.16})$$

$$v = (R_L + L_L \frac{d}{dt}) I + v_c(t) - \frac{v_{sd}}{\sqrt{6}} - \frac{v_{sq}}{\sqrt{2}}$$

La tension du condensateur $v_c(t)$ est donnée par:

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int \left(\frac{I}{2} - \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sd} \right) dt \quad (\text{III.17})$$

Le courant i_{sd} est une variable qui sera obtenue à partir des équations électriques de la machine.

Le test de fin d'intervalle survient lorsque, le courant de charge du condensateur s'annule.

$$i_c(t) = \frac{I}{2} - \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sd} = 0 \quad (\text{III.18})$$

Troisième intervalle: Séquence entre commutation

Dans cette dernière phase Les équations de liaison sont:

$$i_{sq} = \frac{I}{\sqrt{2}}$$

$$i_{sd} = \frac{I}{\sqrt{6}} \quad (\text{III.19})$$

$$v = (R_f + L_f \frac{d}{dt}) I + \frac{v_{sd}}{\sqrt{6}} - \frac{v_{sq}}{\sqrt{2}}$$

La fin de cette séquence intervient lorsqu'a été effectué une rotation d'angle électrique de $\pi/3$ radians, correspondant à la fin du sixième de période et au passage au sixième de période suivant.

III.6.2 Mise en équation du circuit électrique

A partir de la combinaison des équations de liaison et des équations de la machine, nous pouvons obtenir des systèmes d'équations représentant chacun des trois intervalles du sixième de période à partir desquels sera effectuée la simulation.

Premier intervalle

Le système d'équations représentant le fonctionnement dans ce premier intervalle est:

$$\begin{aligned}
 & v_{sd} - R_s i_{sd} + L_s \frac{d}{dt} i_{sd} + M_{sr} \frac{d}{dt} i_{rd} \\
 & v - (R_f + \frac{R_s}{2}) I - \frac{R_s}{\sqrt{6}} i_{sd} + v_c + (L_f + \frac{L_s}{2}) i - \frac{L_s}{\sqrt{6}} \frac{d}{dt} i_{sd} - \\
 & \quad \frac{M_{sr}}{\sqrt{6}} i_{sd} - \frac{M_{sr}}{\sqrt{6}} i_{rd} \frac{M_{sr}}{\sqrt{2}} \frac{d}{dt} i_{rq} \\
 & 0 - R_r i_{sd} - \frac{M_{sr}}{\sqrt{2}} \omega i + l_r \omega i_{rq} + M_{sr} \frac{d}{dt} i + L_r \frac{d}{dt} i_{rq} \\
 & 0 - R_r i_{rq} - M_{sr} \omega i_{sd} - L_r \omega i_{rd} - \frac{M_{rs}}{\sqrt{2}} \frac{d}{dt} i + L_r \frac{d}{dt} i_{rq}
 \end{aligned} \tag{III.20}$$

Le système d'équation déduit est:

$$\begin{aligned}
 & \frac{di}{dt} - \frac{L_r}{U} (v - R_1 I + \frac{R_s}{\sqrt{6}} I_{sd} - v_c) + \frac{1}{\sqrt{6}} \frac{L_r}{U} (v_{sd} - R_s I_{sd}) + \\
 & \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{M_{sr}}{U} (M_{sr} \omega I_{sd} + L_r \omega I_{rd} - R_r I_{rq}) \\
 & \frac{di_{rd}}{dt} - \frac{M_{sr}}{S} (v_{sd} - R_s I_{sd}) + \frac{L_s}{S} (\frac{M_{sr}}{\sqrt{2}} \omega I_{rq} - R_r I_{rd}) \\
 & \frac{di_{rq}}{dt} - \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{M_{sr}}{U} (v - R_1 I + \frac{R_s}{\sqrt{2}} I_{sd} - v_c) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{M_{sr}}{U} + \\
 & \quad \frac{L_r}{U} (M_{sr} \omega I_{sd} + L_r \omega I_{rd} - R_r I_{rq}) \\
 & \frac{dv_c}{dt} = \frac{I}{C}
 \end{aligned} \tag{III.21}$$

La tension statorique diphasée v_{sd} s'écrit:

$$v_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{6 M_{sr} L_s \Omega - \sqrt{6} L_s L_r S N - \sqrt{3} L_s M_{sr} S T}{6 U S + S L_s L_r + 6 M_{sr}^2 U} \quad (\text{III.22})$$

avec:

$$T = \frac{d}{dt} \psi_{rq} - M_{sr} \omega I_{sd} + L_r \omega I_{rd} - R_r I_{rq}$$

$$Q = \frac{d}{dt} \psi_{rd} - \frac{M_{sr}}{\sqrt{2}} \omega I - L_r \omega I_{rq} - R_r I_{rd}$$

$$N = v - R_1 I - \frac{1}{\sqrt{6}} R_s I_{sd} - v_c$$

$$\begin{aligned} U &= L_1 L_r - \frac{M_{sr}^2}{2} \\ S &= L_s L_r - M_{sr}^2 - \sigma L_s L_r \\ R_1 &= R_f + \frac{R_s}{2} \\ L_1 &= L_f + \frac{L_s}{2} \end{aligned}$$

Durant cet intervalle, I_{sd} reste constant et égal à $-I/\sqrt{6}$.

Deuxième intervalle

Dans cette intervalle le fonctionnement de l'ensemble est régit par le système d'équations électriques suivant:

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= \frac{L_r}{u} (v - R_1 I + \frac{R_s}{\sqrt{6}} I_{sd} - v_c) + \frac{1}{\sqrt{6}} \frac{L_r}{u} (v_{sd} - R_s I_{sd}) + \\ &\quad \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{M_{sr}}{u} (M_{sr} \omega I_{sd} + L_r \omega I_{rd} - R_r I_{rq}) \\ \frac{di_{sd}}{dt} &= \frac{L_r}{S} (v_{sd} - R_s I_{sd}) - \frac{M_{sr}}{S} (M_{sr} \sqrt{2} \omega I - L_r \omega i_{rd} - R_r I_{rd}) \\ \frac{di_{rd}}{dt} &= \frac{M_{sr}}{S} (v_{sd} - R_s I_{sd}) + \frac{L_s}{S} \left(\frac{M_{sr}}{\sqrt{2}} \omega I_{rq} - R_r I_{rd} \right) \\ \frac{di_{rq}}{dt} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{M_{sr}}{u} (v - R_1 I + \frac{R_s}{\sqrt{2}} I_{sd} - v_c) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{M_{sr}}{u} + \\ &\quad \frac{L_r}{u} (M_{sr} \omega I_{sd} + L_r \omega I_{rd} - R_r I_{rq}) \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{C} \left(\frac{I}{2} - \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sd} \right) \end{aligned} \quad (\text{III.23})$$

La tension v_{sd} est constante et égale à $3/2 v_c(t)$.

Troisième intervalle

Le système d'équations représentant cet intervalle comprend une équation stator dans l'axe "d", deux équations rotor dans les axes "d" et "q", identiques à celles représentées par le système (III.23). Seule est modifiée l'équation de liaison qui devient (III.24):

$$v - \left(R_r + \frac{R_s}{2} \right) + \frac{R_s}{\sqrt{6}} I_{sd} + \left(L_r + \frac{L_s}{2} \right) \frac{d}{dt} I + \frac{L_s}{\sqrt{6}} \frac{d}{dt} I_{sd} + \frac{M_{sr}}{\sqrt{6}} \frac{d}{dt} I_{rd} - \frac{M_{sr}}{\sqrt{2}} \frac{d}{dt} I_{rq} \quad (\text{III.24})$$

La tension v_{sd} a pour expression :

$$v_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{6 M_{sr} L_s U Q + \sqrt{6} L_s L_r S N + \sqrt{3} L_s M_{sr} S T}{6 U S + S L_s L_r + 6 M_{sr}^2 U} \quad (\text{III.25})$$

Les expressions de Q, T, S et U sont les mêmes que dans le premier intervalle sauf N qui est donné par:

$$N = v - R_1 I + \frac{1}{\sqrt{6}} R_s i_{sd}$$

Durant cet intervalle le courant I_{sd} reste constant et égale à $+I/6$, la tension du condensateur est maintenue à la valeur atteinte à la fin du 2^{ème} intervalle ($v_c = v_{c0}$).

III.7 RESUME SUR LA MISE EN EQUATION

Le fonctionnement de l'ensemble commutateur - machine asynchrone durant 1/6 de période, est régit par deux systèmes

d'équations électriques et à partir desquels, sont obtenus les courants statoriques et rotoriques pour chaque séquence .

La tension v_{sd} dépend de l'intervalle de fonctionnement. Quant à la tension du condensateur, elle reste constante dans le troisième intervalle et varie pendant le premier et le deuxième.

Le courant I_{sd} reste constant pendant le premier intervalle et varie suivant une équation différentielle dans le deuxième intervalle. Dans le troisième intervalle I_{sd} est égal à la valeur atteinte à la fin du deuxième intervalle.

Le programme détermine les conditions initiales du sixième de période suivant, pour le courant rotorique [1] nous avons:

$$i_{rf} = i_{ri} e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (\text{III.26})$$

i_{rf} et i_{ri} sont respectivement les valeurs finale et initiale du courant rotorique .

III.8 COUPLE ET EQUATION MECANIQUE

L'expression du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_{em} = pM_{sr} \left(I_{rd} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} + I_{sd} \cdot I_{rq} \right) \quad (\text{III.27})$$

La pulsation des courants statoriques ω_s et l'angle de rotation électrique θ sont obtenus pour la machine "autopilotée" par:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_s = \omega_s \pm \omega_r \quad (\text{III.28})$$

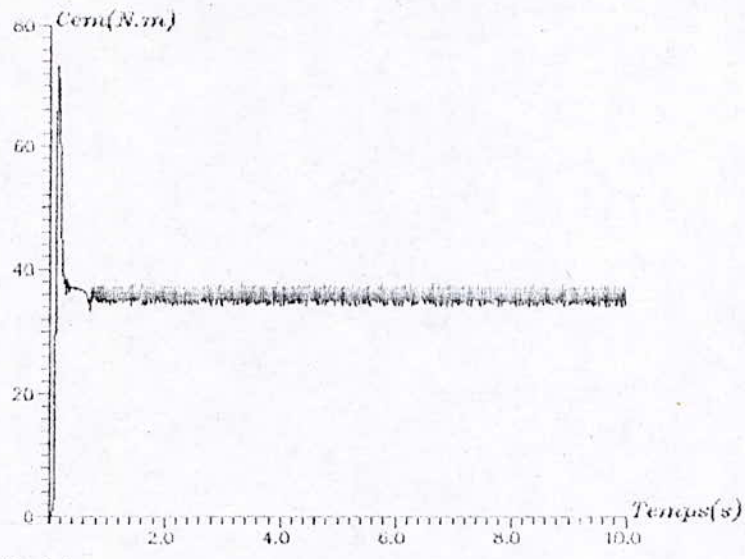
III.9 RESULTATS DE LA SIMULATION

La méthode itterative de "Runge kutta" est utilisée pour la résolutions des équations. Cette méthode résolution nous à permi d'obtenir les caractéristiques mécaniques (figures (III.6) et (III.7)) de la machine autopilotée. L'entrée du système est la pulsation ω_r des courants rotoriques. Le couple de charge $C_r=0.5\omega$ Nm.rd/s.

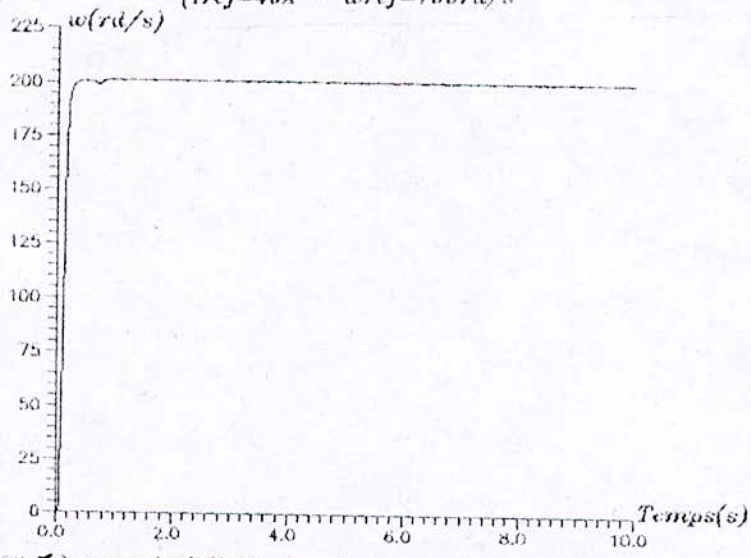
Nous constatons que le couple (figure (III.6)) après un régime transitoire, se stabilise à une valeur moyenne.

La vitesse qui est donnée par la figure (III.7) ne présente aucun dépassement, ni oscillations

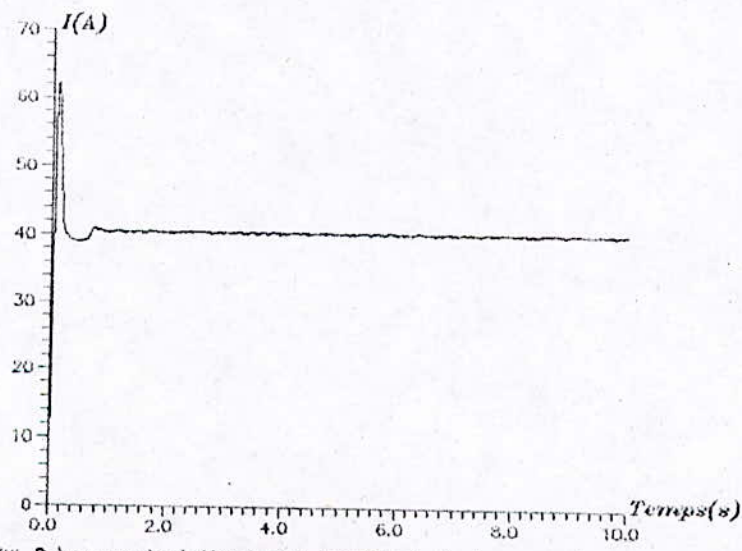
Nous avons établi les résultats pour les deux modes de fonctionnement de la machine asynchrone, pour un couple de charge variant de direct de fonctionnement pour un couple résistant variant de $C_r=0.5\omega$ N.m, à $C_r=2\omega$ N.m.



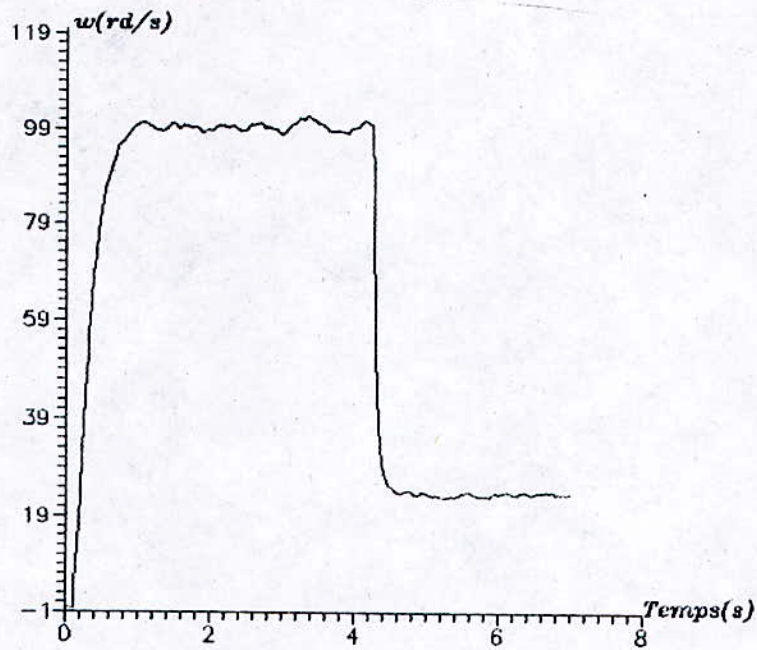
Figure(III. 6) : Caractéristique du couple électromagnétique de la machine autopilotée ($\omega_r=40\text{rd/s}$ - $c_r=0.5 \cdot \omega$ N.m) ($I_{ref}=40\text{A}$ - $\omega_{ref}=100\text{rd/s}$)



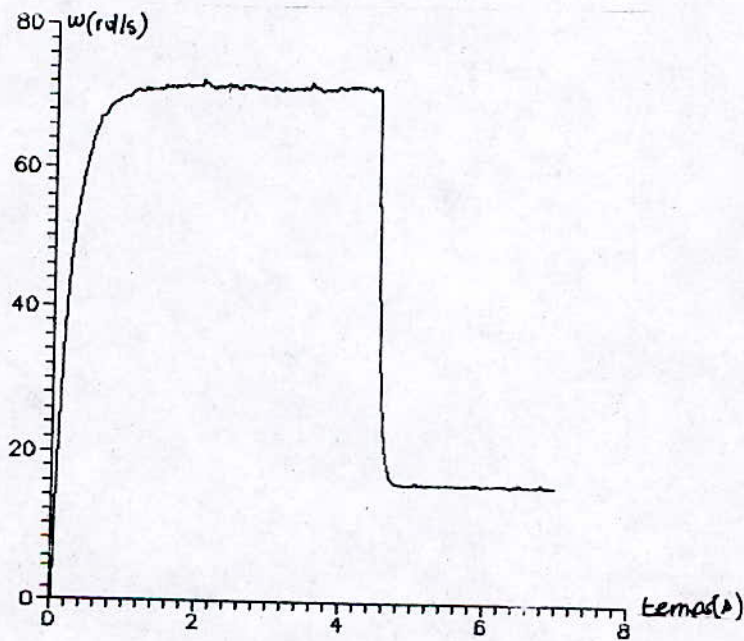
Figure(III. 7) : caractéristique de vitesse de la machine asynchrone autopilotée pour $\omega_r=40\text{rd/s}$



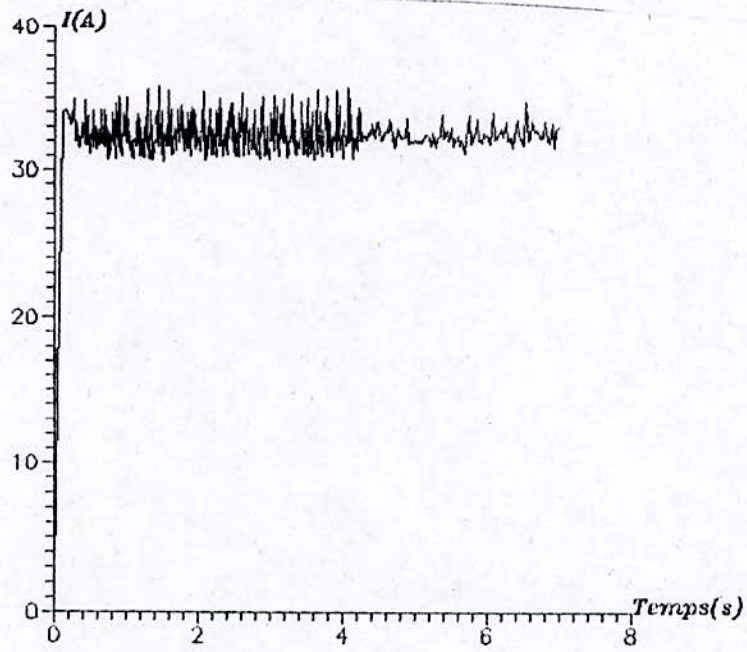
Figure(III. 8) : caractéristique du courant de la machine asynchrone autopilotée pour $\omega_r=40\text{rd/s}$



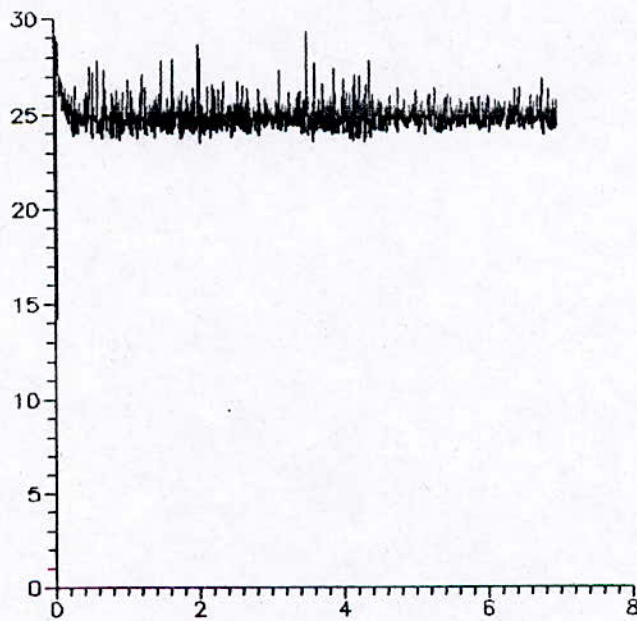
Figure(III.9): Caractéristique de vitesse de la machine asynchrone autopilotée (cr passe de 0,5Nm à 2Nm)



Figure(III.10): Caractéristique de vitesse de la machine asynchrone fonctionnant en mode direct (cr passe de 0,5Nm à 2Nm)



Figure(III.11) : Caractéristique du courant (avec autopilotage)



Figure(III.12) : Caractéristique du courant (sans autopilotage)

III.10 REGIMES TRANSITOIRES DE FAIBLES AMPLITUDES

III.10.1 Présentation du modèle mathématique

Nous supposons que la source de courant continu est parfaite, débitant dans les enroulements de la machine des courants sinusoïdaux d'amplitude et de fréquence variable. Le système d'axes de références est lié au champ tournant, le repère est choisi de telle manière que le vecteur statorique du courant est dirigé suivant l'axe "d" ce qui nous permet d'écrire:

$$\begin{aligned} I_{sd} &= I_s \\ I_{sq} &= 0 \end{aligned} \quad \text{(III.27)}$$

Dans ces conditions, seules les équations rotoriques et l'équation mécanique sont nécessaires pour la description du fonctionnement [4], [25]:

$$\begin{aligned} 0 &= (R_r + L_r \frac{d}{dt}) i_{rd} + M_{sr} \frac{dI_s}{dt} - L_r(\omega_r) i_{rq} \\ 0 &= (R_r + L_r \frac{d}{dt}) i_{rq} + M_{sr}(\omega_r) I_s + L_r(\omega_r) i_{rd} \\ C_{em} &= -PM_{sr} I_s i_{rq} \end{aligned} \quad \text{(III.28)}$$

III.10.2 Linéarisation des équations de la machine

Les équations étant non linéaires, nous avons recours à la méthode des petites variations qui permet de définir les zones de fonctionnement.

Nous choisissons un point de fonctionnement défini par l'indice "o" des variables et nous écrivons:

Les entrées de la machine fonctionnant en direct sont:

$$\begin{aligned}
 \omega_s &= \omega_{s0} + \Delta\omega_s \\
 I_s &= I_{s0} + \Delta I_s \\
 C_r &= C_{r0} + \Delta C_r
 \end{aligned}
 \tag{III.29}$$

Les entrées de la machine autopilotée sont:

$$\begin{aligned}
 \omega_r &= \omega_{r0} + \Delta\omega_r \\
 I_s &= I_{s0} + \Delta I_s \\
 C_r &= C_{r0} + \Delta C_r
 \end{aligned}
 \tag{III.30}$$

La transformation de Laplace appliquée au système (III.28) linéarisé donne:

$$\begin{aligned}
 0 &= M_{sr} s \Delta I_s + (R_r + L_r s) \Delta i_{rd} - L_r \omega_{r0} \Delta i_{rq} - L_r i_{rq0} \Delta \omega_r \\
 0 &= M_{sr} \omega_{r0} \Delta I_s + L_r \omega_{r0} \Delta i_{rd} + (R_r + L_r s) \Delta i_{rq} + \\
 &\quad (M_{sr} I_{s0} + L_r i_{rd0}) \Delta \omega_r \\
 \frac{J}{p} s \Delta \omega_r + \frac{f}{p} \Delta \omega_r + \Delta C_r &= -p M_{rs} (I_{rq0} \Delta I_s + I_{s0} \Delta i_{rq})
 \end{aligned}
 \tag{III.31}$$

III.10.3 La stabilité

L'étude de la stabilité considère les deux modes de fonctionnement, en direct et en autopiloté.

III.10.3.1 Etude de la stabilité dans le cas du fonctionnement en direct

Dans ce cas, les grandeurs de commande du système sont ΔI_s et $\Delta \omega_s$, la relation de transfert est:

$$\Delta \omega_r = F_1(s) \Delta I_s + F_2(s) \Delta \omega_s + F_3(s) \Delta C_r
 \tag{III.32}$$

avec:

$$F_1(s) = \frac{p M_{sr}^2 R_r \omega_{r0} I_{s0} [1 + \frac{(R_r + L_r s)^2 + L_r^2 \omega_{r0}^2}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{r0}^2}]}{D(s)}$$

$$F_2(s) = \frac{p \frac{M_{sr}^2 R_r I_{s0}^2}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{r0}^2} [R_r (R_r + L_r s) - L_r^2 \omega_{r0}^2]}{D(s)}$$

$$F_3(s) = \frac{(R_r + L_r s)^2 + L_r^2 \omega_{r0}^2}{D(s)}$$

$$D(s) = \frac{Js + f}{p} [(R_r + L_r s)^2 + L_r^2 \omega_{r0}^2] + p \frac{M_{sr}^2 R_r I_{s0}^2}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{r0}^2} [R_r (R_r + L_r s) - L_r^2 \omega_{r0}^2]$$

Au point de repos, les courants rotoriques sont tels que:

$$i_{r0} = \frac{M_{sr} L_r \omega_{r0}^2}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{r0}^2} I_{s0} \quad (\text{III.33})$$

$$i_{r'0} = \frac{M_{sr} R_r \omega_{r0}}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{r0}^2} I_{s0} \quad (\text{III.34})$$

Pour analyser la stabilité du fonctionnement autour du point de repos, nous appliquons Le critère algébrique de "Routh-Hurwitz". pour cela nous écrivons le dénominateur $D(s)$ sous la forme d'un polynôme.

Comme $D(s)$ est un polynôme du troisième degré, il est donc mis sous la forme:

$$D(s) = a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 \quad (\text{III.35})$$

avec:

$$a_0 = \frac{J}{p} L_r^2$$

$$a_1 = L_r^2 \frac{f}{p} + 2R_r \frac{J}{p} L_r$$

$$a_2 = 2L_r R_r \frac{f}{p} + \frac{J}{p} (R_r^2 + L_r^2 \omega_{ro}^2) + p \frac{M_{sr}^2 R_r^2 L_r}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{ro}^2} I_{so}^2$$

$$a_3 = \frac{f}{p} (R_r^2 + L_r^2 \omega_{ro}^2) + p \frac{M_{sr}^2 R_r I_{so}^2}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{ro}^2} (R_r^2 - L_r^2 \omega_{ro}^2)$$

Du fait que les coefficients a_0 , a_1 , a_2 sont positifs, pour vérifier le critère, il faut et il suffit que le coefficient a_3 et le terme $(a_1 a_2 - a_0 a_3)$ soient positifs.

* a_3 est positif quelque soit I_{so} si :

$$\omega_{ro} < \frac{R_r}{L_r} \quad (\text{III.36})$$

* a_3 est positif pour :

$$I_{so} < \frac{R_r^2 + L_r^2 \omega_{ro}^2}{p M_{sr}} \sqrt{\frac{f}{R_r (L_r^2 \omega_{ro}^2 - R_r^2)}} \quad (\text{III.37})$$

si :

$$\omega_{ro} > \frac{R_r}{L_r} \quad (\text{III.38})$$

Nous pouvons rendre compte de ces conditions de stabilité dans le plan $(\omega_{so}, \omega_{ro})$ [25].

L'équation mécanique en régime permanent s'écrit: *

En introduisant cette expression dans celle de a_3 , les conditions de stabilité s'écrivent:

$$+ \frac{f}{P} (\omega_{so} - \omega_{ro}) + C_{ro} - P \frac{M_{sr}^2 R_r \omega_{ro}}{R_{ro}^2 + L_r^2 \omega_{ro}^2} I_{so}^2 \quad (\text{III.39})$$

*a3 > 0 quelque soit ω_{so} si:

$$\omega_{ro} \leq \frac{R_r}{L_r} \quad (\text{III.40})$$

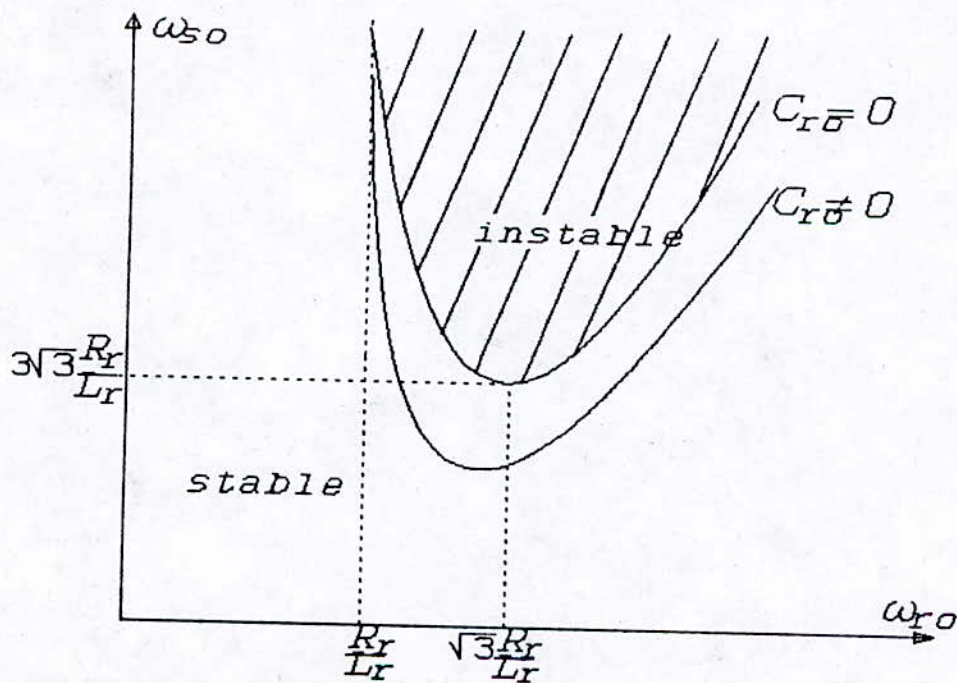
*a3 > 0 pour:

$$\omega_{so} < \frac{2 L_r^2 \omega_{ro}^3}{L_r^2 \omega_{ro}^2 - R_r^2} - \frac{P C_{ro}}{I} \quad (\text{III.41})$$

si:

$$\omega_{ro} > \frac{R_r}{L_r} \quad (\text{III.42})$$

Pour mieux percevoir la zone d'instabilité, les résultats précédents sont reportés dans le plan ω_{so} (ω_{ro}).



Figure(III.12): Délimitation de la zone de stabilité

Nous constatons que la zone d'instabilité augmente avec le couple résistant.

La figure (III.12) délimite la zone de stabilité, pour :

$$\omega_{ro} \leq \frac{R_r}{L_r} \quad (\text{III.43})$$

au delà nous sommes dans un fonctionnement instable.

III.10.3.2 Etude de la stabilité dans le cas de la machine asynchrone autopilotée

Dans ce cas de figure les grandeurs de commande sont $\Delta\omega_r$ et ΔI_s la fonction de transfert devient:

$$\Delta\omega - F_1(s) \Delta I_s + F_2(s) \Delta\omega_r + F_3(s) \Delta C_r \quad (\text{III.44})$$

avec:

$$F_1(s) = \frac{p M_{sr}^2 R_r \omega_{ro} I_{so} [1 + \frac{(R_r + L_r s)^2 + L_r^2 \omega_{ro}^2}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{ro}^2}]}{D(s)}$$

$$F_2(s) = \frac{p \frac{M_{sr}^2 R_r I_{so}}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{ro}^2} [R_r (R_r + L_r s) - L_r^2 \omega_{ro}^2]}{D(s)}$$

$$F_3(s) = \frac{(R_r + L_r s)^2 + L_r^2 \omega_{ro}^2}{D(s)}$$

$$D(s) = \frac{J s + f}{p} [(R_r + L_r s)^2 + L_r^2 \omega_{ro}^2]$$

$D(s)$ s'écrit sous la forme:

$$D(s) = a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 \quad (\text{III.45})$$

avec:

$$\begin{aligned}
a_0 &= \frac{J}{P} L_r^2 \\
a_1 &= L_r^2 \frac{f}{P} + 2 L_r \frac{J}{P} R_r \\
a_2 &= (L_r^2 \omega_{ro}^2 + R_r^2) \frac{J}{P} + 2 L_r R_r \frac{f}{P} \\
a_3 &= R_r^2 \frac{f}{P} + L_r^2 \omega_{ro}^2 \frac{f}{P} - \frac{f}{P} (R_r^2 + L_r^2 \omega_{ro}^2)
\end{aligned}$$

Nous constatons que le critère de "Hurwitz" est toujours vérifié, ce qui n'est pas le cas pour la machine asynchrone alimentée en direct.

III.10.4 Influence des variations des paramètres d'entrée sur la sortie pour les deux modes de fonctionnement

L'analyse des racines des numérateurs des fonctions de transfert, donne des informations sur le type de réponse du système.

Le numérateur de $F_1(s)$ est un polynôme du second degré dont les racines sont toujours à partie réelle négative.

La réponse $\Delta\omega$ à une petite variation ΔI_s , est donc à minimum de phase dans les deux modes d'alimentation et il est de même pour la fonction $F_3(s)$ et pour la réponse $\Delta\omega$ à une perturbation ΔC_{cr} .

En ce qui concerne la fonction $F_2(s)$, elle présente un polynôme au numérateur dont les racines sont à partie réelle négative pour $\omega_{ro} \leq R_r/L_r$ et à partie réelle positive pour $\omega_{ro} > R_r/L_r$, la réponse $\Delta\omega$ aux petites variations $\Delta\omega_s$ ou $\Delta\omega_r$, est à minimum de phase pour :

$$\omega_{ro} \leq \frac{R_r}{L_r} \quad (\text{III.46})$$

et à déphasage non minimal pour :

$$\omega_{ro} > \frac{R_r}{L_r} \quad (\text{III.47})$$

III.10.5 Défauts de fonctionnement

Certains défauts peuvent apparaître lors du fonctionnement du commutateur dont:

- l'omission d'amorçage d'un thyristor principal,
- l'omission d'amorçage d'un thyristor auxiliaire,
- l'amorçage intempestif d'un thyristor principal,
- l'amorçage intempestif d'un thyristor auxiliaire.

Ces défauts sont causés soit par un mauvais réglage des tensions et courants de gachettes; soit par un vieillissement prématuré du thyristor en question en raison de court-circuit et de démarrage fréquent.

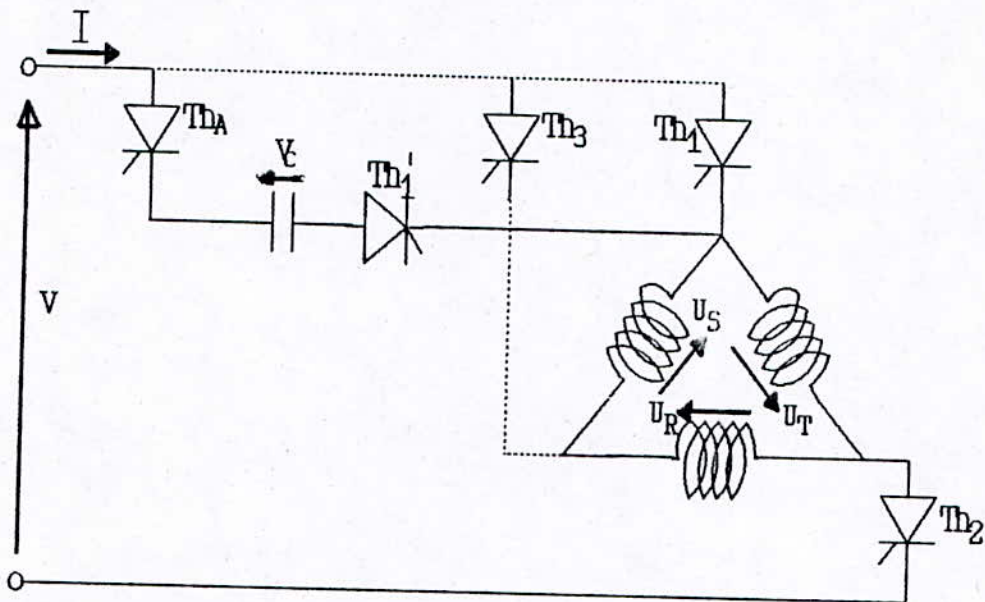
Il peut exister d'autres défauts en dehors de ceux déjà cités cité en autre:

- les défauts au niveau du redresseur.
- les défauts sur les thyristors d'aiguillages.

III.10.5.1 Omission d'amorçage d'un thyristor principal

Le raté d'amorçage d'un thyristor principal s'avère plus destructif, il entraîne la destruction non seulement du thyristor en question mais également, dans certains cas, plusieurs autres.

Un thyristor principal ne s'amorçant pas, rien n'arrête la charge à courant constant du condensateur de commutation. à titre d'exemple on considère le raté d'allumage du thyristor Th_3 (Figure (III.13)).



Figure(III.13): Omission d'amorçage du Thyristor principal Th3

Les tensions aux bornes des différents semi-conducteurs sont alors:

$$\begin{aligned}
 V_{Th1} &= V_c & V_{Th2} &= -V_c \\
 V_{Th3} &= -U_s + V_c & V_{Th4} &= -V_c - U_s \\
 V_{Th5} &= -U_T + V_c & V_{Th6} &= -U_R - V_c \\
 V_{ThA} &= -V_c - U_s
 \end{aligned}
 \tag{III.48}$$

Le thyristor Th1 est le premier à atteindre une tension directe maximale, il s'amorce, bloquant le thyristor Th4.

Lors de l'amorçage suivant, celui du thyristor Th2, Th3 se bloque, les tensions aux bornes des différents thyristors sont alors :

$$\begin{aligned}
 V_{Th3} &= U_s & V_{Th4} &= -V_c - U_T \\
 V_{Th6} &= -V_c + U_R & V_{ThA} &= -V_c - U_T \\
 U_{Th2} &= -U_c
 \end{aligned}
 \tag{III.49}$$

La tension u_r étant positive, les thyristors Th_4 et Th_5 supportent une tension inverse trop importante, qui risque de les endommager.

Pour palier à ce défaut, le premier moyen est que le circuit d'allumage fournisse des impulsions bien calibrés en tensions et en courants pour assurer un amorçage efficace. Comme on peut, néanmoins ajouter une protection supplémentaire telqu'un éclateur à sphères placé au bornes du condensateur.

Il est donc impératif de prévoir des impulsions de commande des thyristors suffisamment larges.

La solution idéale consistant à remplacer pour les thyristors principaux les doublets d'impulsions par des créneaux de 120° .

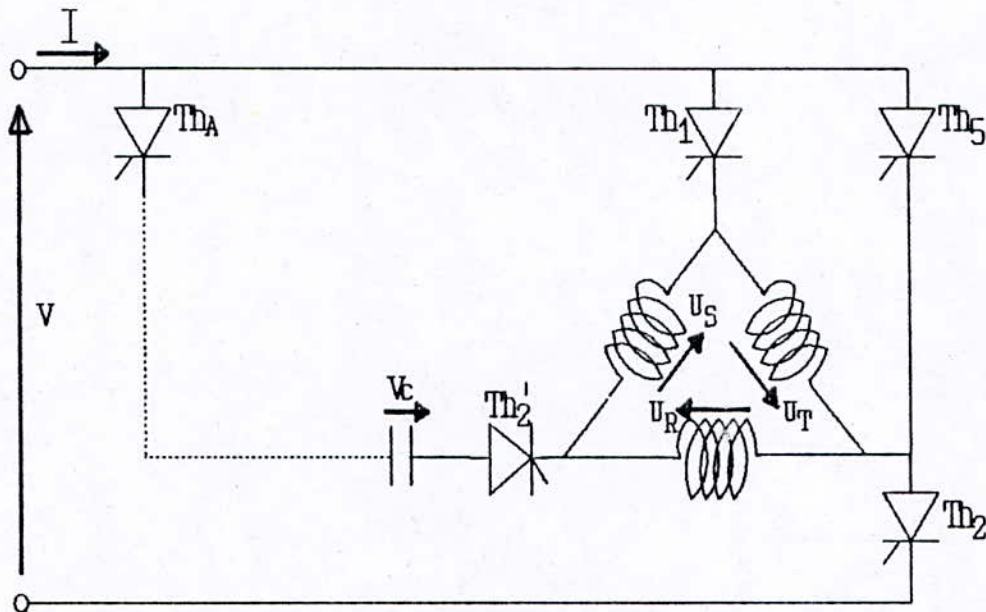
III.10.5.2 Omission d'amorçage d'un thyristor auxiliaire

Ce raté est moins dangereux que le précédent, il ne perturbe les formes d'ondes que localement (Figure (III.15)).

	Th_5	Th_4	Th_5	Th_4
Th_4	Th_5	Th_2	Th_5	

Figure(III.15): Séquence de conduction

Le thyristor Th_1' ne s'amorçant pas, le thyristor Th_1 continu toujours à conduire, d'autre part la polarité du condensateur ne sera pas inversée si bien que le thyristor Th_2' ne peut ensuite s'amorcer et bloquer le thyristor Th_2 .



Figure(III.16): Raté d'amorçage du thyristor auxiliaire Th_1'

L'extinction du thyristor Th_1 se fait à travers les enroulements de la machine après l'amorçage de Th_3' . Il s'en suit une charge à courant constant du condensateur, et lorsque sa tension v_c atteint la valeur $-u_R$, le thyristor Th_5 rentre en conduction. Ainsi le courant est transféré du thyristor Th_2' au thyristor Th_5 .

Le commutateur se trouve en court-circuit (Figure (III.16)) jusqu'à l'amorçage du thyristor Th_4' , qui va bloquer d'une manière identique le thyristor Th_2 .

Après amorçage du thyristor Th_2' les tensions au bornes des semi-conducteurs sont:

$$V_{Th_1} = V_c - u_S \quad \text{quand } u_S < V_c \quad Th_1 \text{ se bloque}$$

$$V_{Th_5} = V_c + u_R \quad \text{quand } V_c \geq -u_R \quad Th_5 \text{ s'amorce}$$

On voit que ce type de défaut ne pose pas de problèmes, à condition que la source de courant supporte le court-circuit.

III.10.5.3 Amorçage intempestif d'un thyristor auxiliaire

Cet amorçage, vraisemblablement provoqué par une variation de tension importante aux bornes du thyristor, court-circuite deux phases de la machine [28].

En effet, une séquence normale d'amorçage d'un thyristor auxiliaire provoque une variation brusque de la tension aux bornes d'un thyristor de l'autre pont qui veut alors s'amorcer.

Dans la pratique ce défaut se manifeste, soit à une perte de commutation et un arrêt du système, soit par un retour à une séquence normale de fonctionnement après quelques séquences transitoires.

La deuxième possibilité peut être expliquée comme suit :

Une mise en court-circuit de la source de courant entraîne une chute de tension redressée et probablement le passage en conduction discontinue, qui permet l'ouverture des thyristors d'aiguillages. De plus la chute de vitesse entraîne une baisse dans la valeur de la tension machine favorable à un redémarrage du commutateur.

Celui-ci peut alors retrouver sa séquence normale de fonctionnement si le défaut est fugitif et si les conditions des tensions et courants sont favorables.

III.10.5.4 Amorçage intempestif d'un thyristor principal

Le thyristor Th_4 recevant le même réseau d'amorçage que le thyristor Th_1 , il s'ensuit une mise en court-circuit du commutateur. Seule la séquence d'amorçage des thyristors

principaux est perturbée [27].

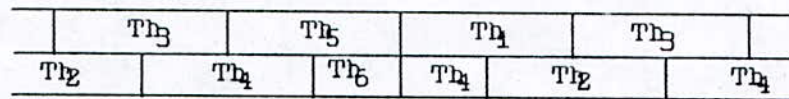
L'amorçage du thyristor Th_5' bloque le thyristor Th_5 . La tension u_R étant positive le thyristor Th_4 peut alors s'amorcer.

Nous avons dans un premier temps une conduction en parallèle des thyristors Th_4 et Th_5 avec charge à courant constant de la capacité de commutation. Dès que v_e atteint u_R , le thyristor Th_1 peut s'amorcer.

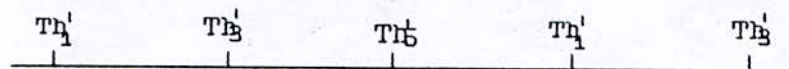
Le transfert du courant du thyristor Th_5' au thyristor Th_1 entraîne le blocage de Th_5 .

Pendant la conduction simultanée des thyristors Th_4 et Th_5 , la tension u_R s'annule et la machine est en court-circuit. En amorçant le thyristor Th_5' , le transfert de courant s'effectue par le biais des thyristors Th_4 , Th_5 et Th_2 .

Après amorçage de Th_5' , le thyristor Th_4 se bloque à travers les enroulements de la machine, la tension du condensateur n'ayant pas atteint la valeur suffisante d'amorçage du thyristor Th_2 . Il apparaît une brève période de charge à courant constant, puis un retour au fonctionnement normal, avec un transfert du courant du thyristor Th_3 vers le thyristor Th_2 .



-a-



-b-

Figure(III.17): Séquence de conduction des thyristors
a-principaux b-auxiliares

III.11 REGIMES TRANSITOIRES DE GRANDES AMPLITUDE

III.11.1 Inversion du sens de rotation

L'inversion du sens de rotation de la machine asynchrone ils existent deux méthodes [28] :

- l'inversion en contre champ.
- l'inversion en freinage récupatif(en génératrice).

III.1.1.1 Etude de l'inversion en contre champ

Ce procédé d'inversion du sens de marche consiste à inverser, uniquement le sens du champ tournant dans la machine par l'inversion de la séquence d'amorçage des thyristors du commutateur [28] .

L'ordre d'inversion émis à un instant quelconque, ne prend effet qu'à la première commutation qui suit immédiatement cet instant comme le montre la figure (III.18). Le thyristor précédemment éteint est réamorcé à la séquence suivante, l'ordre de succession des amorçages étant inversé.

Δt					
Th1	Th3	Th5		Th5	Th1
Th2		Th4	Th6		Th4

Figure(III.18): Séquence d'amorçage des thyristors

L'inversion en contre champ est réalisé de la manière suivante:

Après extinction du thyristor principal Th_5 , celui-ci est réamorçé avec un retard Δt suffisant pour permettre l'inversion de la polarité du condensateur de commutation. Le compteur commandant les amorçages des thyristors comptant à l'envers.

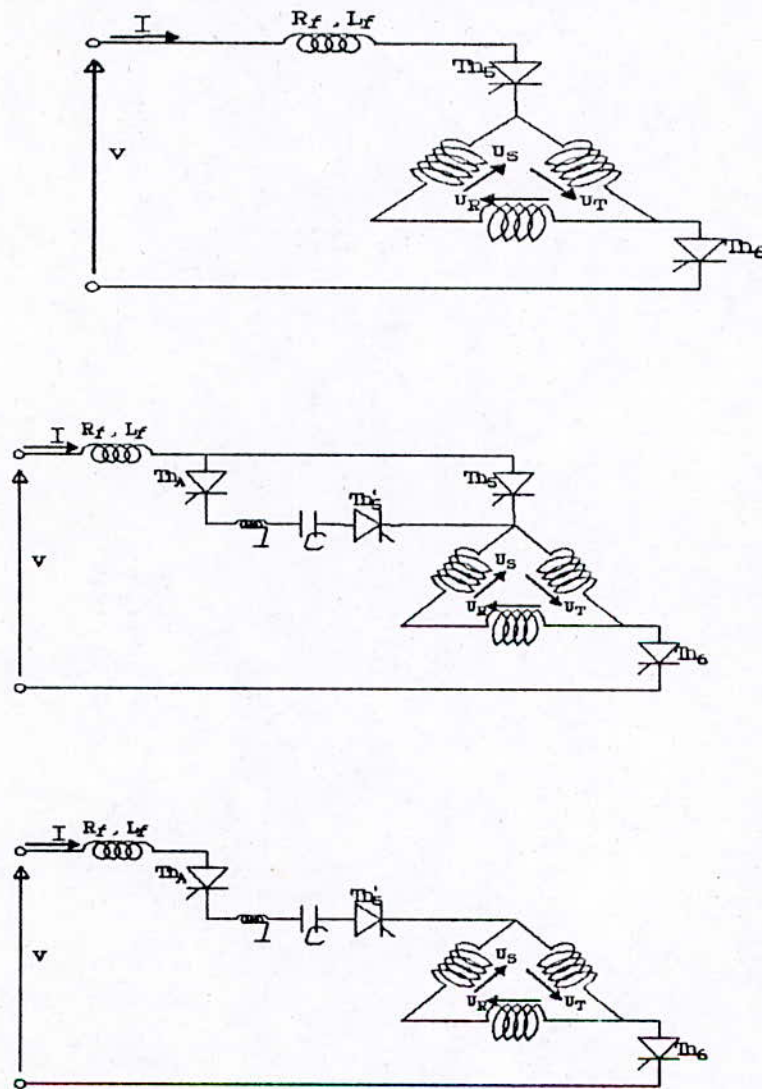


Figure (III.19): Inversion en contre champ

Quand le thyristor T_{hs} est réamorcé, le condensateur C en série avec une petite inductance de protection l est court-circuité. La tension machine n'intervient pas et la séquence se termine quand la tension aux bornes du condensateur s'annule. Le circuit oscillant étant constitué par C et l (inductance de protection faible), la tension finale est bien trop petite pour assurer la commutation suivante.

En effet, on peut calculer la valeur finale de la tension du condensateur par $\sqrt{l/c} I$. Pour assurer cette inversion de séquence sans perte de commutation, il est nécessaire d'augmenter la charge du condensateur, d'où le recours à ce retard Δt .

Les essais effectués expérimentalement, ne réussissent pratiquement jamais par cette méthode. Le déclenchement du processus d'inversion entraînant une perte de la charge du condensateur de commutation [27].

III.11.2 Inversion avec freinage récupératif en génératrice

Dans ce cas nous inversons le sens de marche par la commande de la pulsation ω_r des courants rotoriques.

Des travaux antérieures [25] ont montré les avantages de l'inversion en génératrice, le changement du signe du couple se faisant sans les oscillations que l'on rencontre dans l'inversion en contre champ [27].

Pour l'étude du phénomène transitoire transitoire, certaines hypothèses seront prises en considération:

-La machine est supposée non saturée, à répartition sinusoidale du flux dans l'entrefer.

-Les courants dans la machine sont supposés sinusoidaux de fréquence variable et d'amplitude qui correspond à tout moment au courant de référence [4], d'où les harmoniques des courants

et le temps de réponse du régulateur de courant sont négligeables.

Le fonctionnement en génératrice est obtenu en appliquant un échelon de fréquence ω_r en $-\omega_r$. Pour revenir au fonctionnement moteur, il faudra inverser deux phases au moment du passage par zéro de la vitesse de rotation [1], [4], [25].

Si à l'instant t nous inversons la valeur de ω_r en $-\omega_r$, nous provoquons un fonctionnement en "*hypersynchrone*" de la machine ce qui entraîne le changement du signe du couple qui s'oppose à la rotation .

La nature du couple résistant imposé par la charge de la machine, influe directement sur l'inversion du sens de rotation.

III.11.2.1 Analyse du processus d'inversion

Nous considérons le système d'équations lié au champ tournant dont les équations au rotor sont définies au début de ce chapitre. En régime établi initial on écrit:

$$I_{r0} = -j M_{sr} I_{s0} \frac{\omega_{r0}}{R_r + j L_r \omega_{r0}} \quad (\text{III.24})$$

$$C_{em0} = P \frac{M_{sr}^2 \omega_{r0} R_r I_{s0}^2}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{r0}^2} \quad (\text{III.25})$$

Pour une variation de ω_r de ω_{r1} à ω_{r2} le courant et le couple au régime transitoire sont données par [4]:

$$I_r = I_{r1} e^{(\frac{R_r}{L_r} + j\omega_{r1})t} + I_{r2} [1 - e^{-(\frac{R_r}{L_r} + j\omega_{r2})t}] \quad (\text{III.26})$$

$$C_{em} = \frac{C_{em1}}{\cos \varphi_1} e^{-\frac{R_r}{L_r} t} \cos(\omega_{r2} t - \varphi_1) + \frac{C_{em2}}{\cos \varphi_2} [\cos \varphi_2 - e^{-\frac{R_r}{L_r} t} \cos(\omega_{r2} t - \varphi_2)] \quad (\text{III.27})$$

avec:

$$I_{r1} = -j M_{sr} I_s \frac{\omega_{r1}}{R_r + j L_r \omega_{r1}}$$

$$I_{r2} = -j M_{sr} I_s \frac{\omega_{r2}}{R_r + j L_r \omega_{r2}}$$

$$C_{em1} = P \frac{M_{sr}^2 R_r \omega_{r1} I_s^2}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{r1}^2}, \quad \text{tg } \varphi_1 = \frac{L_r \omega_{r1}}{R_r}$$

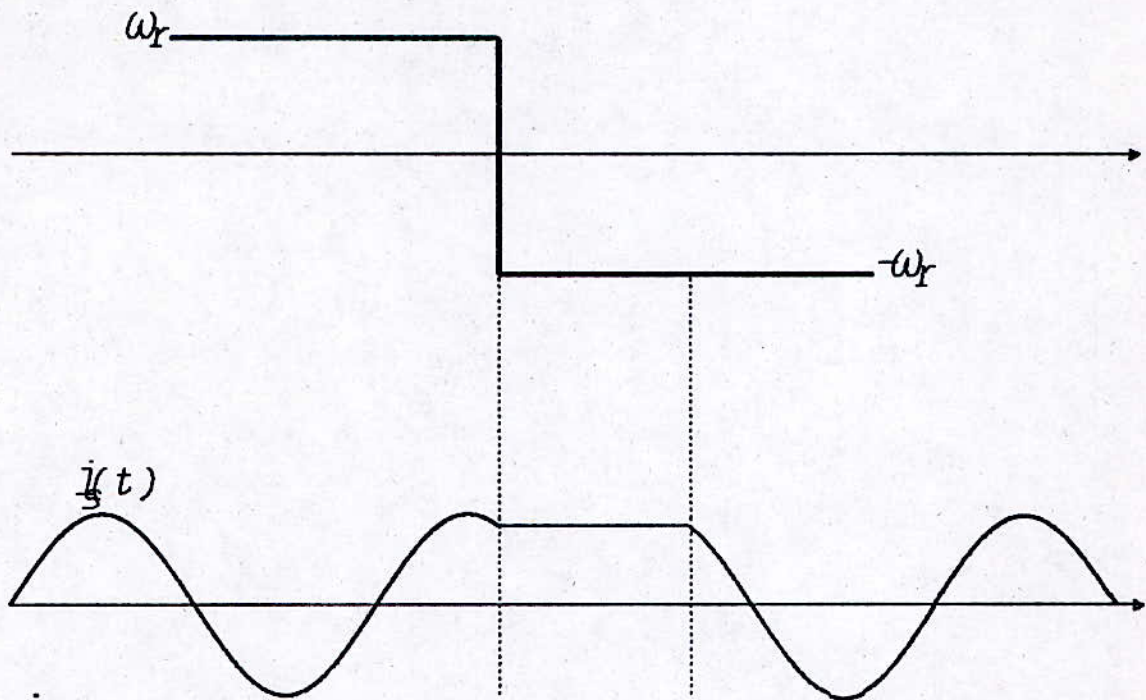
$$C_{em2} = P \frac{M_{sr}^2 R_r \omega_{r2} I_s^2}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{r2}^2}, \quad \text{tg } \varphi_2 = \frac{L_r \omega_{r2}}{R_r}$$

Le temps nécessaire pour passer au fonctionnement générateur avec un couple égale à $-C_{em0}$ diminue quand la pulsation des courants rotoriques augmente [4], à partir de cette constatation nous améliorons le freinage en agissant sur ω_r mais malheureusement cette dernière est limitée à R_r/L_r .

Nous remarquons d'après la relation du couple électromagnétique:

$$C_{em} = P M_{sr} I_s I_r \sin \delta \quad (\text{III.28})$$

que l'annulation ou le changement de signe de ce dernier, revient à l'annulation du changement de signe du déphasage du courant rotorique par rapport au courant statorique, la solution consiste à freiner l'évolution de I_s pour permettre à I_r de rattraper son retard, pour cela on annule la pulsation ω_s pendant quelques instants, immobilisant ainsi I_s voir figure ci-dessous [25].



Figure(III.20): Représentation du courant i_a figé

Ce qui permet de diminuer la "dispersion" de la tension du condensateur.

Chapitre VI

Mise en Oeuvre Expérimentale

III.12 CONCLUSION

En conclusion, nous disons que la machine asynchrone alimentée en courant présente des zones de fonctionnement instable et ce dans la cas d'une alimentation directe.

L'autopilotage de la machine en fréquence apporte une amélioration importante, vu que l'instabilité est supprimée .

La machine asynchrone a des réponses non minimales de phase lors des variations de ω_s ou ω_r à courant constant, mais si le fonctionnement est à flux constant ce phénomène disparaît.

Enfin, la comparaison entre les performances de la machine alimentée en direct et de la machine autopilotée conduit pour les mêmes conditions de fonctionnement à des meilleurs résultats dans ce dernier cas.

IV.1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous présentons le dispositif expérimental réalisé au laboratoire d'électronique de puissance.

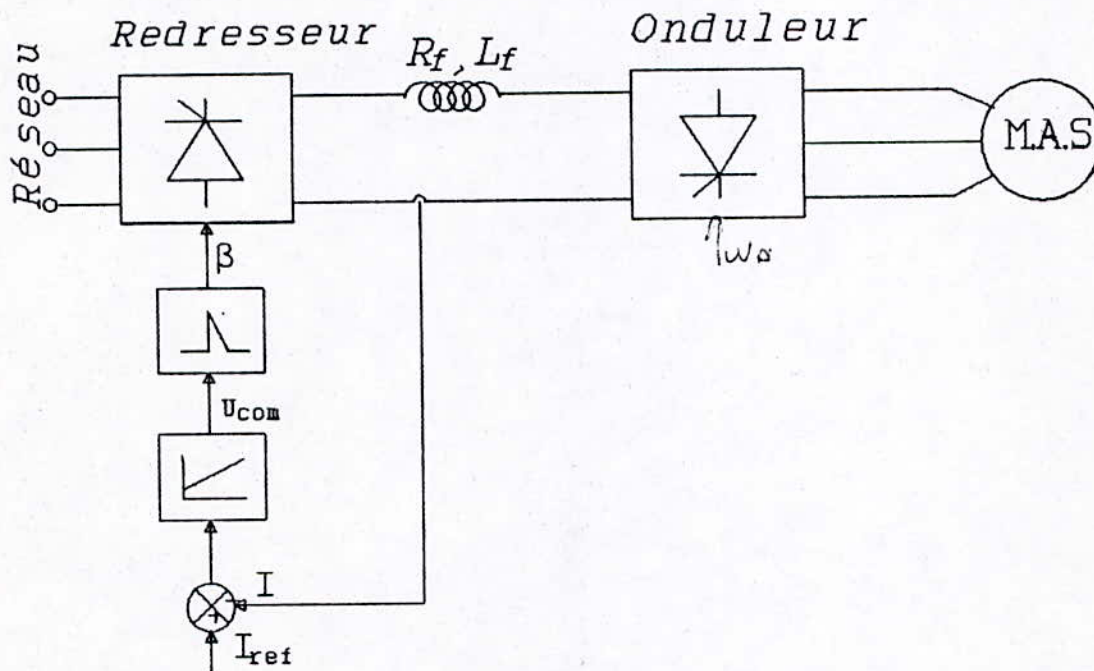
Le schéma global du variateur de vitesse est constitué par la mise en cascade d'un pont redresseur à thyristors équipé d'une régulation en courant, d'un onduleur de courant à thyristors auxiliaire et d'un moteur asynchrone.

Le circuit de commande du pont onduleur est conçu de manière à avoir deux sens de rotation du moteur.

IV.2 PRESENTATION DU SYSTEME GLOBAL

Le système global (figure (IV.1)) comprend:

- un redresseur commandé et régulé en courant;
- une inductance de lissage qui filtre le courant à la sortie du redresseur;
- un onduleur de courant à commutation forcée. Il est constitué de 14 thyristors qui aiguillent le courant dans les enroulements de la machine;
- les circuits de commande des thyristors.



Figure(IV.1): Schéma global du variateur de vitesse

IV.3 LA SOURCE DE COURANT

Le courant continu à l'entrée de l'onduleur est fourni par un redresseur en pont de Graetz triphasé. Le filtre d'entrée constitué d'une self de lissage permet de réduire les ondulations de cette grandeur I . L'ensemble constitue une source de courant

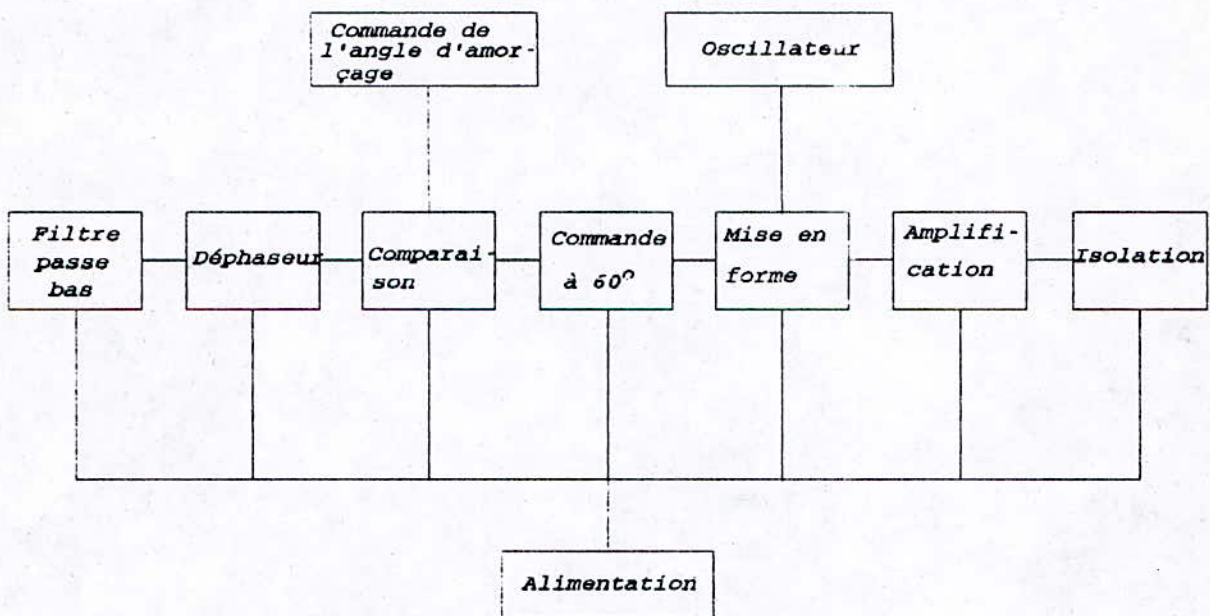
d'impédance infinie.

IV.3.1 réalisation du pont redresseur

Le redresseur réalisé est constitué par un pont de Graetz triphasé à thyristors.

Le dispositif de régulation compare le courant redressé I au courant de référence et commande les instants d'amorçages des thyristors du pont par une fonction "Arc cosinus".

La figure (IV.2) représente le schéma synoptique du générateur d'impulsions de cette commande.



Figure(IV.4): Schéma synoptique du circuit de commande du redresseur

Le choix de cette commande est qu'elle est très bien adaptée pour les systèmes nécessitant de grandes performances de régulation.

Le retard à l'amorçage du pont redresseur est approché par la fonction de transfert suivante [20]:

$$G(s) = \frac{1 - Ds}{1 + Ds} \quad (\text{IV.1})$$

avec $2b = 1.67 \text{ ms}$.

La commande de l'angle d'amorçage des thyristors, s'effectue par une tension variable de 0 à 3.7v, le gain de la commande K_c est égal à 81.

IV.3.2 self de lissage

Nous avons pris La self de lissage L_r égale à 0.3H.

IV.4 LE COMMUTATEUR DE COURANT

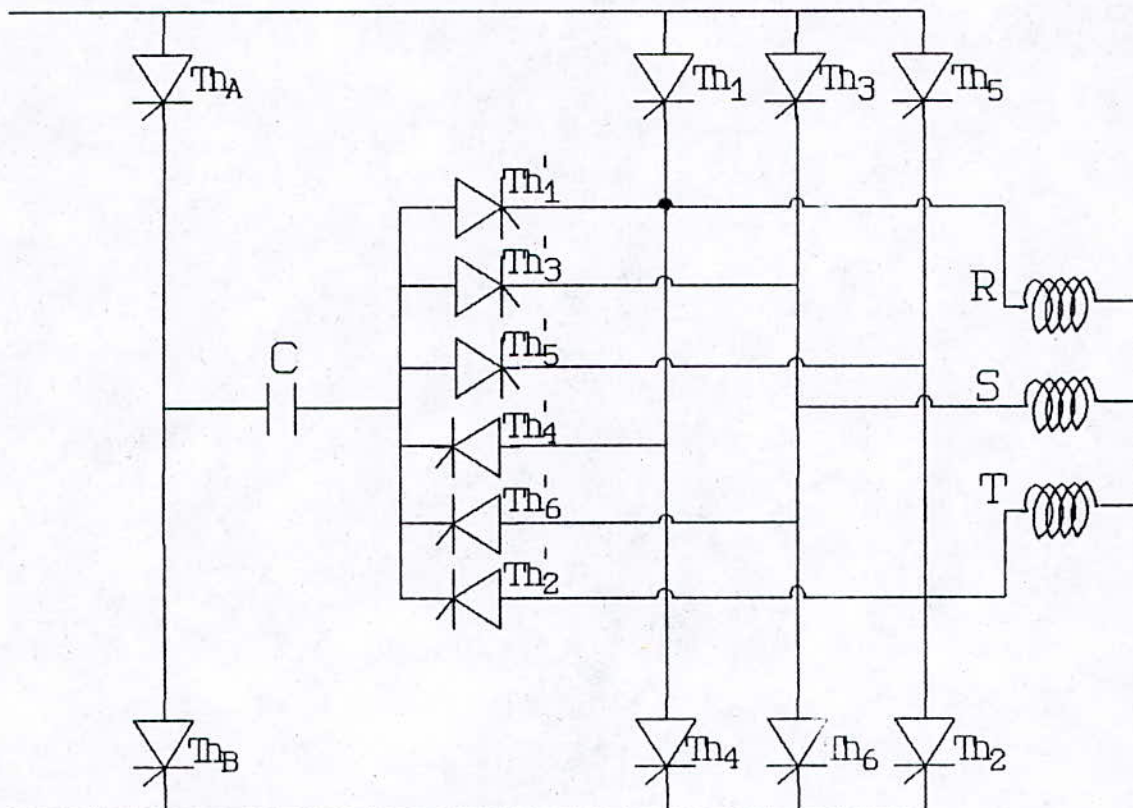
L'onduleur réalisé est donnée par la figure (IV.3). Sa structure est à base de thyristors de puissance de types SKT 100A et SKT 55A. Les thyristors sont protégés contre les gradients de tensions (dv/dt) par la mise en parallèle de capacités de 600 V.

Les thyristors numérotés selon leurs ordre d'amorçages de Th_1 à Th_6 constituent le pont principale. Ils sont responsables de l'aiguillage du courant dans les enroulements de la machine.

Les thyristors auxiliaires (Th_1' , Th_2' , Th_3' , Th_4' , Th_5' et Th_6') sont chargés d'éteindre les thyristors du pont principal après une durée de 120° de conduction.

Le thyristor auxiliaire Th_A conduit simultanément avec l'un des thyristors du pont auxiliaire à anodes communes; quant à Th_B , il fonctionne avec les thyristors auxiliaires à cathodes communes.

(le fonctionnement de l'ensemble est décrit dans les chapitres précédents).



Figure(IV.3): Onduleur de courant à thyristors auxiliaires

IV.4.1 choix de la capacite de commutation

L'augmentation de la capacité a pour effets :

- une augmentation du temps de polarisation inverse et du temps de commutation.

- une diminution de la tension aux bornes du condensateur.

Selon la loi établi au chapitre I pour le calcul de la capacité, nous avons pris $C = 30 \mu F$.

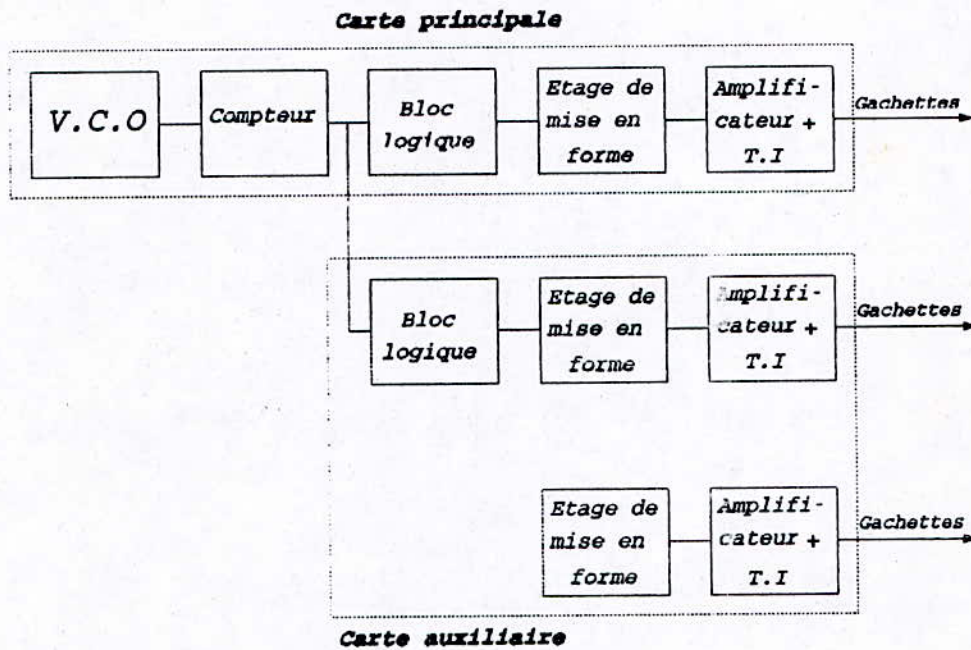
IV.4.2 choix de la frequence de fonctionnement

La fréquence de fonctionnement de l'onduleur est imposée par le circuit de commande elle est comprise:

$$4\text{Hz} < f_s < 30\text{Hz}$$

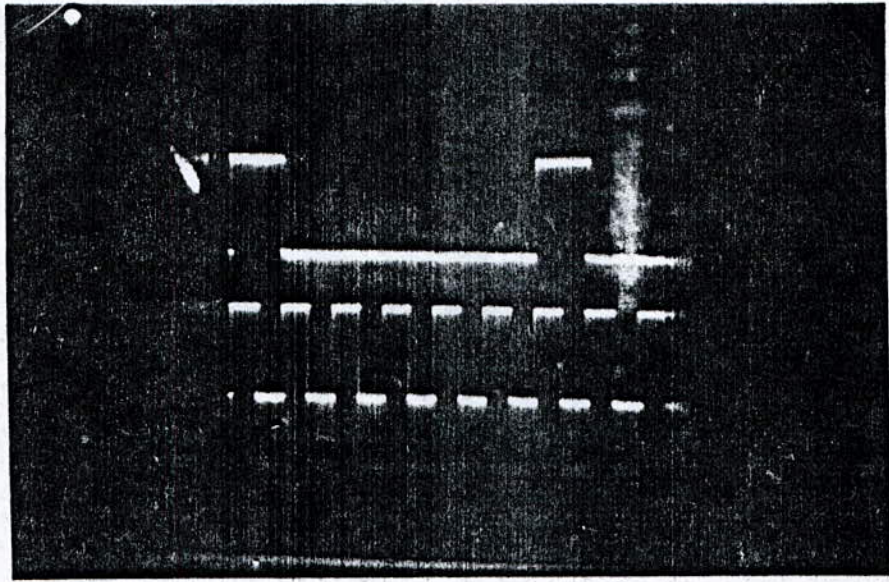
IV.4.3 circuit de commande

Le circuit de commande des thyristors du pont onduleur est donné par le schéma synoptique suivant figure (IV.4).

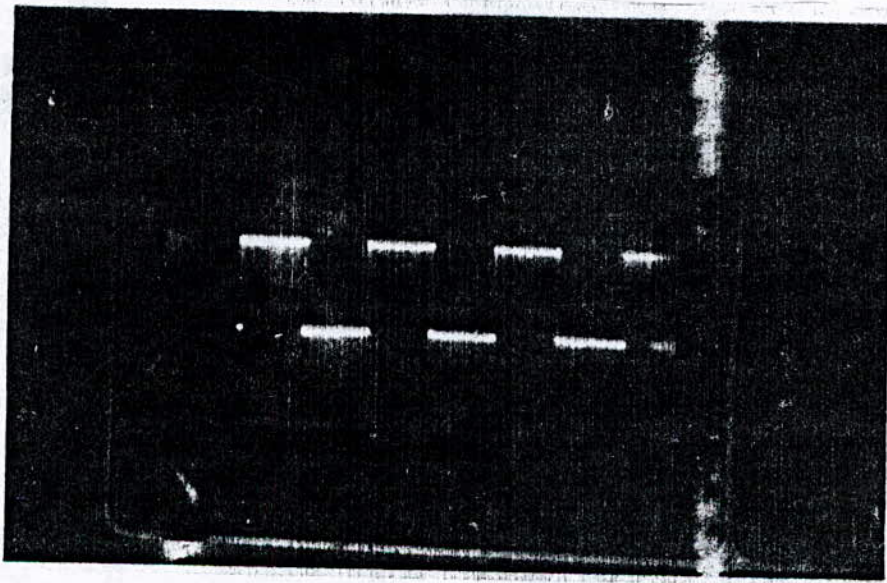


Figure(IV.2): Schéma synoptique du générateur d'impulsions

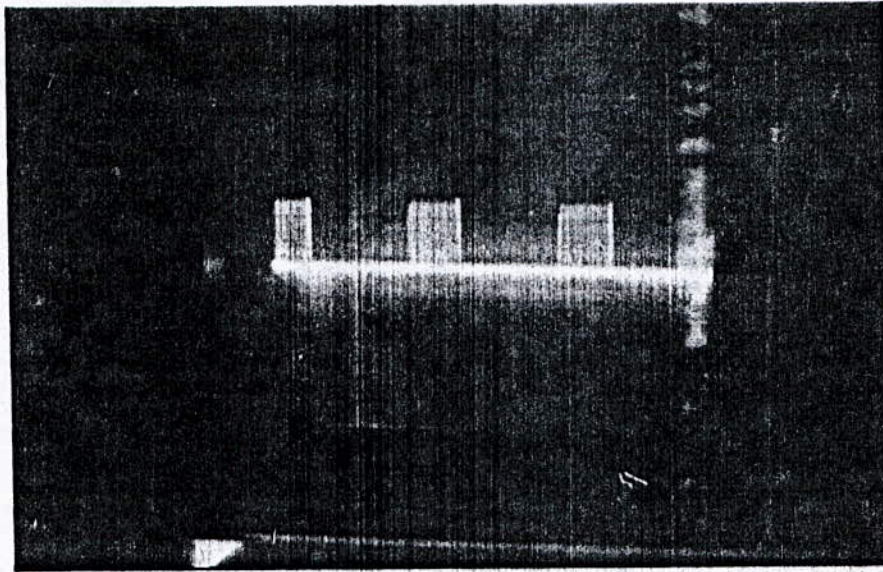
Les signaux à la sortie de chaque étage sont donnés par des photos.



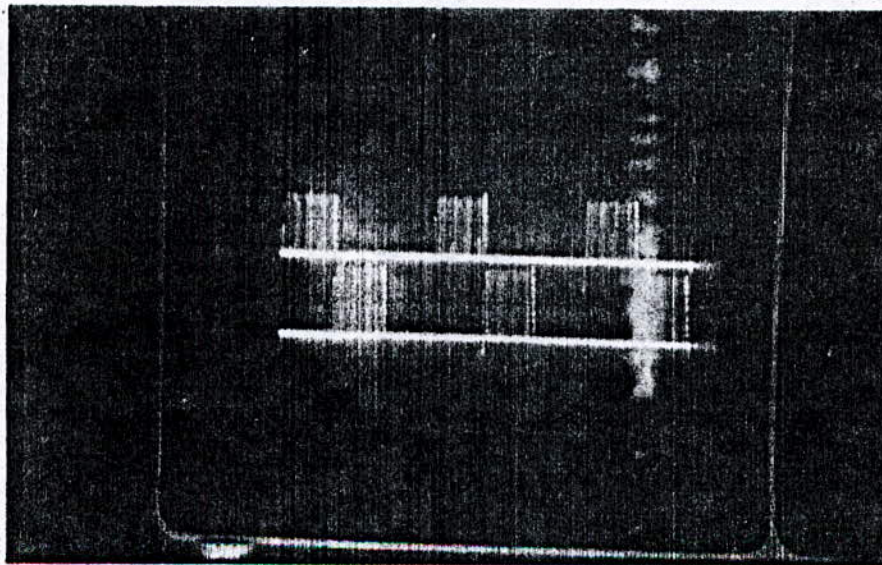
Photo(1): En haut; signal à la sortie du compteur
En bas; signal à la sortie du V.C.O



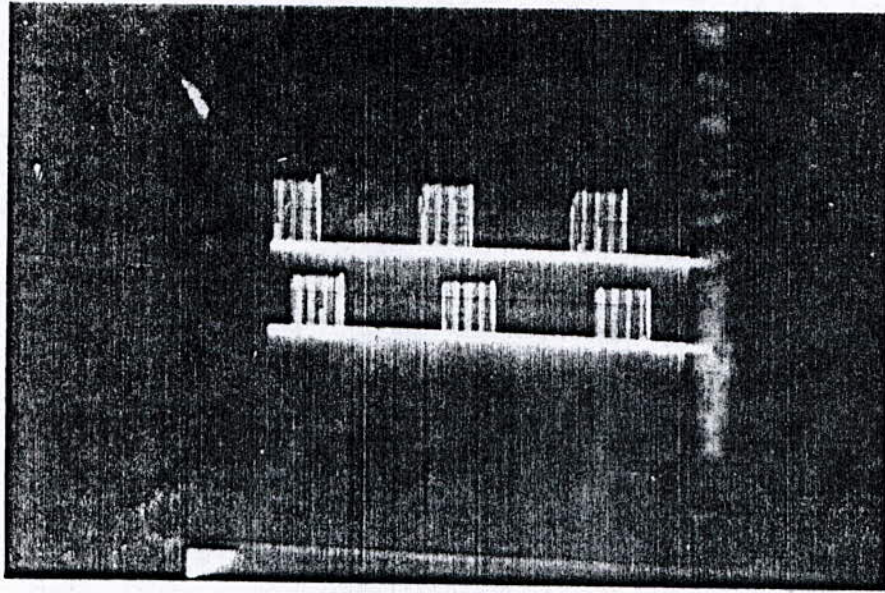
Photo(2): Signal à la sortie du bloc logique



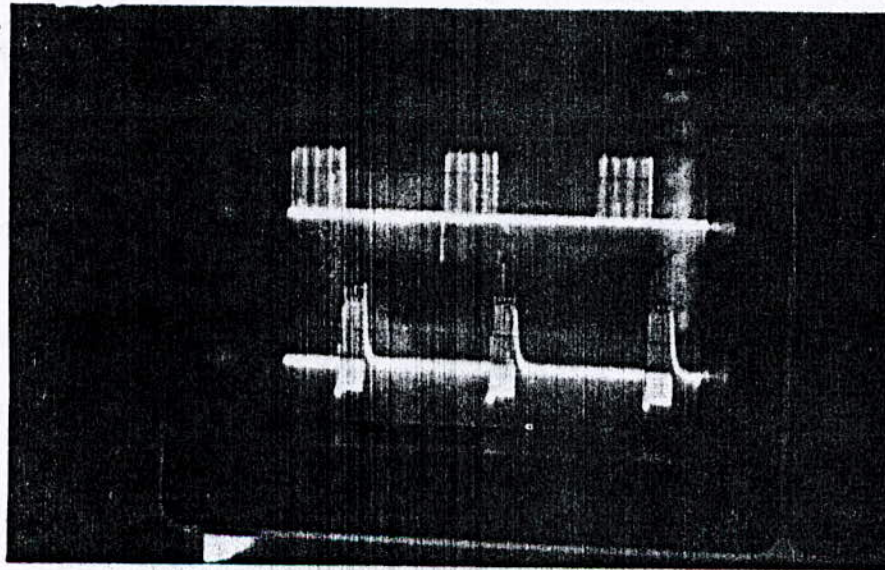
Photo(3): Signal à la sortie de l'étage de mise en forme



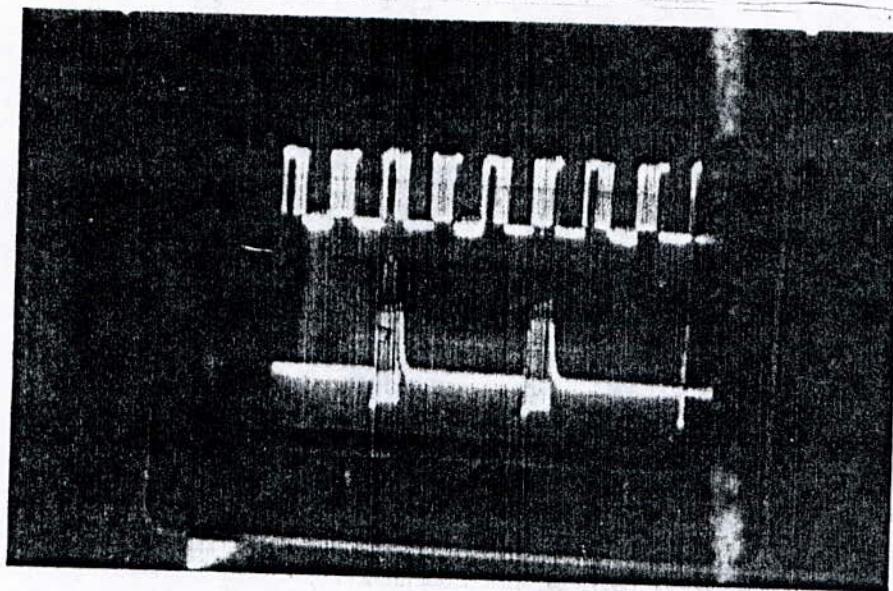
Photo(4): Signaux de commande de thyristors principaux d'un même groupe



Photo(5): Signaux de commande de thyristors
principaux de deux groupes différents.



Photo(6): En haut signal d'entrée de la carte auxiliaire
En bas signal à la sortie de cette carte

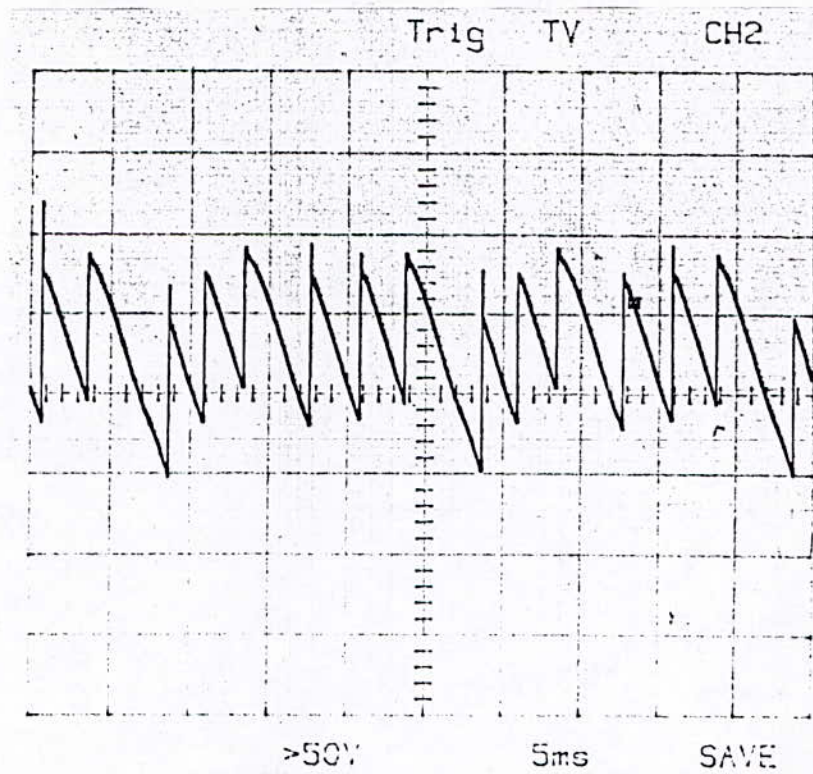


Photo(8): Signaux de commande de deux thyristors auxiliares différents

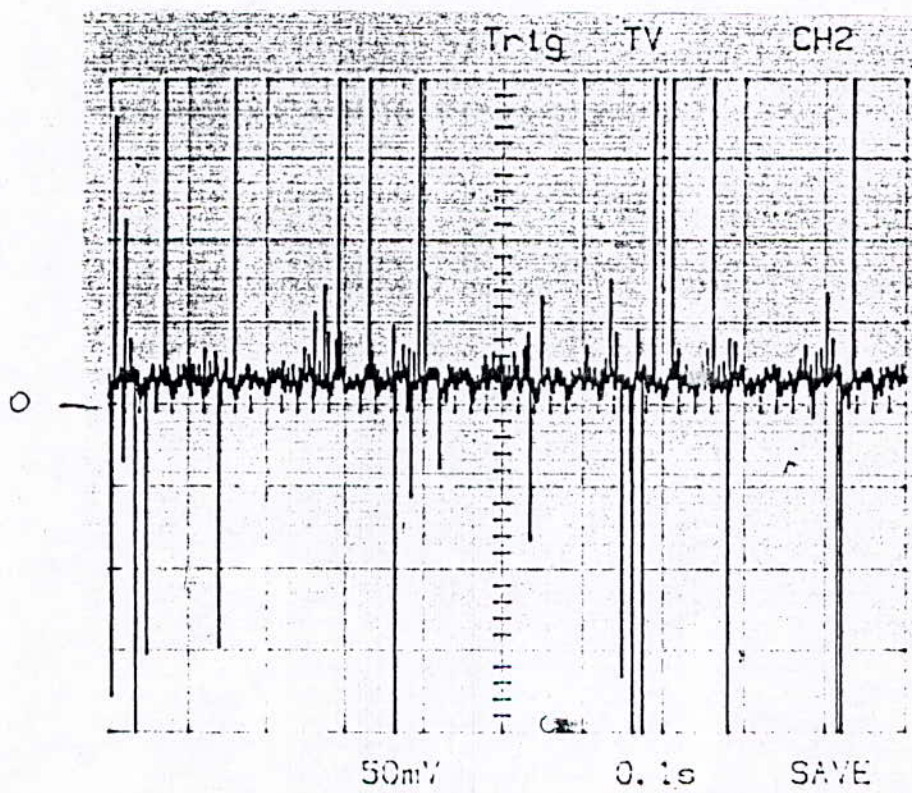
IV.5 RESULTATS EXPERIMENTAUX

L'onduleur de courant alimente un moteur asynchrone à cage d'écureuil configuré en étoile. Les essais expérimentaux nous ont permis de relever les grandeurs suivantes :

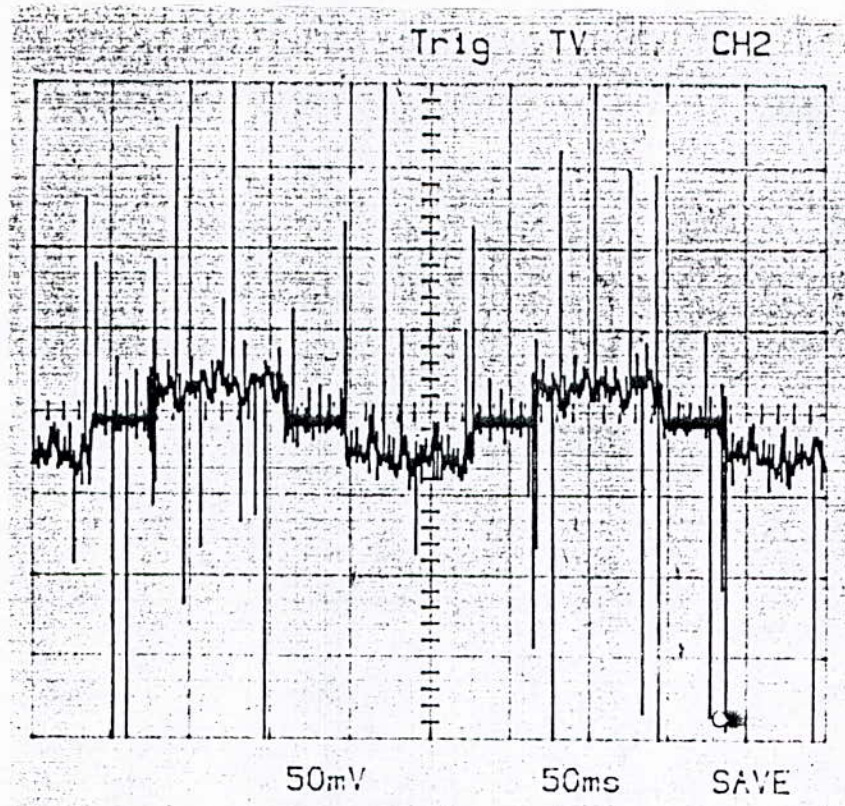
- la tension redressée: figure (IV.5).
- le courant continu: figure (IV.6).
- le courant dans la machine: figure (IV.7).
- la tension aux bornes du condensateur: figure (IV.8).
- la tension de ligne: figure (IV.9).



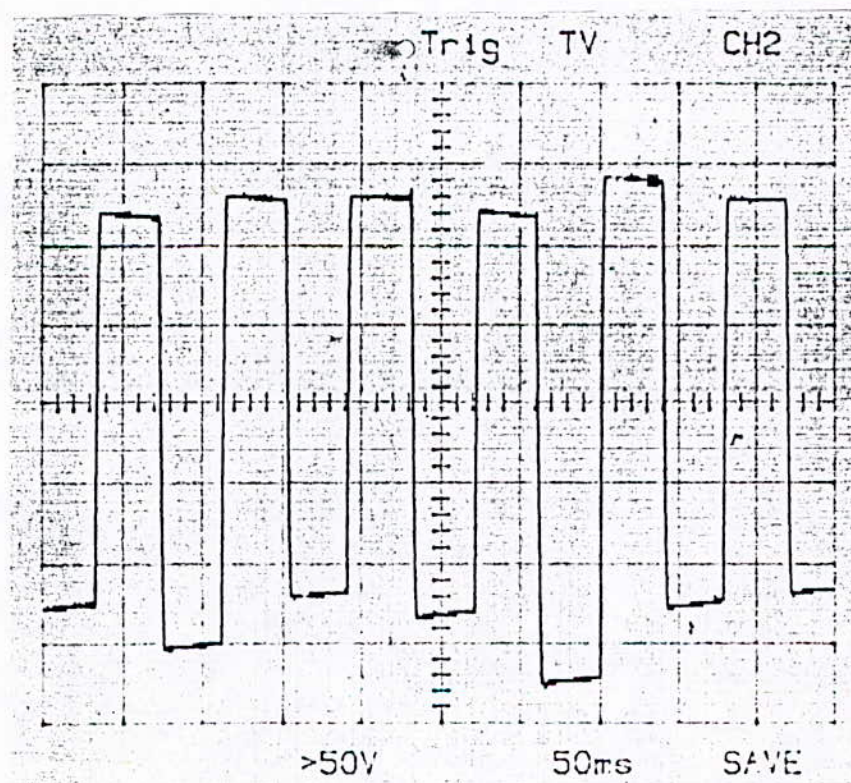
Figure(IV.5): Tension redressée



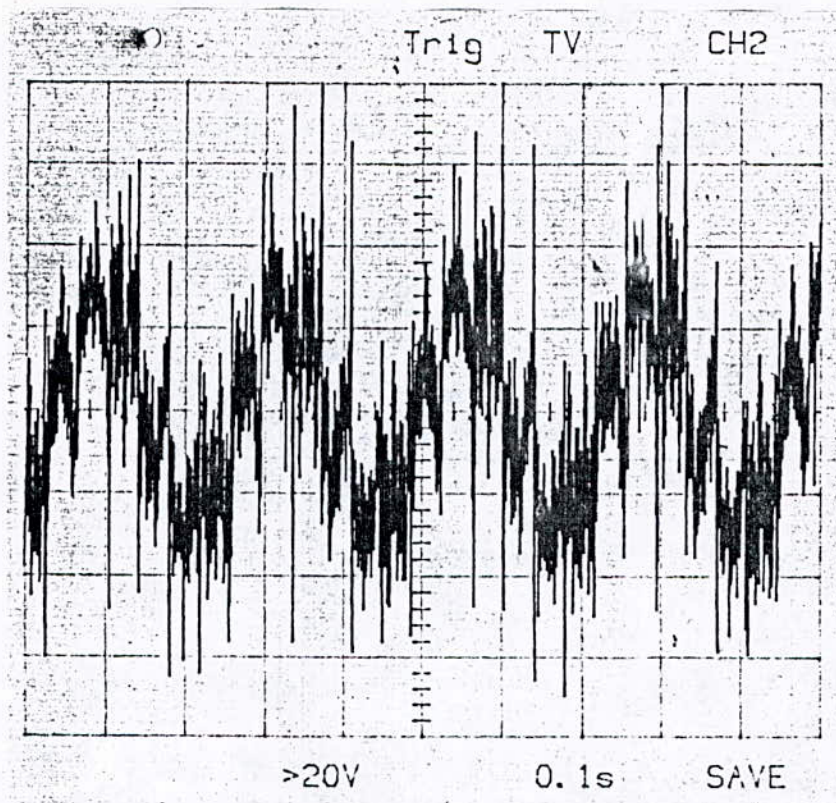
Figure(IV.6): Courant redressé



Figure(IV.7): Courant de phase



Figure(IV.8): Tension aux bornes du condensateur



Figure(IV.9): Tension de ligne

IV.6 CONCLUSION

La mise en oeuvre expérimental d'un variateur de vitesse a mis en évidence la simulation effectuée aux chapitres précédents par les résultats satisfaisants que nous avons obtenu.

L'étude expérimentale nous a permis de montrer que les résultats de la simulation sont conformes aux résultats de l'expérimentation. Ceci nous permet de dimensionner les onduleurs de courant pour les machines de faible et de forte puissances, en respectant certains critères (temps de commutation, temps de polarisation inverse et tension du condensateur).

Il est à noter que protéger contre les défauts, il faut bien calibrer les impulsions d'amorçages.

Conclusion Générale

Au cours du travail que nous avons présenté dans ce mémoire, nous apportons une contribution à l'étude des machines asynchrones alimentées en courant fonctionnant à fréquence variable dans la perspective de l'obtention de variateur de vitesse. Nous avons pu formalisé l'objectif de notre travail, grâce à une bibliographie, une simulation et une mise en oeuvre expérimentale.

Dans le premier chapitre, nous avons mis au point l'alimentation de la machine asynchrone et en particulier le commutateur de courant. Nous avons supposé que les tensions de la machine sont sinusoïdales. La simulation de l'ensemble moyennant certaines approximations, a donné des résultats qui concordent avec les résultats expérimentaux.

Par la simulation ~~des grandeurs~~ réelles établi au chapitre II, nous avons obtenu des résultats qui sont plus proches de la réalité. La modélisation mathématique fut indispensable pour la simplification des équations et la diminution du temps de calcul.

Selon l'étude faite dans ce chapitre, il est licite de dire qu'en alimentation en courant, le système est instable en boucle ouverte, car le flux n'est pas maintenu constant d'où le recours à

une commande couplée du courant et de la vitesse.

Une deuxième possibilité pour le maintien du flux est le fonctionnement en mode autopiloté. Nous avons vu au chapitre II que la machine asynchrone autopilotée est plus stable par rapport à la machine asynchrone alimentée en direct. Elle présente des caractéristiques électromécaniques analogues à celles d'un moteur à excitation série avec l'avantage de la proscription du collecteur mécanique. La grandeur de réglage ω_r est analogue par ses effets à la position angulaire des balais sur les collecteurs et qui autorise des fonctionnements à faible charge sans risque d'emballement du moteur.

Nous avons étudié les principaux défauts de fonctionnement susceptibles d'apparaître. Comme nous avons proposé quelques solutions pratiques pour y remédier. Nous avons ensuite étudié analytiquement, après avoir linéarisé les équations de fonctionnement, les conditions de stabilité locale ainsi que le type de réponse selon les grandeurs d'entrée utilisés. Les résultats obtenus ont montré que pour une pulsation rotorique supérieure à la valeur particulière R_r/L_r , l'alimentation en direct conduit à un fonctionnement instable. De même, dans cette zone, la réponse en vitesse de la machine autopilotée à un échelon de ω_r peut être celle d'un système à déphasage non minimal.

Une étude de l'inversion du sens de rotation a été élaboré à savoir; l'inversion en contre courant dans le cas de l'alimentation en direct et l'inversion en génératrice dans le cas de la machine autopilotée. Pour diminuer le temps de freinage dans ce deuxième cas une solution a été proposée et qui consiste à figer le courant statorique pendant un bref instant au moment de l'inversion de la pulsation des courants rotoriques. D'une façon plus générale, l'ensemble des résultats mettent en évidence les avantages de l'autopilotage sur l'alimentation en directe: temps de démarrage plus bref, le couple présente moins d'oscillations.

Dans le dernier chapitre consacré à une mise en oeuvre expérimentale, les essais sont effectués dans un seul sens de rotation. La logique de commande nous donne la séquence d'amorçage dans le sens inverse mais pour assurer l'inversion en contre courant il faudra rajouter un circuit de retard à l'amorçage.

L'étude expérimentale nous a permis de montrer que les résultats de la simulation sont conformes à ceux de l'expérimentation. Cette simulation peut être utilisée pour dimensionner les commutateurs de courant, pour les machines de faible et de forte puissance.

Annexe B

Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont:

- Résistance d'une phase statorique : $R_s = 0.29\Omega$
- Résistance rotorique : $R_r = 0.38\Omega$
- Inductance cyclique statorique : $L_s = 0.05H$
- Inductance cyclique rotorique : $L_r = 0.05H$
- Mutuelle cyclique slator-rotor : $M_{sr} = 0.0473H$
- Inertie des masses tournantes : $j = 0.2 \text{ Nm/rds}^{-2}$
- Coefficient de frottement : $f = 0.04 \text{ Nm/rds}^{-1}$
- Nombre de paires de pôle : $p =$
- Tension d'alimentation : $220 / 380 \text{ V}$
- Courant nominal : $I_{sn} = 16 \text{ A}$

La machine utilisée pour les essais pratiques porte sur sa plaque signalétique les modifications suivantes:

- Puissance nominale : $P = 1.1 \text{ Kw}$
- Fréquence : 50 HZ
- Nombre de paire de pôle : $P = 1$
- Tension d'alimentation : $220/380 \text{ V}$
- Courant nominal : $4.4/2.6 \text{ A}$

Son identification a donné:

- La résistance d'une phase statorique : $R_s = 7\Omega$
- La resistance rotorique : $R_r = \Omega$
- L'inductance statorique : $L_s = 0.042H$
- L'nductance rotorique : $L_r = 0.042H$
- La mutuelle : $M_{s,r} = H$
- L'inertie des masses tournantes : $j = 0.8e^{-3} \text{ Nm/rd.s}^{-2}$
- Coefficient de forttement : $f = 0.182e^{-3} \text{ Nm/rd.s}^{-1}$

BIBLIOGRAPHIE

Articles

- [1] B.de Fornel, Hc.Hapiot, J.M.Farines and J.Hector. "*Hybrid Simulation of Current Fed Asynchronous Machine*". Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, ENSEEIH.Toulouse. Septembre 81.
- [2] Kenneth, P.Phillips. "*Current-Source Inverter for AC Motor drives*". IEEE Transactions on Industry Applications, vol.IA-8, N°6. Nov/Dec 72.
- [3] W.Lienau. "*Commutation Modes of a Current-Source inverter*". Institut fur Stromrichtertechnik Und Electriche Antriebe, RWTH,Aachen.
- [4] B.Trannoy, B.de Fornel and M.Granpierre. "*Inversion of the Rotating Direction of A Current -Fed Closed-Loop Controlled Asynchronous Machine*". Laboratoire d'Elechrotechnique et d'Electronique Industrielle, E.R.A N° 536 Toulouse.
- [5] P.Anciaux, H.Buyse and F.Labrique. "*Harmonic Analysis of the Rotor Currents of the CSI Converter Fed Induction Motor*". IMACS 89.
- [6] M.Lajoie-Mezenc, B.Trannoy . R.G.E. Tome 81 N° 9, Septembre 72.
- x [7] P.Anciaux, H.Buyse , F.Labrique. "*A global Model For the CSI Fed Induction Motor Taking Into Account The Commutation Process*". Aachen 1989.
- [8] Murray.L, Macdonald And Pareshc.Sen. "*Control Loop Study of Induction Motor Drives Using D,B Model*". Senior Member, IEEE 79.
- [9] C.Yechouroun. "*Attenuation of the Effect torque Pulsation in an Asynchronous Machine Fed By A Current Source Inverter*". Swiss Federal Institute of Technology. Lausanne, Switzerland.
- [10] Duo Deng and Thomas.A.Lipo, Senior Member, IEEE. "*A Modified Contol Methode For Fast-Response Current Source Inverter Drives*". IEEE, Transactions On Industry Applications, Vol.T-22, N° 4.Jully/August 86.
- [11] Bin Wu, S.B.Dewan, Fellow And Paresch.C.Sen, Senior Member, IEEE. "*A Modified Current -Source Inverter [MCSI] For a multiple Induction Motor Drive System*". IEEE Transactions

On Power Electronics. Vol.3, № 1, January 88.

- [12] Edward.P.Cornell,member, IEEE And Thomas.A.Lipo, Senior Member,IEEE. " *Modelling And Design of Controlled Current Induction Motor Drive Systems*". IEEE 77.
- [13] B.de Fornel, J.C.Hapiot, R.Kowalczyk. " *Commande Numérique de Vitesse D'une Machine Asynchrone*". Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle-ENSEEIHT. Toulouse.
- X [14] Ajit.K.Chattopadhyay, Senior member, IEEE, and Niohi.Meher. " *A Geneneralized Approach to Steady-State Analysis of a Current-Source Inverter Which Induction Motor Load Including Commutation overlap*". IEEE 88.
- [15] Nobuhiko Sawaki And Noriaki Sato, Senior Member,IEEE. " *Steady-State And Stability Analysis of Induction Motor Driven by Current Source Inverter*". IEEE Transactions On Industry Applications, vol.1-A.13.3 Ma//June 77.
- [16] J.Santana. " *Control Loop Study of the Induction Motor Driven By Current Source Inverter Imposing Stator Frequency with Flux Control*". Centro de Automática de Universidade técnica de Lisboa. Secção de Máquinas Electricas. Lisboa-Portugal.
- [17] Roland Pacaut, Robert Perset, And Hoang Litty. " *Microprocessor Control of a Current-Fed Induction Motor*". IEEE 82.
- [18] Djordje.Jovanovic. " *Influence du type de Commande sur les Caractéristiques d'un Moteur Asynchrone Alimenté à fréquence Variable*". Faculté d'Electrotechnique Université de Titograd. Yougoslavie.
- [19] B.de Fornell, Roman Kowalczyk. " *Régulation Numérique de Vitesse d'une Machine Asynchrone Sans Capteur de vitesse.Simulation*". Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle. ENSEEIHT-Toulouse.RGE-4/85.
- [20] R.Krishnan, James .F.Lindsay. " *Design of Angle-Controlled Current Source Inverter Fed Induction Motor Drive* ". IEEE 83.
- [21] B.Ramaswani, R.Venkataraman And J.Holtz. " *Design of Variable Speed Induction Motor Drive With A Current-Fed Inverter*". Electric Machines and Electromechanics.80.
- [22] E.p.Cornell, T.A.Lipo, Electrical Engineers. " *Design of Controlled Current Ac Drive Systems Using Transfer Function Techniques* ". Corporate-Recherche And Development Centre, General Electrical Company, Schenectady, New-York.

Thèses

- [23] German Cruz Jovane. " *Etude et Mise au Point D'un Programme de Simulation Numérique (Secma) d'Ensembles constitués de Convertisseurs Statiques et de Machines à Courant Alternatif. Application à la Simulation de Variateurs Electriques de Vitesse* ". Thèse de Docteur Ingénieur .82.
- [24] Paul Anciaux. " *Etude et Réalisation d'un Onduleur de Courant pour Machine Asynchrone* ". Mémoire présenté en vue d'obtenir le grade de licencié en Sciences Appliquées. Septembre 84.
- [25] Daniel Noyes. " *Machine Asynchrone d'Induction Alimentée en Courant par Convertisseurs Statiques à Fréquence Variable- Etude et Mise en oeuvre des Dispositifs- Caractéristiques- Stabilité- Régimes Transitoires* ". Maître es-Sciences. 75.
- [26] Maria Pieterzak épouse David. " *Algorithmes de Commande d'un Variateur Electrique Asynchrone -Contrôle Dynamique du flux -Commande Optimale de Position* ". Docteur es-Sciences. 88.
- [27] B.Davat. " *Etude -Mise au Point et Applications d'une Méthode de simulation Globale de Convertisseurs Statiques Connectés à des Charges Electriques Complexes* ". Docteur Ingénieur.79.
- [28] Ch.Saubion. " *Etude et Réalisation de la Commande Numérique d'une Machine Asynchrone Alimentée en Courant-Commutation et Etude des Défauts-Commande et Estimation Numérique de la Vitesse* ". Docteur Ingénieur.80.
- [29] R.Kowalczyk. " *Contrôle Numérique de Vitesse d'une Machine Asynchrone Alimentée en Courant par Convertisseurs Statiques Simulation Numérique-Réalisation de la Commande Sans Capteur de Vitesse par Microprocesseur* ". Docteur Ingénieur.84.

Ouvrages

- [30] B.Bose. " *Power Electronics And Drives* ". "
- [31] J.Chatelain. " *Machines Electriques* ". Editions Dunod 83.
- [32] H.Böghler. " *Electronique de Puissance* ". Editions Dunod 87.
- [33] H.Böghler. " *Electronique de Réglage et de Commande* ". Editions Dunod 87.

[34] G.Séguier et F.Labrique. " *Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance:Conversion Continu Alternatif*".89.

Annexe A

DEFINITION D'UN MODELE DE LA MACHINE

Le modèle utilisé permet la conversion des enroulements originaux de la machine, en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique, disposés selon les axes "d" et "q" en quadrature [30], [31], [34]. Cette conversion est obtenue par la transformation de *Park modifiée* donnée par [34]:

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

Actuellement, la plupart des études menées sur la machine asynchrone alimentée par convertisseur statique, sont basées sur les équations de park [23], [25], [27], [28], [29], vu que ce modèle répond de manière satisfaisante aux résultats expérimentaux, surtout dans le cas où le fonctionnement a lieu à flux constant auxquels cas les inductances de la machine peuvent être supposées constantes [29].

Pour l'utilisation de ce modèle, on est contraint à respecter certaines hypothèses.

Hypothèses de Park

- La machine est symétrique .
- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoidale.

-La saturation est négligée.

-Il n'y a pas de circulation de courants homopolaires.

Equations de Park dans un référentiel lié au stator

Le système d'axes (d,q) est lié au référentiel statorique, les équations sont alors:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & M_{sr} \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & M_{sr} \frac{d}{dt} \\ M_{sr} \frac{d}{dt} & M_{sr} \omega & R_r + L_r \frac{d}{dt} & l_r \omega \\ -M_{sr} \omega & M_{sr} \frac{d}{dt} & -L_r \omega & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

Annexe B

Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont:

- Résistance d'une phase statorique : $R_s = 0.29\Omega$
- Résistance rotorique : $R_r = 0.38\Omega$
- Inductance cyclique statorique : $L_s = 0.05H$
- Inductance cyclique rotorique : $L_r = 0.05H$
- Mutuelle cyclique stator-rotor : $M_{sr} = 0.0473H$
- Inertie des masses tournantes : $J = 0.2 \text{ Nm/rds}^{-2}$
- Coefficient de frottement : $f = 0.04 \text{ Nm/rds}^{-1}$
- Nombre de paires de pôles : $p = 2$
- Tension d'alimentation : $220/380 \text{ V}$
- Courant nominal : $I_{sn} = 16 \text{ A}$

La machine utilisée pour les essais expérimentaux porte sur sa plaque signalétique les indications suivantes:

- Puissance nominale : $P = 1.1 \text{ Kw}$
- Fréquence : 50 HZ
- Nombre de paire de pôle : $P = 1$
- Tension d'alimentation : $220/380 \text{ V}$
- Courant nominal : $4.4/2.6 \text{ A}$

Son identification a donné:

- La résistance d'une phase statorique : $R_s = 7\Omega$
- La résistance rotorique : $R_r = 0.0157\Omega$
- L'inductance statorique : $L_s = 0.042H$
- L'inductance rotorique : $L_r = 0.042H$
- La mutuelle : $M_{sr} = 0.0365H$
- L'inertie des masses tournantes : $J = 0.8e^{-3} \text{ Nm/rd.s}^{-2}$
- Coefficient de frottement : $f = 0.182e^{-3} \text{ Nm/rd.s}^{-1}$