

وزارة التعليم العالي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

## ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT d'électrotechnique

# PROJET DE FIN D'ETUDES

### S U J E T

Etude de la cascade

hyposynchrone

détermination des pertes

Proposé par :

B. Hemici

Etudié par :

Belkhelfa. Ammar

Boudjerda. Nasserdine

Dirigé par :

B. Hemici

PROMOTION : juin 1989



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

وَقُلْ رَبِّ زِدْنِي

عِلْمًا

صَدَقَ اللَّهُ الْعَظِيمُ

DEDICACES

A la mémoire de mes grand-parents,  
A mes chers parents,  
A mes frères et soeurs,  
A mon oncle et sa famille,  
A mes beaux frères,  
A mes neveux et ma nièce,  
A toute la famille BELKHELFA,  
Et à tous mes amis  
Je dédie ce travail

Ammar (Mahmoud)

A la mémoire de mes grand-parents,  
A ma mère,  
A mon père,  
A mon frère Mokhtar,  
A toute ma famille,  
A mes amis  
Je dédie ce travail

Nasserdine

R E M E R C I E M E N T S

Nous remercions notre promoteur Mr BOUALEM HEMICI, pour le sujet qu'il nous a proposé, pour le suivi et les encouragements qu'il n'a cessé de nous prodiguer jusqu'à l'achèvement de ce mémoire.

Nous tenons à rendre hommage à tous les professeurs et assistants qui ont contribué de loin ou de près, à notre formation.

Que tous les amis trouvent ici toute notre sympathie.

Tous nos remerciements à messieurs les membres du jury qui ont bien voulu nous honorer à la présentation de ce travail.

نستطيع  
قضايا التوزيع، عندما تكون مهده شبكة التوزيع الكهربائي  
(توتر وهدبية ثابتة)، بواسطة الضغط على قدرة الدوار (ضغط  
على الحث). في الماضي كانت تستعمل محركات كهروميسية، أما  
الآن فقد أصبح من الشائع استعمال محركات إلكترونية،  
والمبدأ هو كالتالي:  
نقوم التيار في دائرة الدوار الكهربائي ثم نرشحه بعد ذلك  
نواجه حتى نستطيع أن نرد قدرة الحث إلى شبكة التوزيع.

### Resumé :

Le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone à bagues alimenté par le réseau à tension et fréquence constantes peut se faire en agissant sur la puissance prélevée entre bagues du rotor (action sur le glissement). Ce procédé se faisait autrefois avec des convertisseurs électromagnétiques, de nos jours on utilise des convertisseurs statiques (Thyristors), le principe est le suivant:

Le courant recueilli entre bagues est redressé, lissé, puis ondulé afin de reinjecter dans le réseau la puissance de glissement.

### Summary :

regulation of induction motor's speed within brushes when they are supplied by the grid system (voltage and frequency constants) can be done by action on the power taken from the brushes of the rotor (action on the slip frequency). this operating procedure used to be done with electromagnetic converters, now we use static converters (Thyristors). The principle of this speed control is the following:

Rotor current is rectified, filtered, and then ondulated so as to reinject the slip power in the grid system.

## S O M M A I R E

	Page
NOTATIONS.....	2
INTRODUCTION.....	3
CHAPITRE I:ETUDE DU MOTEUR.....	5
I.1 Transformations.....	5
I.1.1 Equivalence des F.M.M.....	5
I.1.2 Equivalence des énergies électriques.....	7
I.1.3 Equivalence des énergies magnétiques.....	7
I.1.4 Transformation de PARK.....	7
I.2 Etude du moteur.....	8
I.2.1 Rappels sur le moteur asynchrone.....	8
I.2.2 Principe de fonctionnement.....	8
I.2.3 Identification de la machine.....	9
I.3 Etude du démarrage du moteur.....	12
I.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	12
I.3.2 Détermination des équations.....	12
I.3.3 Moteur biphasé équivalent.....	14
I.3.4 Etude du démarrage.....	16
I.4 Simulation numérique.....	17
I.4.1 Etablissement du modèle mathématique.....	17
I.4.2 Organigramme de la méthode de RUNGE-KUTTA DE 4eme ordre.....	20
I.4.3 Organigramme du démarrage du moteur.....	21
CHAPITRE II: ETUDE DES DEUX PONTS.....	24
II.1 Etude du pont de GRAETZ à six thyristors.....	24
II.2 Etude du pont de GRAETZ à six diodes.....	30
CHAPITRE III: ETUDE DE LA CASCADE HYPOSYNCHRONNE.....	37
III.1 Démarrage du moteur.....	38
III.2 Principe de fonctionnement.....	43
III.3 Etude du glissement.....	45
III.4 Etude du courant et du couple transmis.....	46
CHAPITRE IV: DETERMINATION DES PERTES DE LA CASCADE HYPOSYNCHRONNE.....	48
IV.1 Détermination des pertes du moteur.....	48
IV.2 Simulation de la méthode du diagramme du cercle.....	51
IV.3 Pertes dans le dispositif de commande.....	54
IV.4 Etude du rendement.....	57
IV.5 Etude du facteur de puissance.....	58
CONCLUSION.....	62

NOTATIONS

Rs(Rr) :Résistance de l'enroulement statorique(rotorique).  
 Laa(LAA):Inductance propre de l'enroulement statorique(rotorique)  
 Lab(LAB):Mutuelle entre deux phases statoriques(rotoriques).  
 Ls(Lr) :Inductance cyclique de l'enroulement statorique(rotorique)  
 Lsr :Mutuelle entre un enroulement statorique et un enroulement rotorique.  
 Rs(Xs) :Résistance(réactance)de l'enroulement statorique ramenée au rotor.  
 Xs :Réactance de l'enroulement rotorique.  
 X<sub>m</sub> :Réactance magnétisante du moteur.  
 Ls ( Lr ):Matrice des inductances statoriques(rotoriques).  
 Lsr :Matrice des inductances mutuelles.  
 Rf :Résistance de la self de lissage.  
 Lf :Inductance de la self de lissage.  
 Rc :Résistance équivalente due à l'empietement anodique.  
 Vs :Tension simple d'une phase statorique.  
 ΔUc :Chute de tensios dans l'enroulement rotorique et dans le dispositif.  
 Uc :Tension délivrée par le pont redresseur.  
 Ic :Courant continu.  
 Ucα :Tension délivrée par l'onduleur.  
 ω<sub>s</sub> :Vitesse angulaire du champ tournant.  
 ω<sub>m</sub> :Vitesse angulaire de l'arbre.  
 g<sub>o</sub> :Glissement à vide.  
 g :Glissement en charge.  
 p :Nombre de paires de poles.  
 m :Rapport de transformation du moteur.  
 J :Moment d'inertie des masses tournantes.  
 Ct :Couple transmis.  
 Γ<sub>em</sub> :couple électromagnétique.  
 Γ<sub>r</sub> :Couple résistant.  
 fr :coefficient de frottement.  
 Pfs :Pertes fer statoriques.  
 Pfr :Pertes fer rotoriques.  
 Pmec :Pertes mécaniques.  
 Pjs :Pertes joules statoriques.  
 Pjr :Pertes joules rotoriques.  
 PJD :Somme des pertes joules ramenées au rotor et dans le dispositif de commande.  
 Pabs :Puissance absorbée.  
 Pc :Puissance continue.  
 Pt :Puissance transmise.  
 Pu :Puissance utile.  
 Ren :Rendement.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# INTRODUCTION

## I N T R O D U C T I O N

Grace au développement de l'électronique de puissance les moteurs à courant alternatif sont aujourd'hui en mesure de répondre à des applications auxquelles les moteurs à courant continu ne conviennent pas pour des raisons d'environnement ou bien de contraintes mécaniques ou électriques ( vitesse,puissance,tension).

La commande de la machine asynchrone s'opère par deux méthodes l'une consiste en l'action sur les variables statoriques l'autre , sur celles rotoriques .Parmis les commandes par les variables rotoriques ,on distingue la cascade hyposynchrone dont le principe de fonctionnement est le même que celui utilisé lorsqu'on fait glisser un moteur asynchrone par insertion de résistances dans le circuit rotorique, à la différence de ce procédé , l'énergie soutirée du rotor n'est pas perdue en pures pertes, mais récupérée par un dispositif statique à thyristors et renvoyée au réseau .Plus l'énergie soutirée du rotor est grande plus le moteur glisse et fonctionne à petite vitesse. Le réglage de la vitesse avec récupération de l'énergie rotorique , appelé aussi "CASCADE HYPOSYNCHRONE" se fait à l'aide de deux ponts triphasés , l'un à diodes et l'autre à thyristors , travaillant respectivement en redresseur et en onduleur non autonome.

Le courant rotorique alternatif , à fréquence variable , est redressé par le pont à diodes , filtré par une self de lissage et

renvoyé au réseau par l'intermédiaire de l'onduleur.

Le réglage de la vitesse se fait en agissant sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors .

L'objet de notre étude consiste en l'étude des performances de la cascade hyposynchrone par simulation numérique ,en l'occurrence le rendement et le facteur de puissance.

Le chapitre I a été consacré à l'étude du moteur seul.

Dans le chapitre II, nous avons étudié les convertisseurs (pont redresseur et pont onduleur).

Dans le chapitre III, une analyse détaillée de l'association moteur asynchrone dispositif de commande, a été présentée.

Dans le chapitre IV ,la détermination des pertes et l'étude du rendement et du facteur de puissance a été effectuée.

Nous terminons ce mémoire par une conclusion qui compare entre l'étude théorique et les essais effectués et les résultats prévus.

# CHAPITRE 1

### I.1) TRANSFORMATIONS :

On désire transformer un enroulement triphasé a,b,c en trois enroulements équivalents d,q,o . (figure 1)

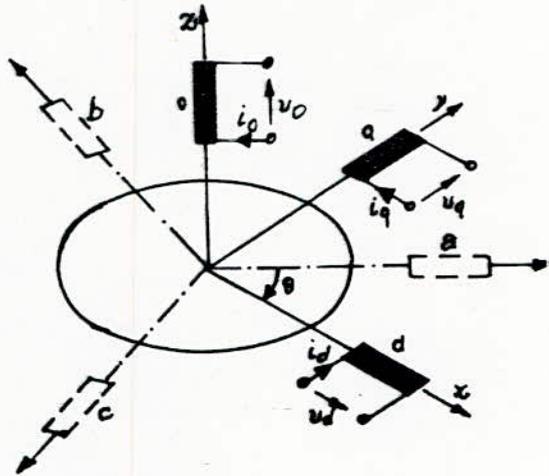


figure 1

La transformation doit exprimer que les deux systèmes d'enroulements sont équivalents du point de vue F.M.M résultante et des énergies électriques et magnétiques instantanées .

#### I.1.1) EQUIVALENCE DES F.M.M:

Soit  $N_d$ ,  $N_q$ ,  $N_o$  les nombres des spires et  $I_d$ ,  $I_q$ ,  $I_o$  les courants dans les enroulements d, q, o . La F.M.M résultante du système composé de ces trois enroulements s'exprime comme suit :

$$F.M.M = i N_d I_d + j N_q I_q + k N_o I_o \quad (I.1)$$

Cette F.M.M est exprimée dans le système triphasé d,q,o par :

$$\begin{aligned} \text{F.M.M} = & i N [I_a \cos\theta + I_b \cos(\theta - 2\pi/3) + I_c \cos(\theta + 2\pi/3)] \\ & + j N [I_a \sin\theta + I_b \sin(\theta - 2\pi/3) + I_c \sin(\theta + 2\pi/3)] \\ & + k N [I_a + I_b + I_c] \end{aligned} \quad (\text{I.2})$$

En identifiant les termes des équations (I.1), et (I.2) on obtient :

$$I_d = (N/N_d) \cdot [I_a \cos\theta + I_b \cos(\theta - 2\pi/3) + I_c \cos(\theta + 2\pi/3)]$$

$$I_q = (N/N_q) \cdot [I_a \sin\theta + I_b \sin(\theta - 2\pi/3) + I_c \sin(\theta + 2\pi/3)]$$

$$I_o = (N/N_o) \cdot [I_a + I_b + I_c]$$

Les rapports  $(N/N_d), (N/N_q), (N/N_o)$  peuvent être choisis arbitrairement, toutefois, pour que les courants  $I_d, I_q, I_o$  soient égaux aux courants de phases  $I_a, I_b, I_c$  en régime permanent on fixe:  $(N/N_d) = (N/N_q) = 2/3$  ;  $(N/N_o) = 1/3$

Dans ces conditions la transformation des courants s'écrit sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} = (2/3) \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

En posant  $[A]$ , Matrice de transformation des courants, on aura:

$$\text{avec:} \quad [I_{dqo}] = [A] [I_{abc}] \quad (\text{I.3})$$

$$[I_{dqo}] = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} \quad [I_{abc}] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}$$

$$A = (2/3) \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}$$

La transformation inverse est donnée par:

$$[I_{abc}] = [A]^{-1} [I_{dqo}]$$

avec :

$$[A]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta+2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) & 1 \end{bmatrix}$$

### I.1.2) EQUIVALENCE DES ENERGIES ELECTRIQUES:

Les énergies électriques instantanées doivent être égales, donc :

$$(U_a I_a + U_b I_b + U_c I_c) dt = (U_d I_d + U_q I_q + U_o I_o) dt$$

Ce qui revient à l'écriture matricielle suivante :

$$\text{avec: } [U_{abc}]_t [I_{abc}] = [U_{dqo}]_t [I_{dqo}]$$

$[U_{abc}]_t$ , transposée de  $[U_{abc}]$ ;  $[U_{dqo}]_t$ , transposée de  $[U_{dqo}]$

En tenant compte de l'équation (I.3), on obtient :

$$\text{avec: } [U_{dqo}] = [B] [U_{abc}]$$

$$[B] = [A]^{-1}_t: \text{ Matrice de transformation des tensions}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

La transformation inverse est donnée par :

$$\text{avec: } [U_{abc}] = [B]^{-1} [U_{dqo}]$$

$$[B]^{-1} = [A]_t = (2/3) \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1/2 \\ \cos(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-2\pi/3) & 1/2 \\ \cos(\theta+2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) & 1/2 \end{bmatrix}$$

### I.1.3) EQUIVALENCE DES ENERGIES MAGNETIQUES:

Les énergies magnétiques doivent être égales, donc:

$(1/2)(\psi_a I_a + \psi_b I_b + \psi_c I_c) dt = (1/2)(\psi_d I_d + \psi_q I_q + \psi_o I_o) dt$   
 De même que précédemment, la matrice de transformation des flux est donnée par la matrice  $[B]$ .

### I.1.4) TRANSFORMATION DE PARK:

La transformation développée en (I.1.2), présente l'inconvénient que les tensions  $U_d$ ,  $U_q$ ,  $U_o$  ne sont pas égales aux tensions de phases en régime permanent. De ce fait il est usuel d'utiliser une autre transformation dite " TRANSFORMATION DE PARK " dans laquelle on définit une matrice unique des courants, des tensions et des flux, donnée par la matrice  $[A]$  (Voir (I.1.1))

## I.2) ETUDE DU MOTEUR:

### I.2.1) RAPPEL SUR LE MOTEUR ASYNCHRONE:

On appelle moteur asynchrone, tout moteur ayant  $2p$  pôles, et étant relié à un réseau de fréquence  $f$ , ne tourne pas à la vitesse de synchronisme  $N_s = f/p$

Le moteur asynchrone est équivalent à un transformateur à couplage à champ tournant, et à secondaire en court-circuit.

On distingue des moteurs asynchrones à rotor bobiné et des moteurs asynchrones à cage d'écureuil.

### I.2.2) PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT:

Le moteur asynchrone triphasé est constitué essentiellement de deux armatures coaxiales, l'une étant fixe et comportant un enroulement triphasé (stator), l'autre étant tournante et comportant également un enroulement triphasé (rotor), toutefois cet enroulement est court-circuité sur lui même.

Le primaire (stator) parcouru par des courants de pulsation  $\omega$  crée un champ tournant à la vitesse de synchronisme  $\Omega_s = \omega/p$ .

Ce champ balayant les enroulements secondaires (rotor) y induit des f.e.m, donc des courants car le secondaire est en court-circuit. L'action du champ primaire sur les courants secondaires donne naissance à un couple électromagnétique qui tend à réduire

la cause qui a donné naissance aux courants .C'est à dire la rotation relative du champ par rapport au rotor, donc le couple entraine le rotor (fonctionnement en moteur) .

A rotor ouvert, le moteur asynchrone ne démarre pas et se comporte comme un transformateur à vide .

### I.2.3) IDENTIFICATION DE LA MACHINE:

#### I.2.3.1) DETERMINATION DES PARAMETRES ELECTRIQUES DE LA MACHINE:

Plaque signalétique du moteur:

- \* Type du moteur: ALSTHOM
- \* Rotor: bobiné , 100V , 24A
- \* Puissance: 5CV (3.7kW)
- \* Vitesse: 1430tr/mn
- \* Montage  $\Delta$  :220V/14,8A
- \* Montage  $Y$  :380V/8,54A
- \*  $\cos \varphi = 0,8$

#### a) Mesure des résistances:

La mesure se fait à chaud par la méthode aval;l'alimentation étant en courant continu .

- La mesure de la résistance statorique donne:  $R_s = 0,9 \Omega$
- La mesure de la résistance rotorique donne :  $R_r = 0,25 \Omega$

#### b) Mesure du rapport de transformation:

On alimente le stator sous tension nominale, le rotor étant ouvert et on mesure :  $m = 3,7$

#### c) Mesure de l'inductance cyclique statorique :

Lors de l'essai en transformateur à rotor ouvert, l'équation électrique est:  $V_s = (R_s + j L_s \omega) I_s$

En mesurant  $V_s$  et  $I_s$  on obtient:  $L_s = 0,225H$

#### d) Mesure de l'inductance cyclique rotorique:

On alimente le rotor sous sa tension nominale, le stator étant ouvert, l'équation électrique pour une phase rotorique est:

$$V_r = (R_r + j L_r \omega) I_r$$

En mesurant  $V_r$  et  $I_r$  on obtient:  $L_r = 0,015H$

d) Mesure du coefficient de dispersion:

Le coefficient de dispersion a été déterminé à partir des rapports de transformation:

$$\sigma = 1 - (1/m')$$

$m'$  est déterminé à partir de l'essai à stator ouvert et vaut:

$$m' = 0,3$$

D'où  $\sigma = 10\%$

f) Mesure de la mutuelle cyclique  $L_{sr}$ :

A partir de la relation  $L_{sr} = \sqrt{L_s L_r (1 - \sigma)}$ , on aura:

$$L_{sr} = 0,055H$$

#### I.2.3.2) PARAMETRES MECANQUES DE LA MACHINE:

- Le moment d'inertie  $J$  est donné par:  $J = 0,11kg.m$
- Le coefficient de frottement  $f_r$  est donné par:

$$f_r = 11,18 \cdot 10^{-3} J.s$$

#### I.2.3.3) SCHEMA EQUIVALENT:

Le schéma équivalent par phase d'un moteur asynchrone ramené au secondaire est établi à partir des équations :

$$\begin{cases} V_1 = (R_s + jL_s \omega) I_1 - jM \omega I_2 \\ V_2 = jg M \omega I_1 - (R_r + jL_r \omega) I_2 \end{cases} \quad (I.4)$$

avec:

$R_s$ : résistance d'une phase statorique .

$R_r$ : résistance d'une phase rotorique .

$L_s$ : inductance propre d'une phase statorique.

$L_r$ : inductance propre d'une phase rotorique.

$M$  : Mutuelle stator/rotor .

$g$  : glissement .

$m$  : rapport de transformation stator/rotor .

Posons :  $V_1' = m V$  ,  $I_1' = I_1/m$

Le système (I.4) devient :

$$\begin{cases} g V_1' = g m^2 R_s I_1' + jg (m^2 L_s \omega - m M \omega) I_1' - j m M g \omega (I_2 - I_1') \\ V_2 = j g m M \omega (I_1' - I_2) - [R_r + j(L_r \omega g - m g M \omega)] I_2 \end{cases} \quad (I.5)$$

Posons :

$R_s' = m^2 R_s$  : résistance statorique ramenée au rotor.

$X_s' = (m^2 L_s \omega - m M \omega)$  : réactance de l'enroulement statorique ramenée au rotor.

$X_m = m M$  : réactance magnétisante du moteur.

$X_r = (L_r \omega g - m M \omega)$  : réactance de l'enroulement rotorique.

Le système (I.5) devient :

$$\begin{cases} g V_1' = g R_s' I_1' + jg X_s' I_1' - jX_m (I_2 - I_1') \\ V_2 = jg X_m (I_1' - I_2) - (R_r + jX_r) I_2 \end{cases} \quad (I.6)$$

On peut tracer alors le schéma équivalent ramené au secondaire suivant :

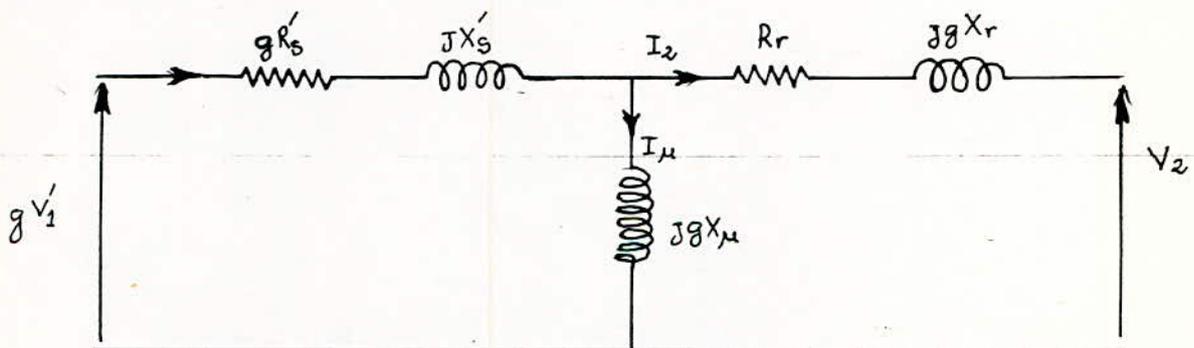


figure. 2

avec :

$$R_s' = 0,062 \Omega$$

$$X_r = 0,15 \Omega$$

$$X_s' = 0,13 \Omega$$

$$R_r = 0,25 \Omega$$

$$X_m = 3,65 \Omega$$

$$M = 0,263$$

### I.3) ETUDE DU DEMARRAGE DU MOTEUR:

#### INTRODUCTION:

Le démarrage est un régime transitoire inévitable .IL est parfois néfaste pour la machine, d'où l'utilité d'étudier le démarrage du moteur asynchrone . Pour cela , on considère qu'à  $t=0$  , les courants , tant au stator qu'au rotor ainsi que la vitesse sont nuls ;le moteur étant connecté à un réseau produisant une tension sinusoidale de valeur efficace et de fréquence constantes .

#### I.3.1) HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES:

Afin d'aboutir à un modèle simple à étudier, certaines hypothèses simplificatrices s'avèrent nécessaires,dont :

- Les enroulements statoriques et rotoriques sont symétriques .
- Le circuit magnétique n'est pas saturé, pour considérer les flux fonctions linéaires des courants .
- Le circuit magnétique est feuilleté , donc , seuls les enroulements sont parcourus par des courants .
- L'induction créée dans l'entrefer par chaque phase (stator, rotor) est à répartition sinusoidale .
- Les inductances mutuelles entre deux enroulements sont fonctions sinusoidales de l'angle que font leurs axes magnétiques .
- Les inductances propres sont constantes .

#### I.3.2) DETERMINATION DES EQUATIONS:

##### a) EQUATIONS ELECTRIQUES :

Soit un moteur asynchrone triphasé au stator et au rotor représenté schématiquement par la figure(3) et dont les phases sont repérées respectivement par a,b,c et A,B,C . L'angle électrique  $\theta$ , variable en fonction du temps, définit la position relative instantnnée entre les axes magnétiques a et A choisis

comme axes de références .

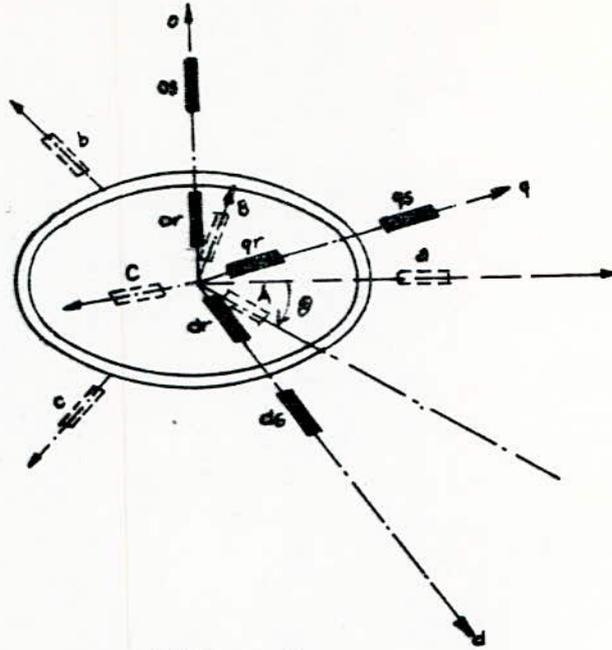


figure 3

Sous forme matricielle, on a les équations électriques:

$$[U_{abc}] = R_s [I_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] \quad (I.6)$$

$$[U_{ABC}] = R_r [I_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{ABC}] \quad (I.7)$$

Où les matrices données représentent respectivement :

$$U_{abc} = \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad \text{Vecteur tension statorique}$$

$$\Psi_{abc} = \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \quad \text{Vecteur flux statorique}$$

$$I_{abc} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad \text{Vecteur courant statorique}$$

Par changement d'indices , on définit de même les vecteurs rotoriques  $[U_{ABC}]$  ,  $[\Psi_{ABC}]$  et  $[I_{ABC}]$ .

b) EQUATION MECANIQUE :

Nous désignons par :

$J$  : moment d'inertie des masses tournantes .

$\Omega$  : vitesse de rotation .

$\Gamma_{em}$  : couple électromagnétique .

$\Gamma_r$  : couple résistant .

L'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_{em} - \Gamma_r \quad (I.8)$$

I.3.3) MOTEUR BIPHASE EQUIVALENT:

Nous désignons par  $[L_s]$  et  $[L_r]$  respectivement les matrices inductances statoriques et rotoriques , tandis que  $[L_{sr}]$  correspond à la matrice des inductances mutuelles stator/rotor .

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = L_{\Delta A} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

a) EQUATIONS DU MOTEUR EN GRANDEURS DE PHASES:

Les équations (I.7) et (I.2), sont équivalentes à:

$$[U_{abc}] = R_s [I_{abc}] + [L_s] \frac{d}{dt} [I_{abc}] + \frac{d}{dt} \left\{ [L_{sr}] \cdot [I_{ABC}] \right\} \quad (I.9)$$

$$[U_{ABC}] = R_r [I_{ABC}] + [L_r] \frac{d}{dt} [I_{ABC}] + \frac{d}{dt} \left\{ [L_{sr}]_t \cdot [I_{abc}] \right\} \quad (I.10)$$

avec:  $[L_{sr}]_t$  , la transposée de  $[L_{sr}]$  .

Ces équations, nous donnent un système d'équations à coefficients variables dont la résolution analytique se heurte à des difficultés pratiquement insurmontables , pour obtenir un système à coefficients constants on transforme les enroulements

statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. Ainsi les enroulements statoriques a,b,c sont remplacés par trois enroulements équivalents ds,qs et os ,et les enroulements rotoriques A,B et C par dr,qr et or .

b) TRANSFORMATION DES GRANDEURS STATORIQUES ET ROTORIQUES:

La transformation des grandeurs statoriques est définie par:

$$[Idqo] = [As] [Iabc]$$

$$[Udqo] = [As] [Uabc]$$

$$[\Psi dqo] = [As] [\Psi abc]$$

avec:

$$[As] = (2/3) \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos(\theta_s - 2\pi/3) & \cos(\theta_s + 2\pi/3) \\ -\sin\theta_s & -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & -\sin(\theta_s + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix}$$

La transformation des grandeurs rotoriques s'obtient en remplaçant les indices s par r et a,b,c par A,B,C .

En utilisant la transformation de PARK, on aura :

$$\begin{aligned} U_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d\Psi_{ds}}{dt} - \omega_a \Psi_{qs} \\ U_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d\Psi_{qs}}{dt} + \omega_a \Psi_{ds} \\ U_{os} &= R_s I_{os} + \frac{d\Psi_{os}}{dt} \\ U_{dr} &= R_r I_{dr} + \frac{d\Psi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_m) \Psi_{qr} \\ U_{qr} &= R_r I_{qr} + \frac{d\Psi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_m) \Psi_{dr} \\ U_{or} &= R_r I_{or} + \frac{d\Psi_{or}}{dt} \end{aligned} \quad (I.11)$$

En posant :

$$\begin{cases} L_s = L_{aa} - L_{ab} \\ L_r = L_{AA} - L_{AB} \\ L_{sr} = (3/2) L_{aA} \end{cases}$$

On aura l'expression des flux :

$$\begin{cases} \psi_{ds} = L_s I_{ds} + L_{sr} I_{dr} \\ \psi_{qs} = L_s I_{qs} + L_{sr} I_{qr} \\ \psi_{dr} = L_r I_{dr} + L_{sr} I_{ds} \\ \psi_{qr} = L_r I_{qr} + L_{sr} I_{qs} \end{cases} \quad (I.12)$$

Dans notre étude le moteur est alimenté par un système triphasé équilibré, donc,  $U_{os}=U_{or}=I_{os}=I_{or}=0$ , de plus le rotor est en court-circuit, alors,  $U_{dr} = U_{qr} = 0$ .

D'où les équations de fonctionnement du moteur biphasé équivalent:

$$\begin{cases} U_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_a \psi_{qs} \\ U_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} - \omega_a \psi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_m) \psi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_a - \omega_m) \psi_{dr} \end{cases} \quad (I.13)$$

Pour l'équation mécanique:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_{em} - \Gamma_r$$

#### I.3.4) ETUDE DU DEMARRAGE:

##### a) CHOIX DU REFERENTIEL:

En pratique, on distingue trois types de référentiels:

- Référentiel lié au stator.
- Référentiel lié au champ tournant.
- Référentiel lié au rotor.

Le choix dépend de la caractéristique à étudier et de la simplification offerte par ce choix. Notre étude est axée essentiellement sur l'étude des courants, de la vitesse de rotation et du couple électromagnétique du moteur, ce qui nous emmène à choisir un référentiel lié au stator.

b) EQUATIONS DU MOTEUR DANS LE REFERENTIEL LIE AU STATOR :

Pour un référentiel lié au stator, la vitesse angulaire de rotation du référentiel par rapport au stator est nulle ;  $\omega_a = 0$ .

Les équations établies en (I.12), (I.13) sont équivalentes à :

$$\begin{cases} U_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} \\ U_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} + \omega_m \psi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} - \omega_m \psi_{dr} \end{cases} \quad (I.14)$$

Pour l'équation mécanique:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_{em} - \Gamma_r \quad (I.15)$$

I.4) SIMULATION NUMERIQUE:

Les équations établies en (I.14) et (I.15), décrivant le fonctionnement du moteur ne sont pas linéaires, d'où la nécessité d'utiliser une méthode d'analyse numérique permettant la résolution de celles-ci.

Pour la précision donnée par la méthode de RUNGE-KUTTA du 4eme ordre, notre choix s'est porté sur celle-ci, sachant que cette méthode n'est applicable que si les conditions initiales du système à étudier sont connues.

I.4.1) ETABLISSEMENT DU MODELE MATHEMATIQUE:

Le système d'équations électriques du moteur donné précédemment (I.14), peut être écrit sous la forme suivante :

$$\frac{dX}{dt} = f(X, U, t)$$

En regroupant les 4 équations électriques, on obtient :

$$[U] = [C][J] + [D] \frac{d}{dt} [J]$$

avec :

$$[J] = \begin{bmatrix} I_{ds} & I_{qs} & I_{dr} & I_{qr} \end{bmatrix}_t \quad [U] = \begin{bmatrix} U_{ds} & U_{qs} & 0 & 0 \end{bmatrix}_t$$

$$[C] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_m L_{sr} & R_r & \omega_m L_r \\ -\omega_m L_{sr} & 0 & -\omega_m L_r & R_r \end{bmatrix} \quad [D] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_{sr} & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_{sr} \\ L_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_{sr} & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

$$\omega_m = p\Omega$$

Nous isolons alors  $\frac{d}{dt} [J]$ , nous obtenons :

$$\frac{d}{dt} [J] = -[E][C][J] + [E][U]$$

avec :

$$[E] = [D]^{-1} = (1/S) \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_{sr} & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_{sr} \\ -L_{sr} & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_{sr} & 0 & L_s \end{bmatrix}$$

$$S = \sqrt{L_s L_r - (L_{sr})^2}$$

La vitesse de rotation du moteur est donnée par :

$$\frac{d\Omega}{dt} = (1/J) (\Gamma_{em} - \Gamma_r)$$

Le couple électromagnétique est défini par :

$$\Gamma_{em} = 1,5 p L_{sr} (I_{qs} I_{dr} - I_{ds} I_{qr})$$

Nous supposons que le couple résistant varie linéairement avec la vitesse de rotation .

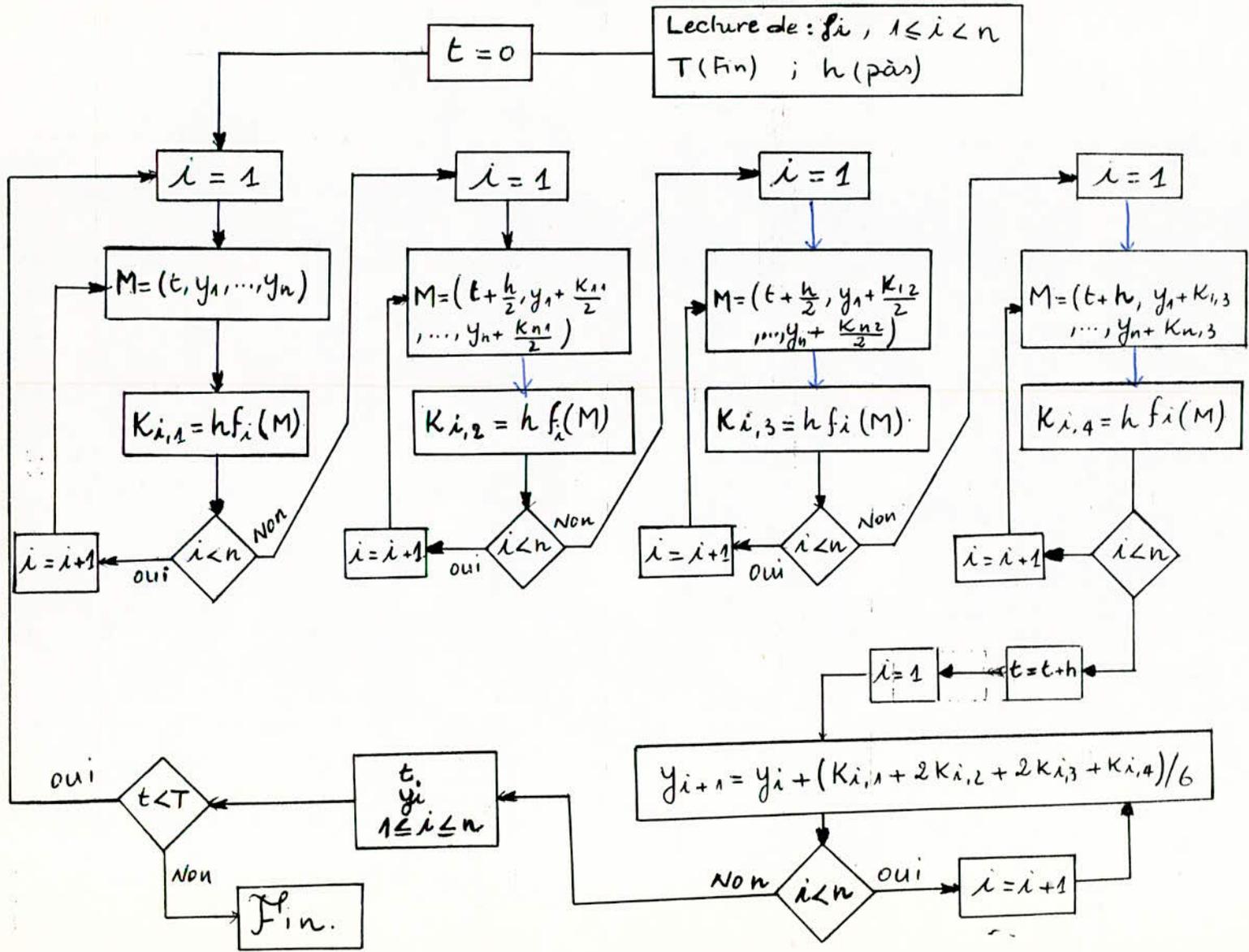
$$\Gamma_r = f_r \Omega$$

D'après les courbes tracées (courant , vitesse , couple) , on remarque qu'au démarrage :

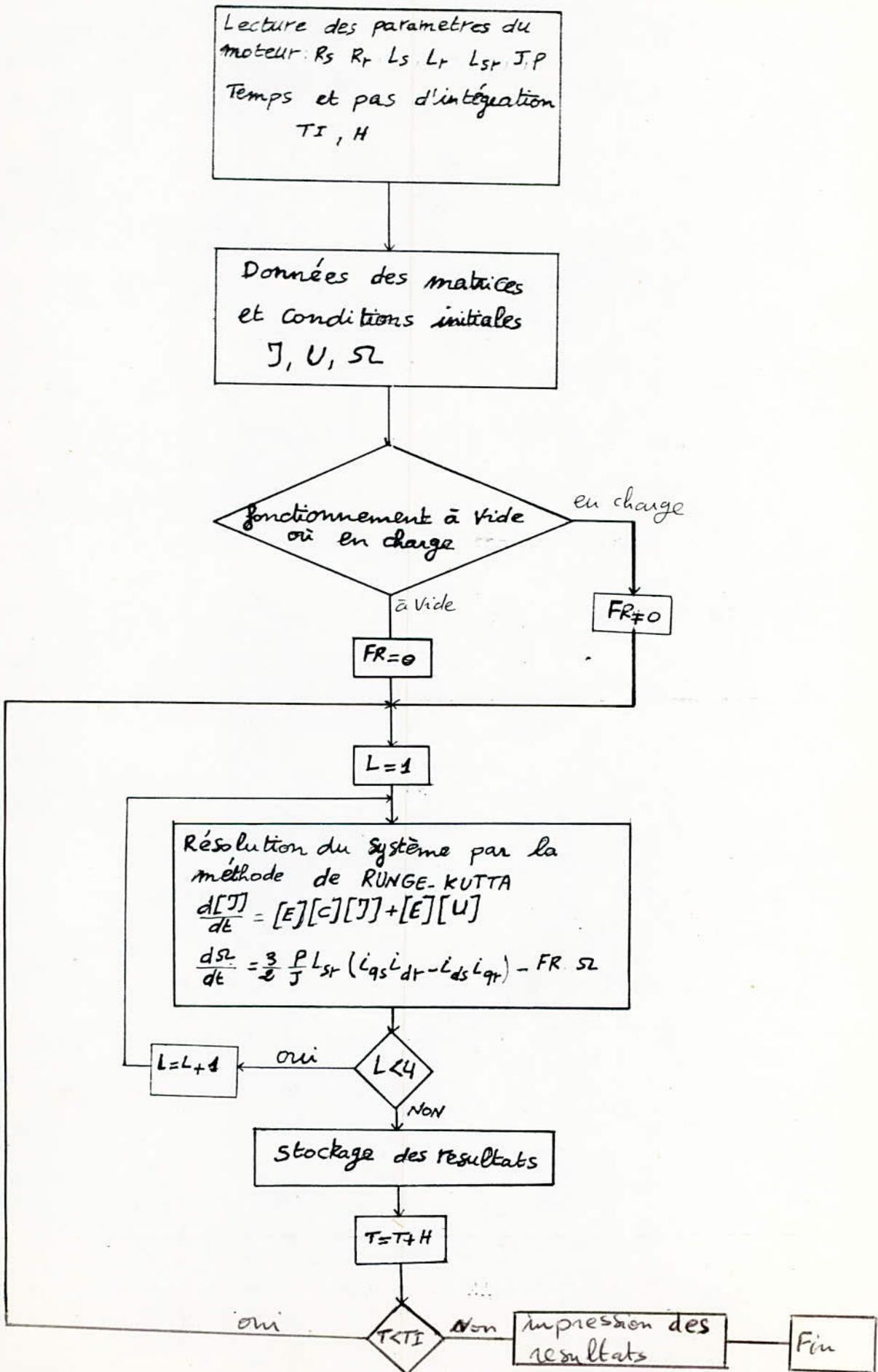
- Le moteur absorbe un fort courant , 3 à 5 fois le courant nominal.
- Pour le démarrage en charge , le couple électromagnétique augmente, mais la vitesse de rotation du moteur diminue . On peut conclure donc , qu'en chargeant un moteur asynchrone , sa vitesse

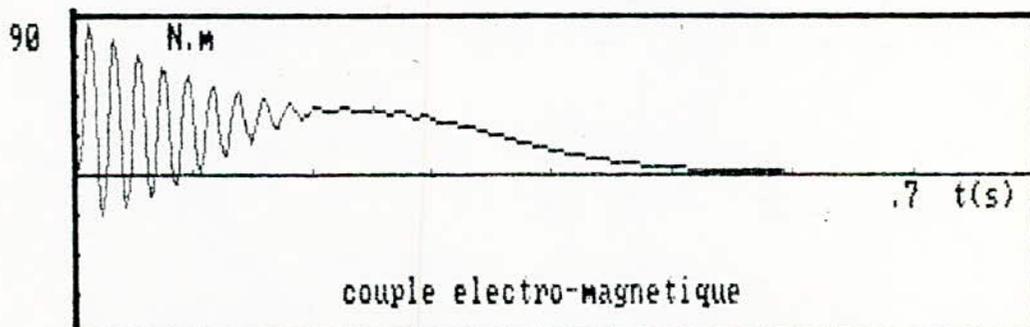
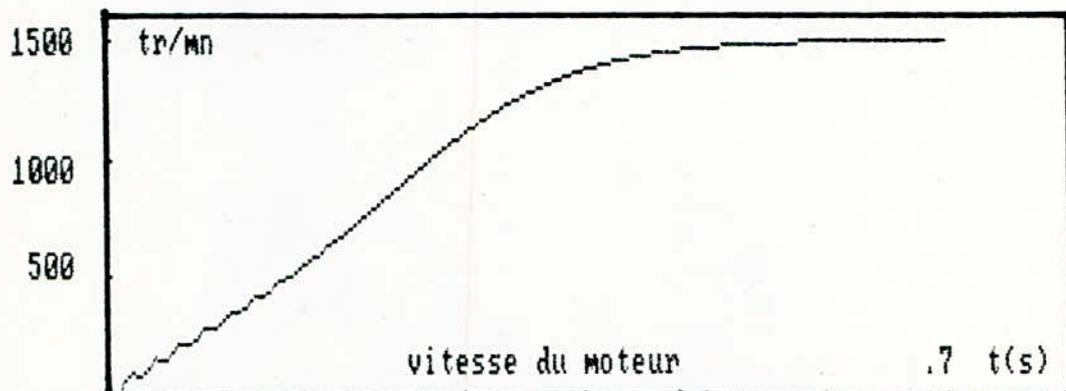
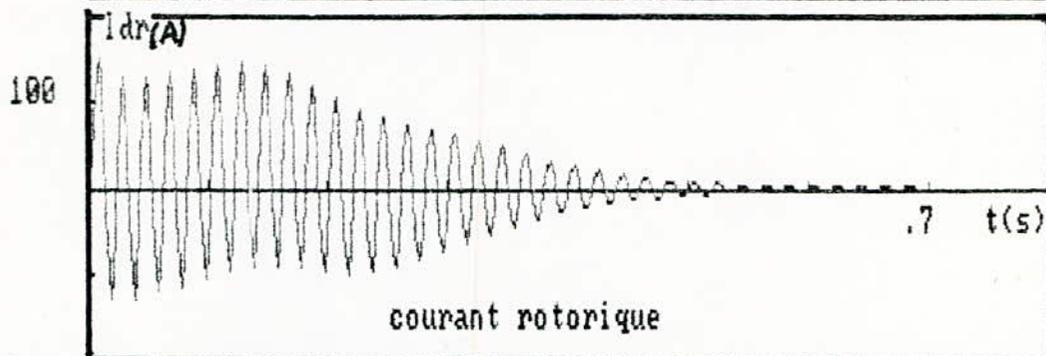
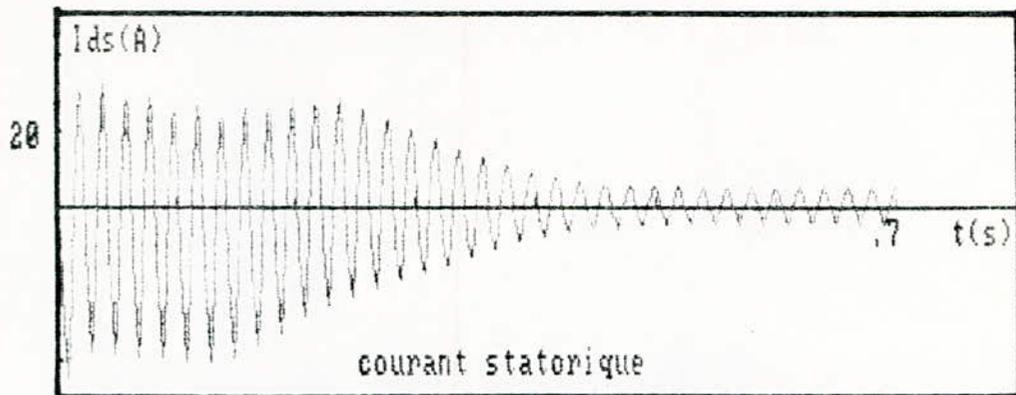
de rotation diminue.

-Au démarrage le couple présente des fluctuations, qui sont néfastes pour le moteur.

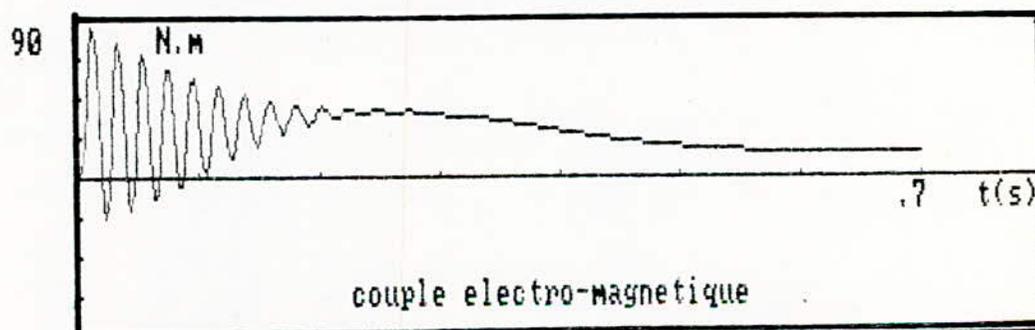
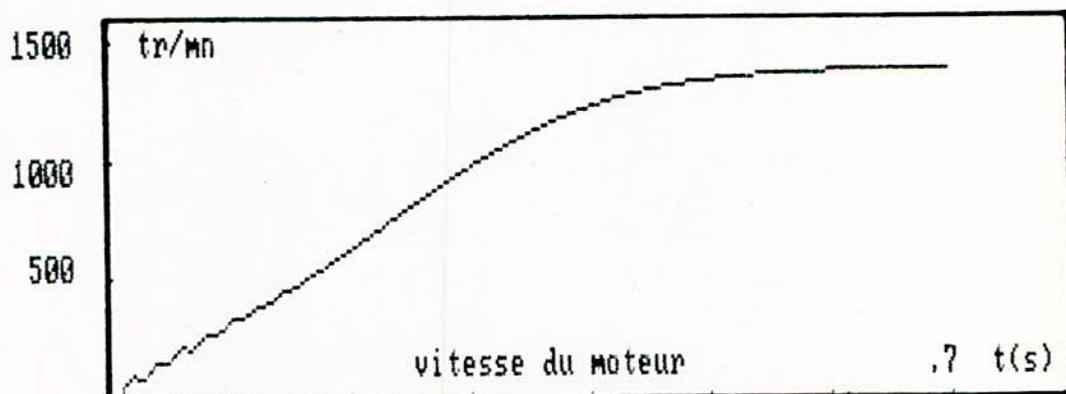
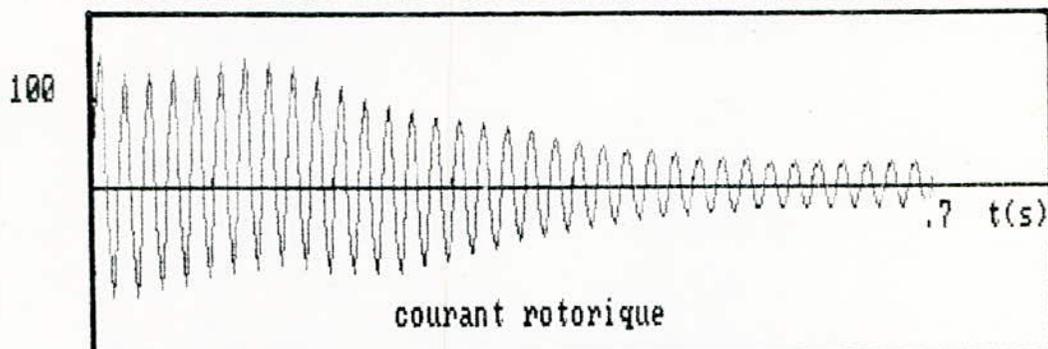
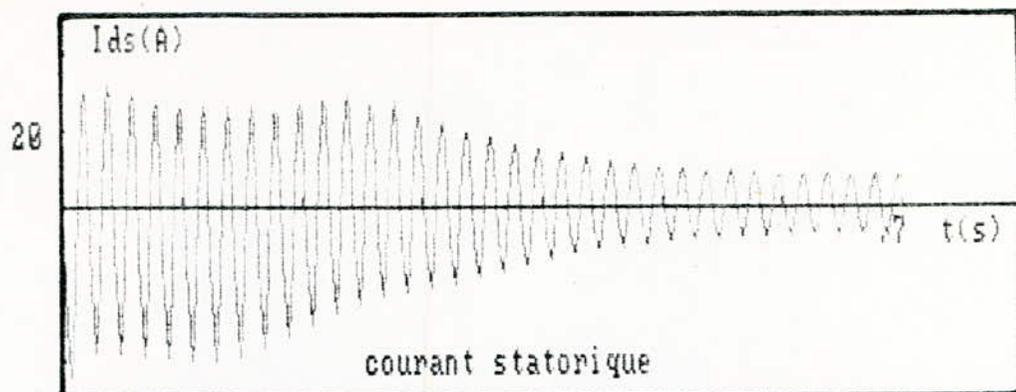


I.4.3) Organigramme du démarrage du moteur seul:





Démarrage à vide du moteur seul



Démarrage en charge du moteur seul

# CHAPITRE 2

## II.1) ETUDE DU PONT DE GRAETZ A SIX THYRISTORS:

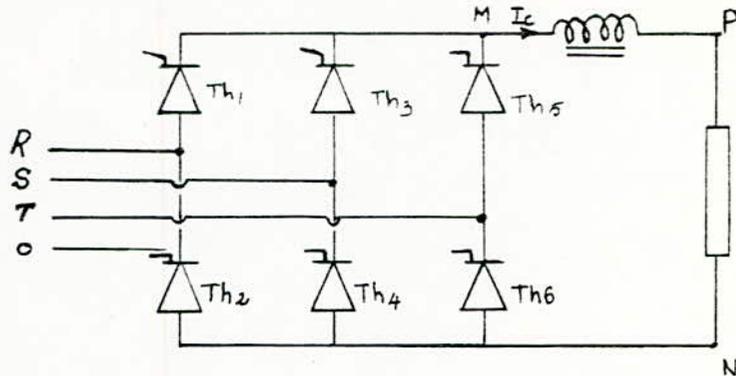


figure 4.

La charge du pont est constituée par un circuit actif dont l'inductance est suffisamment grande pour que l'on puisse négliger l'ondulation du courant dans la charge. On désigne par  $I_c$  l'intensité de ce courant.

### I.1.1) TENSION REDRESSEE DELIVREE PAR LE PONT:

En admettant que les commutations sont instantanées. La tension redressée à la sortie du pont dépend de l'angle d'amorçage des thyristors. Pour un angle  $\alpha = 120^\circ$ , on peut représenter les différentes figures.

-Voir figure 5 :

$V_M - V_O = f(t)$  tension entre le point M du pont et le neutre O du réseau.

$I_{th1} = f(t)$  courant dans le thyristor th1.

-Voir figure 6 :

$V_N - V_O = f(t)$  tension entre le point N du pont et le neutre O du réseau.

$I_{th2} = f(t)$  courant dans le thyristor th2.

on remarque que la durée de conduction d'un thyristor est de  $2\pi/3$

c'est à dire le tiers de la période.

La tension redressée à la sortie du pont est donnée par  $V_M - V_N$ :

$$V_M - V_N = (V_M - V_0) - (V_N - V_0)$$

Le courant dans le fil R est :  $I_r = I_{th1} + I_{th2}$

- Voir figure 7:

$V_M - V_N = f(t)$  : Tension redressée délivrée par le pont

$I_r = f(t)$  : courant dans le fil R du réseau

### II.1.2) TENSION MOYENNE A LA SORTIE DU PONT

$U = V_P - V_N$  ;  $U$  : tension instantannée

$$U_{moy} = U_c$$

$$\text{On a : } V_M - V_N = L \frac{dI_r}{dT} + U$$

$$\text{Alors : } (V_M - V_N)_{moy} = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \int_{i1}^{i2} L dI_r + U_c \alpha$$

$$\text{Donc : } (V_M - V_N)_{moy} = U_c \alpha$$

$$(V_M - V_N)_{moy} = (V_M - V_0)_{moy} - (V_N - V_0)_{moy}$$

$$\text{Or : } (V_M - V_0)_{moy} = - (V_N - V_0)_{moy}$$

$$\text{On aura donc : } U_c \alpha = 2(V_M - V_0)$$

$$\text{Ou encore : } (V_M - V_0)_{moy} = (1/2) U_c \alpha$$

D'après le graphe de la figure 7, on intègre sur l'intervalle suivant :  $(\pi/6) + \alpha$ ,  $(5\pi/6) + \alpha$

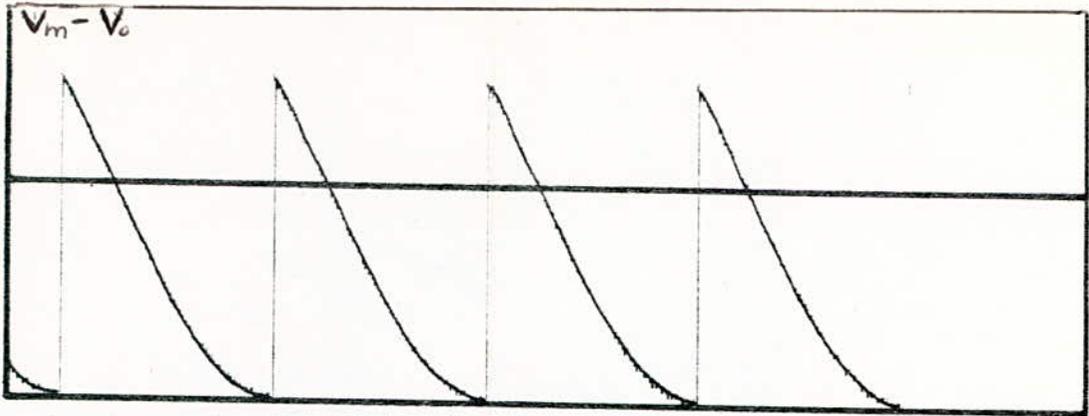
La fonction à intégrer est :  $(V_M - V_N) = V_{max} \sin(\omega t) = V_{max} \sin \theta$   
avec :  $\theta = \omega t$

$$(1/2) U_c \alpha = \frac{1}{(5\pi/6) + \alpha - [(\pi/6) + \alpha]} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_{max} \sin \theta d\theta$$

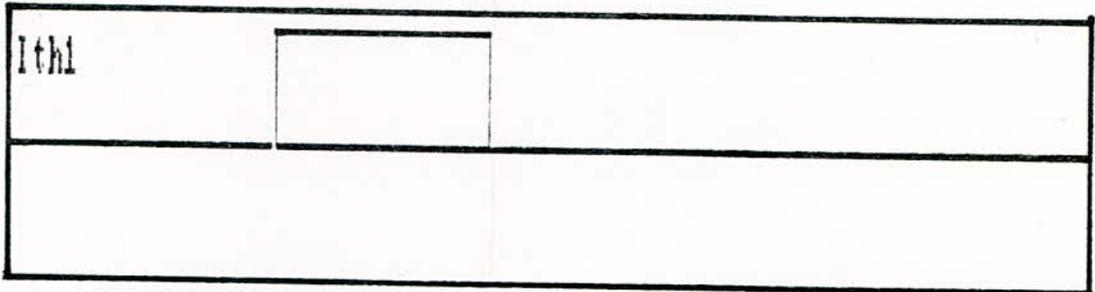
$$(1/2) U_c \alpha = (3/2\pi) V_{max} [\cos(\pi/6 + \alpha) - \cos(5\pi/6 + \alpha)]$$

$$U_c \alpha = (3\sqrt{3} / \pi) V_{max} \cos \alpha$$

$$U_c \alpha = (3\sqrt{2} / \pi) U_{eff} \cos \alpha$$

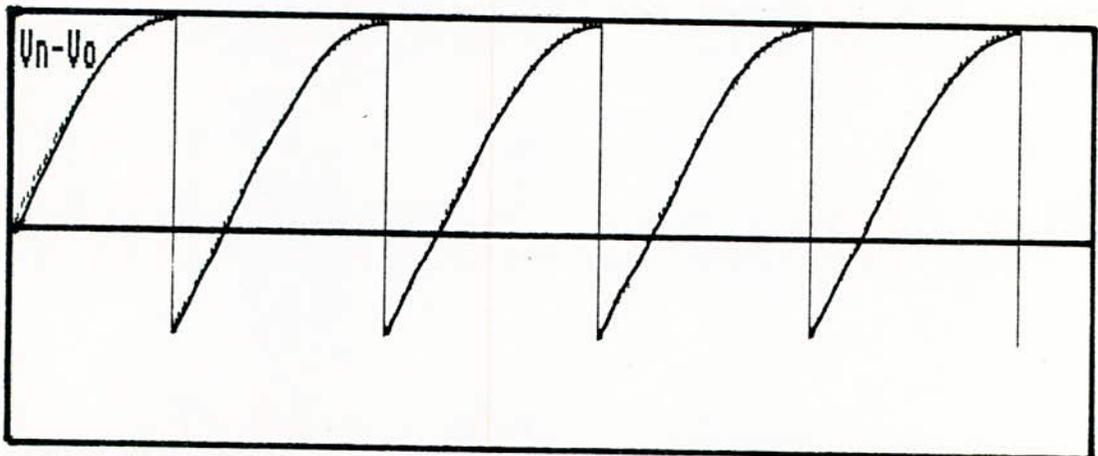


tension entre le point m du pont et le neutre du réseau pour un angle d'amorçage  $\alpha=120^\circ$

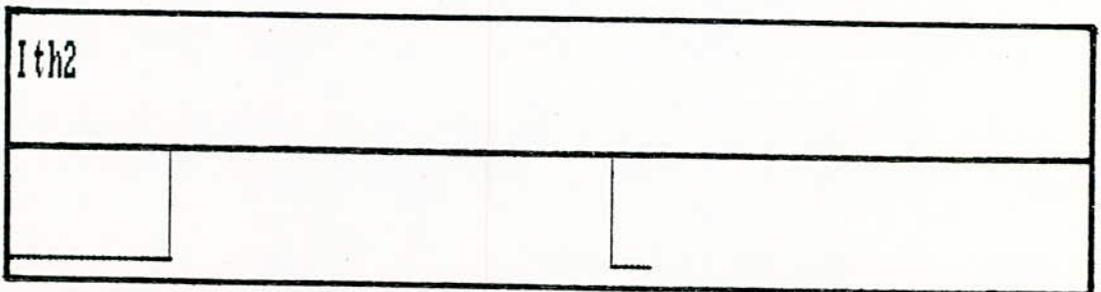


courant dans le thyristor th1 pour un angle d'amorçage  $\alpha=120^\circ$

Figure 5

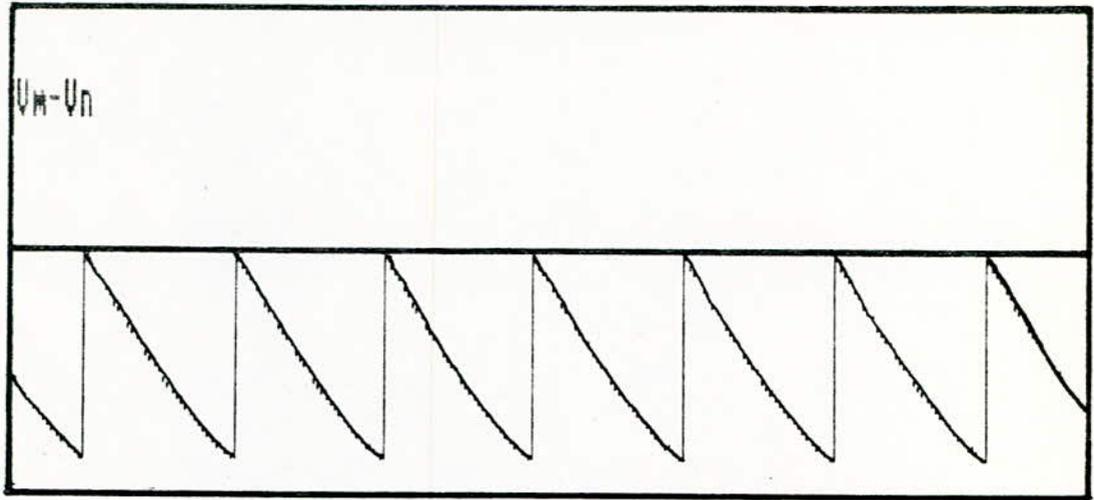


tension entre le point n du pont et le neutre du réseau pour un angle d'amorçage  $\alpha=120^\circ$

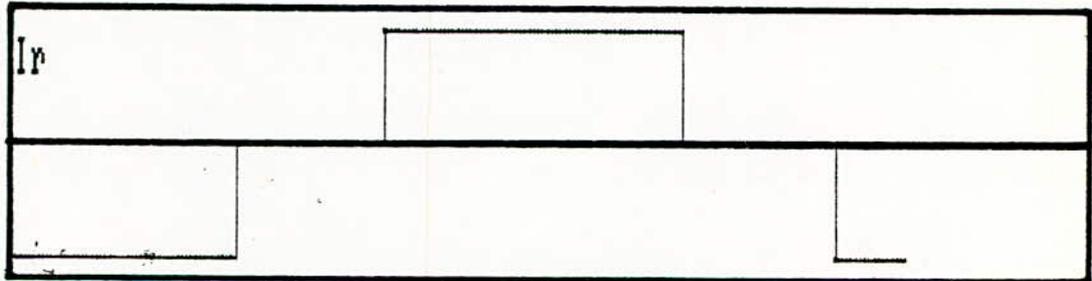


courant dans le thyristor th2 pour un angle d'amorçage  $\alpha=120^\circ$

Figure 6



tension redressée par le pont onduleur



courant dans le fil R

Figure 7

Tenant compte que  $U_{eff} = \sqrt{3} V$ , on aura:

$$U_c = (3\sqrt{6} / \pi) V_s \cos \alpha$$

$V_s$ : tension simple d'alimentation

### II.1.3) PUISSANCE MOYENNE FOURNIE PAR LE PONT :

La puissance fournie a pour expression :  $P = U_c I_c$

$$\text{ou encore : } P = (3\sqrt{6} / \pi) V_s I_c \cos \alpha$$

### II.1.4) CALCUL DU COURANT DANS LE FIL DE LIGNE R :

On prendra comme origine l'un des axes de symétrie de la courbe .

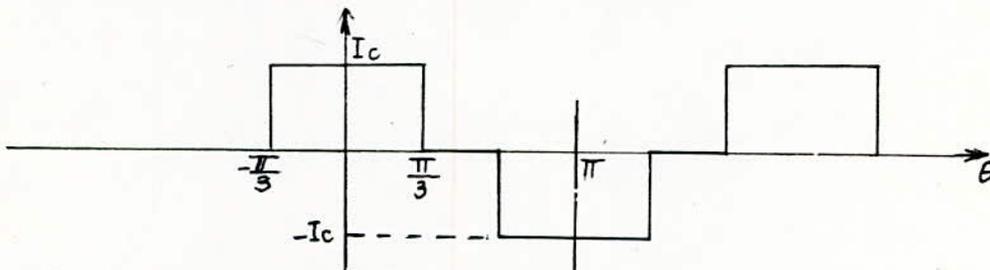


figure 8

On remarque que la fonction est paire,  $f(t) = f(-t)$ , donc la décomposition de cette fonction en série de FOURRIER ne contient que des termes en cosinus . De plus,  $f(t + T/2) = f(-t)$ , donc la fonction ne contient que des harmoniques impaires .

$$\text{Alors : } I_R = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\theta)$$

$$\text{avec : } a_n = (1/\pi) \int_0^{2\pi} I_c \cos(n\theta) d\theta \quad , \theta = \omega t$$

$$a_n = (4/\pi) \int_0^{\pi/3} I_c \cos(n\theta) d\theta$$

$$a_n = (4/\pi) I_c (\sin(n\theta)) / n$$

$$I_R = (2\sqrt{3} / \pi) I_c \left[ \frac{\cos \theta}{1} - \frac{\cos 5\theta}{5} + \frac{\cos 7\theta}{7} + \dots \right]$$

$$\text{posons : } I_{Rmax} = (2\sqrt{3} / \pi) I_c$$

$$\text{alors : } I_R = I_{Rmax} \sum_{k=0}^{\infty} \cos(6k+1)\theta / (6k+1)$$

II.1.5) VALEUR EFFICACE DU FONDAMENTAL :

Sachant que  $I_{Rmax} = \sqrt{2} I_{Reff}$

donc :  $I_{Roeff} = (\sqrt{6}/\pi) I_c$

avec :  $I_{Roeff}$  : valeur efficace du fondamental

II.1.6) VALEUR EFFICACE DU COURANT DANS LE FIL R :

$$I_{R\text{ eff}} = (1/2\pi) \int_0^{2\pi} I_c d\theta$$

d'après la figure 8 , on a :

$$I_{R\text{ eff}} = (4/2\pi) \int_0^{\pi/3} I_c d\theta$$

$$I_{R\text{ eff}} = (\sqrt{2}/\sqrt{3}) I_c$$

II.1.7) VALEUR MOYENNE DU COURANT DANS UN THYRISTOR :

La valeur moyenne du courant est donnée par :

$$I_{cmoy} = (1/2\pi) \int_0^{2\pi} I_c d\theta$$

Or la durée de conduction d'un thyristor est de  $(2\pi/3)$ , donc :

$$I_{cmoy} = (1/2\pi) \int_0^{2\pi/3} I_c d\theta$$

$$I_{cmoy} = (1/3) I_c$$

II.1.8) VALEUR EFFICACE DU COURANT DANS UN THYRISTOR :

$$I_{ceff} = (1/\sqrt{3}) I_c$$

## II.2) ETUDE DU PONT DE GRAETZ A SIX DIODES:

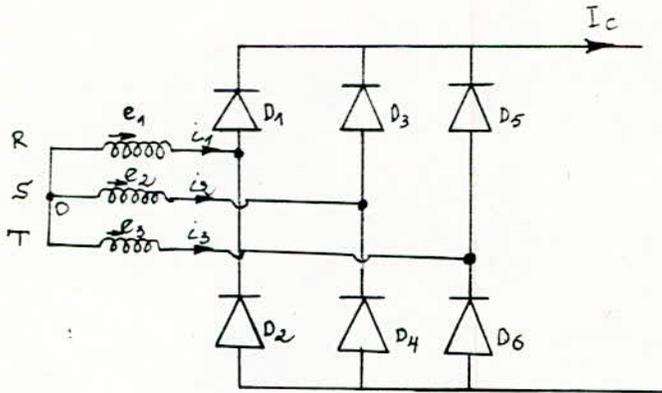


figure 9

### II.2.1) TENSION REDRESSEE DELIVREE PAR LE PONT:

Sur la figure 10 , on trace:

-VM - V0 = f(t) :tension entre le point M du pont et le neutre 0 du réseau.

-Id1 = f(t) :courant dans la diode d1.

Sur la figure 11 , on trace:

-VN - V0 =f(t) :tension entre le point N du pont et le neutre 0 du réseau.

-Id2 = f(t) :courant dans la diode d2.

La tension redressée à la sortie du pont est donnée par:

$$VM - VN = (VM - V0) - (VN - V0)$$

Le courant dans le fil R est :  $IR = Id1 + Id2$  .

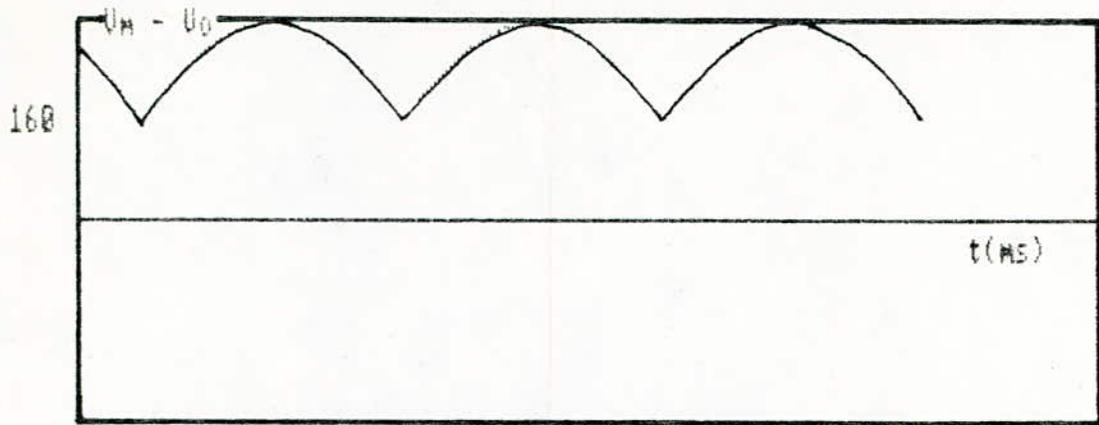
D'après les figures 10 et 11 , on trace:

\* VM - VN = f(t) :tension redressée à la sortie du pont.

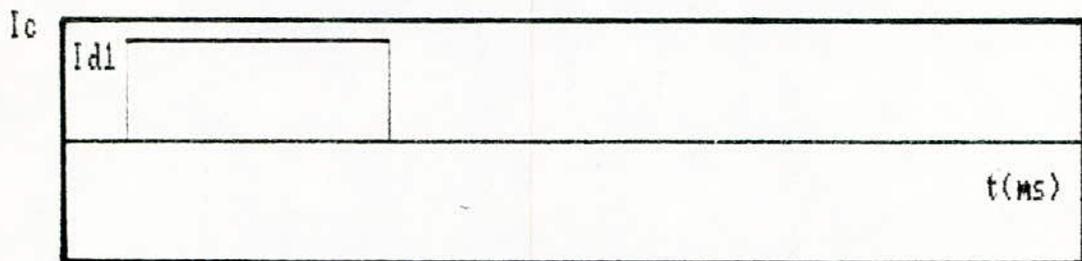
\* IR = f(t) :courant dans le fil R.

### II.2.2) CALCUL DE LA TENSION MOYENNE DELIVREE PAR LE PONT :

On procède de la même façon que pour le pont de GRAETZ à six

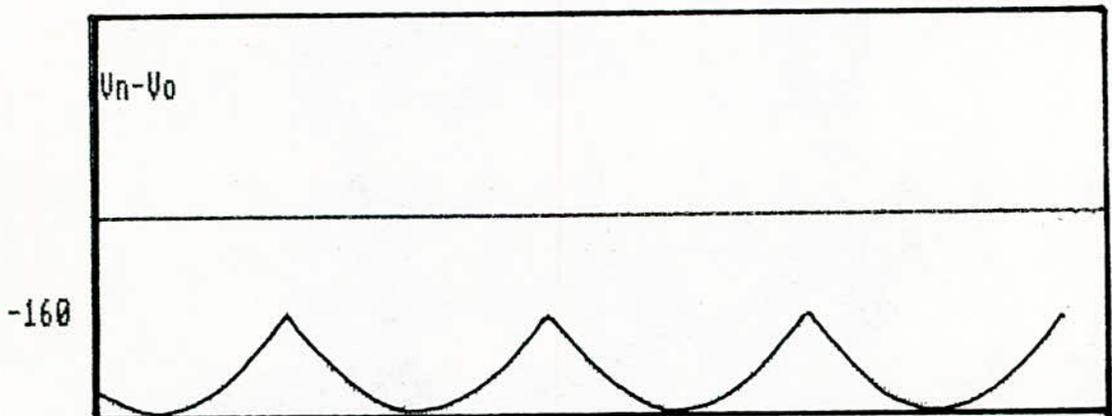


tension entre le point m du pont et le neutre du reseau

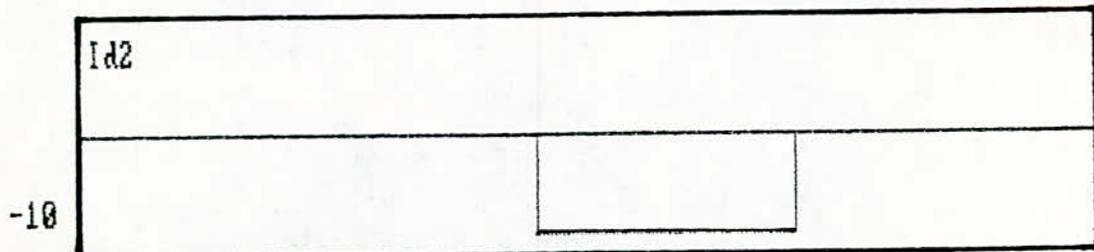


le courant dans la diode d1

Figure 10

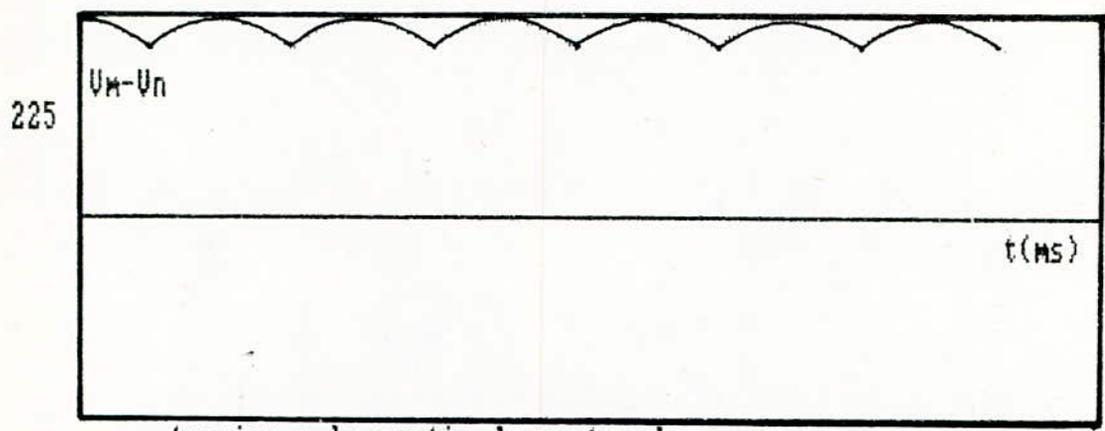


tension entre le point n du pont et le neutre du reseau

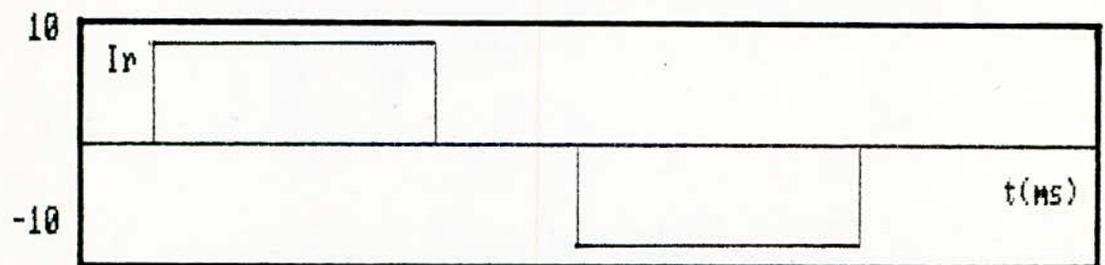


le courant dans la diode d2

Figure 11



tension a la sortie du pont redresseur



le courant dans le fil R du reseau

Figure 12

thyristors, avec  $\alpha = 0$ .

On trouve:  $U_{co} = (3\sqrt{6} / \pi) V$  ;  $V$  : tension simple

### II.2.3) COURANT DANS LE FIL R:

Pour les courants, on retrouve la même chose que pour le pont à thyristors.

$$I_R = \sum_{k=0}^{\infty} I_c \cos(6k \pm 1)\theta / (6k \pm 1) \quad ; \quad \theta = \omega t$$

### II.2.4) COURANT EFFICACE DANS LE FIL R:

$$I_{Reff} = (\sqrt{2} / \sqrt{3}) I_c$$

### II.2.5) COURANT MOYEN DANS UNE DIODE:

$$I_{moy} = (1/3) I_c$$

### II.2.6) COURANT EFFICACE DANS UNE DIODE:

$$I_{ceff} = (1/\sqrt{3}) I_c$$

### II.2.7) ETUDE DU PONT EN TENANT COMPTE DE L'IMPEDANCE DU RESEAU D'ALIMENTATION:

Le pont à diodes est alimenté par le rotor. La présence des réactances dans les phases rotoriques fait que la commutation entre deux diodes n'est pas instantanée. Pour l'étude de la commutation, on suppose qu'au moment de celle-ci, les diodes  $d_1$  et  $d_2$  conduisent en même temps.

Considérons le schéma suivant, où deux sources de tension  $e_1$  et  $e_2$  débitent à travers deux diodes sur une charge dont le courant  $I_c$  est supposé constant.

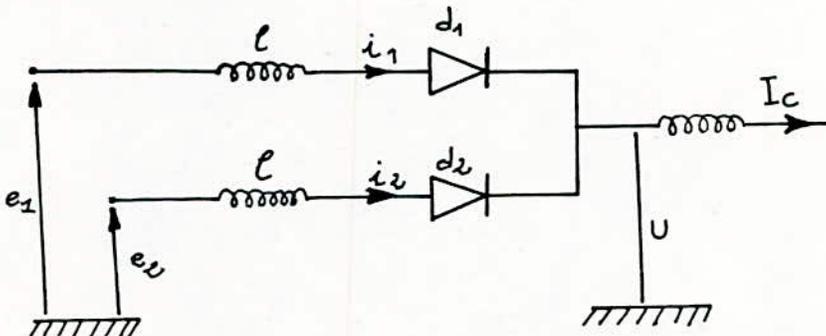


figure 12

On a les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} e_1 = L_1(dI_1/dt) + U \end{array} \right. \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} e_2 = L_2(dI_2/dt) + U \end{array} \right. \quad (2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 + I_2 = I_c = cte \end{array} \right. \quad (3)$$

En faisant la somme de (1) et (2), on aura :

$$e_1 + e_2 = 2U + L_1(dI_1/dt) + L_2(dI_2/dt)$$

$$L_1 = L_2 = L$$

$$e_1 + e_2 = 2U + L d(I_1 + I_2)/dt$$

D'après (3) :

$$d(I_1 + I_2)/dt = 0$$

Donc :  $U = (e_1 + e_2)/2$

L'équation (1), s'écrit :

$$L (dI_1/dt) = e_1 - U \quad , \text{donc: } L (dI_1/dt) = (e_1 - e_2)/2 = -L (dI_2/dt)$$

Pendant la durée de l'empiètement, les courants débités par  $e_1$  et  $e_2$  varient linéairement en fonction du temps, et de manières opposées, (en toute rigueur ces variations sont des arcs de sinusoïdes).

La figure 13 représente les tensions redressées à la sortie du pont et le courant dans le fil R en tenant compte de l'empiètement.

#### II.2.8) CALCUL DE LA TENSION A LA SORTIE DU PONT EN TENANT COMPTE DE L'EMPIETEMENT

On a vu précédemment que :

$$L (dI_2/dt) = - (e_1 - e_2)/2$$

En considérant que :  $e_1 - e_2 = \sqrt{3} V_{max} \cos(\omega t - \pi/3)$

alors :  $L (dI_2/dt) = -(\sqrt{3}/2) V_{max} \cos(\omega t - \pi/3)$

par intégration de cette équation différentielle on trouve :

$$I_2(t) = - (\sqrt{3}/2 \omega L) V_{max} \sin (\omega t - \pi/3) + k$$

Désignons par  $\mu$  (figure 13) l'angle d'empiètement anodique ;  
 pour  $\omega t = (5\pi/6)$ , on a  $I_2=0$   
 pour  $\omega t = (5\pi/6) + \mu$ , on aura  $I_2=I_c$

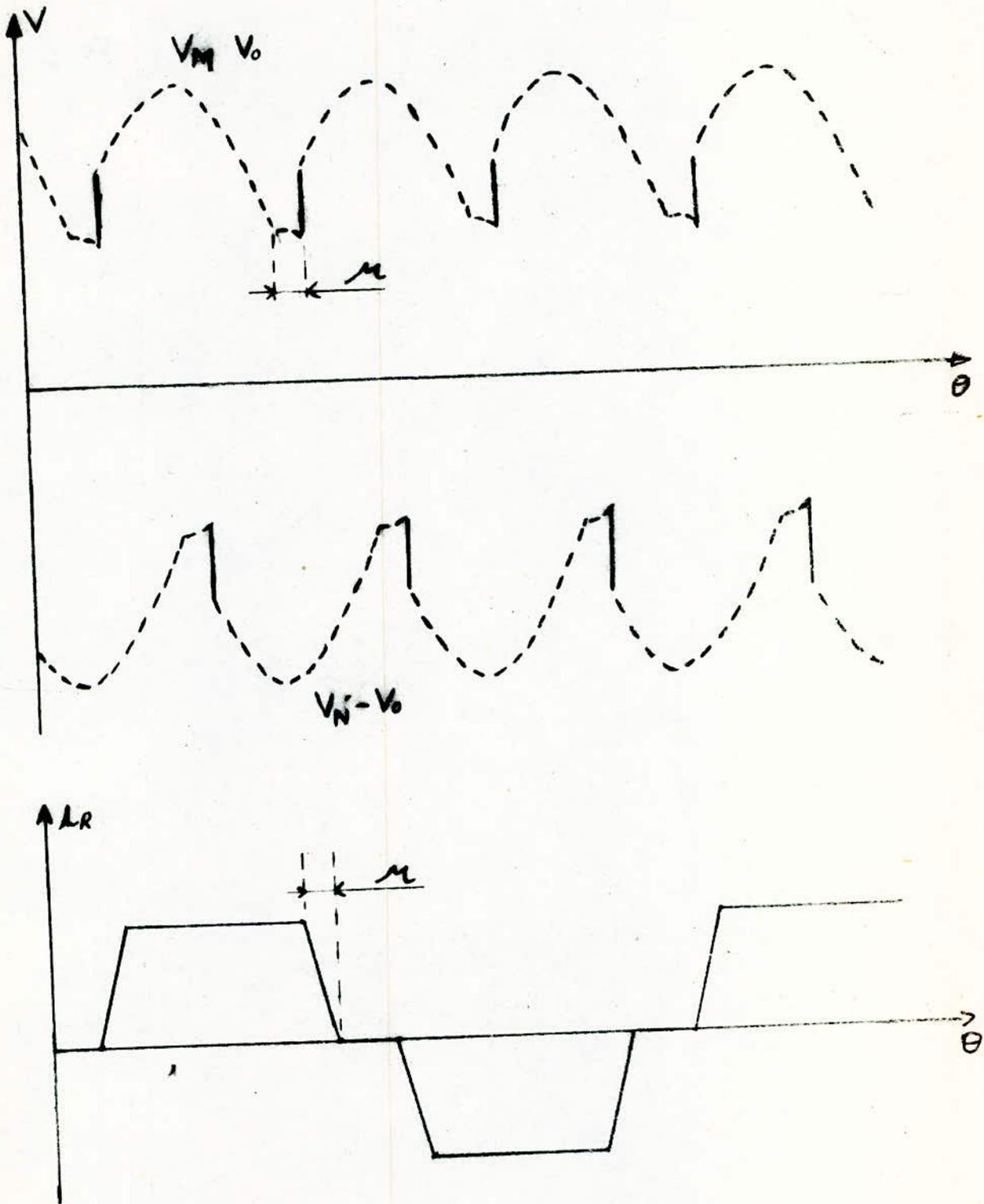


Figure 13

$$k = (\sqrt{3}/2\omega L) V_m$$

alors :

$$I_c = (\sqrt{3}/2\omega L) V_{max} (1 - \cos\mu)$$

alors :

$$1 - \cos\mu = (2\omega L / \sqrt{3} V_{max}) I_c$$

L'angle d'empiètement anodique  $\mu$  cause une chute de tension  $\Delta U_c$ .

Puisque l'empietement se fait six fois par période:

$$\Delta U_c = (6/2\pi) \int_{5\pi/6}^{5\pi/6 + \mu} (V_2 - (V_1 + V_2)/2) d\theta$$

$$U_c = (3/2\pi) \int_{5\pi/6}^{5\pi/6 + \mu} (V_2 - V_1) d\theta$$

$$U_c = (3/\pi)\omega L I_c$$

#### II.2.9) TENSION AUX BORNES DE LA CHARGE :

$$U_c = U_{c0} - \Delta U_c = U_{c0} - R_c I_c \quad , U_{c0} = (3\sqrt{6}/\pi)V \text{ et } R_c = (3/\pi)\omega L$$

#### II.2.10) PERTES JOULES DANS LES TROIS FILS DUES AUX HARMONIQUES :

Soit  $R_r$  la résistance d'un fil, l'expression des pertes dans les trois fils est la suivante:

$$P_{jr} = 3 R_r I_{R \text{ eff}}^2 = 2 R_r I_c^2$$

Les pertes joules dans les trois fils dues au fondamental:

$$P_{jro} = 3 R_r I_{R \text{ oeff}}^2 = (18/\pi^2) R_r I_c^2$$

$$P_{jr}/P_{jro} = \pi^2/9$$

Ce résultat, nous permet de conclure que les pertes joules supplémentaires dans les trois fils dues aux harmoniques de courant ne dépassent pas 10% de la valeur calculée en ne tenant compte que du fondamental.

#### II.2.11) CHUTE DE TENSION DANS LES TROIS FILS:

A chaque instant, on a deux phases qui conduisent au même temps, donc:

$$\Delta U = 2 R_r I_c$$

# CHAPITRE 3

### III) ETUDE DE LA CASCADE HYPOSYNCHRONNE

Les chapitres précédents, ont été consacrés à l'étude du moteur seul et des deux ponts (redresseur, onduleur)

Dans ce chapitre on étudie l'assemblage de ces différents éléments (moteur-ponts) . Les deux ponts (redresseur et onduleur) sont respectivement alimentés par le rotor et le réseau , tandis qu'une liaison en courant continu est assurée entre les deux ponts .

L'ensemble ainsi assemblé constitue "LA CASCADE HYPOSYNCHRONNE" dont le schéma synoptique est donné ci-dessous:

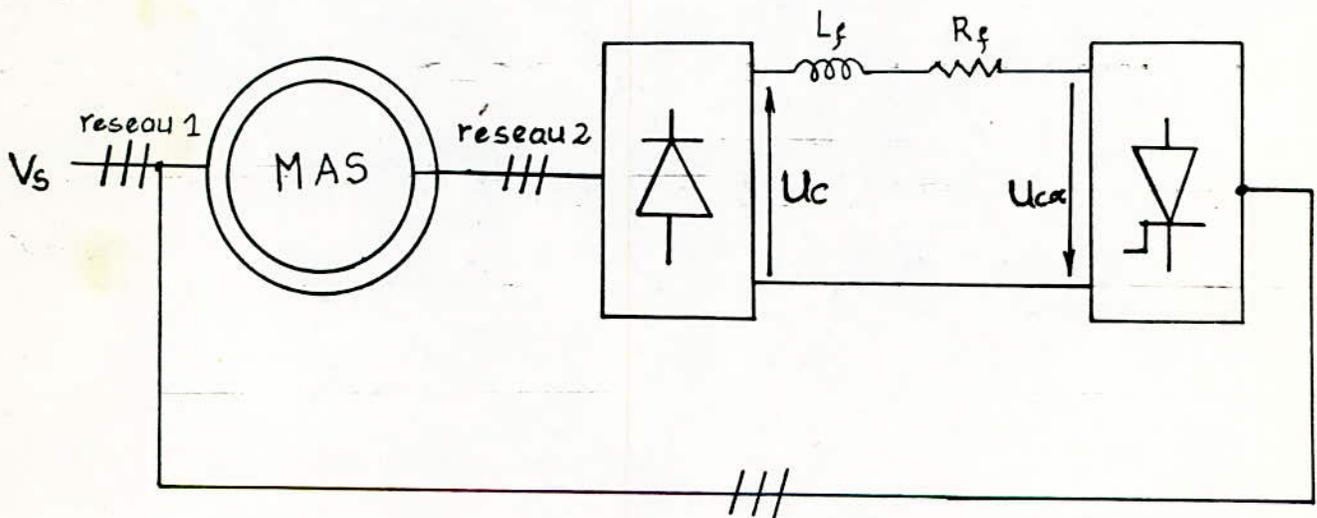


figure 14

Le couple du moteur est proportionnel au courant continu  $I_c$  circulant entre les deux ponts, le courant est lui même proportionnel à la différence entre les tension  $U_{c\alpha}$  et  $U_c$  , comme  $U_{c\alpha}$

est réglable à l'aide de l'angle d'amorçage des thyristors, donc  $I_c$  est réglable aussi et par conséquent le couple **et** la vitesse. Donc le réglage de la vitesse se fait par action sur l'angle d'amorçage des thyristors.

### III.1) ETUDE DU DEMARRAGE:

Le démarrage du moteur seul, a été étudié dans le chapitre I. Dans ce chapitre, on étudie le démarrage du moteur associé au dispositif de commande dans le but de tracer les diverses caractéristiques (courant, vitesse, couple) pour une consigne de vitesse donnée, de plus, on trace la variation de la vitesse pour différentes valeurs de consignes.

Pour la résolution du système d'équations différentielles résultant, on adopte la même méthode que dans le chapitre I (Méthode de RUNGE-KUTTA DU 4eme ordre)

#### III.1.1) EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT:

De même que dans le chapitre I, on choisit un référentiel lié au stator, donc, les équations de fonctionnement restent les mêmes que celles établies lors de l'étude du démarrage du moteur seul à la différence qu'il faut introduire le glissement et considérer les tensions rotoriques non nulles.

Le système d'équations électriques régissant le fonctionnement du moteur est donné par:

$$\frac{d}{dt}[\mathbf{J}] = -[\mathbf{E}][\mathbf{C}][\mathbf{J}] + [\mathbf{E}][\mathbf{U}]$$

Avec:

-  $[\mathbf{J}]$  et  $[\mathbf{E}]$  sont les matrices données dans le chapitre I.

-  $[\mathbf{U}]_t = [\mathbf{U}_{ds} \ \mathbf{U}_{qs} \ \mathbf{U}_{dr} \ \mathbf{U}_{qr}]$ : transposée de la matrice tension dans le repère d,q,o.

$$C = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & (1-g)\omega_s L_{sr} & R_r & (1-g)\omega_s L_r \\ -(1-g)\omega_s L_{sr} & 0 & -(1-g)\omega_s L_r & R_r \end{bmatrix}$$

L'équation mécanique ne change pas et s'exprime comme suit:

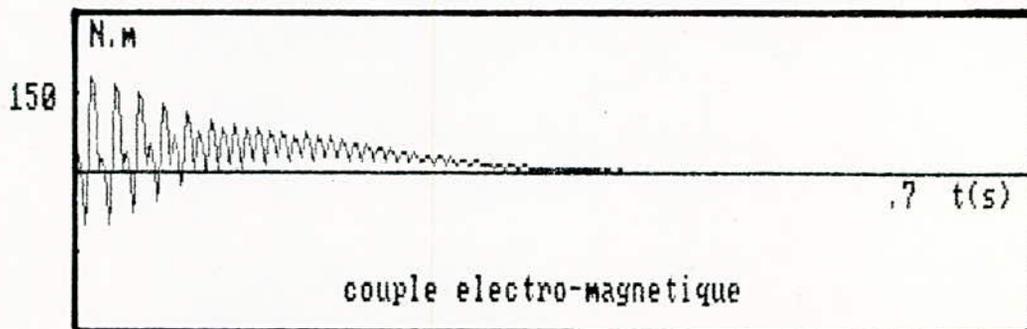
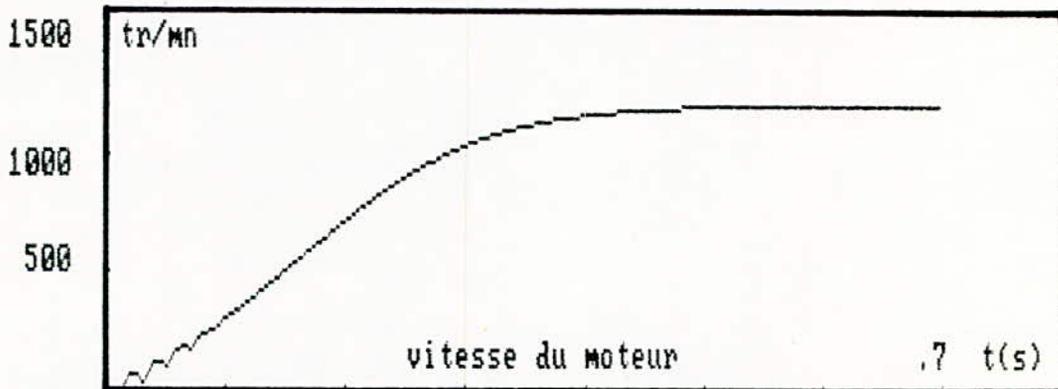
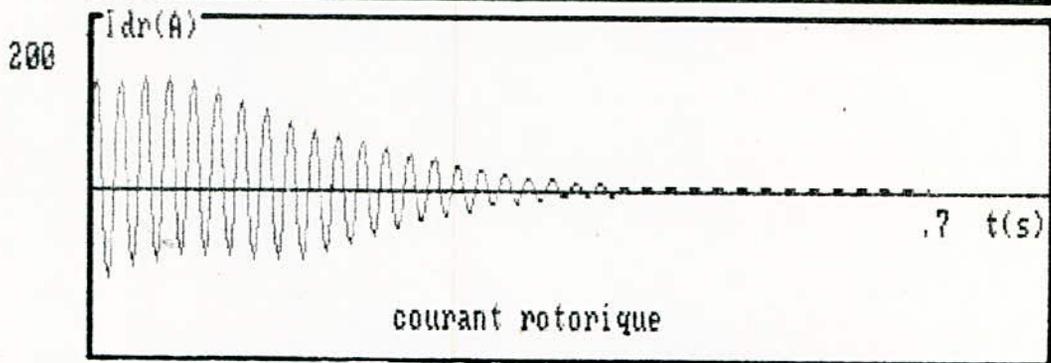
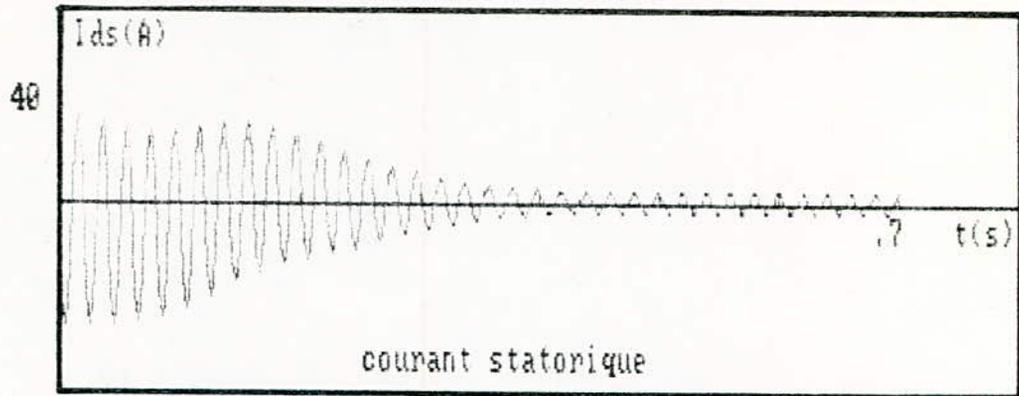
$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_{em} - \Gamma_r$$

$\Gamma_{em}$  et  $\Gamma_r$  sont respectivement, le couple électromagnétique et le couple résistant, leurs expressions sont données au chapitre I.

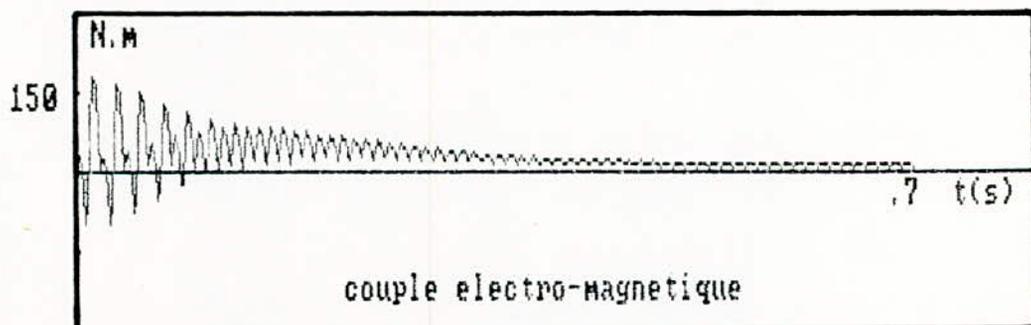
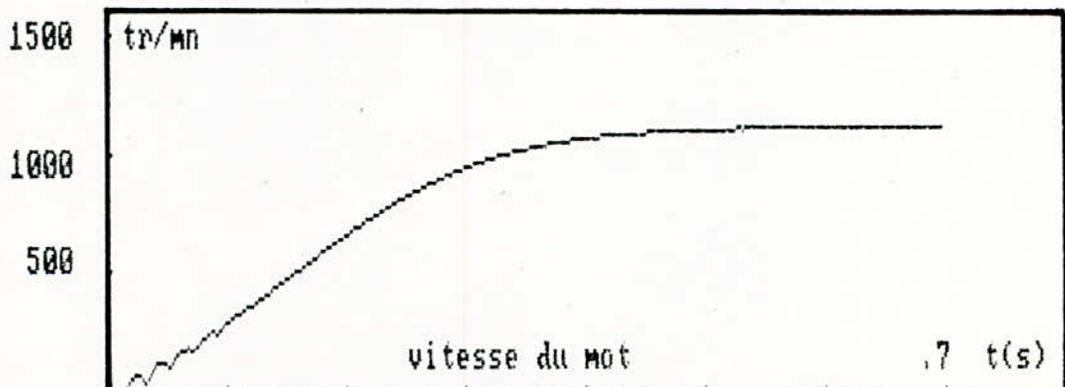
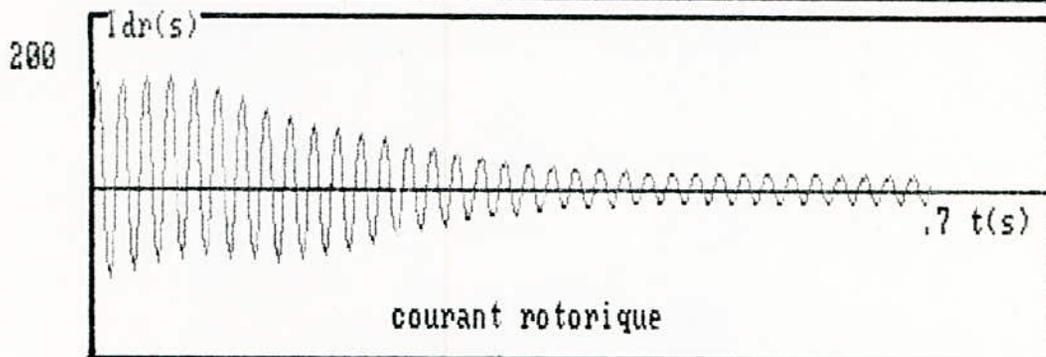
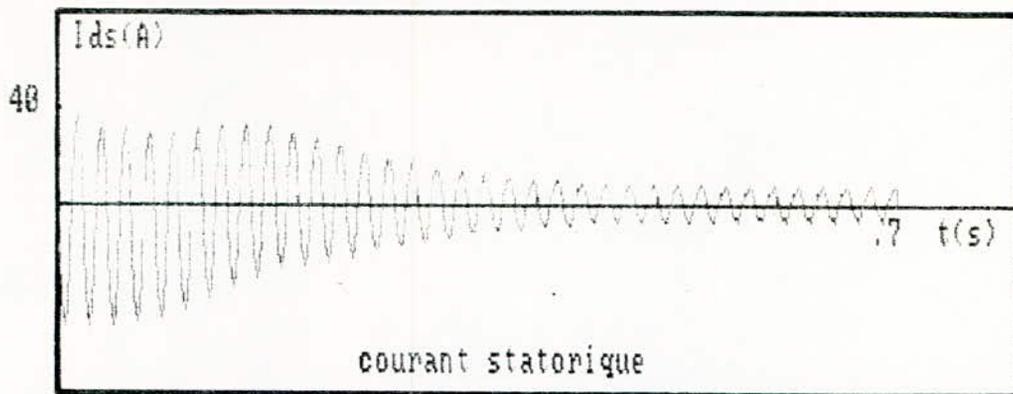
### III.1.2) COMMENTAIRES DES RESULTATS OBTENUS:

D'après les courbes tracées on remarque que:

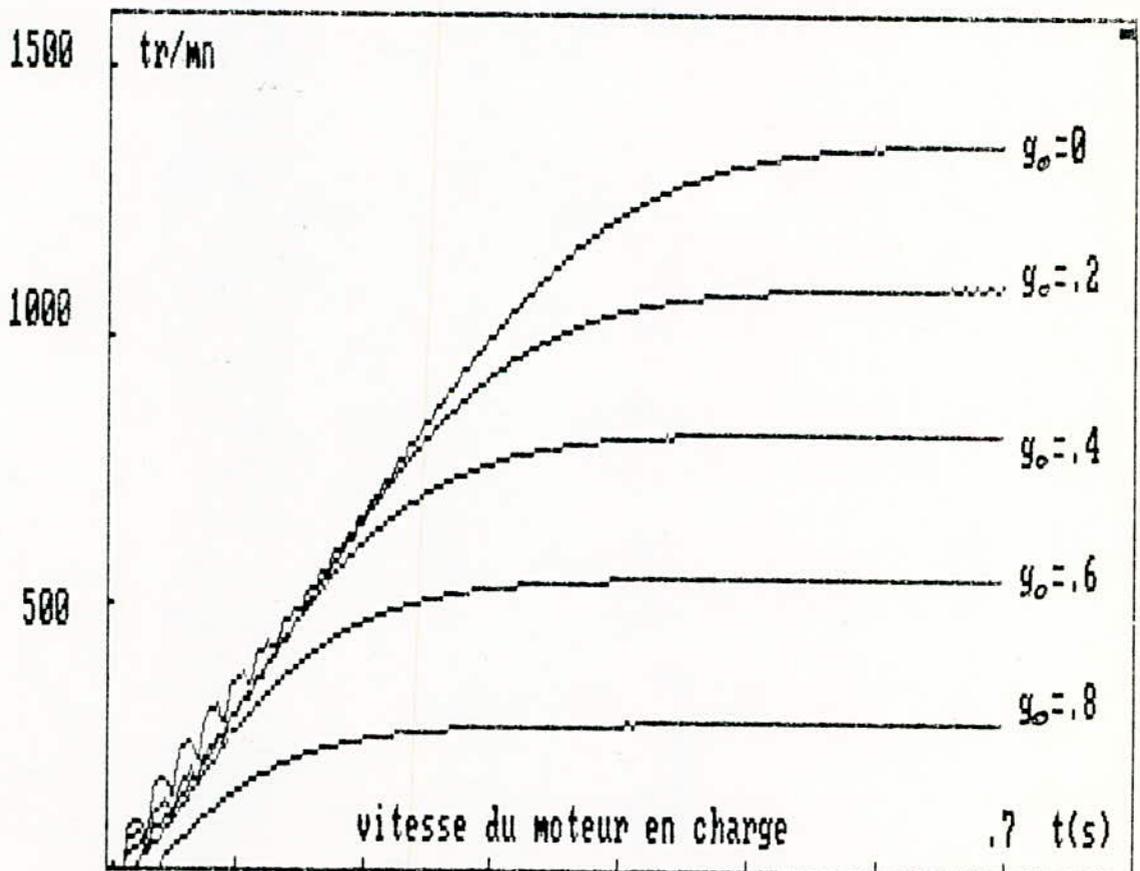
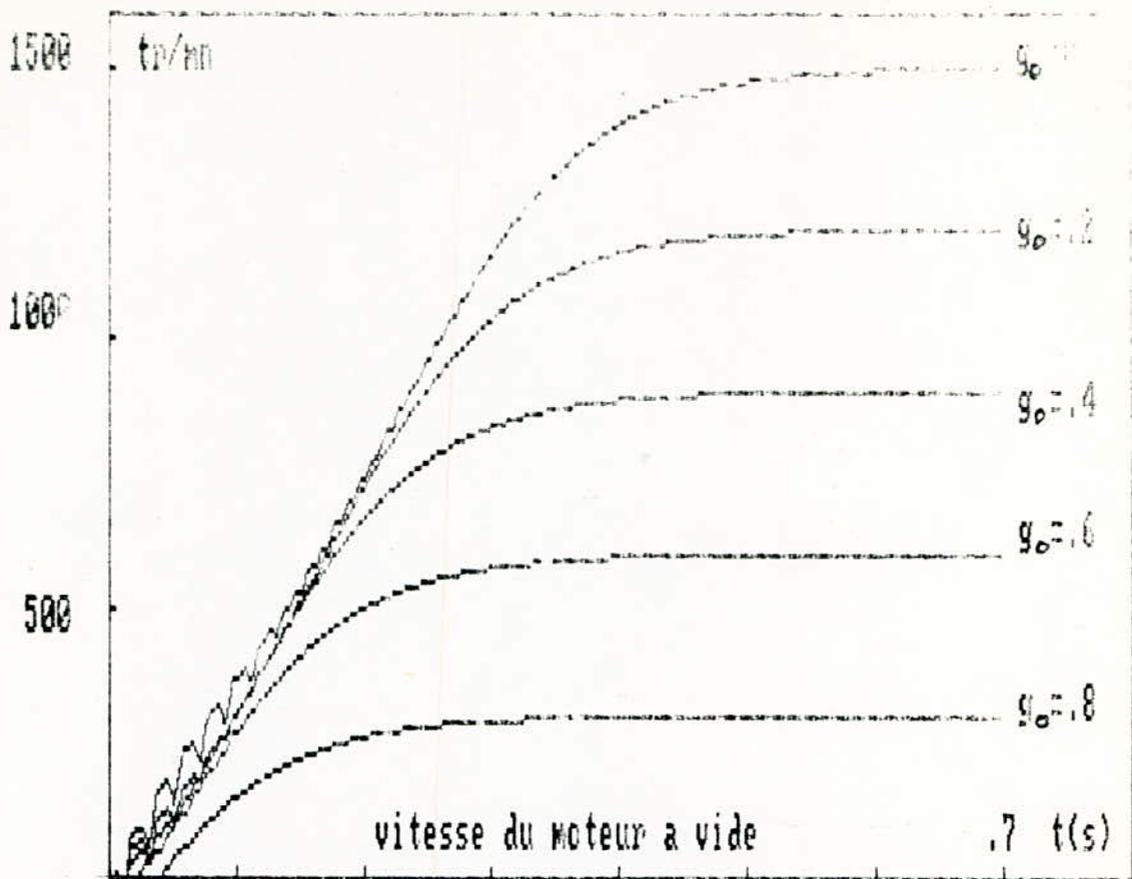
- Comme pour le moteur seul, les courants absorbés sont forts pendant le démarrage, il s'avère alors qu'il est nécessaire de surdimensionner les composants électroniques (Diodes, Thyristors) ou bien de faire des démarrages rhéostatiques au niveau du rotor.
- Les courants présentent des harmoniques, ce qui est dû à l'introduction du pont redresseur.
- La vitesse ~~est~~ le couple présentent des oscillations, ces oscillations sont dûes aux harmoniques.
- Le tracé de la vitesse pour différentes valeurs de consignes montre que cette dernière est atteinte avec précision.



Démarrage à Vide du moteur avec le dispositif de commande, pour  $g_0 = .2$



Démarrage en charge du moteur avec le dispositif  
de commande, pour  $q_r = 2$



Demarrage pour differentes consignes de vitesse

### III.2) PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT:

LA puissance rotorique  $P_r$  est récupérée par le pont à diodes et est renvoyée au réseau par l'intermédiaire de l'onduleur .

la variation de puissance  $P_r$  est liée à l'angle d'amorçage des thyristors .

Caractéristiques du réseau "1", (réseau d'alimentation):

- Tension entre phases,  $U_1 = 220V$
- Fréquence constante ,  $f = 50Hz$
- Impédance interne négligeable

Caractéristiques du réseau "2", (circuit rotorique):

- Tension entre phases,  $U_2 = m g U_1$  (V)
- Fréquence variable avec le glissement,  $f_2 = g f_1 = 50 g$  (Hz)  
avec  $m$  : rapport de transformation stator/rotor  
 $m = U_2/U_1 = 0,263$

Schéma développé de la cascade ramené au rotor:

En prenant le schéma équivalent du moteur ramené au rotor on aura le schéma développé suivant:

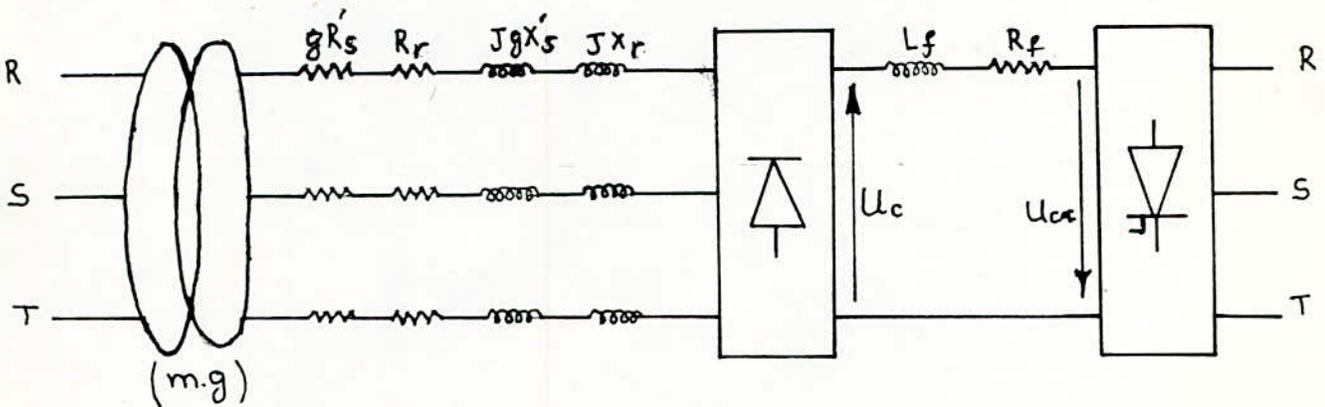


figure 15.

$R_s'$  et  $X_s'$  :résistance et réactance du stator ramenées au rotor .

$R_r$  et  $X_r$  :résistance et réactance du rotor

#### III.2.1)TENSION DELIVREE PAR LE PONT REDRESSEUR:

$$U_c = (3\sqrt{6}/\pi) m g V_s - \Delta U_c$$

avec :  $\Delta U_c = \Delta U_c(\text{ohmique}) + \Delta U_c(\text{empiètement})$   
 $\Delta U_c(\text{ohmique}) = 2 (R_r + g R_s) I_c$   
 $\Delta U_c(\text{empiètement}) = (3 g / \pi) (X_r + X_s) I_c$

Alors:

$$U_c = (3\sqrt{6}/\pi) m g V_s - (2 (R_r + g R_s) + (3 g / \pi) (X_r + X_s)) I_c$$

Pour un fonctionnement à vide le courant  $I_c$  est faible, on peut alors négliger les chutes de tension et la tension redressée à vide est donnée par:

$$U_{c0} = (3\sqrt{6}/\pi) m g V_s$$

### III.2.2) PUISSANCE A LA SORTIE DU PONT:

La puissance délivrée par le pont redresseur est donnée par:

$$P = U_c I_c = [(3\sqrt{6}/\pi) m g V_s - \Delta U_c] I_c$$

### III.2.3) ETABLISSEMENT DU MODELE CONTINU:

En considérant le schéma développé et en tenant compte des chutes de tension, on peut établir le schéma par phase qui ne comporte qu'un circuit continu .

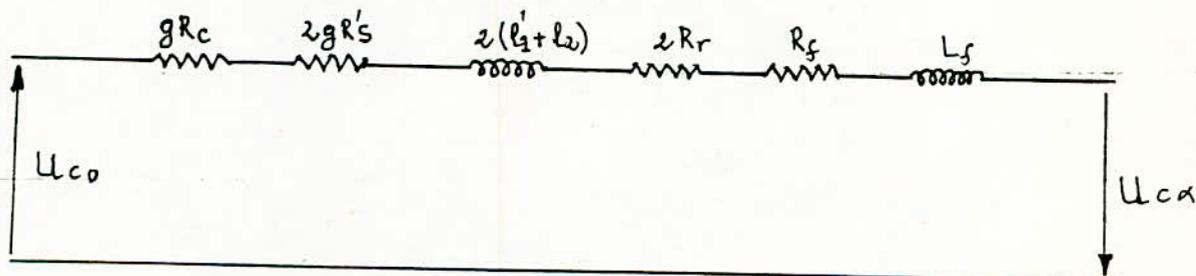


figure 16  
 modèle continu de la cascade hyposynchrone

$$U_{c0} = (g R_c + 2 g R_s + 2 R_r + R_f) I_c - U_{c\alpha}$$

avec:  $R_c = (3/\pi) (X_s + X_r)$

En remplaçant  $U_{c0}$  et  $U_{c\alpha}$  par leurs valeurs on aura:

$$(3\sqrt{6}/\pi) V_s m g = (g R_c + 2g R_s + 2R_r + R_f) I_c - (3\sqrt{6}/\pi) V_s \cos \alpha$$

(équation III.1)

### III.3) ETUDE DU GLISSEMENT:

En fonctionnement à vide, on règle le glissement  $g$  par action sur l'angle d'amorçage des thyristors. On charge ensuite la machine sans modifier  $\alpha$  et la vitesse diminue à cause de l'accroissement du couple appliqué.

#### \* FONCTIONNEMENT A VIDE :

A vide on peut négliger toutes les chutes de tension, on aura:

$$m g_0 = -\cos\alpha$$

Compte tenu de la variation de  $g_0$  ( $0 \leq g_0 \leq 1$ ) et sachant que le rapport de transformation  $m$  est égal à 0,263, on aura la plage de variation de  $\alpha$  suivante :  $90^\circ \leq \alpha \leq 105^\circ$

#### \*\* FONCTIONNEMENT EN CHARGE:

En charge, on ne peut pas négliger les chutes de tension.

D'après la relation établie à partir du modèle continu (équ III.1)

l'expression du glissement est donnée par:

$$g = \frac{-(\cos\alpha/m) + (\pi/3\sqrt{6} m V_s)(2 R_r + R_f) I_c}{1 - (\pi/3\sqrt{6} m V_s)(2 R'_s + R_c) I_c}$$

On pose:

$$K_t = (\pi/3\sqrt{6} m V_s)(2 R_r + R_f)$$

$$K_r = (\pi/3\sqrt{6} m V_s)(2 R'_s + R_c)$$

Alors l'expression du glissement devient:

$$g = (-(\cos\alpha/m) + K_t I_c) / (1 - K_r I_c)$$

Or  $g_0 = -(\cos\alpha/m)$ , on aura finalement:

$$g = (g_0 + k_t I_c) / (1 - k_r I_c)$$

Si on néglige  $K_r \cdot I_c$  devant 1 on aura:  $g - g_0 = K_t I_c$

on voit que pour un angle donné, si le courant  $I_c$  augmente (c'est à dire, en chargeant la machine), le glissement augmente.

### III.4) ETUDE DU COURANT ET DU COUPLE TRANSMIS:

La puissance transmise est donnée par l'expression suivante:

$$P_t = C_t \Omega_s$$

avec

$P_t$ : puissance transmise

$C_t$ : couple transmis

$\Omega_s$ : vitesse du champ statorique en (rd/s)

On tire l'expression du couple :

$$C_t = P_t / \Omega_s$$

D'autre part ,  $P_t = (3\sqrt{6} m V_s / \pi) I_c - (2 R'_s + R_c) I_c^2$

Alors :

$$C_t = (1 / \Omega_s) \left[ (3\sqrt{6} m V_s / \pi) - (2 R'_s + R_c) I_c \right] I_c$$

Pour différents glissement  $g$  , on a visualisé la variation du glissement en fonction du couple transmis.

Le courant continu circulant entre les deux ponts est donné par:

$$I_c = (g - g_0) / (k_t - g k_r)$$

De même que précédemment, on étudie la variation de  $g$  en fonction du courant pour différentes valeurs de  $g_0$ .

D'après la caractéristique mécanique  $C_t = f(g)$  et  $I_c = f(g)$ , on constate que le glissement  $g$  du moteur augmente avec la charge donc, on peut conclure que la vitesse d'un moteur asynchrone diminue avec la charge. (Figure 17)

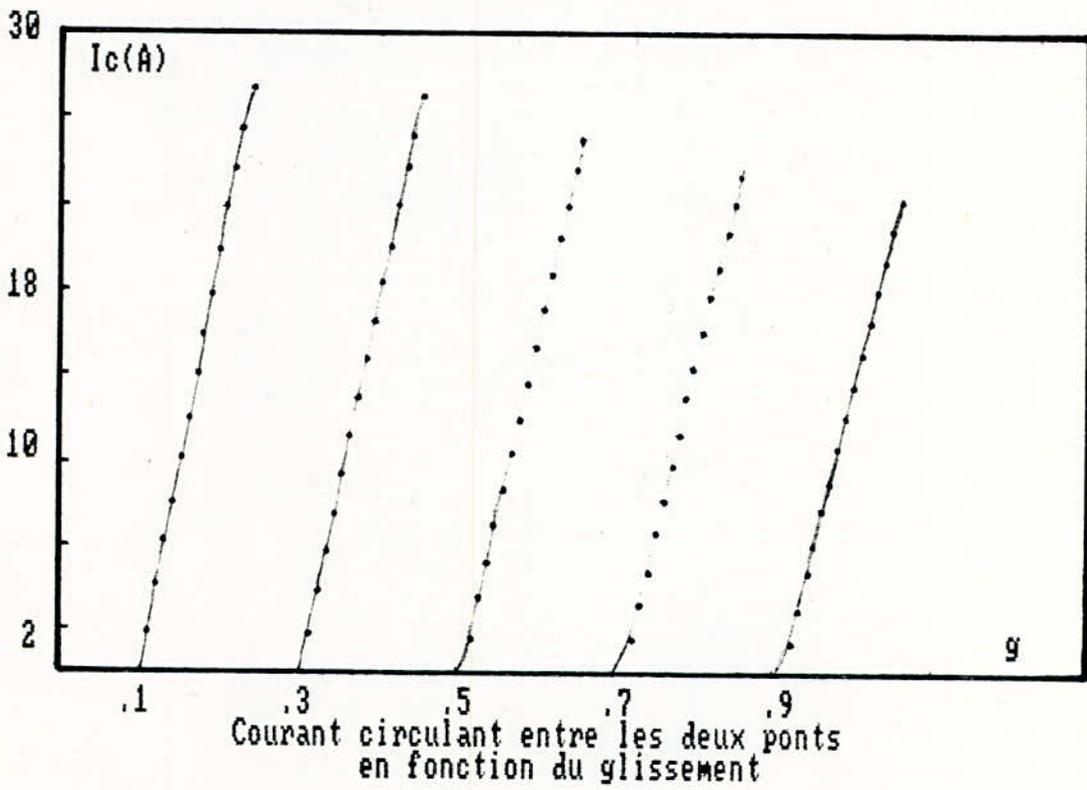
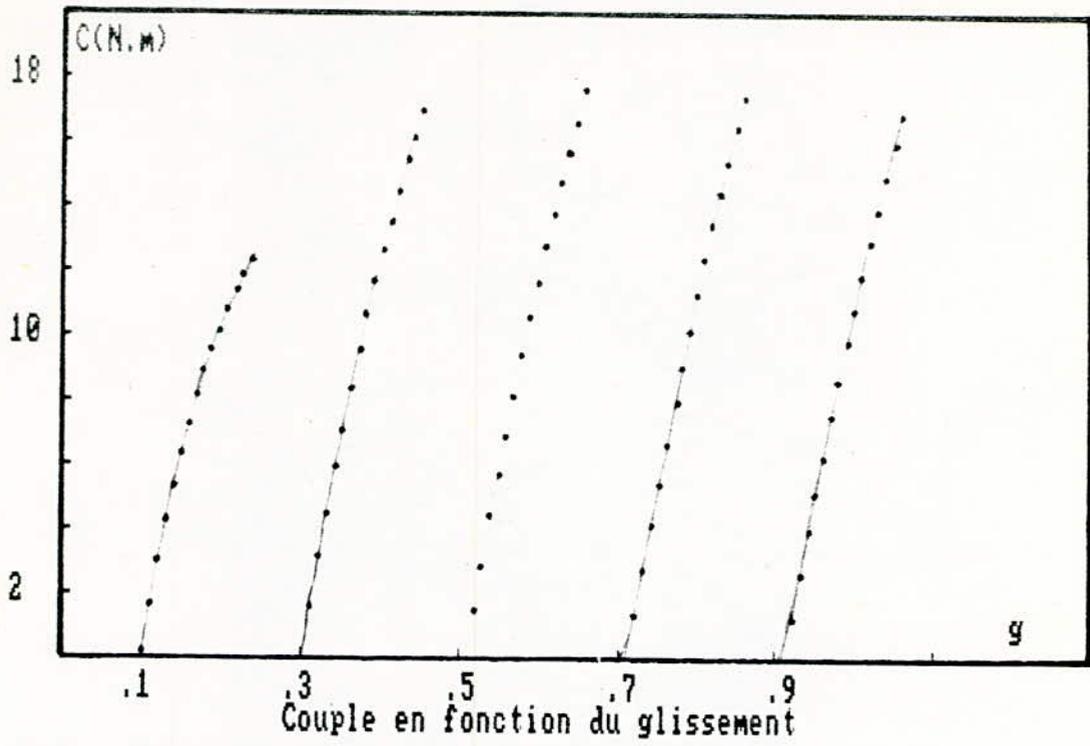


Figure 17

# CHAPITRE 4

#### IV) DETERMINATION DES PERTES DE LA CASCADE:

Le but de notre étude est de déterminer les pertes dans " LA CASCADE HYPOSYNCHRONNE ", pour cela il a été nécessaire de déterminer les pertes du moteur, ainsi que celles dans le dispositif de commande (convertisseurs).

##### IV.1) DETERMINATION DES PERTES DU MOTEUR:

Comme tous moteurs, le moteur asynchrone présente des pertes. A vitesse nominale, les pertes fer rotoriques d'un moteur asynchrone sont négligeables et les principales pertes peuvent être résumées comme suit :

- Pertes mécaniques.
- Pertes fer statoriques.
- Pertes joules statoriques et rotoriques.

Les pertes fer rotoriques dépendent de la fréquence des courants rotoriques . L'association du dispositif de commande au moteur permet à ce dernier de tourner dans une gamme de vitesses variant de 0 à la vitesse de synchronisme. A faibles vitesses, la fréquence rotorique est si grande qu'on ne peut plus négliger ces pertes.

La somme des pertes du moteur est alors donnée par:

$$\text{Pertes} = P_{mec} + P_{fs} + P_{js} + P_{fr} + P_{jr}$$

On peut dresser le bilan énergétique suivant :

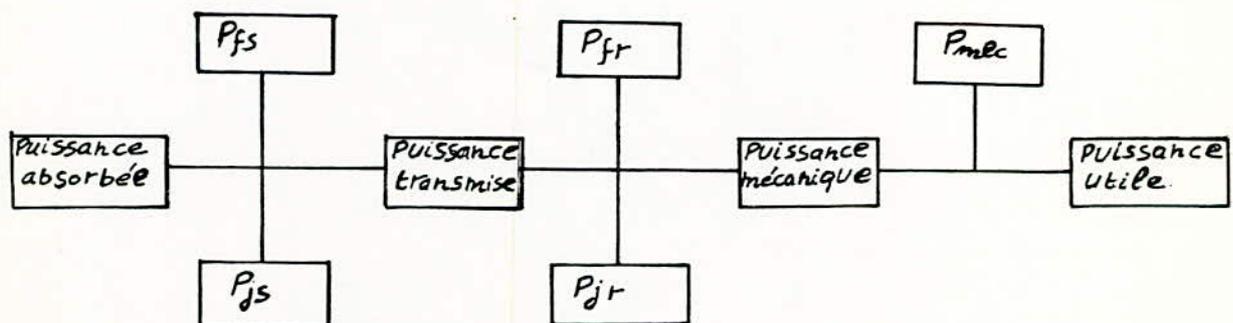


figure 18.

La puissance absorbée à vide est perdue sous forme de pertes joules, pertes mécaniques et pertes fer.

Les pertes joules et fer rotoriques sont négligeables du fait que les courants rotoriques sont très faibles, ainsi que leur pulsation. Alors, les pertes à vide sont données par:

$$P_{10} = P_{js} + P_{fs} + P_{mec}$$

Les pertes fer statoriques varient avec la tension d'alimentation et s'annulent pour  $U_1 = 0$ , tandis que celles mécaniques en sont indépendantes.

Pour déterminer les pertes mécaniques et les pertes fer statoriques à tension d'alimentation  $U_1 = U_n$ , on procède par la méthode de séparation des pertes.

Les valeurs de l'essai à vide sous tension variable sont données dans le tableau suivant :

U (V)	220	200	180	150	122	90	70
P <sub>0</sub> (W)	548	486	449	408	367	336	227

On trace  $P_0 = f(U_1^2)$  qui est une droite et en extrapolant à  $U_1=0$ , on détermine les pertes mécaniques seules;  $P_{mec} = f(U_1=0)$ . Figure(19)

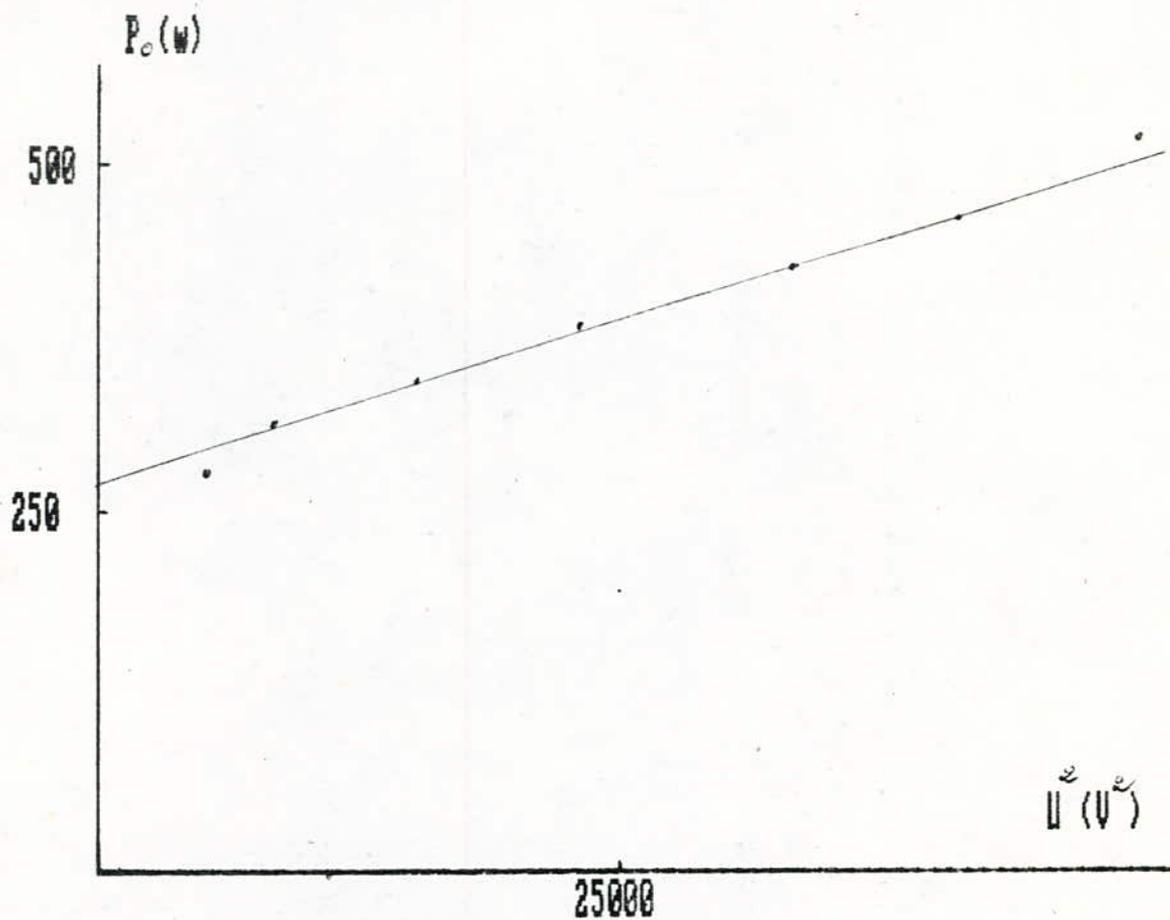
Avec :  $P_0 = P_{10} - P_{js} = P_{mec} + P_{fs}$

Connaissant les pertes mécaniques, on déduit graphiquement les pertes magnétiques au stator pour une tension donnée.

Pour  $U_1 = U_n = 220V$ ,  $P_{fs} = 250W$

Dans la suite de notre étude, vu que le moteur est alimenté à tension et fréquence constantes, on suppose alors les pertes fer statoriques, constantes :  $P_{fs} = 250W$

Les pertes mécaniques et les pertes fer rotoriques, sont variables



Tracé de  $P_o = f(U^2)$

Figure 19

vu que le moteur travaille à vitesse de rotation et fréquence rotorique variables. Pour déterminer leurs variations en fonction de la vitesse (glissement), on utilise la méthode du diagramme du cercle.

#### IV.2) SIMULATION DE LA METHODE DU DIAGRAMME DU CERCLE:

##### INTRODUCTION:

Le diagramme du cercle est un diagramme de courants à tension d'alimentation constante et égale à la tension nominale et à fréquence constante.

Il peut être tracé à l'aide d'essais à très faibles charges, il permet ensuite de trouver les valeurs en charge nominale sans avoir à faire les essais réels, qui peuvent être impossibles à réaliser pour les machines à grandes puissances.

Nous avons tracé ce diagramme sur ordinateur, afin d'obtenir une meilleure précision dans la lecture des pertes fer rotoriques et des pertes mécaniques en fonction du glissement.

##### IV.2.1) TRACE DU DIAGRAMME DU CERCLE:

Pour tracer le diagramme du cercle, on effectue deux essais:

- \_ Essai à vide sous tension nominale
- \_ Essai en court-circuit sous tension réduite et à rotor bloqué

###### a) ESSAI A VIDE

On a relevé les valeurs suivantes:

$U = 220V$  ,  $I_{10} = 7,5A$  ,  $P_{10} = 600w$   
Le facteur de puissance est donné par :

$$\cos \varphi_{10} = P_{10} / 3 U I_{10}$$

compte tenu des valeurs mesurées:  $\cos \varphi_{10} = 0,21$  d'où  $\varphi_{10} = 77,88^\circ$

###### b) ESSAI EN COURT CIRCUIT

$U_{cc} = 42V$  ,  $I_{cc} = 15,2A$  ,  $P_{cc} = 528w$

On en déduit le courant de court-circuit à tension nominale

$$I_{ccn} = (U_n / U_{cc}) I_{cc} \text{ d'où } I_{ccn} = 79,62A$$

Le facteur de puissance en court-circuit est donné par :

$$\cos \varphi_{cc} = P_{cc} / (3 U_{cc} I_{cc})$$

alors:  $\cos \varphi_{cc} = 0,478$  d'où  $\varphi_{cc} = 61,48^\circ$

c) TRACE DU DIAGRAMME:

\* NOTATIONS UTILISEES:

ei : échelle des courants

ep = 3 V ei : échelle des puissances

$$I_{1\mu} = (I_{10} \sin \varphi_{10}) e_i$$

$$I_1 = (I_{1a} - P_{mec}/ep) e_i$$

$$I_{cca} = (I_{ccn} \cos \varphi_{cc}) e_i$$

$$I_{3a} = (1/2)(I_1 + I_{cca}) e_i$$

$$I_{1a} = (I_{10} \cos \varphi_{10}) e_i$$

$$I_2 = (1/2)(I_{ccn} \cos \varphi_{cc} - I_1) e_i$$

$$I_{ccr} = (I_{ccn} \sin \varphi_{cc}) e_i$$

$$I_{3r} = (1/2)(I_{1\mu} + I_{ccr}) e_i$$

$P_{jsccn} = 3 R_s I_{lccn}^2$  : pertes joules statoriques en court-circuit nominal

$$\tan \delta = 2 R_s L_{\mu} / V_1$$

\*\*EXECUTION DU TRACE:

Pour tracer le cercle, on doit déterminer les coordonnées du centre (X0, Y0), et le rayon R. Pour cela :

- on trace la droite du courant à vide, passant par l'origine et ayant pour équation :  $Y_1 = A_1 X$   
avec:  $A_1 = \cot \varphi_{10}$  et  $0 \leq X \leq I_{1\mu}$
- On place le point A de coordonnées  $(I_{1\mu}, I_{1a})$ .
- On place le point A0 de coordonnées  $(I_{1\mu}, I_1)$ , (on diminue les pertes mécaniques des pertes à vide).
- On trace la droite du centre, ayant pour équation:  $Y_3 = A_3 X + B_3$  et passant par le point A0.  
avec  $A_3 = \tan \delta$  et  $X > I_{1\mu}$
- On trace la droite des puissances mécaniques ayant pour équation  $Y_5 = A_5 X + B_5$  et passant par les deux points A0 et C dont les coordonnées sont respectivement  $(I_{1\mu}, I_1)$  et  $(I_{ccr}, I_{cca})$ . Avec:  $I_{1\mu} \leq X \leq I_{ccr}$
- On trace la médiatrice du segment [A0 C] cette médiatrice a pour équation :  $Y_9 = A_9 X + B_9$ .

Donc:  $A9 = -(1/A5)$  (propriété des droites perpendiculaires).  
 En utilisant les propriétés des triangles semblables on détermine les coordonnées du point P, milieu du segment  $[A0 C]$ , on aura P  $(I3r, I3a)$ , alors on détermine  $B9$ .

Les coordonnées  $(X0, Y0)$  du centre, sont celles du point d'intersection des deux droites d'équations  $Y3$  et  $Y9$ .

Le rayon du cercle est donné par:  $R = (Y0 - I1) / \sin \gamma$

Avec:  $I1 \mu \leq X \leq 2 X0 - 2 I1 \mu$

- On trace le demi-cercle d'équation:  $Y = K \sqrt{(R^2 - (X - X0)^2)} + Y0$

Avec K: coefficient de mise à l'échelle sur l'écran de l'ordinateur

On trace les droites restantes qui sont:

- La droite de court-circuit ( $G=1$ ), ayant pour équation  $Y2 = A2 X$  et passant par le point C  $(Iccr, Icca)$ .  
 avec:  $0 \leq X \leq Iccr$

- La droite des couples ( $G=\infty$ ) a pour équation  $Y4 = A4 X + B4$  et passe par les points  $A0(I1 \mu, I1)$  et  $C(Iccr, I4a)$ .

L'intersection de cette droite avec le cercle nous donne le point D ( $G=\infty$ ).

- La droite des puissances utiles a pour équation:

$Y6 = A6 X + B6$ , elle passe par les points A  $(I1 \mu, I1a)$  et C  $(Iccr, Icca)$

- La droite des glissements a pour équation,  $Y7 = A7 X + B7$ , elle est parallèle à la droite des couples ( $G=\infty$ ), donc  $A7 = A4$  et elle passe par le point C  $(Iccr, Icca)$ .

- La tangente au cercle en  $A0(I1 \mu, I1)$  a pour équation:

$Y8 = A8 X + B8$ ; avec  $A8 = (-1/A3)$  du fait qu'elle est perpendiculaire à la droite du centre. L'intersection de cette droite avec celle des glissements nous donne le point N  $(XN, YN)$  qui correspond à ( $G = 0$ ) sur l'échelle des glissements, et le

segment  $[N C]$  correspond à  $G = 100\%$  .

c) DETERMINATION DES PERTES MECANQUES ET DES PERTES-FER ROTORIQUE :

Pour un glissement donné :

- on calcule la longueur  $NN'$  telle que  $(NN'/NC) = G$

- On cherche l'abscisse  $X'n$  du point  $N'$  dans un repère d'origine  $N$  donc d'après la figure déjà tracée on aura :

$$X'n = NN' \cos(\text{Arctg}(A7))$$

Alors, dans un repère d'origine  $O$ , le point  $N'$  a pour abscisse

$$X1 = Xn + X'n \quad (N' \text{ étant sur la droite des glissements})$$

- On trace la droite d'équation  $Y9 = A9 X + B9$  et qui passe par les points  $A0(I1, I1)$  et  $N'(X1, Yn)$ , avec:  $Yn = A7 X1 + B7$  .

Le point d'intersection de cette droite avec le cercle détermine le point de fonctionnement  $M(Xm, Ym)$  .

$Xm$  est obtenu en résolvant l'équation du second degré en  $X$  résultante de l'égalité entre les équations  $Y$  (équation du cercle) et  $Y9$  . (On doit diviser les coefficients de l'équation du second degré par  $K$  et on prend la solution positive) .

Par cette solution, on remplace dans les équations :

- \*  $Y4 = A4 X + B4$  (Droite des couples)
- \*  $Y5 = A5 X + B5$  (Droite des puissances mécaniques)
- \*  $Y6 = A6 X + B6$  (Droites des puissances utiles)

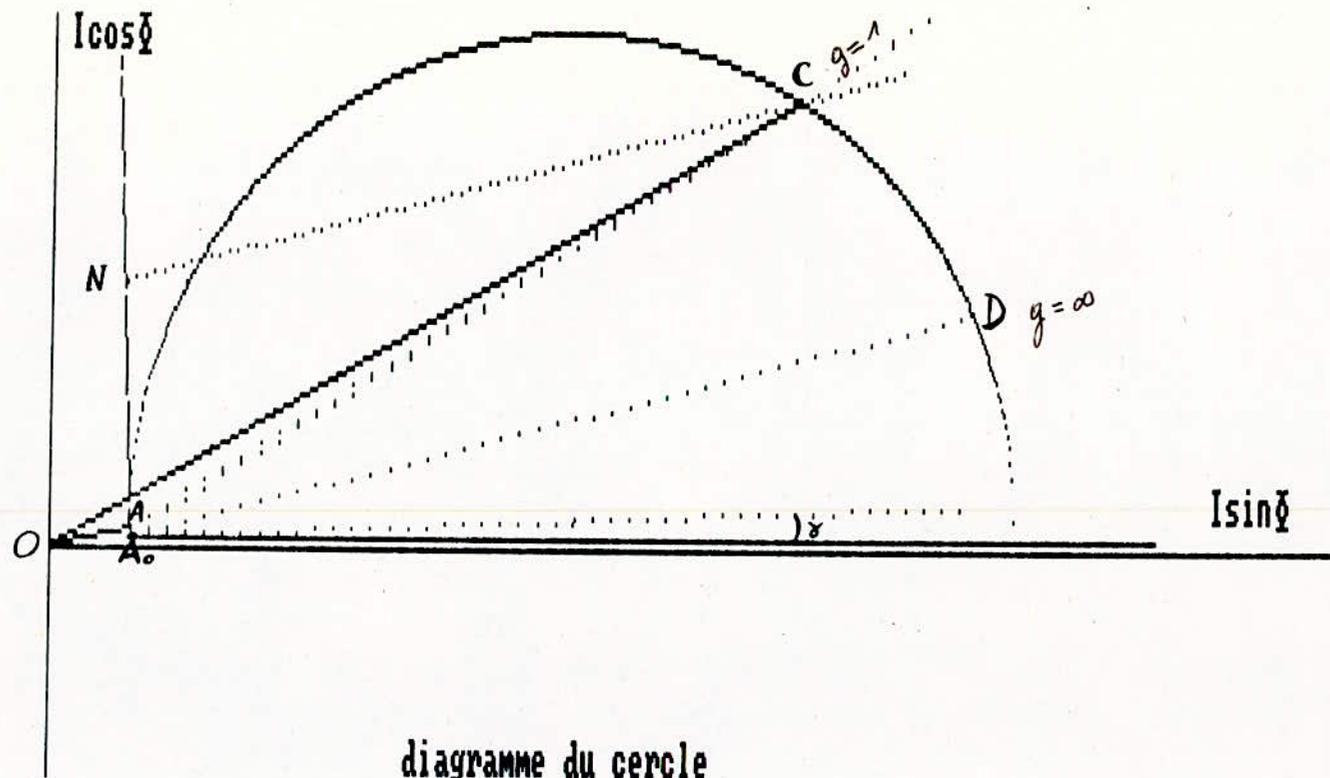
Les pertes mécaniques et les pertes fer rotoriques sont données par les équations suivantes :

$$P_{mec} = (Y6 - Y5)ep/K$$

$$P_{fr} = (Y4 - I1)ep/K$$

### VI.3) PERTES DANS LE DISPOSITIF DE COMMANDE:

Le dispositif de commande est constitué de deux ponts, l'un à diodes et l'autre à thyristors, et d'une self de lissage du courant circulant entre les deux ponts. La présence des composants



électroniques (diodes, thyristors) et de la self de lissage dans le dispositif de commande entraîne des pertes dans ces éléments, de plus il existe des pertes dues à la commutation des diodes (redresseur alimenté par le rotor).

a) PERTES DUES A LA COMMUTATION:

La chute de tension due à la commutation est équivalente à une résistance  $R_c$  dont le calcul a été donné au chapitre II.

$$P_{Rc} = (3/\pi) g(X_s' + X_r) I_c^2$$

b) PERTES DANS LA SELF DE LISSAGE:

Le courant délivré par le pont redresseur, présente des ondulations, d'où la nécessité d'introduire une self dite de lissage dont le rôle est de filtrer ce courant, cette dernière comporte une inductance et une résistance ce qui conduit à des pertes joules dans la résistance.

L'expression de ces pertes est la suivante:

$$P_{Rf} = R_f I_c^2$$

c) PERTES DANS LES COMPOSANTS ELECTRONIQUES:

Les composants électroniques, constituant les convertisseurs (diodes et thyristors) consomment de la puissance, cette puissance est relativement faible par rapport aux différentes pertes, donc elle peut être prise en compte par une majoration de 10% de la résistance  $R_f$  de la self de lissage.

d) PERTES DUES AUX HARMONIQUES:

Comme il a été démontré dans le chapitre II, les courants rotoriques ne sont pas parfaitement sinusoidaux, ils présentent des harmoniques, ce qui conduit à des pertes supplémentaires dans le rotor, ces pertes sont estimées à environs 10% de la valeur des

perles joules rotoriques calculées en ne tenant compte que du fondamental, ce qui revient à majorer la résistance rotorique de 10% .

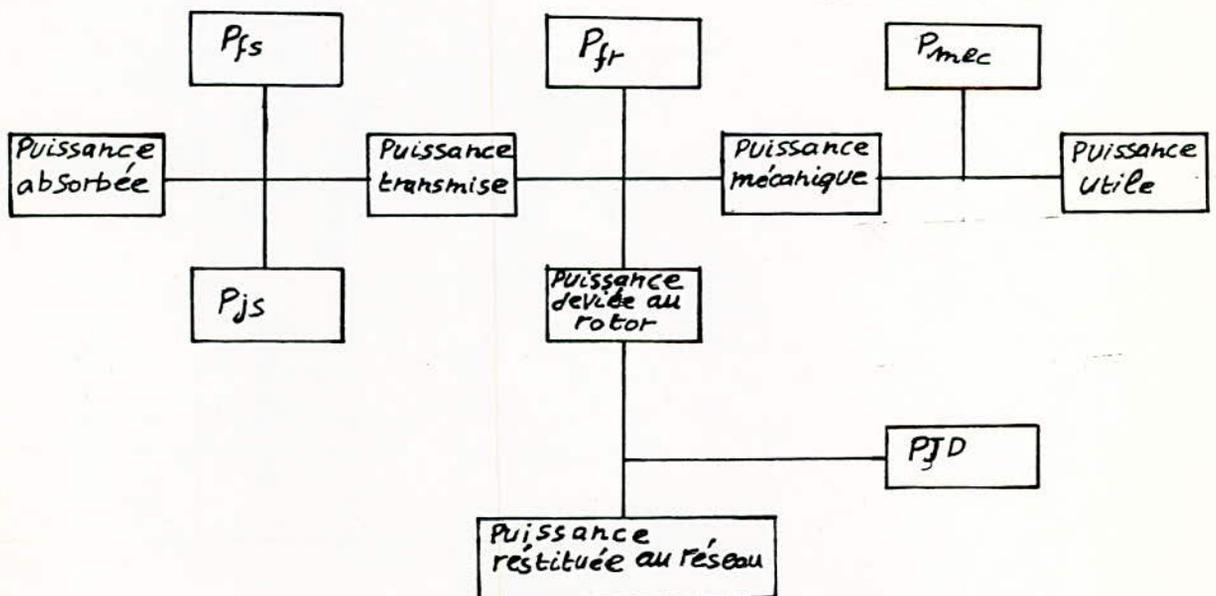
#### IV.4) ETUDE DU RENDEMENT:

L'étude du rendement de la cascade nécessite, l'établissement d'un bilan énergétique, comprenant les pertes dans le moteur et dans le dispositif de commande.

##### a) BILAN ENERGETIQUE:

En plus des pertes dans le moteur seul, l'introduction du dispositif de commande, permet au moteur de tourner à des glissements forts par conséquent les pertes fer rotoriques qui sont négligeables pour un fonctionnement normal, deviennent importantes, en plus des différentes pertes occasionnées par le dispositif lui même et citées plus haut.

L'étude faite précédemment pour les différentes pertes nous permet de dresser le bilan des puissances de la cascade hypochronne.



#### b) EXPRESSION DU RENDEMENT:

Le rendement a été déterminé à partir des puissances et du modèle continu établi précédemment.

Pour un angle d'amorçage des thyristors  $\alpha$  donné:

- On calcule le glissement à vide,  $g_0$ .
- On fait varier le glissement en charge,  $g$ , de  $g_0$  à  $g_0 + 15\%$
- Pour chaque valeur de  $g$  on calcule le courant continu  $I_c$  et la tension redressée  $U_c$ .
- La puissance continue au niveau du rotor est donnée par:

$$P_c = U_c I_c$$

- La puissance transmise est donnée par:

$$P_t = (U_c I_c + 2 R_r \overset{2}{I_c}) / g$$

- La puissance utile est donnée a pour expression:

$$P_u = (1-g) P_t$$

- La puissance absorbée est donnée par:

$$P_{abs} = P_u + P_{mec} + P_{fr} + P_{fs} + P_j$$

Les pertes mécaniques et les pertes fer rotoriques ont été déterminées par la méthode du diagramme du cercle.

- L'expression du rendement est alors la suivante:

$$R_{en} = P_u / P_{abs}$$

Pour différentes  $\alpha$ , on a tracé le rendement en fonction de  $I_c$  fig 22  
A faibles glissements, le rendement est proche de celui du moteur seul, en effet seules les pertes supplémentaires dans le dispositif  $y$  interviennent. A faibles vitesses ( $g$ : grand) le rendement s'affaiblit considérablement, car les pertes fer rotoriques deviennent importantes.

#### IV.5) ETUDE DU FACTEUR DE PUISSANCE:

Pour déterminer le facteur de puissance ( $F_p$ ), on doit connaître celui du moteur seul et celui du dispositif de commande ainsi que les valeurs des courants appelés par le moteur et par l'onduleur. L'intensité globale appelée sur le réseau d'alimentation s'exprime par la somme des intensités appelées par le moteur asynchrone et par l'onduleur. Le déphasage du courant global par rapport à la tension du réseau exprime le facteur de puissance de la cascade hyposynchrone, il a été déterminé à l'aide de la construction de FRESNEL.

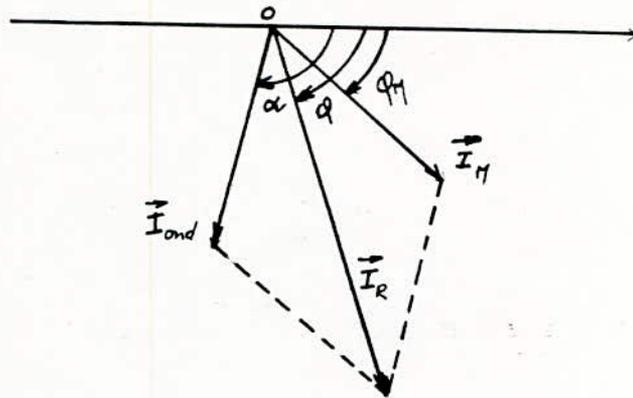


figure 20.

Le déphasage du courant appelé par l'onduleur ( $I_{ond}$ ) par rapport à la tension du réseau est tout simplement l'angle d'amorçage des thyristors.

Le facteur de puissance du moteur (donc le déphasage entre le courant et la tension statoriques) a été déterminé par simulation numérique à partir du diagramme du cercle.

Pour différentes valeurs de consigne, on a tracé le facteur de puissance de la cascade hyposynchrone en fonction du courant continu  $I_c$ . Figure 21

En examinant les courbes obtenues on remarque que le facteur de

puissance est très affecté, en effet il est plus faible que celui du moteur seul ; ceci est essentiellement dû à la puissance réactive consommée par l'onduleur . De même on remarque que pour des faibles glissements ce facteur est faible, il est alors plus avantageux de limiter la plage de fonctionnement de la cascade.

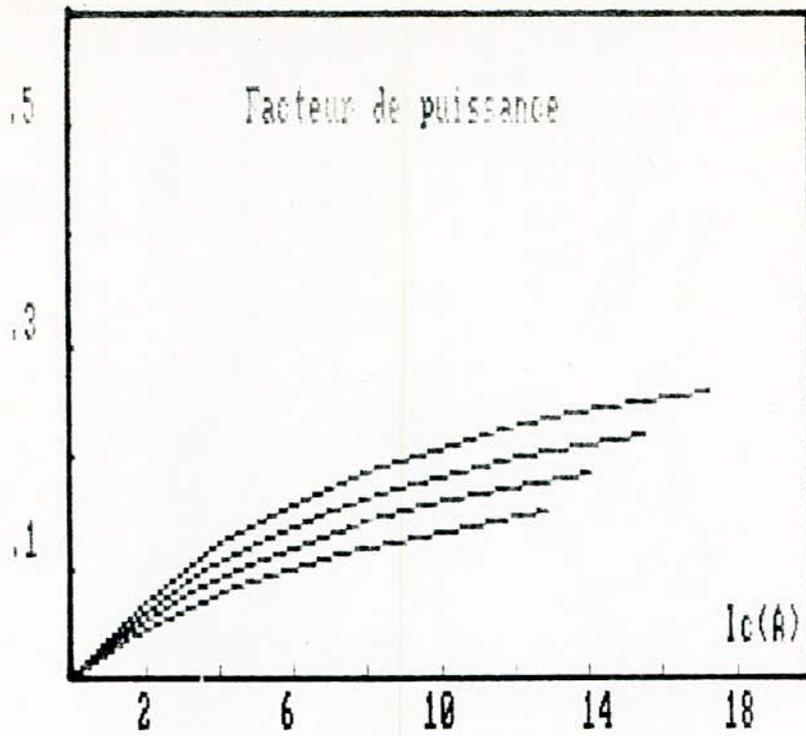


Figure 21

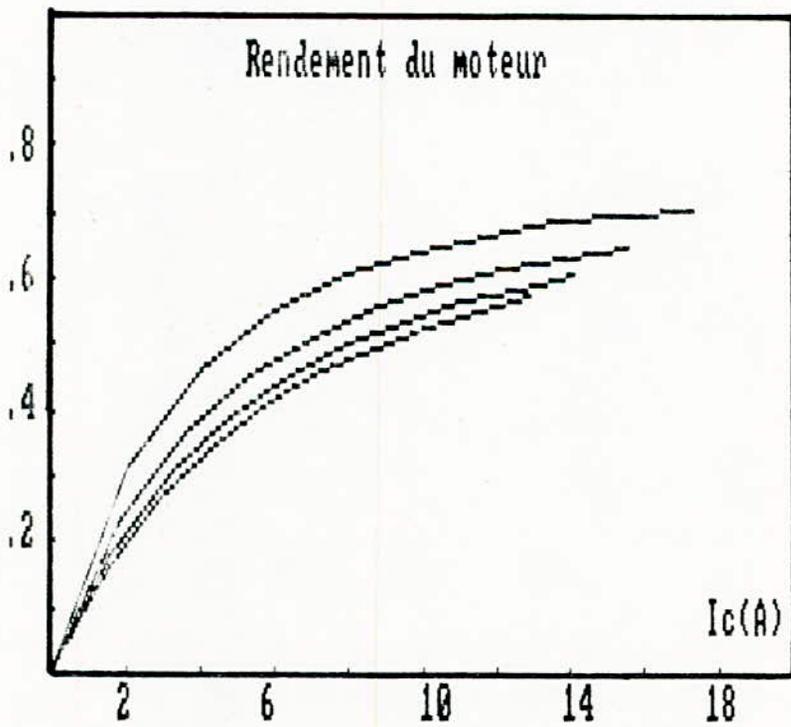


Figure 22

## CONCLUSION :

Pendant le démarrage, le moteur absorbe un fort courant, d'où la nécessité de surdimensionner les organes de la commande.

D'après la caractéristique mécanique  $C=f(g)$ , on remarque que la cascade hyposynchrone permet le réglage de la vitesse quelque soit la charge du moteur, de plus la stabilité de fonctionnement du moteur n'est pas compromise.

D'après la caractéristique  $I_c=f(g)$ , on voit que la vitesse diminue avec la charge, pour un fonctionnement à vitesse constante, il est nécessaire d'introduire une boucle de régulation pour la vitesse.

Pour un fonctionnement à faible glissement (grande vitesse), le rendement est à peu de chose près de celui du moteur seul. Cependant, on constate, que le facteur de puissance, s'affecte considérablement dans le cas des forts glissements.

Dans ce travail, une méthode numérique pour la simulation de la construction du diagramme du cercle et la lecture des différentes caractéristiques de la machine a été mise au point.

En comparant les résultats trouvés par simulation avec ceux mesurés au laboratoire on constate que:

- La caractéristique mécanique tracée pour différentes consignes du glissement confirme les résultats prévus, en effet, en changeant la valeur de consigne, cette caractéristique ne fait que des translations par rapport à elle même.
- la courbe donnant le courant en fonction du glissement est conforme avec celle tracée à l'aide d'essais.
- Le rendement et le facteur de puissance sont très peu

différents de ceux trouvés dans la pratique, cette légère différence s'explique, par des incertitudes sur la lecture à partir du diagramme du cercle qui suppose les trois tensions parfaitement équilibrées ainsi qu'aux fluctuations éventuelles du réseau et à la précision de l'affichage des angles d'amorçages des thyristors lors de la commande, en plus des imprécisions de l'appareillage de mesure utilisé qui ne tient compte que du fondamental des courants et des tensions et ne tient pas compte des harmoniques.

Enfin on remarque que la plage de variation de l'angle d'amorçage , est limitée ( $90^\circ \leq \alpha \leq 105^\circ$ ), pour augmenter cette plage il est préférable, d'insérer un transformateur d'adaptation entre le réseau et l'onduleur.

**ANNEXE**

## B I B L I O G R A P H I E

- 1 : J.L.DALMASSO:  
"Cours d'électrotechnique .T1"  
Edition: Technique superieur.(Année 1985)
- 2 : P.BARRET:  
"Régimes transitoires des machines tournantes électriques"  
Edition: Eyrolles.(Année 1982)
- 3 : J.CHATELAIN:  
"Machines électriques. T1"  
Edition: Dunod .(Année 1983)
- 4 : A.FLAURENT. G.LAUTON. M.LAUTON:  
"Equations et systèmes différentiels. T4"  
Edition: Vuibert.(Année 1978)
- 5 : B.HEMICI:  
"Commande de la vitesse d'un moteur asynchrone par les variables rotoriques"  
Thèse de Magistère en électrotechnique, E.N.P mai 1987.
- 6 : M.O.MAHMOUDI:  
"Variateurs de vitesse à moteurs asynchrones, leurs simulations et synthèse sur leurs performances"  
Thèse de Magistère en électrotechnique, E.N.P Octobre 1986.
- 7 : H.MOULAI. F.ASSAM:  
"Etude par simulation numérique du moteur asynchrone en régime variable(démarrage,défaut d'alimentation du réseau)"  
Projet de fin d'études, E.N.P Juin 1985.
- 8 : B.CHERIF. M.RAYASSE:  
"Variation de vitesse d'un moteur asynchrone à bagues par récupération d'énergie"  
Projet de fin d'études, E.N.I.T.A 1978.

