

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger

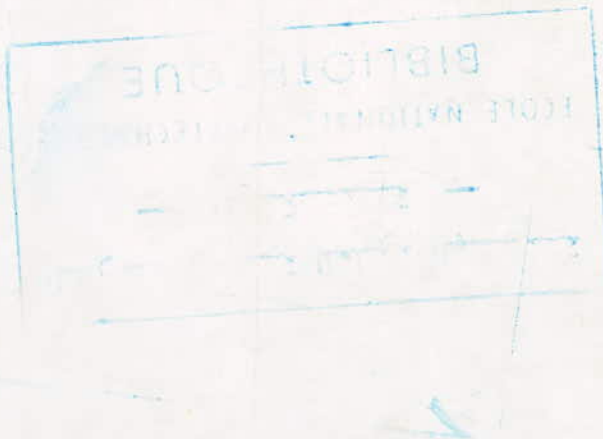
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES
INGENIORAT D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

ETUDE DE LA CASCADE HYPOSYNCHRONNE



Proposé et suivi par :

V. BOUTENKO

Professeur à l'ENPA

Etudie par :

Mohand Ouali AYATI

et

Mahfoud FILALI

JUIN 81

1/81

2 et

BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Supérieure
des Arts et Métiers
Paris

-----o DEDICACES o-----

A NOS PARENTS

Mahfoud

Mohand Ouali

-----o REMERCIMENTS o-----

Nous tenons à remercier vivement M^r V. BOUTENKO
pour l'aide qu'il nous a apportée.

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université des Sciences et de la Technologie d'Alger

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

INGENIORAT D'ETAT EN ELECTROTECHNIQUE

ETUDE DE LA CASCADE HYPOSYNCHRONE

Proposé et suivi par :

V. BOUTENKO

Professeur à l'ENPA

Etudie par :

Mohand Ouali AYATI

et

Mahfoud FILALI

JUIN 81

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

Le problème de réglage de la vitesse du système d'entraînement électrique est un problème fondamental car il permet d'assurer un bon fonctionnement des machines , une productivité , une qualité élevées .

Les entrainement à vitesse variable pour différentes machines de l'industrie prennent une importance considérable , et les conditions techniques exigées deviennent de plus en plus sévères. Le moteur à courant continu a longtemps été considéré comme la solution la meilleure vis à vis de la souplesse car il permet de régler séparément le couple et la vitesse cependant l'emploi de ces moteurs se heurte à certaines limites (puissance,vitesse) dûes en particulier à l'existence d'un collecteur .

Il n'est pas étonnant que l'on cherche à utiliser de préférence les moteurs asynchrones produits en grande série , économiques, et nécessitant un entretien réduit , d'autant plus que le développement considérable de l'électronique de puissance leur confère d'énormes avantages en :

- accroissant leurs possibilités et leurs performances.
- facilitant leur automatisation.
- réduisant leur maintenance et leur consommation en énergie

H A P I T R E -I-

=====

A - ETUDE ET CHOIX DU SYSTEME DE COMMANDE
DE LA VITESSE DU MOTEUR ASYNCHRONE

B - GENERALITES SUR LES CONVERTISSEURS STATIQUES

I-A-1) RAPPEL SUR LE MOTEUR ASYNCHRONE TRIPHASE

1-1) CONSTITUTION :

Un moteur d'induction ou moteur asynchrone comporte un primaire ou inducteur ordinairement fixe appelé alors stator et un secondaire, induit généralement mobile d'où le nom rotor.

- LE STATOR : dans les encoches situées du côté intérieur du stator est placé un enroulement triphasé dont les courants créent le champ tournant de la machine.
- .. LE ROTOR : Le bobinage du rotor est polyphasé (en général triphasé) dans lequel naissent des courants induit par le champ tournant.

1-2) PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

Chacune des phases du stator crée un champ pulsatoire la composante de ces trois champs donne un champ tournant à la vitesse angulaire.

$$\Omega_s = \frac{W_1}{P} = \frac{2 \pi f}{P} \quad (1-2-1)$$

où P = nombre de paire de pôles de l'enroulement
f = fréquence de la tension d'alimentation du stator

par interaction avec les courants induits au rotor par le champ tournant, le rotor est entraîné à la vitesse angulaire $\Omega < \Omega_s$

Le glissement g du moteur sera alors égal à :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} \quad (1-2-2)$$

les courants ainsi induits au rotor ont une pulsation

$$W_2 = g W_1$$

Les courants induits vont à leur tour créer un champ tournant dont la vitesse angulaire sera $g W_1 / P$ par rapport au rotor et donc W_1 / P par rapport au stator, les deux champs tournent donc à la même vitesse quel que soit g différent du zéro et dans ces conditions il existe toujours un couple moyen non nul.

1-3) BILAN ENERGETIQUE DU MOTEUR :

Soit P_a la puissance absorbée par le moteur, elle est partiellement dissipée par effet joule dans les enroulements statoriques soient P_{j_1} ces pertes, la différence $P_a - P_{j_1}$ est transformée en énergie magnétique laquelle si l'on néglige les pertes fer se retrouve sous forme d'un couple C tournant à la vitesse des champs tournants, donc la puissance transmise au rotor s'écrit :

$$P_2 = C \frac{W_1}{P} \quad (1-3-1)$$

or le rotor tourne à la vitesse $\Omega = (1-g) W_1/P$ et la puissance mécanique sur l'arbre est :

$$P_m = C \Omega = C (1-g) W_1/P = (1-g) P_2 \quad (1-3-2)$$

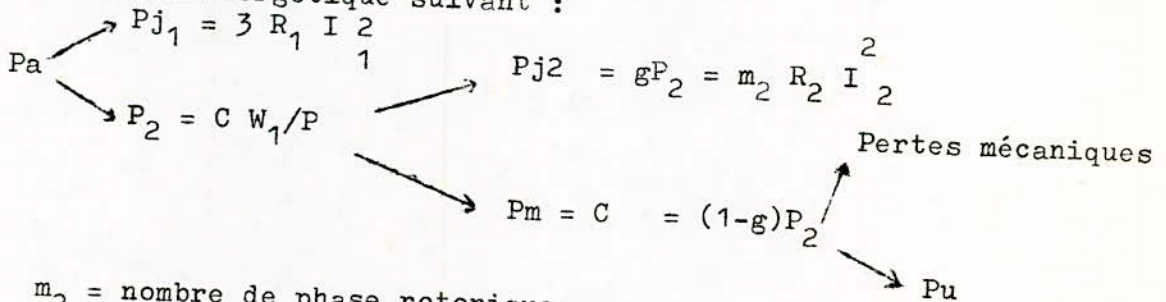
La différence $P_2 - P_m$ est donc égale à gP_2 et est dissipée dans le rotor, elle représente les pertes joules dans les enroulements rotoriques, soit donc :

$$P_{j_2} = gP_2 \quad (1-3-3)$$

En fin de compte on aboutit à la puissance utile

$$P_u = P_m - \text{pertes mécaniques}$$

d'où le bilan énergétique suivant :

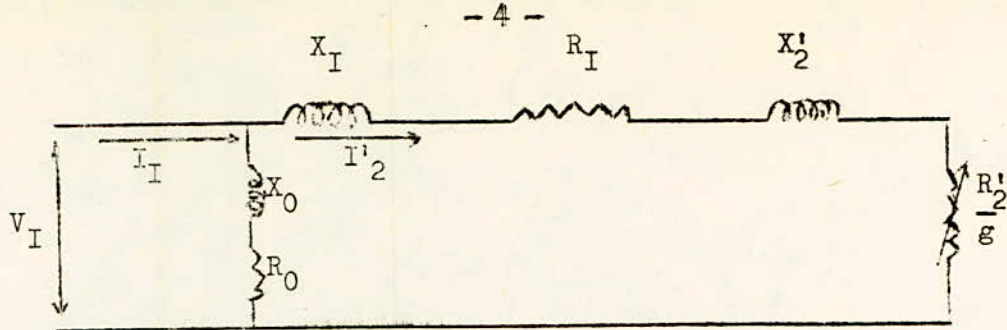


où m_2 = nombre de phase rotorique.

1-4) EXPRESSION DU COUPLE MOTEUR

SCHEMA EQUIVALENT

Le schéma équivalent à une phase d'une machine asynchrone peut se mettre sous la forme :



I'_2 : courant secondaire réduit

X_1, X'_2 réactance de dispersion primaire et secondaire réduite

R_0, X_0 résistance et réactance du circuit d'aimantation

R'_1, R'_2 résistance primaire et secondaire réduite

conformément au schéma équivalent ci-dessus, on peut obtenir l'expression du courant secondaire réduit I'_2

$$I'_2 = \frac{V_I}{\sqrt{(X_I + X'_2)^2 + (R_I + \frac{R'_2}{g})^2}} \quad (1-4-1)$$

expression de $C = f(g)$ en fonction du courant secondaire
des expressions (1-3-1) et (1-3-3) nous donnent :

$$C = \frac{P}{g w_1} j^2 = \frac{3 P R'_2 I_2}{g w_1} = \frac{m_2 P R_2 I_2^2}{g w_1} \quad (1-4-2)$$

expression $C = F(g)$ en fonction de la tension d'alimentation en remplaçant l'expression (1-4-1) de I'_2 dans (1-4-2) on obtient :

$$C = \frac{3p V_I^2 R'_2 / g}{g w_1 \left[(R_I + \frac{R'_2}{g})^2 + (X_I + X'_2)^2 \right]} \quad (1-4-3)$$

on voit de (1-4-3) que pour un glissement donné, le couple est proportionnel au carré de la tension et que pour cette raison un moteur asynchrone est sensible aux oscillations de la tension du réseau.

La figure (1-4-a) montre la caractéristique mécanique d'une machine asynchrone, elle possède un maximum pour un glissement.

.../...

$$g_m = \frac{R_2'}{\sqrt{R_I^2 + (X_I + X_2')^2}}$$

et ce maximum est égal à :

$$G_m = \frac{3p V_I^2}{2W_I (R_I + \sqrt{R_I^2 + (X_I + X_2')^2})^2}$$

si on néglige la résistance du stator on obtient une formule plus commode

$$C = \frac{2 C_m}{g/g_m + g_m/g} \quad (1-4-6)$$

comme le montre la formule (1-4-5) la valeur du couple maximal ne dépend pas de la résistance rotorique, quand au glissement correspondant, selon (1-4-4) il augmente avec la résistance du rotor.

La figure(1-4-6) donne la caractéristique mécanique $N = F(C)$ du moteur asynchrone triphasé d'après l'équation $N = N_s (1-g)$.

I-A-2) DIFFERENTS MODES DE REGLAGE DE LA VITESSE
DES MOTEURS ASYNCHRONES TRIPHASES

La vitesse de rotation d'un moteur asynchrone triphasé est donnée par la formule : $N = \frac{60}{P} f_1 (1-g)$

où N est la vitesse de rotation du moteur en tr/mn.

L'expression(1-4-1)montre que le glissement est fonction de la tension d'alimentation V_1 , de la résistance rotorique R_2 et aussi du courant rotorique I_2 .

On peut dire alors que la vitesse du moteur asynchroné est fonction de cinq paramètres $N = F(f_1, 2p, V_1, R_2, I_2)$

On distingue alors les méthodes de réglage de la vitesse où l'on agit sur le moteur soit du côté stator soit du côté rotor.

1°/ du côté stator :

la modification de la vitesse se fait par :

- le changement du nombre de poles (2p)
- le changement de la tension appliquée au moteur (V_1)
- le changement de la fréquence de la tension d'alimentation

2°/ du côté rotor :

Le réglage de la vitesse en agissant sur les paramètres rotoriques se fait en :

- faisant varier la résistance rotorique (R_2)
- en introduisant dans le circuit rotorique une f.c.m. supplémentaire.

2-1) REGLAGE DE LA VITESSE PAR CHANGEMENT DU NOMBRE DE POLES

La vitesse du synchronisme est déterminée par la relation.

$$n = \frac{f_I}{p}$$

Si la fréquence f_I est donnée, en faisant varier P la vitesse de synchronisme n_1 variera et par conséquent la vitesse de rotation n changera également, cependant le réglage de la vitesse n'est pas progressif mais par à coup.

La commutation du nombre de paires de pôles du stator peut être assurée de la manière suivante.

a) monter dans le stator un seul enroulement et changer le nombre de paires de pôles par commutation correspondantes des partis de cet enroulement.

b) monter dans le stator deux enroulements indépendants l'un de l'autre.

c) monter dans le stator deux enroulement indépendants avec commutation du nombre de pôles de chacun d'eux.

2-2) REGLAGE DE LA VITESSE PAR VARIATION DE LA TENSION D'ALIMENTATION

La relation (1-4-3) $C = \frac{3p V_1^2 R_2' / g}{W_I [(R_I + R_2')^2 + (X_I + X_2)^2]}$ nous montre :

que le couple est proportionnel au carré de la tension, de même que le couple maximal (1-4-5)

$$C_m = \frac{3pV_1^2}{2W_1 \left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2} \right]}$$

pour différentes valeurs de la tension, on obtient une famille de courbe $N=F(C)$ (fig 1.4.c)

réglage de la vitesse par variation de la fréquence d'alimentation.

Ce mode de réglage de vitesse n'est possible que lorsque le moteur est alimenté par une installation spéciale.

Les principaux cas de réglage de la vitesse sont les suivants:

- à couple constant : $C=cte$
- à puissance constante
- lorsque le couple est proportionnel au carré de la fréquence

2-3) VARIATION DE LA VITESSE PAR MODIFICATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE

Le réglage de la vitesse de rotation à l'aide d'un rhéostat dans le circuit rotorique est possible lorsqu'il s'agit des moteurs, d'après l'expression(1-4-3)

$$C=cte \quad \text{pour} \quad \frac{R_2'}{s} = cte \quad (2-3-1).$$

.../...

Ainsi étant donné le point de fonctionnement M avec un glissement g, on peut avoir un nouveau point de fonctionnement M' de glissement g' en vérifiant la relation :

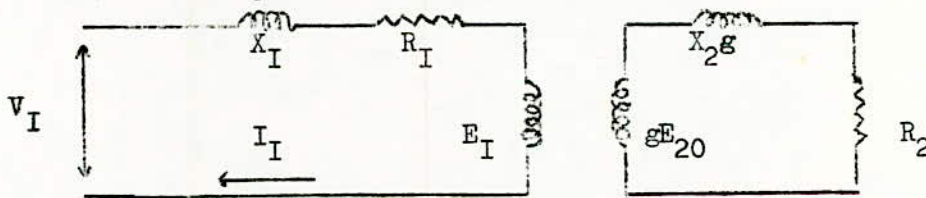
$$\frac{R'_2}{g} = \frac{R'_2 + r h}{g'} \quad (2-3-2)$$

Rmq :

Pour les différents modes de réglage de la vitesse cités précédemment, le réglage de la vitesse à l'aide du rhéostat inséré dans le rotor est le plus utilisé, cependant son utilisation provoque une diminution du rendement.

2-4) REGLAGE DE LA VITESSE PAR INTRODUCTION D'UNE F.E.M. SUPPLEMENTAIRE :

Admettons que le moteur asynchrone tourne à V_1 , constants et que la chute de tension statorique est négligeable devant V_1 , dans ces conditions on a : $V_1 \approx E_1 = K\omega_m = Cte$
du schéma équivalent suivant :



on tire :
$$I_2 = \frac{gE_{20}}{\sqrt{(X_2g)^2 + R_2^2}} = \frac{E_{20}}{\frac{(R_2)^2 + X_2^2}{(g)^2}} \quad (2-4-2)$$

.../...

dans les conditions normales de travail $\left(\frac{R_2}{g}\right)^2 \gg (X_2)^2$ on pourra alors admettre que le courant I_2 est en phase avec E_{20} et il est donné par :

$$I_2 = g \frac{E_{20}}{R_2} \quad (2-4-2)$$

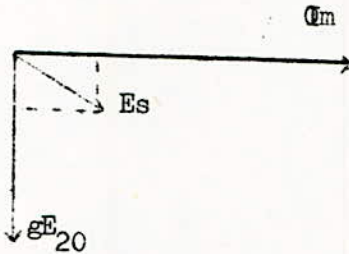


fig. (2-4-b)

introduisons alors dans le circuit rotorique du moteur une f.c.m. supplémentaire E_B de même fréquence que la f.c.m. principale $g E_{20}$ dans le cas général cette f.c.m. est déphasée d'un angle B par rapport à $g E_{20}$ fig. 2-4-b).

Au premier instant, par suite de l'inertie des parties tournantes du moteur, la vitesse de rotation n'est pas encore arrivée. à changer la f.c.m. est alors $g E_{20} + E_B \cos B$ par suite de quoi le courant I_2 et le couple moteur $C = K I_2 \Omega_m$ varient,

étant donné que $C r = cte$ la vitesse varie jusqu'au moment où I_2 et C reprennent leurs valeurs initiales.

soient : g' la nouvelle valeur du glissement et $g' E_{20}$ la nouvelle f.c.m. principale du rotor à laquelle le moteur tourne en régime permanent après l'introduction de E_B dans ces conditions on aura :

$$I_2 = \frac{g' E_{20} + E_B \cos B}{R_2} = g \frac{E_{20}}{R_2} \quad (2-4-3)$$

puisque I_2 reprend la même valeur que précédemment on a alors :

$$g' = g - \frac{E_B \cos B}{E_{20}} \quad (2-4-4)$$

donc suivant les valeurs de B , g change d'où la vitesse change. Il existe deux modes de réglage.

.../...

- a) par récupération mécanique de l'énergie de glissement fig. (2-4-c).
- b) par récupération électrique de l'énergie de glissement fig. (2-4-c).

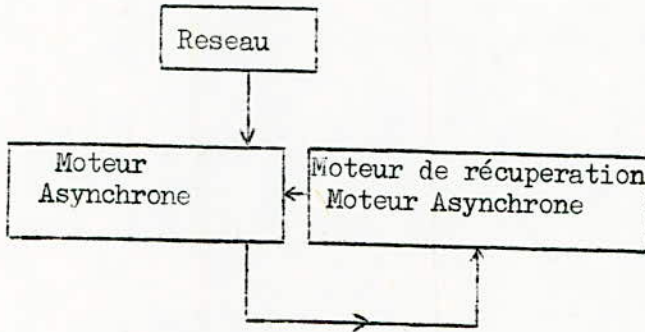
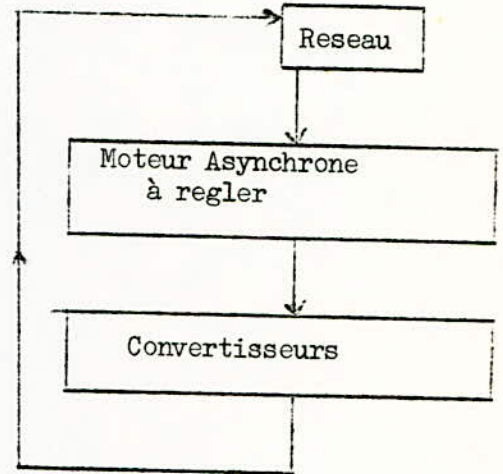


fig (2-4-c)



fig(2-4-c)

I-A-3) CASCADES ET AVANTAGES DE LA CASCADE HYPOSYNCHRONNE
=====

3-1) GENERALITES

On a montré précédemment que la vitesse pouvait être réglée par l'introduction d'une f.c.m. supplémentaire dans le circuit rotorique. Le rotor du moteur asynchrone à régler est branché sur un circuit qui n'est pas entièrement constitué d'éléments passifs qui créent la f.c.m. supplémentaire.

Pour introduire donc, dans le circuit rotorique une f.c.m. supplémentaire de la même fréquence que la f.c.m. principale du rotor, il faut disposer d'une ou plusieurs machines supplémentaires.

Le groupe comprenant un moteur asynchroné à régler et une ou plusieurs machines supplémentaires réunies avec celui-ci électriquement ou mécaniquement est appelé "cascade".

.../...

Les cascades sont des systèmes destinés au réglage progressif et économique de la vitesse de rotation du moteur asynchrone.

Dans les cascades l'énergie de glissement est récupérée après une transformation soit par le réseau, soit par l'arbre du moteur dont on veut régler la vitesse.

La principale difficulté de cette récupération provient de la tension variable en amplitude et en fréquence recueillie au secondaire, il est donc nécessaire pour s'affranchir du paramètre fréquence de redresser la tension secondaire, ce redressement compte tenu des très basses fréquences qui apparaissent au rotor aux vitesses élevées, est avantageusement réalisé par des semi-conducteurs, comme on l'a expliqué, le réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone à bagues peut s'effectuer de différentes manières et surtout très simplement en insérant des résistances dans le rotor. Ce mode de réglage convient bien pour un entraînement à couple résistant constant car la puissance absorbée au réseau demeure constante, ce qui entraîne un échauffement sensiblement constant du moteur aux différentes vitesses, malheureusement il est défavorable sur le plan technique car les caractéristiques dans leur partie utile sont concourantes et de plus en plus tombantes et il est désastreux sur le plan économique, c'est ainsi qu'à demi-vitesse le rendement tombe de cent pour cent à cinquante pour cent aussi ce mode de réglage n'est-il utilisé qu'en régime transitoire.

Analysons les causes de ce mauvais rendement aux basses vitesses. En rappelant les résultats fondamentaux du bilan des puissances on a :

$$P_2 = P_a - (P_{j1} + P_{f1}) \approx P_a$$

$$P_{j2} = P_2 - P_m = C (\Omega_s - \Omega) = g P_2 = g P_a$$

d'où le rendement $\eta = \frac{P_m}{P_a} = \frac{P_2 - P_{j2}}{P_a} = 1 - g$

Pour diminuer la vitesse on est amené à gaspiller de l'énergie à l'extérieur du rotor, dans un rhéostat de réglage, nous appellerons puissance de glissement la puissance qui est transformée en chaleur dans le rhéostat de réglage.

Pour améliorer le rendement du moteur il faut utiliser la puissance de glissement au lieu de la gaspiller à cet effet on dispose de deux cascades fondamentales.

3-2) CASCADE A RECUPERATION D'ENERGIE MECANIQUE (fig.(3-2-a)).

Cela consiste à transformer en puissance mécanique la puissance de glissement, on alimente alors par les bagues du moteur asynchrone un deuxième moteur fournit une puissance mécanique qui vient s'ajouter à la puissance mécanique fournie par le moteur asynchrone.

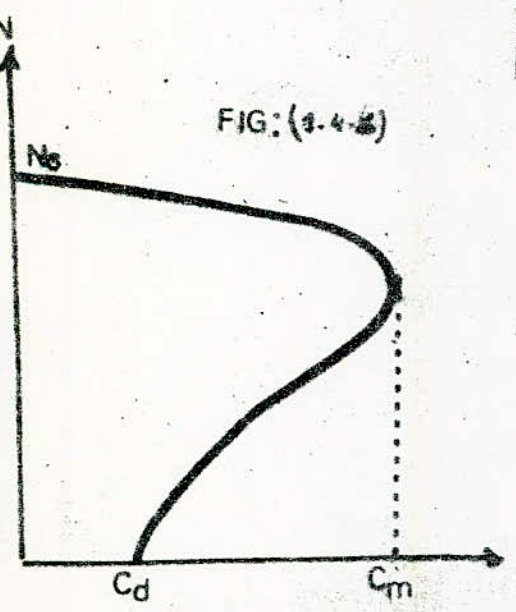
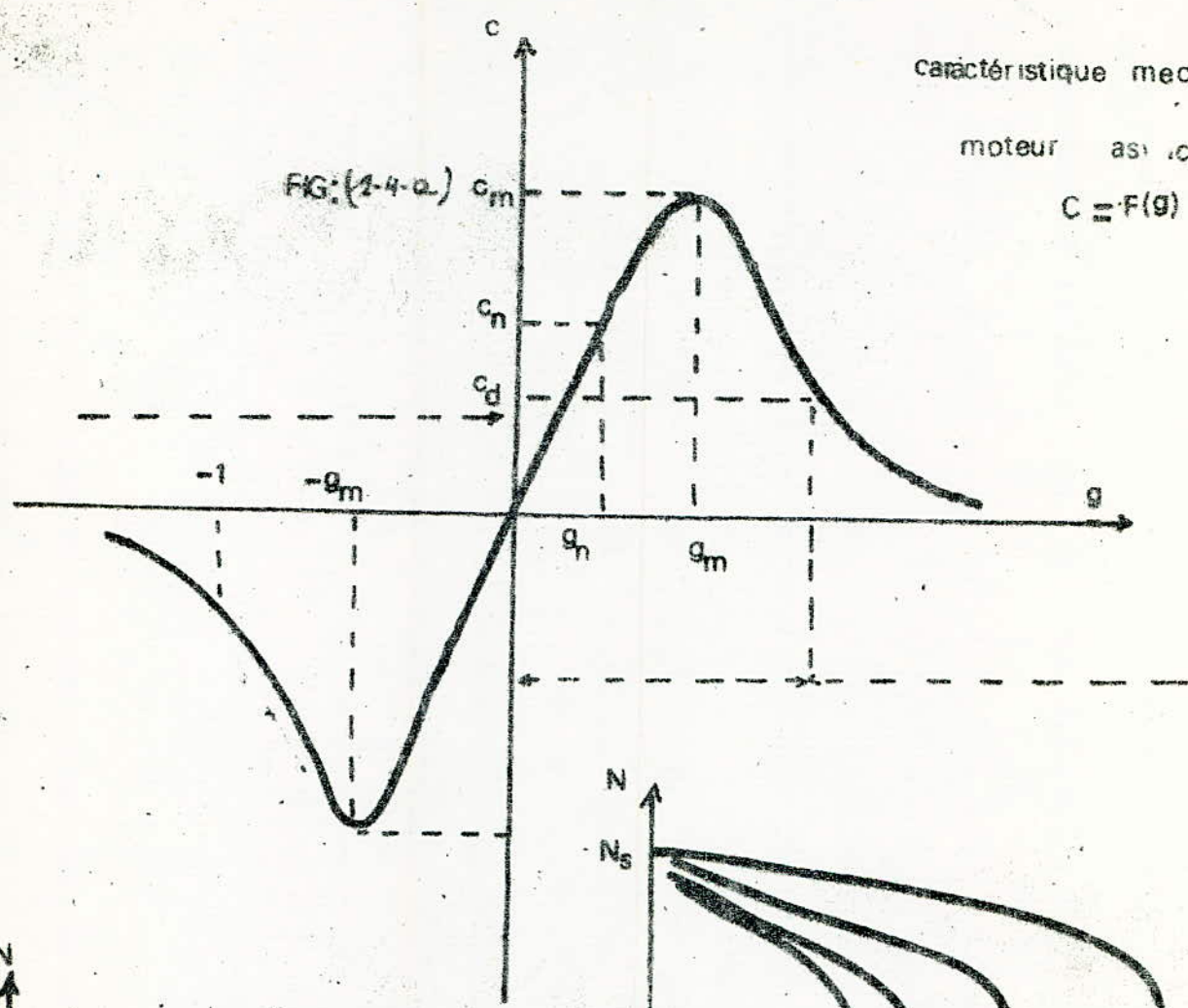
3-3) CASCADE A RECUPERATION D'ENERGIE ELECTRIQUE (3-3-1)

La puissance de glissement dont la fréquence est $= g f_1$ est transformée à la fréquence f_1 du réseau par un système à semi-conducteur puis elle est renvoyée au réseau.

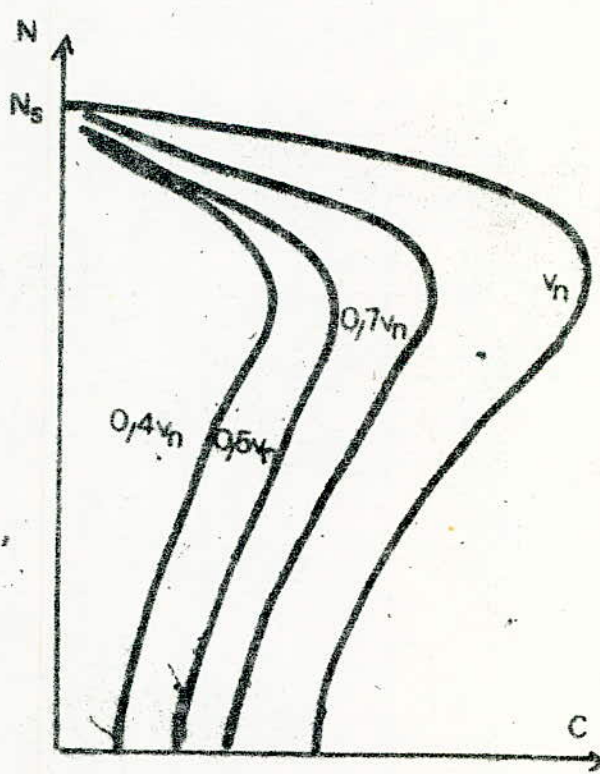
Dans le passé de nombreux types de cascades ont été utilisés faisant appel à l'un ou l'autre de ces deux modes de réglage, l'importance du convertisseur ou du moteur de réglage est fonction de la puissance de glissement, c'est à dire de la chute de vitesse demandée.

Les cascades utilisaient des machines de coût et d'entretien élevés. De nos jours grâce au progrès de l'électronique de puissance on s'intéresse à la 2ème de ces deux méthodes.

caractéristique mécanique du
moteur asynchrone
 $C = F(g)$



caractéristique $N_s = F(C)$
du moteur asynchrone



$N = F(C)$ du moteur asynchrone pour
différentes tensions d'alimentation

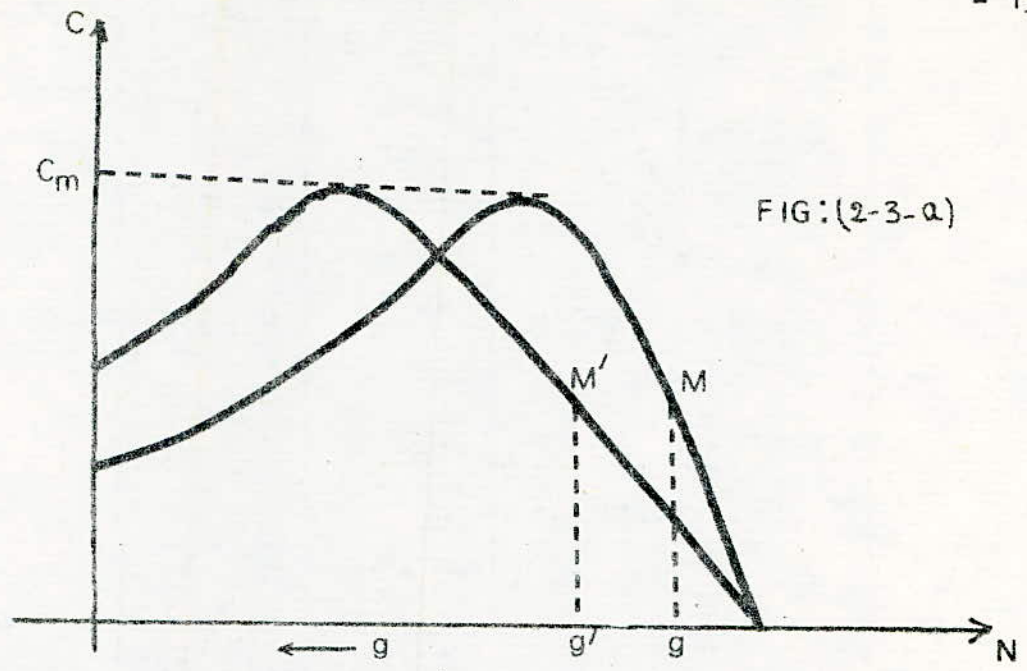
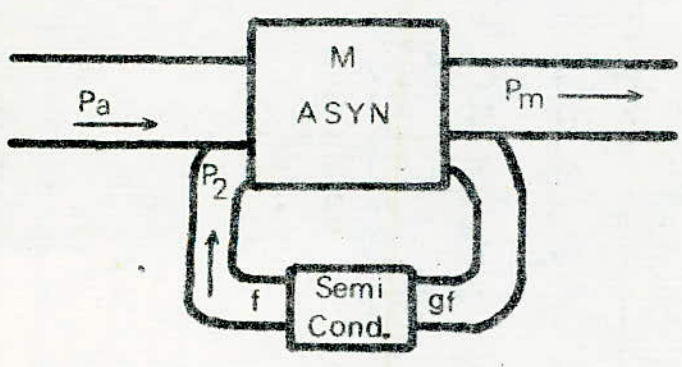


FIG:(2-3-a)

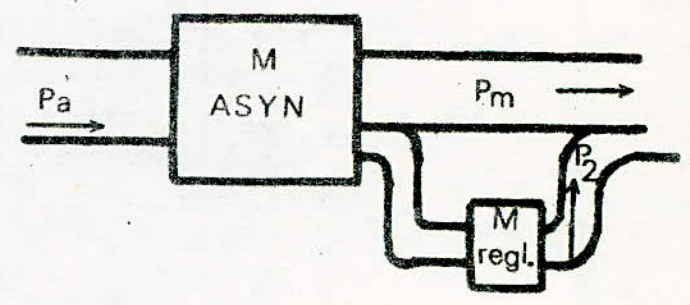
$C = F(n)$ pour deux valeurs de R rotoriques

CASCADES



récupération électrique

FIG:(3-3-a)



récupération mécanique

FIG:(3-2-a)

I-B) GENERALITES SUR LES CONVERTISSEURS

Pour la suite de notre étude, nous avons jugé nécessaire de faire un rappel sur le pont redresseur et sur le pont onduleur.

I-B.1. RAPPEL ET DEFINITIONS

1.1) DIODE : Une diode est un composant électronique présentant deux bornes ou électrodes ; l'anode A et la cathode K et qui laisse passer le courant dans un sens (sens de conduction) et le bloque dans l'autre sens (sens inverse).

La représentation symbolique et la caractéristique tension-courant d'une diode sont données par la figure (1-1-1).

1.2) THYRISTOR : Un thyristor est un composant électronique présentant trois bornes ou électrodes, l'anode et la cathode comme dans le cas d'une diode et en plus une électrode de commande appelée Gachette.

La représentation symbolique et la caractéristique tension-courant d'un thyristor sont données par la figure (1-2-a).

Si la tension d'anode V_{ak} est négative (tension-inverse) le thyristor ne s'amorce pas quelque soit le signal de la gachette, il est alors à l'état bloqué. Un courant de gachette suffisant I_G n'amorce le thyristor que si la tension V_{ak} est positive, le thyristor est alors à l'état passant.

Dans le cas d'une alimentation alternative le courant de gachette I_G doit donc renouveler l'amorçage à chaque période à cause du désamorçage provoqué par le passage à zéro du courant.

..../....

1.3) DEFINITIONS

ANGLE DE RETARD : C'est le paramètre essentiel dans l'étude de réglage de la tension par retard d'amorçage.

Si t_r est de temps de retard, on a $\alpha = \omega t_r$ avec $\omega = 2\pi f$ pulsation du réseau.

BRAS D'UN MONTAGE REDRESSEUR : C'est une partie du circuit qui contient un élément redresseur et qui constitue un trajet de redressement destiné à former, avec d'autre bras semblable, un groupe commutant.

COMMUTATION : C'est le transfert de courant entre deux trajets de redressement consécutif. La Commutation se produit entre deux bras d'un même groupe commutant.

GROUPE COMMUTANT : C'est un groupe de trajet de redressement qui commutent cycliquement indépendamment.

INDICE DE COMMUTATION : C'est le nombre de commutation qui s'effectuent dans un même groupe commutant, au cours d'une période de la tension d'alimentation. (9).

INDICE DE PULSATION : C'est le nombre de commutations non simultanées qui se produisent dans le redresseur pendant une période de la tension d'alimentation.

BLOC REDRESSEUR : Nous appellerons ainsi l'ensemble d'éléments redresseurs formant un ou plusieurs groupes commutants, connectés de manière à délivrer un courant continu à sa sortie lorsque son entrée est alimentée par une ou plusieurs tension alternative.

.../....

1.3) DEFINITIONS

ANGLE DE RETARD : C'est le parametre essentiel dans l'étude de réglage de la tension par retard d'amorçage.

Si t_r est de temps de retard, on a $\alpha = \omega t_r$ avec $\omega = 2\pi f$ pulsation du réseau.

BRAS D'UN MONTAGE REDRESSEUR : C'est une partie du circuit qui contient un élément redresseur et qui constitue un trajet de redressement destiné à former, avec d'autre bras semblable, un groupe commutant.

COMMUTATION : C'est le transfert de courant entre deux trajets de redressement consécutif. La Commutation se produit entre deux bras d'un même groupe commutant.

GROUPE COMMUTANT : C'est un groupe de trajet de redressement qui commutent cycliquement indépendamment.

INDICE DE COMMUTATION : C'est le nombre de commutation qui s'effectuent dans un même groupe commutant, au cours d'une période de la tension d'alimentation. (9).

INDICE DE PULSATION : C'est le nombre de commutations non simultanées qui se produisent dans le redresseur pendant une période de la tension d'alimentation.

BLOC REDRESSEUR : Nous appellerons ainsi l'ensemble d'éléments redresseurs formant un ou plusieurs groupes commutants, connectés de manière à délivrer un courant continu à sa sortie lorsque son entrée est alimentée par une ou plusieurs tension alternative.

.../....

II B 2) ALIMENTATION TRIPASEE A DIODES AVEC PONT DE GRATZ :

2.1) DESCRIPTION

Dans un tel montage (fig.2-1-a) les enroulements secondaires du transformateur, comme les enroulement primaires sont couplés en étoile ou en triangle. Les six diodes de ce montage peuvent être divisées en deux groupes :

1) groupe pair : (diodes $D_2 - D_4 - D_6$) dans lequel les cathodes sont électriquement liées entre elles et leur sortie commune pour le rôle de pôle positif pour le circuit extérieur, les anodes de ce groupe sont reliées aux sorties des enroulements secondaires.

2) groupe impair : (diodes $D_1 - D_3 - D_5$) dans lequel les anodes sont couplées électriquement entre elles, le point de connexion formant le pôle négatif pour le circuit extérieur.

Soient v_1, v_2 et v_3 les tensions simples aux bornes du secondaire du transformateur alimentant le pont redresseur et $i_1 - i_2 - i_3$, les courants correspondants.

Les phases qui conduisent sont telles que la différence de potentiel entre elles soit maximale.

Examinons les courbes de tensions simples (Fig.) nous déduisons l'ordre de succession de travail des phases et des diodes représenté dans le tableau suivant :

Etats	phases	Diodes
1	1 et 2	D_4 et D_3
2	1 et 3	D_4 et D_5
3	2 et 3	D_6 et D_5
4	2 et 1	D_6 et D_1
5	3 et 1	D_2 et D_1
6	3 et 2	D_2 et D_1

.../...

Nous remarquons que l'indice de pulsation est $p = 6$
 et que l'indice de commutation est $q = 3$

2.2) VALEUR MOYENNE DE LA TENSION REDRESSEE :

Si l'on considère l'intervalle $[-\frac{\pi}{6}, +\frac{\pi}{6}]$ on constate que le courant entre par la phase 3 et sort par la phase 2, c'est donc les diodes D_2 et D_3 qui travaille on a :

$$u_r = V_3 - V_2 = \left[V_m \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) - V_m \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

en développant cette expression on obtient :

$$u_r = \sqrt{3} V_m \cos \theta \quad \text{avec } \theta = \omega t$$

u_j oscille entre les valeurs extrêmes $\frac{3}{2} V_m$ qui correspond à $\theta = +\frac{\pi}{6}$ et $\frac{\sqrt{3}}{2} V_m$ qui correspond à $\theta = 0$

La valeur moyenne redressée de la tension dans ce cas est :

$$U_r = \frac{1}{\frac{2\pi}{6}} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} \sqrt{3} V_m \cos \theta d\theta \Rightarrow U_r = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

2.3) VALEUR EFFICACE DE LA TENSION REDRESSEE :

Elle est donnée par :

$$U_{ef}^2 = \frac{1}{\frac{2\pi}{6}} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{+\frac{\pi}{6}} (\sqrt{3} V_m \cos \theta)^2 d\theta \Rightarrow U_{ef} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_m \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}}$$

2.4) FACTEUR DE FORME :

Par définition le facteur de forme d'une grandeur ondulée est le rapport de la valeur efficace à la valeur moyenne pendant une période.

$$F = \frac{U_{ef}}{U_r} \Rightarrow F = \frac{\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_m \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}}}{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m} = 1,0009$$

Ceci nous montre que la valeur efficace de la tension est presque exactement égale à sa valeur moyenne.

.../...

2.5) COURANT REDRESSE

Nous avons vu dans l'ordre de succession de travail des phases, que chaque phase débitait pendant deux intervalles $\frac{\pi}{q}$ ce qui donne une intensité débitée par phase en forme de creneaux alternativement positifs et négatifs de hauteur $\frac{U_r}{R}$ et de largeur $\frac{2\pi}{3}$.

Donc la valeur du courant redressé est : $I_d = \frac{U_r}{R}$ (fig.2.1.a).

2.5.1) HARMONIQUES DE COURANT DE PHASE :

Le courant étant sous forme de creneaux, il est donc possible de décomposer ce signal périodique en série de Fourier dont il faut déterminer les coefficients A_k et B_k . La fonction i étant impaire : $A_k = 0$

$$B_k = \frac{2}{T} \int_0^T i(\theta) \sin k\theta \, d\theta$$

$$B_k = \frac{I_d}{k\pi} \left[\cos k \frac{\pi}{6} - \cos k \frac{5\pi}{6} + \cos k \frac{11\pi}{6} - \cos k \frac{7\pi}{6} \right]$$

d'où

$$i(\theta) = \sum_{k=1}^{\infty} B_k \sin k\theta$$

Nous nous contenterons de la fondamentale : $i_1(\theta) = B_1 \sin\theta$

$$i_1(\theta) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sin\theta$$

2.5.2) VALEUR EFFICACE DU COURANT I_2 :

$$I_1^2 \text{ ef} = \frac{1}{T} \int_0^T I_d^2 \, d\theta \Rightarrow I_1 \text{ ef} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d$$

.../...

II-3 ALIMENTATION TRIPHASEE A THYRISTORS AVEC PONT DE GRAETZ.

3-1 Définition :

un onduleur est un appareil statique destiné à fournir d'une source de courant continu , un courant alternatif .

Le montage en pont triphasé comprend trois branches possédant chacune deux thyristors en série , entre ces deux thyristors on connecte une phase d'alimentation .

Les cathodes des thyristors T_1 , T_2 et T_3 sont reliées ensemble en formant la borne positive de la tension continue ; la borne négative correspond à la connection des thyristors T'_1 , T'_2 et T'_3

Ordre de conduction des thyristors :

Les phases qui conduisent sont telles que la différence de potentielle entre elles soit maximale (à condition d'avoir reçu une impulsion d'allumage). L'ordre de succession de travail des thyristors est exactement identique à celui des diodes décrit précédemment.

Soient v_1, v_2 et v_3 les tensions aux bornes du secondaire du transformateur telles que:

$$\begin{aligned} v_1 &= V_m \sin \omega t \\ v_2 &= V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_3 &= V_m \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned}$$

3-2 Valeur moyenne de la tension redressée

La tension moyenne redressée est calculée pour un angle de retard α dans l'intervalle $\left(-\frac{\pi}{6} + \alpha ; \frac{\pi}{6} + \alpha \right)$ la tension redressée instantanée est :

$$u_{\phi} = v_3 - v_2 = 3V_m \cos \theta \quad \text{avec } \theta = \omega t$$

la valeur de la tension moyenne est donnée par :

$$U_r = \frac{1}{2\pi/6} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha} 3V_m \cos \theta \, d\theta$$

on obtient alors :

$$U_{r\alpha} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha \Rightarrow U_{r\alpha} = U_r \cos \alpha$$

La valeur de $U_{r\alpha}$ dépend de la valeur de l'angle de retard α ; avec $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$ car notre montage fonctionne en onduleur.

La figure (3.2.a) montre l'influence de l'angle de retard α sur la valeur instantannée de la tension.

3.3) VALEUR EFFICACE DE LA TENSION

La valeur de la tension efficace est calculée à partir de :

$$U_{ef}^2 = \frac{1}{\frac{2\pi}{6}} \int_{\alpha - \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{\pi}{6}} (\sqrt{3} V_m \cos \theta)^2 d\theta$$

$$U_{ef} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} V_m \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2} \cos 2\alpha}$$

3.4) FACTEUR DE FORME :

Le facteur de forme est défini comme étant le rapport de la valeur de la tension efficace à la valeur de la tension moyenne.

$$F_{\alpha} = \frac{\pi}{3\sqrt{2} \cos \alpha} \sqrt{1 + \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \cos 2\alpha}$$

3.5) TAUX D'ONDULATION :

Il est donné par la relation suivante :

$$T = \sqrt{F_{\alpha}^2 - 1}$$

3.5) COURANT DANS L'ONDULEUR AVEC COMMUTATION INSTANTANNEE :

La valeur moyenne du courant est :

$$I_d = \frac{U_r}{R}$$

.../...

• Chaque phase débite une intensité en forme de créneau de valeur moyenne $I_d = \frac{U_r}{R}$; on peut donc décomposer en série de Fourier le courant débité par chaque phase.

On peut donc écrire le courant de la phase 1 sous la forme suivante : $i_1 = \frac{A_0}{2} + \sum Ak \cos k wx + \sum Bk \sin k wx$

de plus la fonction i_1 est impaire et de période 2π on a alors $Ak = 0$

$$i_1 = \sum Bk \sin kwx \quad \text{où} \quad Bk = \frac{2}{T} \int_0^T f(x) \sin kx dx$$

$$f(x) = \begin{cases} I_d \text{ pour } x \in \left[\alpha + \frac{\pi}{6}, \alpha + \frac{5\pi}{6} \right] \\ - I_d \text{ pour } x \in \left[\alpha + \frac{7\pi}{6}, \alpha + \frac{11\pi}{6} \right] \end{cases}$$

$$Bk = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{5\pi}{6}} I_d \sin kx dx + \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha + \frac{7\pi}{6}}^{\alpha + \frac{11\pi}{6}} (-I_d) \sin kx dx$$

$$Bk = \frac{I_d}{k\pi} \left\{ \cos k \left(\alpha + \frac{\pi}{6} \right) - \cos k \left(\alpha + \frac{5\pi}{6} \right) + \cos k \left(\alpha + \frac{11\pi}{6} \right) - \cos k \left(\alpha + \frac{7\pi}{6} \right) \right\}$$

L'harmonique fondamentale de i_1 est déterminée par : $k = 1$

$$B_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cos \alpha \quad \text{donc} \quad i_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cos \alpha \sin x$$

.../...

IB.4) PHENOMENE D'EMPIEITEMENT

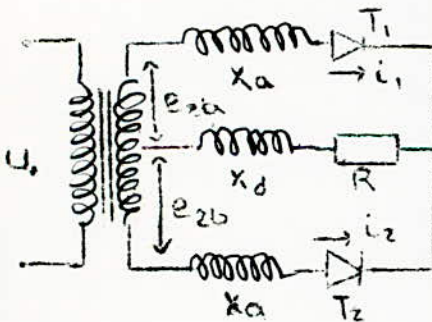
Jusqu'à maintenant nous avons considéré que le courant qui passe d'un thyristor à l'autre est instantanée ;

Cependant l'existence des inductances dans le circuit fait que le passage du courant anodique d'un thyristor à l'autre ne se produit pas instantanément, mais prend un temps déterminée par l'angle γ dit angle d'empiètement.

4.1) DETERMINATION DE L'ANGLE D'EMPIEITEMENT :

- Supposons que l'inductance du circuit est suffisamment grande pour considérer que le courant redressé soit parfaitement lissé : $X_d = \infty$ et que la réactance d'anode à une valeur finie.

- Etant donnée que le phénomène d'empiètement intéresse uniquement le passage du courant d'une phase à l'autre, on peut déterminer l'angle d'empiètement en étudiant le cas simple d'un montage monophasé avec "point milieu" et on généralisera ensuite.



Durant l'étape de commutation quand les deux soupapes conduisent simultanément, on peut établir la loi de variation du courant en partant du fait que pendant ce temps les circuits anodiques forment un circuit court-circuité :

$$\begin{cases} e_{2a} - e_{2b} = 2 l_a \frac{di_1}{dt} = E_m \sin wt \\ e_{2b} - e_{2a} = 2 l_a \frac{di_2}{dt} = - E_m \sin wt \end{cases}$$

et ces deux équations on tire :

$$i_1 = \frac{- E_m}{2 l_a} \cos wt + c_1 \quad \text{et} \quad i_2 = \frac{E_m}{2 l_a} \cos wt + c_2$$

si à l'instant :

t = 0 on a $i_1 = 0$ et $i_2 = I_d$ alors

d'où :

$$\begin{cases} c_1 = \frac{E_m}{2 X_a} \\ c_2 = I_d - \frac{E_m}{2 X_a} \end{cases}$$

$$\begin{cases} i_1 = \frac{E_m}{2 X_a} (1 - \cos wt) \\ i_2 = I_d - \frac{E_m}{2 X_a} (1 - \cos wt) \end{cases}$$

.../...

l'angle d'empiètement est déterminé en posant :

$\omega t = \gamma$ et $i_1 = I_d$ on a alors :

$$1 - \cos \gamma = \frac{X_a}{E_m} I_d = \frac{X_a I_d}{\sqrt{2} E_2} \quad (4.1.1)$$

- Dans le cas du redresseur triphasé un Pont de Creatz la valeur de l'angle d'empiètement est déterminée par :

$$1 - \cos \gamma = \frac{2 I_d X_m}{V_m \sqrt{3}} = \dots \quad (4.1.2)$$

- Dans le cas de l'onduleur, l'angle d'empiètement est déterminé, en tenant compte de l'angle de retard, par la relation suivante :

$$\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma) = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{I_d X_t}{V_m} \quad (4.1.3)$$

4.2) CHUTE DE TENSION INDUCTIVE :

Le phénomène d'empiètement provoque une réduction de la valeur instantanée de la tension pendant la commutation, Par conséquent, la valeur moyenne de la tension continu est inférieure à la valeur de la tension calculée pour la commutation instantanée.

Utilisons d'abord le montage monophasé avec point milieu pour déterminer la chute de tension.

Pendant la durée de commutation des thyristors T_1 et T_2 leurs anodes étant en court-circuit, il en résulte qu'elles sont au même potentiel $\frac{e_1 + e_2}{2}$, la chute de tension inductive vaut donc :

$$e_1 - \frac{e_1 + e_2}{2} = \frac{e_1 - e_2}{2} = \frac{E_m}{2} \sin \omega t$$

$$\Delta U_x = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\gamma} \frac{E_m}{2} \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2} E_2}{\pi} (1 - \cos \gamma)$$

- 24 -

- Dans le cas du redresseur triphasé en pont de Creutz, la chute de tension inductive est donnée par :

$$\Delta U_x = \frac{2X_3}{2\pi} \int_0^{\delta} \frac{\sqrt{3}}{2} V_m \sin \theta \, d\theta = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} (1 - \cos \delta)$$

en utilisant la relation (4-1-2) on obtient :

$$\Delta U_x = \frac{3 X_m I_d}{\pi} \quad (4.2.1)$$

- Dans le cas de l'onduleur, la détermination de la chute de tension inductive est déterminée en tenant compte de l'angle de retard .

On a :

$$\Delta U_x = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\delta} \frac{\sqrt{3}}{2} V_m \sin \theta \, d\theta = \frac{3\sqrt{3} V_m}{4\pi} [\cos \alpha - \cos (\alpha + \delta)]$$

En tenant compte de la relation (4-1-3) on aura :

$$\Delta U_x = \frac{3 X_t I_d}{\pi} \quad (4-2-2) \quad (4.2.2.2)$$

En comparant les formules (4-2-1) et (4-2-2) on voit qu'en exprimant ΔU_x par le courant redressé I_d , la chute de tension inductive dans le redresseur est la même que celle de l'onduleur.

les figures (4.2.a) et (4.2.b) donnent l'allure de $U_{et} I$ en tenant compte du phénomène d'empiètement.

.../...

II B-5) TENSION ET COURANT DANS LES THYRISTORS

5-1) Tension inverse:

La tension inverse appliquée à un thyristor est la différence entre le potentiel de celui-ci lorsqu'il est bloqué et les potentiels successifs de ceux qui débitent pendant son repos.

La tension inverse du thyristor T_1 (état bloqué) est donnée par la différence de la tension anodique (v_1) et sa tension cathodique qui est égale à la tension des thyristors en conduction.

$$-T_2^1 \text{ et } T_2 \text{ conduisent } U_{inv} = v_1 - v_2 = V_2$$

$$-T_2 \text{ et } T_1^1 \text{ conduisent } U_{inv} = v_1 - v_2 = V_1$$

$$T_1^1 \text{ ET } T_3 \text{ conduisent } U_{Inv} = v_1 - v_3 = V_3$$

$$-T_3 \text{ et } T_2^1 \text{ conduisent } U_{inv} = v_1 - v_3 = -V_3$$

on peut tracer la courbe de la tension inverse U_{inv} fig(5-2-a)

5-2) Courant dans les thyristors:

- courant moyen: chaque thyristor conduit pendant $1/3$ de période un courant I_d . Le courant moyen dans un thyristor est:

$$I_{moy} = \frac{I_d}{3}$$

- courant efficace: la valeur du courant efficace dans un thyristor est :

$$I_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{T/3} i_d^2 d\theta \quad I_{eff} = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$$

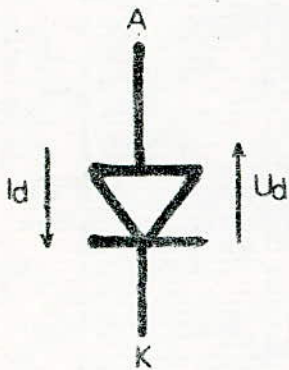
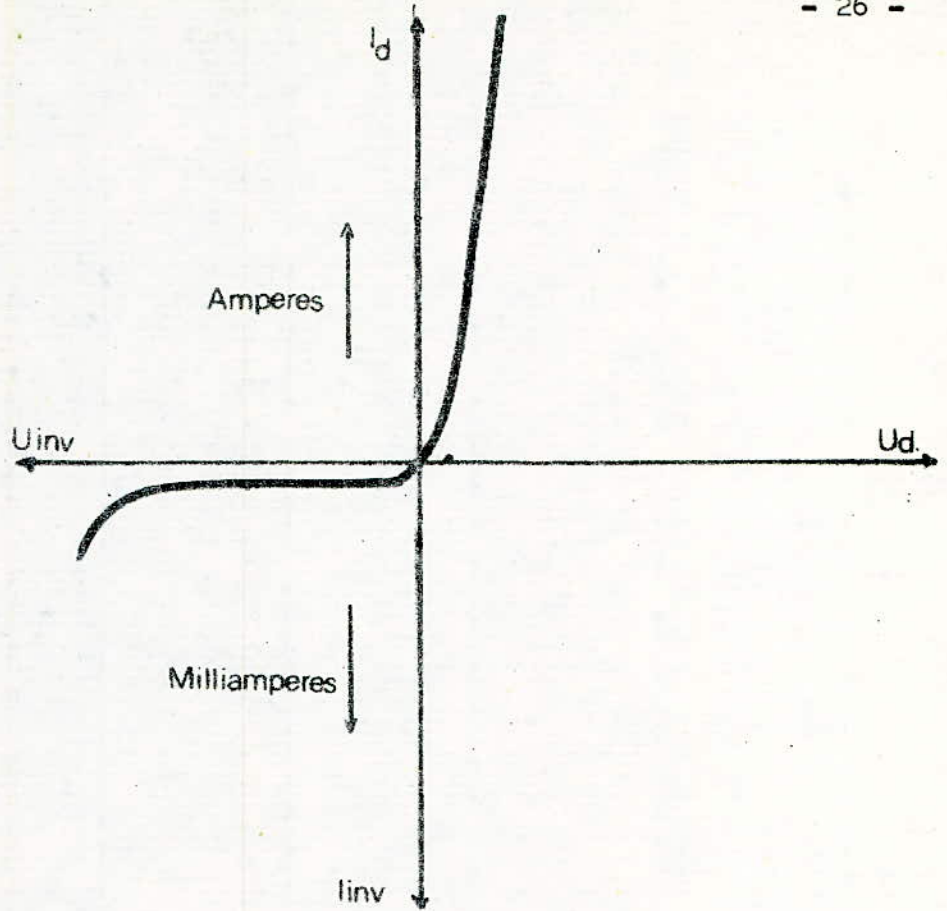


FIG : (1-1-a)



Symbole et caractéristique $I=F(U)$ d'une DIODE

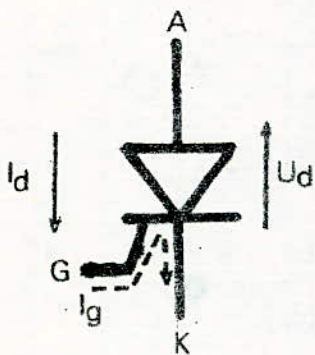
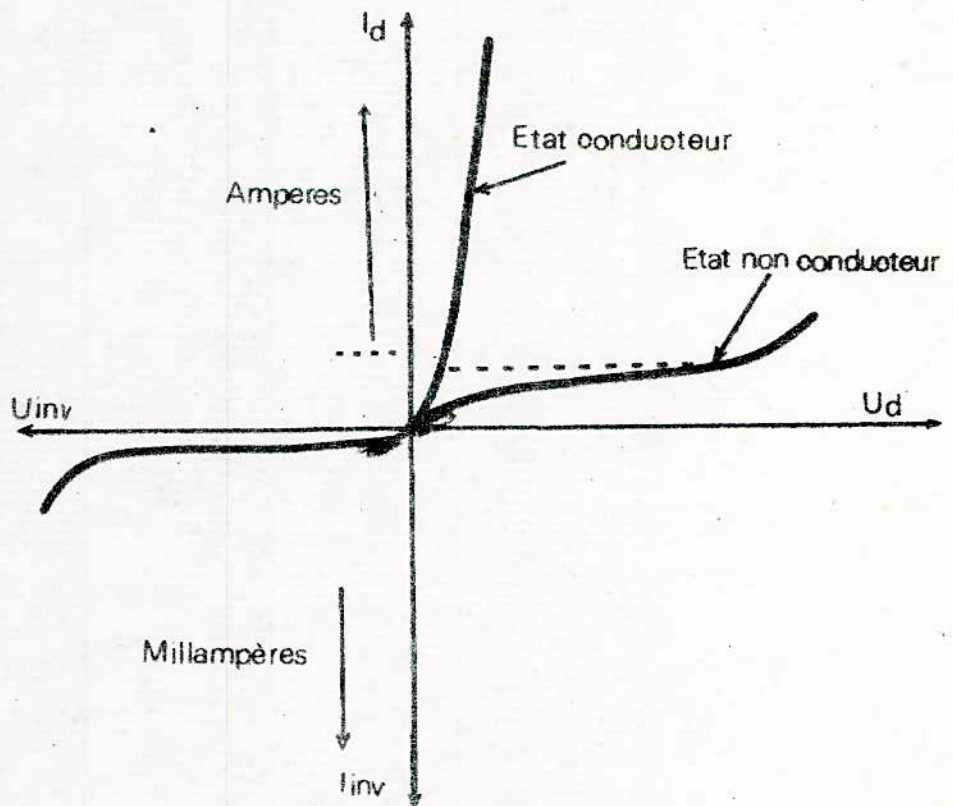
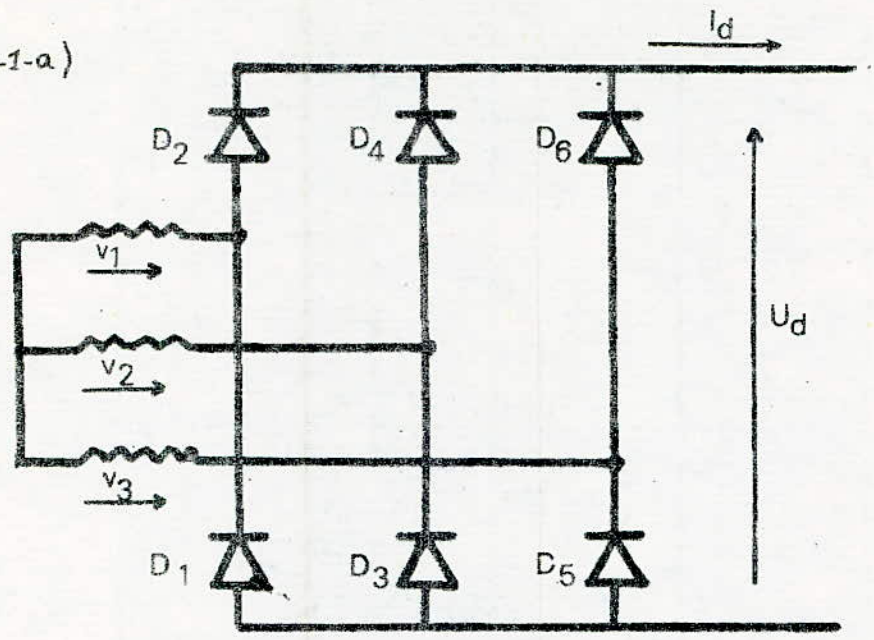


FIG : (1.2-b)



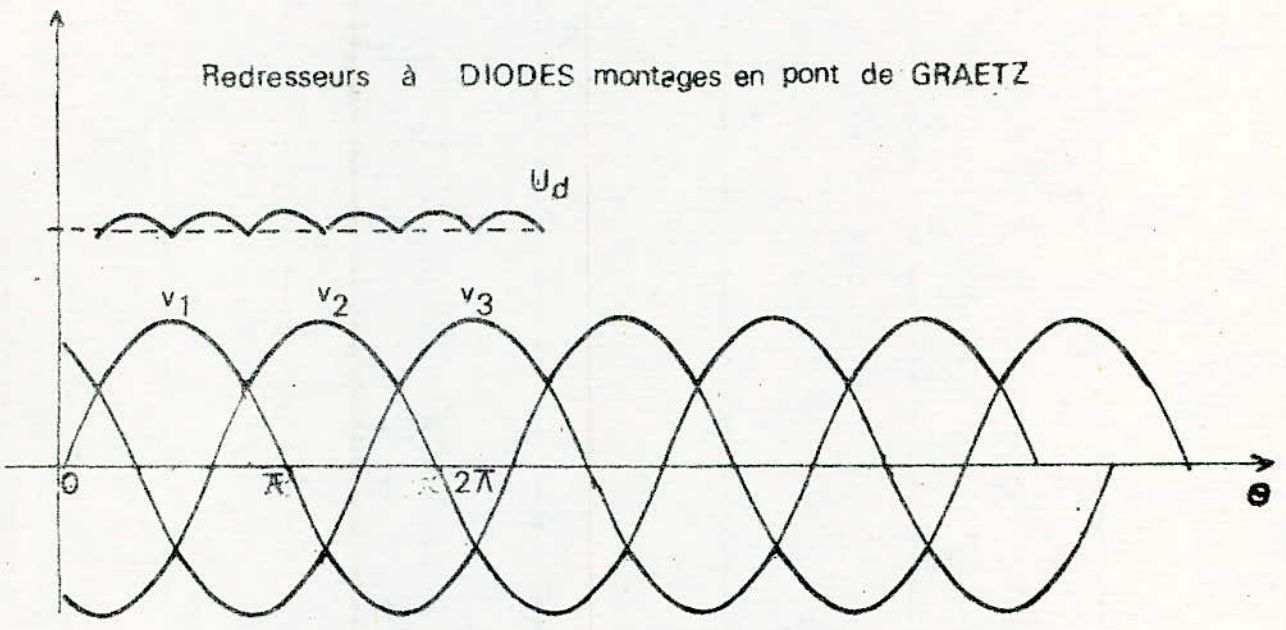
Symbole et caractéristique $I=F(U)$ d'un THYRISTOR

FIG:(2-1-a)

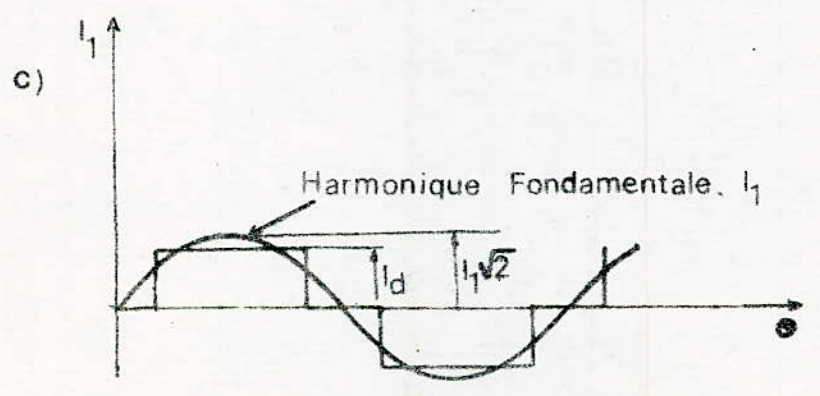


a)

Redresseurs à DIODES montages en pont de GRAETZ



b)



c)

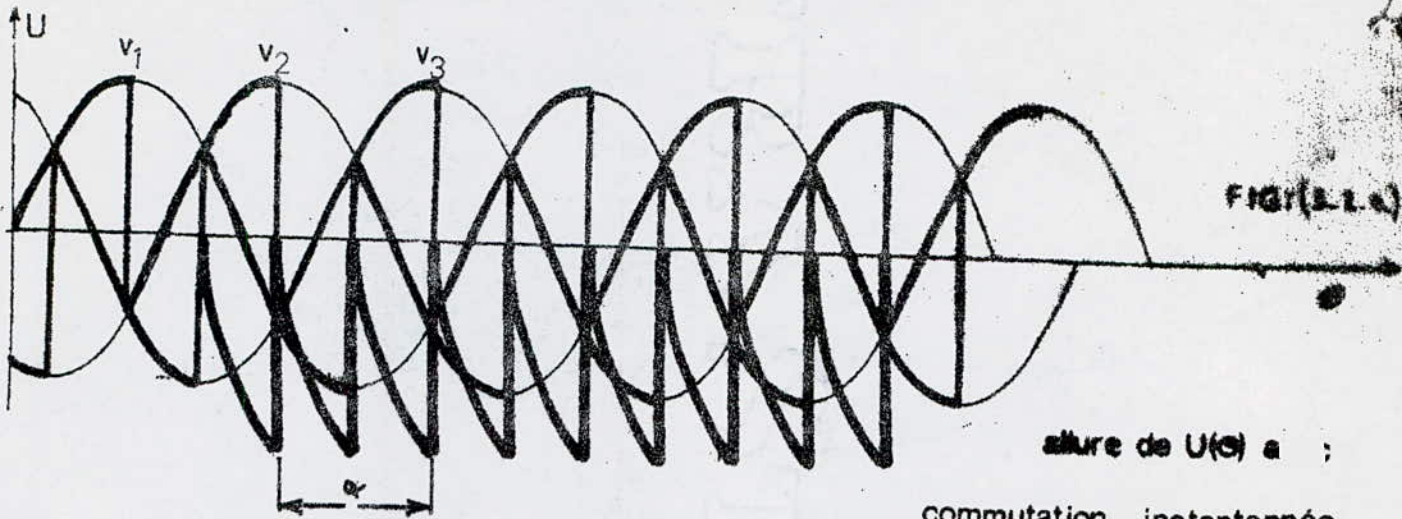


FIG: (3-2-a)

allure de U(θ) a ;

commutation instantannée

$\alpha = 120^\circ$

$\delta = 0^\circ$

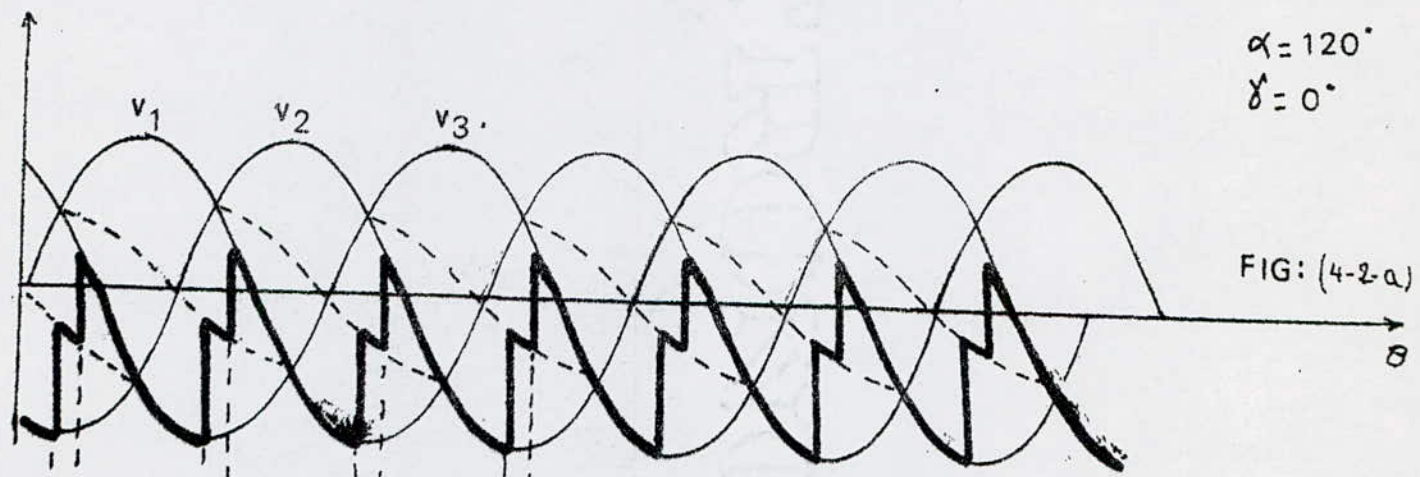


FIG: (4-2-a)

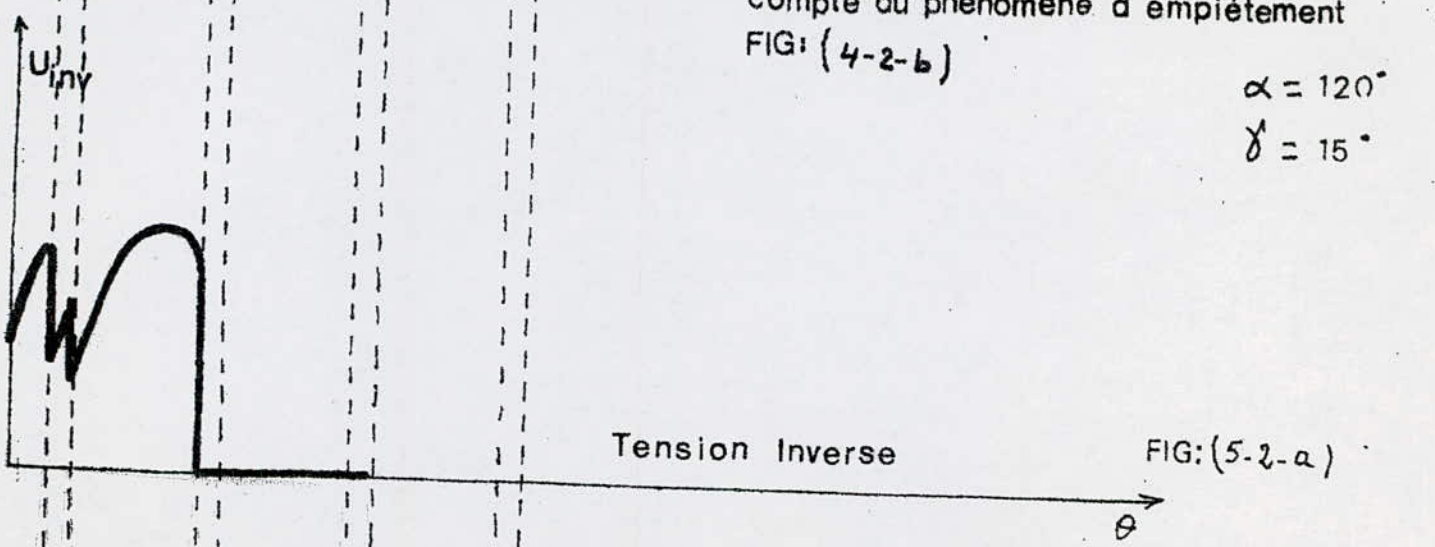
allure de U et de I en tenant

compte du phénomène d'empiètement

FIG: (4-2-b)

$\alpha = 120^\circ$

$\delta = 15^\circ$



Tension Inverse

FIG: (5-2-a)

I-6) COMMANDE DES THYRISTORS

Le déclenchement ou amorçage d'un thyristors est son passage de l'état de bloqué à l'état passant; on l'obtient par un signal direct sur la gachette. Les signaux de commandes affectent de nombreuses formes (impulsions, rampe, ect ...) et sont produites par de nombreux de circuits. Chaque utilisateur choisit le déclenchement d'après la puissance des thyristors, le type d'application, le prix de revient ...

Le circuit de commandes doit être adapté aux caractéristiques de la gachette des thyristors, aux modes de fonctionnement du convertisseur et au type d'asservissement du système. Les fonctions assurées par un système de commandes consistent à injecter dans le circuit de commandes des thyristors une impulsion positive; la forme optimale d'une impulsion est obtenue en utilisant la commande verticale.

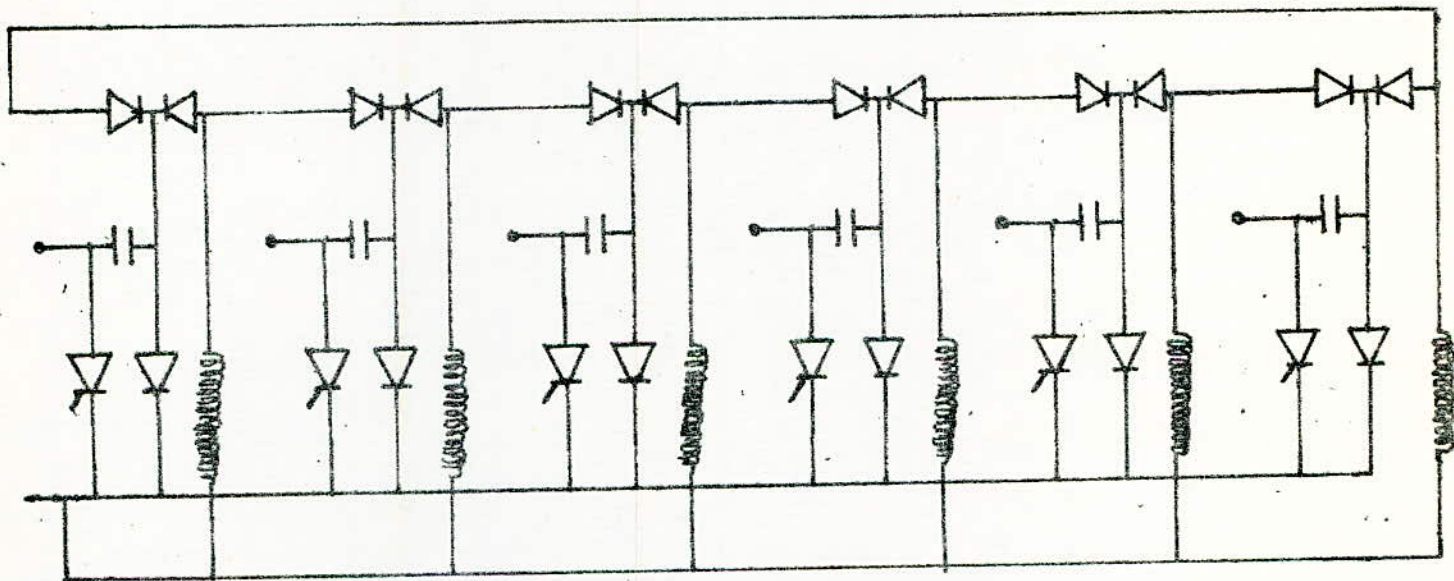
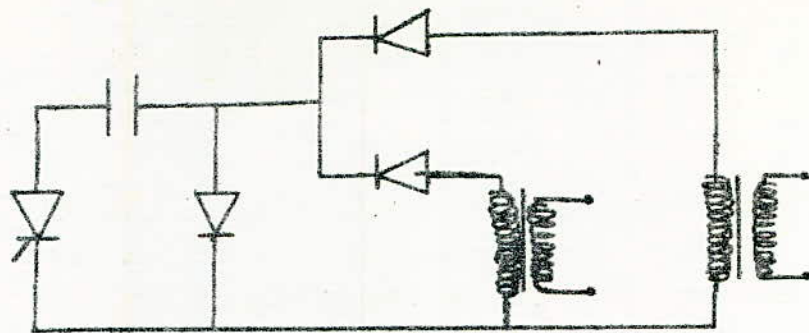
La commande verticale est le procédé par lequel l'instant d'amorçage s'obtient par comparaison d'un niveau continu avec une tension de référence ayant soit la forme d'une dent de scie soit une forme cosinoïdale. Le résultat de la comparaison se traduit par une impulsion ou un trait d'impulsion que l'on envoie à la gachette du thyristors.

Pour des raisons de régulation, il peut être intéressant de chercher à obtenir une loi linéaire de liaison entre $U_{r\alpha}$ et l'angle d'amorçage α , on utilise pour cela une commande verticale du type cosinoïdale. Dans ce cas l'angle d'amorçage α est obtenu par une tension cosinoïdale, dont le module est proportionnel à celui de la phase considérée, avec une tension continu variable ce qui nous donne :

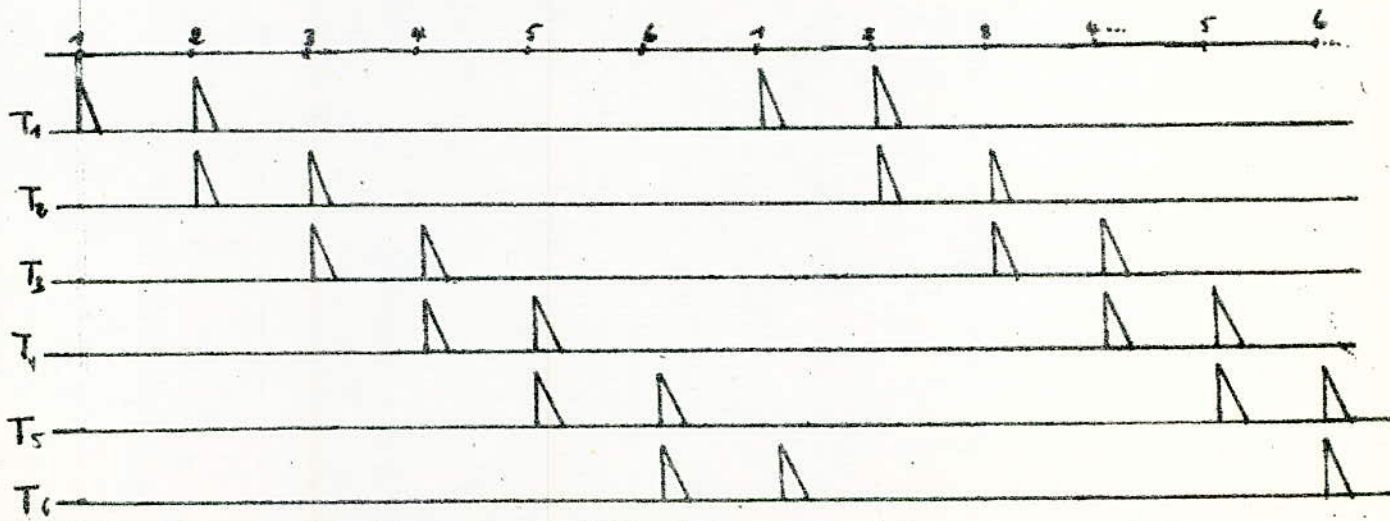
$$\alpha = \text{Arcos } \frac{U_{r\alpha}}{U_{r\alpha \text{ max}}}$$

Comme nous l'avons vu, notre convertisseur est tel que à chaque instant deux thyristors, de phases différentes, conduisent en même temps ce qui necessite un double amorçage.

Le dispositif de commande comprend 6 circuits identiques à celui de la fig (6-a), chacun d'eux comporte deux sorties, l'une commande le thyristors correspondant à sa propre phase, l'autre celui de la phase décalée de soixante 60° fig (6.a)



Periodes de commutation.



fig(6-a): Realisation du "double amorçage" interconnexion des circuits et diagramme de distribution des impulsions.

II H A P I T R E - II -



ETUDE DU SYSTEME DE LA CASCADE HYPOSYNCHRONNE



- ETUDE DU SYSTÈME DE LA CASCADE HYPOSYNCHRONNE -

Se processus de récupération de l'énergie de glissement qui serait perdue par effet Joule dans le cas contraire (résistances rotoriques) et de sa récupération par le réseau est appelé cascade Hyposynchrone.

Se courant alternatif du roter à fréquence variable (ω) est redressé par un pont de diodes, filtré par une inductance de lissage et renvoyé au réseau par un onduleur à thyristors en pont de GRAETZ, complet; l'onduleur est non autonome, C'est à dire piloté par la fréquence du réseau; il est nécessaire de prévoir un transformateur en sortie pour adopter la tension de l'onduleur à celle du réseau.

II.1/ : PRINCIPE ET ETUDE SIMPLIFIEE.

La tension rotorique entre baques développée par le moteur à la vitesse N est égale à :

$$U = \frac{N_s - N}{N_s} k' U_1 = k' g U_1 \quad (1 - 1)$$

k' est le rapport de transformation du moteur asynchrone, U_1 est la tension entre deux phases du réseau.

La valeur moyenne de la tension rotorique redressée U_r est :

$$U_r = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' g U_1$$

d'autre part, le pont à thyristors crée une tension continue U_o .

$$U_o = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos \alpha = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} k'' U_1 \cos \alpha \quad (1-3)$$

U_2 est la tension secondaire entre phase du transformateur α est l'angle d'amorçage des thyristors.

"
 k'' est le rapport de transformation du transformateur de récupération.

Le pont de GRAETZ à thyriston fonctionnant en onduleur

$$\text{on a : } 90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$$

à vide, le couple moteur est négligeable, le courant redressé est sensiblement nul, aussi les tensions U_r et U_o sont-elles égales et opposées

$$\begin{aligned} -U_r &= U_o \\ -\frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' U_1 \cos \alpha &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} k'' U_1 \cos \alpha \\ \text{soit } g_o &= -\frac{k''}{k'} \cos \alpha \end{aligned} \quad (1-4)$$

Dans le fonctionnement en onduleur ($90^\circ < \alpha < 180^\circ$) $\cos \alpha$ est négatif donc le glissement est positif, la vitesse du moteur asynchrone est inférieure à la vitesse du synchronisme d'où le nom de cascade hyposynchrone, si $\frac{k''}{k'} = 1$ la vitesse du moteur peut être contrôlée depuis l'arrêt jusqu'à sa pleine vitesse, dans la pratique la plage de variation de la vitesse est fixée selon l'utilisation du moteur asynchrone, en définitive k'' , k' fixés de l'équation (1.4)

La vitesse du moteur est donc imposée par l'angle d'amorçage de l'onduleur.

La puissance mécanique est $P_m = (1-g) P_1$; $P_1 = 2 \pi N_s \cdot C$

La puissance dans le circuit du rotor est :

$$P_2 = gP_1 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' \cdot g \cdot U_1 \cdot I_d$$

On en déduit que le couple

$$C = \frac{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' U_1}{2 \pi N_s} I_d \quad (1-5)$$

est donc proportionnel au courant redressé I_d , on voit que le fonctionnement est le suivant, le courant I_d est proportionnel à $(U_r - U_0)$, il suffit donc de faire varier cette différence en jouant sur l'angle d'amorçage pour augmenter ou diminuer le couple moteur.

Pour une valeur donnée du couple résistant, on augmente la vitesse de la machine en diminuant l'angle α , $(U_r - U_0)$ croît et l'augmentation de I_d provoque une accélération.

La nouvelle vitesse d'équilibre est atteinte lorsque I_d retrouve la valeur $I_d = \frac{C_r 2 \pi N_s}{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' U_1}$

Inversement on ralentit la machine en diminuant son couple moteur, l'augmentation de α diminue $(U_r - U_0)$ donc I_d , enfin grâce à la récupération de la puissance de glissement P_2 , la puissance active absorbée au réseau est égale à $P_a = P_1 - P_2 = P_m$ c'est à dire la seule puissance mécanique sur l'arbre au rendement près.

II.2/ : PARAMETRES ELECTRIQUES.

Dans ce paragraphe nous déterminerons les paramètres électriques nécessaires à la compréhension, au dimensionnement et au tracé des caractéristiques mécaniques en fonction de l'angle d'amorçage des thyristors α .

- En tenant compte :

- de la chute de tension due à la commutation non instantanée dans le pont redresseur et onduleur.

- des résistances ohmiques du moteur asynchrone et du transformateur.

- des chutes de tension dues aux résistances propres des diodes et des thyristors.

Les équations. (1-2), (1-3), (1-5) deviennent :

$$U_r = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot k' \cdot g \cdot U_1 - Id \left(\frac{gd X_m}{2\pi} g + 2 r_m \right) - 2 DU_d \quad (2-1)$$

$$U = \frac{-3\sqrt{2}}{\pi} \cdot k'' \cdot U_1 \cdot \cos \alpha + Id \left(\frac{gd X_t}{2\pi} + 2rt \right) + 2 DU_t \quad (2-2)$$

$$C = \frac{1}{2\pi N_s} \left[\frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' \cdot U_1 - Id \left(\frac{gd X_m}{2\pi} \right) \right] Id \quad (2-3)$$

$Id^2 \cdot \frac{gd X_m}{2\pi}$ puissance dissipée lors de la commutation.

$r_m = r'_{1m} + r_{2m}$ résistances secondaire et primaire ramenée du moteur

$rt = r'_{1t} + r_{2t}$ résistances secondaire et primaire ramenée du transformateur

$X_m = X'_{1m} + X_{2m}$ inductances secondaire et primaire ramenée du moteur

$X_t = X'_{1t} + X_{2t}$ inductances secondaire et primaire ramenée du transformateur.

Les équations (2-1) et (2-2) donnent :

$$I_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' \cdot g \cdot U_1 + \frac{3\sqrt{2}}{\pi} k'' \cdot U_1 \cdot \cos \alpha - 2 DU_d - 2 DU_T \quad (2-4)$$

$$\frac{q^d X_m}{2\pi} g + \frac{q^0 X_t}{2\pi} + 2r_m + 2r_t$$

cette équation après transformation donne

$$I_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot k' \cdot U_1 \cdot \text{Req} (g - g_0) \quad (2-5)$$

avec $\text{Req} = \frac{q^d X_m}{2\pi} g + \frac{q^0 X_t}{2\pi} + 2r_m + 2r_t$

g_0 est déterminé pour $I_d = 0$

$$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot k' \cdot g_0 \cdot U_1 + \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_1 \cdot k'' \cdot \cos \alpha - 2 DU_d - 2 DU_T = 0$$

$$g_0 = \frac{-k''}{k'} \cdot \cos \alpha + 2 \frac{DU_d + DU_T}{3\sqrt{2} k' U_1} \quad (2-6)$$

des équations (2-5), (2-6) l'équation (2-3) du couple devient :

$$C = \frac{\left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot k' \cdot U_1 \right)^2 \text{Req}_0 (g - g_0)}{2\pi N_s \cdot \text{Req}^2} \quad (2-7)$$

$$\text{Req}_0 = \frac{q^d X_m}{2\pi} g_0 + \frac{q^0 X_t}{2\pi} + 2r_m + 2r_t$$

2.1/ : DETERMINATION DU COUPLE CRITIQUE FICTIF.

$$\frac{dc}{dg} = \frac{d}{dg} \left[\frac{\left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot k' \cdot U_1 \right)^2 \cdot \text{Req}_0 \cdot (g - g_0)}{2\pi N_s \cdot \text{Req}^2} \right] = 0$$

$$\frac{dc}{dg} = 0 \iff \left(-\frac{q^d X_m}{2\pi} g + 2 \frac{q^d X_m}{2\pi} g_0 + \frac{q^0 X_t}{2\pi} + 2r_m + 2r_t \right) = 0$$

$$g_{\text{crit}} = 2 g_0 + \frac{q^0 X_t}{q^d X_m} + 4 \frac{(r_m + r_t)}{q^d X_m} \quad (2-1-1)$$

$$C_{\text{crit}} = \frac{\left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' \cdot U_1 \right)^2 \text{Req}_0}{2\pi N_s \text{Req}^2 (g_{\text{crit}})} (g_{\text{crit}} - g_0)$$

$$\begin{aligned} \text{Req}^2 (g_{\text{crit}}) &= \left[\frac{q_d X_m}{2 \pi} \left(2g_0 + \frac{q_0 X_t}{2 \pi} + 4 \frac{(r_m + r_t) \pi}{q_d X_m} \right) + \frac{q_0 X_t}{2 \pi} + 2r_m + 2r_t \right]^2 \\ &= \left[\frac{q_d X_m}{\pi} g_0 + \frac{q_0 X_t}{\pi} + 4 (r_m + r_t) \right]^2 = 4 \text{Req}_0^2 \end{aligned}$$

$$g_{\text{crit}} - g_0 = 2g_0 + \frac{q_0 X_t}{q_d X_m} + 4 \frac{(r_m + r_t) \pi}{q_d X_m} - g_0 = g_0 + \frac{q_0 X_t}{q_d X_m} + 4 \frac{(r_m + r_t) \pi}{q_d X_m}$$

$$g_{\text{crit}} - g_0 = \frac{2 \pi}{q_d X_m} \text{Req}_0$$

$$C_{\text{crit}} = \frac{\left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot k' \cdot U_1 \right)^2}{4 N_s \cdot q_d X_m} \quad (2-1-2)$$

2-2/ : DETERMINATION DU COURANT CRITIQUE FICTIF.

Des équations (2-1-2) et (2-3) on obtient :

$$C_{\text{crit}} = \frac{\left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot k' \cdot U_1 \right)^2}{4 N_s q_d X_m} = \frac{1}{2 \pi N_s} \left[\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot k' \cdot U_1 - I_{\text{dcrit}} \cdot \left(\frac{q_d X_m}{2 \pi} \right) \right] I_{\text{dcrit}}$$

$$I_{\text{dcrit}}^2 \cdot \frac{q_d X_m}{2 \pi} - \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot k' \cdot U_1 \cdot I_{\text{dcrit}} + \left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot k' \cdot U_1 \right)^2 \cdot \frac{2}{q_d X_m} = 0$$

$$I_{\text{dcrit}} = \frac{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' U_1}{q_d X_m} \cdot \pi \quad (2-2-1)$$

2-3/ : DETERMINATION DE LA TENSION U_o crit FICTIVE :

U_o crit sera déterminée pour la vitesse la plus faible correspondant à d'amorçage α_m le plus élevé.

$$U_{\text{ocrit}} = - \frac{3\sqrt{2}}{\pi} k'' \cdot U_1 \cdot \cos \alpha_m + I_{\text{dcrit}} \left(\frac{q_d X_T}{2 \pi} + 2 r_T \right) + 2 DU_T$$

$$U_{\text{ocrit}} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_1 \left[- k'' \cos \alpha_m + \frac{k'}{2} \frac{q_0 X_T}{q_d X_m} + k' \frac{r_t \cdot 2 \pi}{q_d X_m} \right] + 2 DU_T \quad (2.3.1)$$

2.4/ : DETERMINATION DE LA PUISSANCE FICTIVE CRITIQUE DE LA CASCADE

$$P_{\text{crit}} = U_{\text{ocrit}} I_{\text{crit}} = \frac{3\sqrt{2}}{q_d X_m} U_1 \cdot k' \cdot 2 \pi \left[\frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_1 \left(- k' \cos \alpha_m + k' \frac{q_0 X_T}{q_d X_m} + k' \frac{2 \pi}{q_d X_m} \right) \right] 2 DU_T$$

(2-4-1)

II.3/ : DIMENSIONNEMENT.

Nous supposons connues dans ce qui suit toutes les caractéristiques du moteur asynchrone et la plage de variation de la vitesse.

3.1.0/ - TRANSFORMATEUR

3 - 1 - 1) - rapport de transformation :

de l'équation (2-6):
$$g_0 = -\frac{k''}{k'} \cdot \cos \alpha + 2 \frac{(DU_d + DU_T)}{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' \cdot U_1}$$

nous tirons k'' en un point tel que $g_0 = g_0 \text{ max}$
 $\alpha = \alpha_{\text{max}}$

$g_0 \text{ max}$ correspondant au glissement à vide du moteur pour la vitesse la plus faible désirée.

$g_0 \text{ max} = ; \frac{N_s - N_{\text{min}}}{N_s}$ avec $\frac{N_s}{N_{\text{min}}} = k$ coefficient déterminant la plage de vitesse

$$g_0 \text{ max} = \frac{k - 1}{k}$$

α_{max} correspondant à l'angle d'amorçage maximum des thyristors marchant en onduleur en tenant compte de l'empiètement en général on limite l'angle à $\alpha_{\text{max}} = 150^\circ$

d'où
$$k'' = \frac{k'}{\cos \alpha_{\text{max}}} \left[2 \frac{(DU_d + DU_T)}{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' \cdot U_1} - \frac{k - 1}{k} \right] \quad (3 - 1 - 1-1)$$

3.1.2 /: PUISSANCE DU TRANSFORMATEUR :

Dans les transformateurs ordinaires cette puissance se confond sensiblement avec la puissance traversante.

La puissance de la cascade étant connue, nous en fixerons la puissance du transformateur

$$P_{\text{Tr}} = f P_{\text{cas}}$$

$f = 1,048$ = facteur de dimensionnement du transformateur.

3-2/ : DIODES ET THYRISTORS

Le dimensionnement des diodes et des thyristors est conditionné par certaines valeurs limites qui ne peuvent en aucun cas être dépassées les trois principales valeurs limites sont :

- U_{in} : tension inverse maximale
- U_{dm} : tension directe maximale
- I_{moy} : courant moyen nominal.

3 - 2 - 1) diodes :

$$- U_{inV} = \sqrt{3} \cdot V_m = U_{1m} = k' \cdot g_{max} \cdot U_{1m} = k' \frac{k-1}{k} U_{1m}$$

$$- U_{dm} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m = \frac{3}{\pi} U_m = \frac{3}{\pi} k' g_{max} \cdot U_{1m} = \frac{3}{\pi} \cdot k' \cdot \frac{k-1}{k} U_{1m}$$

$$- I_{moy} = \frac{I_{dm}}{3} = \frac{3\sqrt{2}}{3\pi \text{Req}} k' \cdot U_1 \quad (g_{nom} - g_0)$$

3 - 2 - 2) Thyristors.

$$- U_{inV} = \sqrt{3} \cdot V_m = U_{2m} = k'' \cdot U_{1m}$$

$$- U_{dmax} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha_m = \frac{3}{\pi} k'' \cdot U_{1m} \cdot \cos \alpha_m$$

$$- I_{moy} = \frac{I_{dm}}{3} = \frac{3\sqrt{2}}{3\pi \text{Req}} \cdot k' \cdot U_1 \quad (g_{nom} - g_0)$$

3 - 3) SEL DE LISSAGE.

Le taux d'ondulation de la tension peut être élevé, il sera donc nécessaire dans ce cas de prévoir une self de lissage qui aura pour rôle :

- d'améliorer le fonctionnement en onduleur,
- d'obtenir un meilleur comportement de réglage

$$\text{Facteur de forme } F = \frac{\text{Valeur réelle du courant continu}}{\text{Valeur moyenne du courant continu.}}$$

On détermine pour un facteur de forme maximum admissible, l'inductance totale (système + Self de lissage), de laquelle il faut déduire l'inductance du système :

$$L \text{ Total} = \frac{k}{I_{\text{min}}}$$

$$L_{\text{sl}} = L \text{ Totale} - L \text{ système.}$$

avec $L \text{ Total}$: inductivité totale (système + Self).

k : coefficient de calcul : suivant le facteur de forme et le convertisseur choisi, k se déduit des caractéristiques données par le fabricant.

L_{sl} : Inductance de self de lissage.

I_{min} = courant continu de service mini 15 à 30% de I_n nominal

$L_{\text{système}}$: inductivité du moteur et du transformateur.

II.4 - CARACTERISTIQUE MECANIQUE

4.1./ : CARACTERISTIQUE APPROCHEE.

En négligeant la chute de tension inductive due à la commutation non instantannée, l'équation (2-7) $C = \frac{\left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' \cdot U_1\right)^2 \cdot \text{Req}(g-g_0)}{2\pi N_s \text{Req}^2}$

du couple se résume à :

$$C = K (g - g_0) \quad \text{où} \quad K = \frac{\left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' \cdot U_1\right)^2}{2\pi N_s (2r_m + 2rt)}$$

avec cette approximation le couple est proportionnel au glissement il résulte que la caractéristique mécanique à l'allure de celle d'un moteur Shunt à excitation séparée . fig (2-14)

4.2./ : CARACTERISTIQUE RELLE :

L'existence de cette chute de tension inductive à pour effet l'allure légèrement courbée fig (2-14) (relativement à la caractéristique approchée) en effet le terme Req qui est fonction du glissement g intervient en puissance deux au dénominateur.

$$C = \frac{K_1}{\text{Req}^2} (g - g_0) \quad K_1 = \frac{\left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' U_1\right)^2}{2\pi N_s} \cdot \text{Req}_0$$

II.5/ : FACTEUR DE PUISSANCE.

L'intensité I_L absorbée au réseau est la somme de l'intensité absorbée par le stator du moteur asynchrone I_1 l'intensité absorbée par l'onduleur I_1' .

Si le réglage de la vitesse se faisait par variation de résistances rotoriques, le moteur n'absorberait du réseau que le courant I_1 , le lieu M de ce courant est donné par le diagramme du cercle

(fig II-5)

MH représente la puissance électromagnétique

$MH = Pa \simeq Pe = 2 \bar{A} C \cdot Ns$, si l'on suppose que le moteur fonctionne à couple constant, la puissance électromagnétique est connue, le glissement étant connu, nous pouvons en déduire la puissance de glissement.

$$P_2 = gPe = g MH = MM'$$

connaissant l'angle α donc g , il est simple de tracer I'_1 courant absorbé par l'onduleur.

On remarque que $\varphi_1 < \varphi_2 \Rightarrow \cos \varphi_1 > \cos \varphi_2$ ($0 < \varphi_1 < 90^\circ$)

donc le facteur de puissance du système cascade hyposynchrone est plus faible ($\cos \varphi_2$) à couple égal.

II.6/ : DIMENSIONNEMENT ET TRACE DE LA CARACTERISTIQUE MECANIQUE A PARTIR D'UN CAS REEL.

6.1/ : Données:

On considère un moteur asynchrone à rotor bobiné à bagues de puissance nominale 250 KW, dont les caractéristiques sont données par le tableau suivant:

S T A T O R		R O T O R	
Tension	380 / 660 v	Tension en court circuit	285/494 v
Fréquence	$f = 50$ H	Courant le ligne	$I_2 = 320$ A
Nombre de Paire de pôles	$p = 3$	Résistance de l'enroulement	$r_2 = 0,02 \Omega$
Rendement nominal	$\eta_n = 92,5\%$	Inductance de l'enroulement	$X_2 = 0,095 \Omega$
Glissement nominal	$g_n = 2,01\%$	Rapport de transformation	$k' = 0,77$
Facteur de puissance nominal	$\cos \varphi_n = 0,89$		
Résistance de l'enroulement	$r_1 = 0,025 \Omega$		
Inductance de l'enroulement	$X_1 = 0,140 \Omega$		

Calcul des Valeurs ramenées :

$$\frac{\text{Valeur ramenée au secondaire}}{\text{Valeur Réelle}} = k^2 \quad ; \quad \frac{\text{Valeur ramenée au primaire}}{\text{Valeur réelle}} = \frac{1}{k^2}$$

d'où le tableau suivant :

	Valeurs ramenées au primaire	Valeurs ramenées au secondaire
	$r_1 = 0,025 \Omega$	$r_2 = 0,02 \Omega$
$X_m = X_2 + X'_1 = 0,18 \Omega$	$r'_2 = 0,033 \Omega$	$r_1 = 0,015 \Omega$
$r_m = r_2 + r'_1 = 0,035 \Omega$	$X_1 = 0,14 \Omega$	$X_2 = 0,05 \Omega$
	$X'_2 = 0,159 \Omega$	$X'_1 = 0,084 \Omega$

6.2./: DIMENSIONNEMENT DES DIODES.

- Valeur du courant redressé I_d

$$I_d = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_2 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} 320 \quad I_d = 392 \text{ A}$$

- Valeur moyenne du courant dans une diode :

$$I_{moy} = \frac{I_d}{3} \quad I_{moy} = 131 \text{ A}$$

- Tension directe maximale :

$$U_{dmax} = \frac{3}{\sqrt{3}} k' \frac{k-1}{k} U_{1m} \quad U_{dmax} = 622 \text{ V}$$

- Tension inverse maximale

$$U_{inv} = k' \frac{k-1}{k} U_{1m} \quad U_{inv} = 651 \text{ V}$$

6.3./ : DIMENSIONNEMENT DES THYRISTORS.

- Valeur moyenne du courant dans un thyristor

$$I_{\text{moy}} = \frac{I_d}{3} \qquad I_{\text{moy}} = 131 \text{ A}$$

- Tension directe maximale.

$$U_{d\text{max}} = \frac{3}{\pi} \cdot k'' \cdot U_{1m} (\cos \alpha_m) \qquad U_{d\text{max}} = 610 \text{ V}$$

- Tension inverse maximale.

$$U_{i\text{inv}} = k'' U_{1m} \qquad U_{i\text{inv}} = 737 \text{ V}$$

6.4./ : DIMENSIONNEMENT DE LA SELF DE LISSAGE.

Nous nous fixons un facteur de forme $F = 1,2$ ce qui correspond approximativement à $k = 0,4$ (caractéristique de convertisseur statique veritrom).

$$I_{\text{min}} = 30\% \quad I_n = 96 \text{ A.}$$

$$L_{\text{Totale}} = \frac{0,04}{96} = 0,0042 \text{ Henrys.}$$

$$L_{\text{système}} = L_m + L_T = 0,0014 \text{ Henrys.}$$

$$L_{s1} = L_{T0} - L_{\text{syst}} = 0,0028 \text{ Henrys}$$

$$L_{s1} = 2,8 \text{ mH}$$

6.5./ : DIMENSIONNEMENT DU TRANSFORMATEUR.

6.5.1) détermination de la résistance r_t et de l'inductance X_T

La résistance r_t et l'inductance X_t sont déterminées à partir des chutes de tension rétive et réactive en court-circuit .

$$U_{\text{cca}} \% = 1,25\%$$

$$U_{\text{cc}} \% = 4 \%$$

$$r_k = \frac{U_{cca} \beta V_m}{100 \sqrt{2} I_2} = \frac{1,2 \cdot 285 \cdot \sqrt{2}}{100 \sqrt{2} I_2} = 0,011 \Omega$$

$$X_{T'} = \frac{U_{cc} r \beta V_m}{100 \sqrt{2} I_2} = \frac{4 \cdot 285 \sqrt{2}}{100 \sqrt{2} 320} = 0,035 \Omega$$

6 - 5 - 2) détermination du rapport de transformation : le rapport de transformation du transformateur k' est déterminé par la formule (3-1-1.1) en considérant les chutes de tension

$DU_{th} = DU_d = 0,5 \text{ V}$ et pour $\alpha_{max} = 150^\circ$

$$k'' = \frac{0,77}{\cos 150} \cdot \left[\frac{2}{1,35 \cdot 660 \cdot 0,77} - 0,9 \right] \quad k'' = 0,8$$

6.5.3/ : PUISSANCE DU TRANSFORMATEUR.

Le transformateur dont le rôle est surtout d'adapter la tension de l'onduleur à celle du réseau, doit avoir une puissance au moins égale à la puissance de la cascade, cette dernière est déterminée par : $P_{casc} = g_{max} \cdot C_{nom} \cdot 2 \pi N_s$.

Nous avons pris le couple nominal car nous considérons que cela est le régime de travail et que le transformateur peut accepter certaines surcharges pendant de courtes durées.

$$P_{Tr} = g_{pcas} = 1,048 \cdot 0,9 \cdot 2336 \cdot \frac{2 \pi \cdot 50}{3} = 230 \text{ KVA.}$$

6.6./ : DETERMINATION DE LA CARACTERISTIQUE NATURELLE DU MOTEUR

$$C = f(N)$$

l'équation du couple en fonction de la vitesse est donné par la formule (1.4.3)

$$C = \frac{3_p \cdot V_1^2 \cdot R_2' / g}{2 \pi f \cdot \left[\left(R_1 + \frac{R_2'}{g} \right)^2 + \left(X_1 + X_2' \right)^2 \right]}$$

après application numérique on obtient :

$$C = \frac{13609 \cdot g}{9g^2 + 0,17g + 0,11}$$

Le glissement critique, g_{crit} , est déterminé par : $\frac{dc}{dg} = 0$

$$13609 \cdot (-9g^2 + 0,11) = 0$$

d'où $g_{crit} = 0,11$ le couple correspondant est $C_{max} = 6300 \text{ m}\cdot\text{N}$.

Le tableau suivant donne les valeurs du couple pour différentes valeurs de g ce qui nous permettra de tracer $C = f(N)$.

g	0	0,009	0,0201	0,0223	0,04	0,08	0,11	0,2	0,4	0,6	0,8	1
$C(\text{m}\cdot\text{N})$	0	1091	2336	2556	4366	6008	6300	5400	3364	2365	1812	1466

6.7/ : DETERMINATION DES CARACTERISTIQUES MECANQUES POUR DIFFERENTS VALEURS DE L'ANGLE α

de la formule (2 - 7)
$$C = \frac{\left(\frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' \cdot U_1 \right)^2 \cdot \text{Req}_0}{2 \wedge N_s \cdot \text{Req}^2} \cdot (g - g_0)$$

g_0 étant déterminé par la formule (2-6)

$$g_0 = - \frac{k''}{k'} \cdot \cos \alpha + \frac{2 \{ DU_r + Dud \}}{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot k' \cdot U_1}$$

après calcul nous obtenons :

$$\text{Req} = 0,17g + 0,12$$

$$g_0 = -1,03 \cos \alpha + 0,003$$

$$\text{d'où } C = 4556 \frac{(0,17g_0 + 0,12)}{(0,17g + 0,12)^2} (g - g_0)$$

Les tableaux suivants nous donnent les valeurs du couple pour différentes valeurs de g et de α .

α	g_0	g	$C(mN)$	α	g_0	g	$C(mN)$	α	g_0	g	$C(mN)$	α	g_0	g	$C(mN)$	α	g_0	g	$C(mN)$	
90°	0,003	0,03	0	95°	0,093	0,03	0	101°	0,199	0,199	0	107°	0,304	0,315	285	113°	0,405	0,415	237	
		0,01	259			0,10	230			0,22	594			0,34	891			0,46	1205	
		0,02	616			0,11	547			0,24	1111			0,36	1334			0,50	1945	
		0,40	1263			0,15	1666			0,28	2128			0,40	2124			0,54	2589	
		0,06	1846			0,20	2792			0,30	2421			0,44	2803			0,60	2404	
		0,08	2368			0,24	3518			0,40	3986			0,50	3648			0,64	3862	
		0,11	3054			0,30	4380			0,50	5020			0,54	4115			0,70	4443	
		0,20	4561			0,34	4834			0,60	5702			0,60	4698			0,80	5186	
		0,30	557			0,40	5374			0,70	6147			0,70	5422			0,86	5524	
		0,40	6167			0,50	5992			0,8	6427			0,86	6137			0,94	5880	
		0,50	6493	0,60	6365	0,21	318	0,96	6398	1	6087									

α	ϵ^0	ϵ	C (mN)	α	ϵ^0	ϵ	C (mN)	α	ϵ^0	ϵ	C (mN)	α	ϵ^0	ϵ	C (mN)	α	ϵ^0	ϵ	C (mN)
119°	0,502	0,52	387	126°	0,608	0,62	240	133°	0,705	0,72	279	141°	0,803	0,803	0	150°	0,895	0,895	0
		0,54	792			0,64	622			0,74	633			0,810	123			0,9	83
		0,56	1172			0,66	981			0,76	968			0,815	210			0,91	246
		0,60	1860			0,70	1639			0,80	1584			0,82	295			0,92	406
		0,64	2466			0,74	2223			0,84	2136			0,84	626			0,93	561
		0,70	3243			0,76	2491			0,86	2390			0,86	940			0,94	713
		0,76	3887			0,80	2981			0,90	2859			0,90	1521			0,95	860
		0,80	4254			0,84	3418			0,92	3075			0,92	1789			0,96	1005
		0,86	4726			0,86	3619			0,94	3280			0,94	2045			0,97	1146
		0,96	5342			0,94	4315			0,96	3474			0,96	2288			0,98	1283
	1	5540		1	4743		1	3833		1	2737		1	1548					

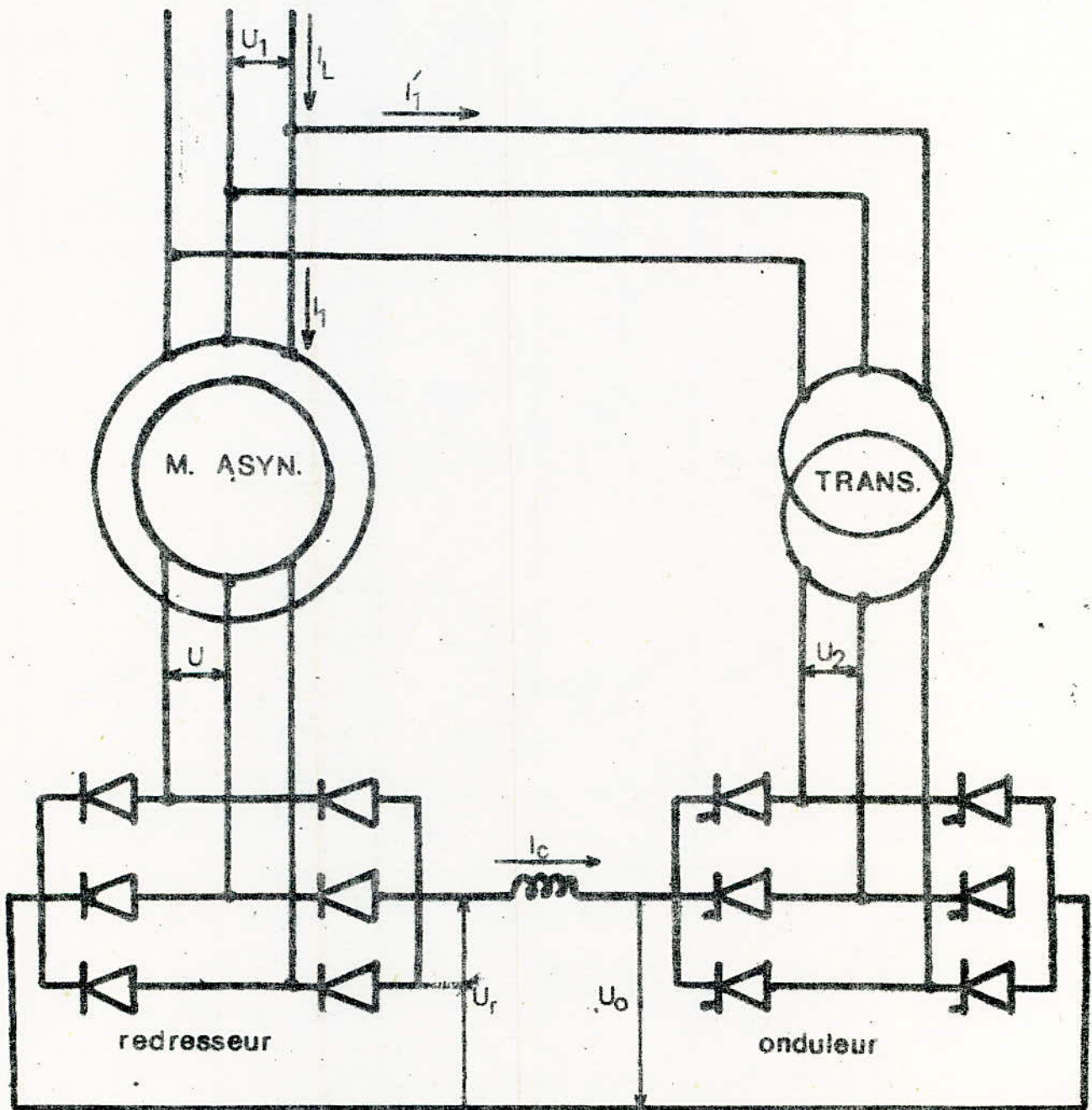
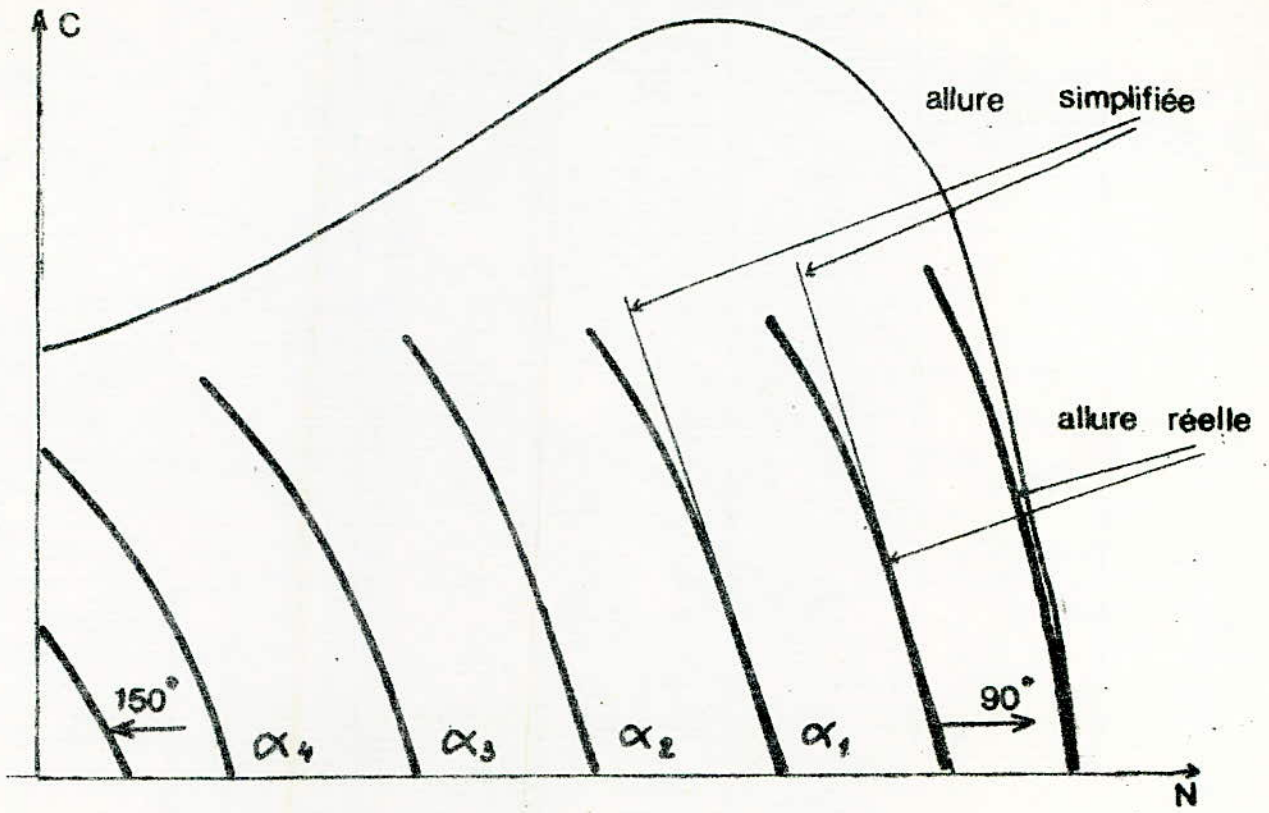


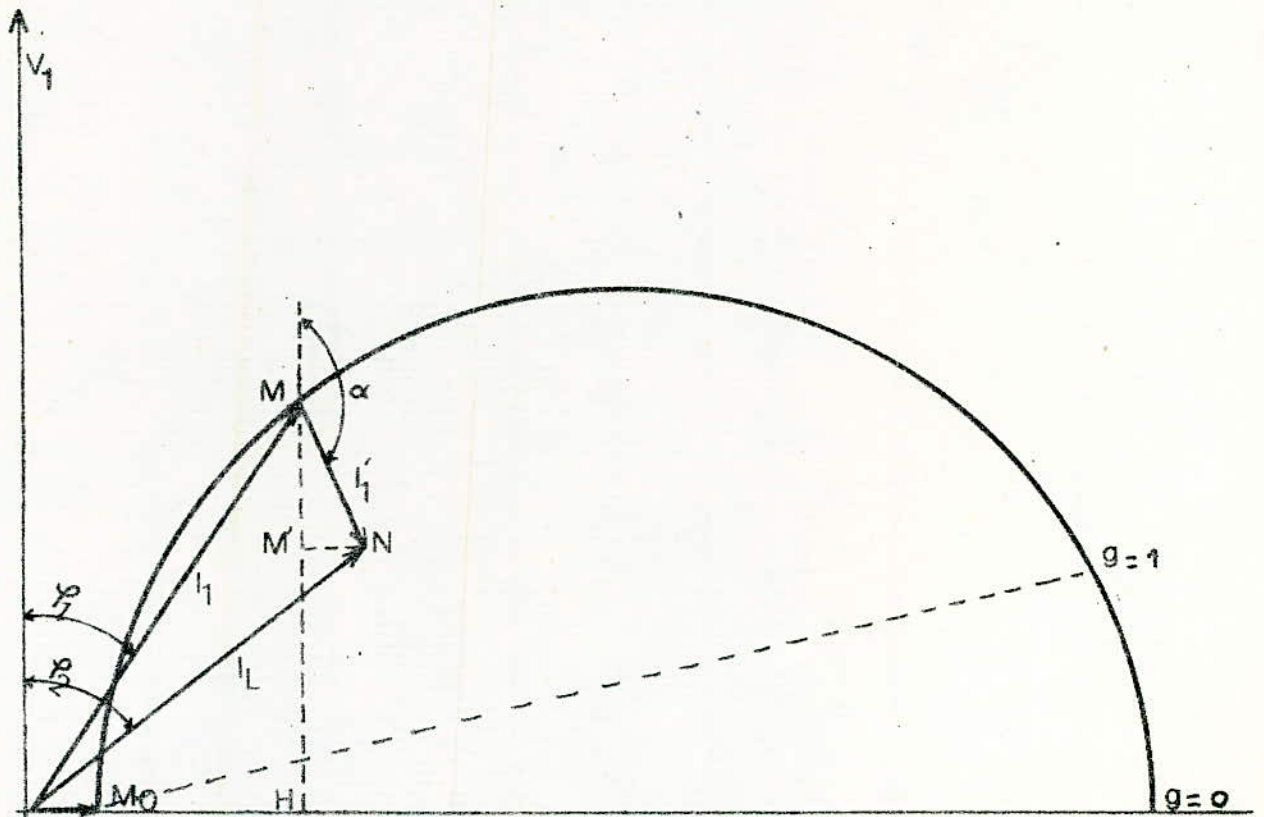
Schéma de la CASCADE HYPOSYNCHRONNE

(Sans Système de démarrage et de régulation)

FIG. 1

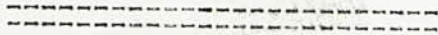


CARACTERISTIQUE MECANIQUE

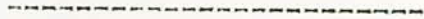


mise en evidence de la diminution du facteur de puissance

/// H A P I T R E - III -



ETUDE DU PROCESSUS ELECTROMAGNETIQUE



- III.1 INTRODUCTION -

La largeur de la zone du courant interrompu, la valeur du courant de circulation, l'utilisation du moteur asynchrone se déterminent par l'étude du processus électromagnétique du circuit cascade hyposynchrone.

La forme du courant redressé dépend de la valeur et du degré de la pulsation de la f.e.m. du redresseur et de l'onduleur, ainsi que de tous les paramètres du système (X_m, X_t, r_m, r_t , etc...) dans notre cas le problème posé est :

- d'étudier le processus électromagnétique de la cascade hyposynchrone en mettant en relief les zones des courants ininterrompus et interrompus.

- de mettre en évidence le courant de circulation qui serait nuisible à notre système.

- de donner une recommandation sur la self de lissage employée.

Pour l'étude de tous les régimes nous utiliserons le schéma équivalent fig:(1-a) où:

$$- U_r = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} k' U_1 s$$

$$- U_2 = U_{2m} \sin(\Psi + \theta(t))$$

Ψ : représente l'angle de déclenchement des thyristors du bloc de réseau onduleur, le point d'origine de cet angle est le point traversant la sinusoïde de la tension linéaire sur l'axe 0 et dépend de l'angle d'amorçage

-ir : courant rotor du moteur asynchrone

-id : courant redressé

-ic : courant de circulation

Selon la valeur de l'angle de commande α on distingue deux régimes de travail

a) Premier Régime :

pour les valeurs $120^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$, la f.e.m. de l'onduleur est négative sur tous les intervalles de répétition dans ce cas la diode D_2 est à l'état bloquée, le courant de circulation i_c est alors nul, dans ce premier régime la gamme de régulation de la f.e.m. de l'onduleur est :

$$\frac{U_{r\alpha}}{U_{r0}} = -\cos\alpha = (0,5 \text{ à } 0,886)$$

avec:

U_{r0} : f.e.m. maximale de l'onduleur correspondant à $\alpha = 90^\circ$

$$\frac{U_{r\alpha}}{U_{r0}} = 0,5 \text{ correspond à } \alpha = 120^\circ$$

$$\frac{U_{r\alpha}}{U_{r0}} = 0,886 \text{ correspond à } \alpha = 150^\circ$$

b) Deuxième Régime :

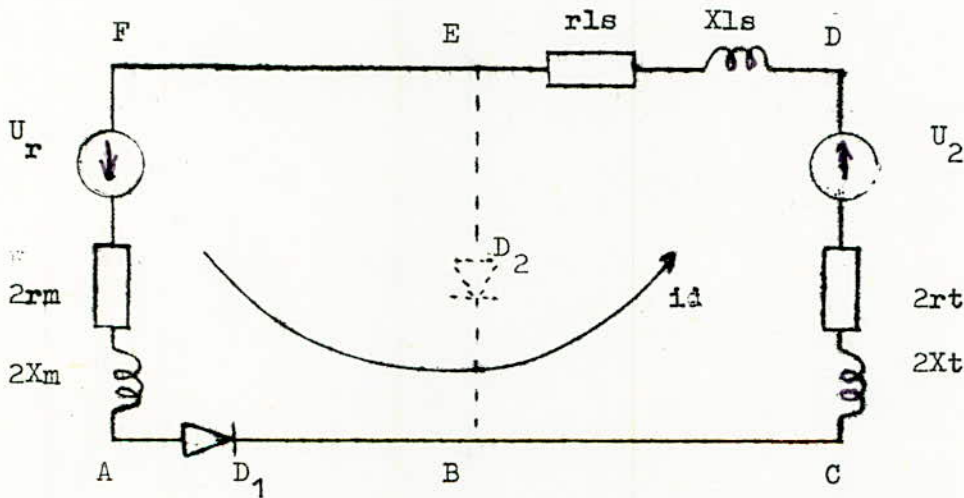
ce régime est déterminé pour $90^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$ où la f.e.m. change de signe sur tous les intervalles de répétition lorsque la f.e.m. de l'onduleur est positive, il apparaît dans la diode D_2 un courant de circulation i_c

.../...

- III. 2 ZONE DU COURANT ININTERROMPU -

III. 2. 1. REGIME 1

pour le premier régime , la diode D_2 ne conduit pas , le schéma équivalent se réduit à une seule boucle , dans ce cas le processus électromagnétique est décrit dans le circuit du courant continu par l'équation (1) en négligeant les chutes de tension dans les diodes et les thyristors.



III. 2. 1. 1. Détermination de $J_d(\theta)$

$$U_r + U_2 - (r_{ls} + 2r_m + 2r_t + \frac{mX_m}{\pi}g + \frac{mX_t}{\pi})i_d - (2X_t + 2X_m + X_{ls})\frac{di_d}{d\theta} = 0 \quad (1)$$

en posant :

$$U_r = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}gU_1$$

$$U_2 = U_{2m} \sin(\theta(t) + \gamma) \text{ avec } \theta(t) = \omega t$$

$$R_{eq1} = 2r_t + 2r_m + r_{ls} + \frac{mX_m}{\pi}g + \frac{mX_t}{\pi}$$

$$X_{eq1} = 2X_t + 2X_m + X_{ls}$$

l'équation (1) s'écrit alors sous la forme :

$$\frac{3\sqrt{2}}{\pi}gU_1 + U_{2m} \sin(\theta + \gamma) - R_{eq1}i_d - X_{eq1} \frac{di_d}{d\theta} = 0 \quad (2)$$

.../...

en divisant les deux membres par U_{2m} on obtient l'équation relative unitaire du régime électromagnétique c'est à dire l'équation:

$$\xi + \sin(\theta + \psi) - J_d(\theta) - \tau_1 \frac{dJ_d(\theta)}{d\theta} = 0 \quad (3)$$

avec $\xi = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_1}{U_{2m}} g$: f.e.m. unitaire du rotor

$J_d = \frac{Re q_1}{-U_{2m}} id(\theta)$: courant redressé

$\tau_1 = \frac{Xeq_1}{Re q_1} = \tan \varphi_1$: paramètre du circuit du courant redressé

$Re q_1$: résistance active du circuit du courant redressé

Xeq_1 : résistance inductive du circuit du courant redressé

Pour déterminer le courant unitaire $J_d(\theta)$ on est amené à résoudre l'équation différentielle du premier ordre (3)

a) solution sans second membre :

$$J_d(\theta) + \tau_1 \frac{dJ_d(\theta)}{d\theta} = 0$$

$$\frac{dJ_d(\theta)}{J_d(\theta)} = -\frac{1}{\tau_1} d\theta \quad \text{d'où} \quad J_d(\theta) = J_d(0) e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi_1}$$

b) solution avec second membre :

$$J_d(\theta) + \tau_1 \frac{dJ_d(\theta)}{d\theta} = \xi$$

$$\frac{dJ_d(\theta)}{J_d(\theta) - \xi} = -\frac{1}{\tau_1} d\theta \quad \text{d'où} \quad J_d(\theta) = (1 - e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi_1}) + J_d(0) e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi_1}$$

$$J_d(\theta) + \tau_1 \frac{dJ_d(\theta)}{d\theta} = \sin(\theta + \psi)$$

dans ce cas cherchons une solution de la forme :

$$J_d(\theta) = A \sin(\theta + \psi) + B \cos(\theta + \psi)$$

$$\frac{dJ_d(\theta)}{d\theta} = A \cos(\theta + \psi) - B \sin(\theta + \psi)$$

on a alors :

$$J_d(\theta) + \tau_1 \frac{dJ_d(\theta)}{d\theta} = (A - \tau_1 B) \sin(\theta + \psi) + (A \tau_1 + B) \cos(\theta + \psi) = \sin(\theta + \psi)$$

en identifiant les deux derniers membres on obtient

$$\begin{cases} A - \tau_1 B = 1 \\ B + \tau_1 A = 0 \end{cases} \implies \begin{cases} A = \frac{1}{1 + \tau_1^2} = \cos^2 \varphi_1 \\ B = \frac{1}{1 + \tau_1^2} = -\sin \varphi_1 \cos \varphi_1 \end{cases}$$

d'où :

$$J_3 d(\theta) = \cos^2 \varphi_1 \sin(\theta + \psi) - \sin \varphi_1 \cos \varphi_1 \cos(\theta + \psi)$$

$$J_3 d(\theta) = \cos \varphi_1 (\cos \varphi_1 \sin(\theta + \psi) - \sin \varphi_1 \cos(\theta + \psi))$$

$$J_3 d(\theta) = \cos \varphi_1 \sin(\theta + \psi - \varphi_1)$$

La solution générale de l'équation (3) est alors :

$$Jd(\theta) = \cos \varphi_1 \sin(\theta + \psi - \varphi_1) + Jd(0) - \cos \varphi_1 \sin(\psi - \varphi_1) e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi_1} \quad (4)$$

où $Jd(0)$ est déterminé en utilisant la condition $Jd(0) = Jd(\pi/3)$

III. 2. 1. 2. Calcul Numérique

Pour une représentation graphique du courant $Jd(\theta)$, on est amené à fixer l'angle de commande α , tout en gardant sa valeur comprise entre 120° et 150° (premier régime) et se placer à un glissement correspondant au couple nominal de façon à contrôler l'efficacité de la bobine de lissage dans ce premier régime.

$$X_{eq1} = 2r_m + 2X_t + X_{ls} = 0,36 + 0,88 + 0,07 = 1,3 \, \Omega$$

$$R_{eq1} = 2r_m + 2r_t + r_{ls} + \frac{3X_m}{\pi} g + \frac{3X_t}{\pi} = 0,17g + 0,31 \, \Omega$$

$$\tau_1 = \frac{X_{eq1}}{R_{eq1}} = \operatorname{tg} \varphi_1 = \frac{1,3}{0,17g + 0,31}$$

$$\varepsilon = \frac{\frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_1 k'}{k' \cdot 2 U_1} = 0,92g$$

Prenons un point tel que :

$\alpha = 133^\circ$, le glissement correspondant au couple nominal est $g = 0,85$

$$\psi = \alpha + \pi/3 = 193^\circ$$

$$R_{eq1} = 0,45$$

$$\varepsilon = 0,78$$

$$\tau_1 = \operatorname{tg} \varphi_1 = 2,88 ; \varphi_1 = 70,7^\circ ; \operatorname{ctg} \varphi_1 = 0,35$$

.../...

La valeur de $J_d(\theta)$ sera :

$$J_d(\theta) = \cos 70,7 \sin(\theta + 193 - 70,7) + 0,78 + (J_d(0) - 0,78 - \cos 70,7 \times \sin(193 - 70,7)) e^{-\theta \operatorname{ctg} 70,7}$$

$$J_d(\theta) = 0,3305 \sin(\theta + 122,3) + 0,78 + (J_d(0) - 1,06) e^{-0,35\theta}$$

déterminons $J_d(0)$ en utilisant la condition $J_d(\frac{\pi}{3}) = J_d(0)$

$$J_d(0) = J_d(\frac{\pi}{3}) = 0,3305 \sin(\frac{\pi}{3} + 122,3) + 0,78 + (J_d(0) - 1,06) e^{-0,35 \frac{\pi}{3}}$$

d'où $J_d(0) = 0,1047$

finalement on obtient :

$$J_d(\theta) = 0,3305 \sin(\theta + 122,3) + 0,78 - 0,9547 e^{-0,35\theta}$$

θ	0°	5°	10°	15°	20°	25°	30°
$J_d(\theta)$	0,1047	0,1169	0,1263	0,1331	0,1373	0,1390	0,1389

θ	35°	40°	45°	50°	55°	60°
$J_d(\theta)$	0,1367	0,1328	0,1275	0,1210	0,1134	,1051

La courbe est représentée sur la figure (2-1-a)

.../...

III. 2. 2. REGIME 2

comme nous l'avons signalé précédemment ce régime correspond à l'angle d'amorçage travaillant dans l'intervalle $90^\circ < \alpha < 120^\circ$ $U_2(\theta)$ peut-être positive, dans ce cas la diode D_2 du schéma équivalent fig(1-a) est passante d'où apparition d'un courant dit courant de circulation ; ce courant existe uniquement dans le circuit onduleur non autonome - redresseur, il est crée lors du travail en commun de ces derniers et ne contribue nullement au travail utile du moteur asynchrone .

dans ce régime le courant $i_d(\theta)$ est présenté comme étant la somme de deux composantes :

$$i_d(\theta) = i_r(\theta) + i_c(\theta)$$

la valeur du courant d'équilibre (de circulation) dépend de la zone de régulation de la f.e.m. de l'onduleur, de la charge et des paramètres du système .

La condition limite d'apparition du courant de circulation est déterminée par l'équation :

$$\frac{d i_d(\theta)}{d \theta} = \frac{d i_r(\theta)}{d \theta} \quad (5)$$

III. 2. 2. 1. Expressions des courants

$$(\underline{J_{r_1}(\theta)}, \underline{J_{r_2}(\theta)}, \underline{J_d(\theta)})$$

Les différents courants $i_r(\theta)$, $i_d(\theta)$, $i_c(\theta)$ sont déterminés en utilisant les différentes boucles du schéma équivalent .

.../...

a) Boucle A.B.E.F :

$$U_r - (2r_m + \frac{mX_{mg}}{\pi})ir_1(\theta) - 2X_m \frac{dir_1(\theta)}{d\theta} = 0$$

$$\frac{U_r}{U_{2m}} - \frac{Req_2}{U_{2m}}ir_1(\theta) - \frac{Xeq_2}{U_{2m}} \frac{dir_1(\theta)}{d\theta} = 0 \Rightarrow \frac{Req_2}{Req_1} \xi - Jr_1(\theta) - \tau_2 \frac{dJr_1}{d\theta} = 0$$

La résolution de l'équation différentielle du premier ordre :

$$\frac{Req_2}{Req_1} \xi - Jr_1(\theta) - \tau_2 \frac{dJr_1(\theta)}{d\theta} = 0 \text{ donne après transformation :}$$

$$Jr_1(\theta) = \frac{\gamma \xi \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi_1} - \left(\frac{\gamma \xi \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi_1} - Jr_1(\theta) \right) e^{-\theta \operatorname{tg} \varphi_2} \quad (6)$$

avec $Jr_1(\theta) = \frac{Req_1}{U_{2m}} ir_1(\theta)$; $\xi = \frac{U_r}{U_{2m}}$; $\tau_2 = \frac{Xeq_2}{Req_2} = \operatorname{tg} \varphi_2$; $\gamma = \frac{Xeq_1}{X_m}$

b) Boucle B.C.D.E :

$$U_2 - (2r_t + r_{ls} + \frac{nX_t}{\pi})id(\theta) - (X_{ls} + 2X_t) \frac{did(\theta)}{d\theta} = 0$$

$$\frac{U_2}{U_{2m}} - \frac{Req_3}{U_{2m}}id(\theta) - \frac{Xeq_3}{U_{2m}} \frac{did(\theta)}{d\theta} = 0 \Rightarrow \frac{Req_1}{Req_3} \sin(\theta + \psi) - Jd(\theta) - \tau_3 \frac{dJd(\theta)}{d\theta} = 0$$

De même la résolution de : $\frac{Req_1}{Req_3} \sin(\theta + \psi) - Jd(\theta) - \tau_3 \frac{dJd(\theta)}{d\theta} = 0$ donne après transformation :

$$Jd(\theta) = \frac{\gamma}{(\gamma - 2) \operatorname{tg} \varphi_1} \sin \varphi_3 \sin(\psi + \theta + \frac{\psi}{3}) + (Jd(\theta) - \frac{\gamma}{(\gamma - 2) \operatorname{tg} \varphi_1} \sin \varphi_3 \sin(\psi - \varphi_3)) \times e^{-\theta \operatorname{tg} \varphi_3} \quad (7)$$

c) Boucle A.C.D.F. :

$$U_2 + U_r - (2r_m + 2r_t + r_{ls} + \frac{mX_{mg}}{\pi} + \frac{nX_t}{\pi})ir_2(\theta) - (2X_m + 2X_t + X_{ls}) \frac{dir_2(\theta)}{d\theta} = 0$$

$$\frac{U_2}{U_{2m}} + \frac{U_r}{U_{2m}} - \frac{Req_1}{U_{2m}}ir_2(\theta) - \frac{Xeq_1}{U_{2m}} \frac{dir_2(\theta)}{d\theta} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \sin(\theta + \psi) + \xi - Jr_2(\theta) - \tau_1 \frac{dJr_2(\theta)}{d\theta} = 0 \text{ après résolution :}$$

$$Jr_2(\theta) = \cos \varphi_1 \sin(\gamma + \theta - \varphi_1) + \xi + (Jr_2(\theta) - \xi - \cos \varphi_1 \sin(\theta_1 + \gamma - \varphi_1)) \times e^{-(\theta - \theta_1) \operatorname{ctg} \varphi_2} \quad (8)$$

en utilisant les différentes conditions initiales suivantes :

$$(9) \quad Jd(0) = Jr_1(0) = Jr_2(\pi/3)$$

$$(10) \quad Jr_2(0) = Jr_1(\theta_1)$$

$$(11) \quad Jd(\theta_1) = Jr_1(\theta_1)$$

Les équations résolues (6), (7), (8) sont entièrement définies et calculables.

Les valeurs moyennes des courants sont déterminées en tenant compte de :

$$(12) \quad Jr = \frac{3}{\pi} \left(\int_0^{\theta_1} Jr_1(\theta) d\theta + \int_{\theta_1}^{\pi/3} Jr_2(\theta) d\theta \right)$$

$$(13) \quad Jc = \frac{3}{\pi} \int_0^{\theta_1} (Jd(\theta) - Jr_1(\theta)) d\theta$$

$$(14) \quad Jd = Jr + Jc$$

Les équations précédentes permettent pour tous les paramètres du système donnés de déterminer les différents courants dans, n'importe quel régime de la cascade dans la zone du courant ininterrompu : régime 2; pour mettre en évidence l'importance de toute l'étude précédente, l'influence de la self de lissage sur la valeur et la zone d'apparition du courant de circulation, nous procéderons à un calcul

-à partir des conditions (9), (10), (11) tirons un système d'équations nous déterminant $Jd(0)$ et

$$a) \quad Jd(0) = Jr_1(0) = \cos \varphi_1 \sin(\gamma + \pi/3 - \varphi_1) + \xi + \left(\frac{\delta \xi \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi_1} - \left(\frac{\delta \xi \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi_1} - Jd(0) \right) \right) \times$$

$$\times e^{-\theta_1 \operatorname{ctg} \varphi_2} - \xi - \cos \varphi_1 \sin(\gamma + \theta_1 - \varphi_1) \left(e^{-(\pi/3 - \theta) \operatorname{ctg} \varphi_2} \right) \quad (15)$$

$$b) \quad \frac{\delta \xi \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi_1} \sin \varphi_3 \sin(\gamma + \theta_1 - \varphi_3) + (Jd(0) - \frac{\delta \xi \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi_1} \sin \varphi_3 \sin(\gamma - \varphi_3)) e^{-\theta_1 \operatorname{ctg} \varphi_2} = \frac{\delta \xi \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi_1} - \left(\frac{\delta \xi \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi_1} - Jr_1(0) \right) e^{-\theta_1 \operatorname{ctg} \varphi_2} \quad (15) \text{ bis}$$

.../...

III. 2. 2. 2. Calcul Numérique

a) La valeur de la self de lissage est celle trouvée au chapitre II lors du dimensionnement c'est à dire $X_{ls} = 0,88 \Omega$; prenons un point tel que $\alpha = 101^\circ$ et le glissement $g = 0,3$ correspondant au couple nominal

$$\epsilon = 0,92 \times 0,3 = 0,2760 \quad ; \quad \psi = 161^\circ$$

$$Req_1 = 2r_m + 2r_t + r_{ls} + n \frac{X_{mg}}{\pi} + n \frac{X_t}{\pi} = 0,07 + 0,022 + 0,15 + 0,051 + 0,033 = 0,326 \Omega$$

$$Xeq_1 = 2X_m + 2X_t + X_{ls} = 0,36 + 0,07 + 0,88 = 1,310 \Omega$$

$$Req_2 = 2r_m + n \frac{X_{mg}}{\pi} = 0,07 + 0,051 = 0,121 \Omega$$

$$Xeq_2 = 2X_m = 0,36 \Omega$$

$$Req_3 = r_{ls} + 2r_t + n \frac{X_t}{\pi} = 0,15 + 0,022 + 0,033 = 0,205 \Omega$$

$$Xeq_3 = 2X_t + X_{ls} = 0,07 + 0,88 = 0,950 \Omega$$

$$tg \varphi_1 = \frac{Xeq_1}{Req_1} = 4,018 \quad ; \quad ctg \varphi_1 = 0,248 \quad ; \quad \varphi_1 = 76,02^\circ$$

$$tg \varphi_2 = \frac{Xeq_2}{Req_2} = 2,975 \quad ; \quad ctg \varphi_2 = 0,336 \quad ; \quad \varphi_2 = 71,42^\circ$$

$$tg \varphi_3 = \frac{Xeq_3}{Req_3} = 4,634 \quad ; \quad ctg \varphi_3 = 0,215 \quad ; \quad \varphi_3 = 77,82^\circ$$

$$\delta = \frac{Xeq_1}{X_m} = 7,277$$

$$\frac{\delta \epsilon tg \varphi_2}{2 tg \varphi_1} = 0,743$$

$$\frac{\delta}{(\delta - 2 tg \varphi_1)} = 0,795$$

Détermination de $J_d(0)$ et de θ_1

du système (15) équation (a) tirons tirons $J_d(0) = \frac{1}{s} (0)$

.../...

$$Jd(0) = \frac{0,4147 + 0,3602e^{\theta_1 0,248} - 0,5731e^{-\theta_1 0,088} - 0,1863\sin(84,98)e^{\theta_1 0,248}}{1 - 0,7713e^{-\theta_1 0,088}}$$

(16)

Jd(0) dans l'équation (b) du système d'équation (15) nous donne

$$\begin{aligned} & 0,7771\sin(83,18+\theta_1) - 0,5994\sin(83,18)e^{-\theta_1 0,088} + 0,0220e^{-\theta_1 0,303} + \\ & + 0,1863\sin(84,98+\theta_1)e^{-\theta_1 0,088} - 0,1863\sin(84,98+\theta_1)e^{\theta_1 0,033} - \\ & - 0,3569e^{-\theta_1 0,215} + 0,2129e^{-\theta_1 0,088} + 0,1584e^{-\theta_1 0,336} - 0,5731 + \\ & + 0,3602e^{\theta_1 0,033} = 0 \end{aligned}$$

pour la résolution de cette équation posons :

$$A = 0,7771\sin(83,18+\theta_1) - 0,5994\sin(83,18+\theta_1)e^{-\theta_1 0,088} .$$

$$B = 0,1863\sin(84,98+\theta_1)e^{-\theta_1 0,088} - 0,1863\sin(84,98+\theta_1)e^{\theta_1 0,033} .$$

$$C = 0,0220e^{-\theta_1 0,303} - 0,3569e^{-\theta_1 0,215} .$$

$$D = 0,2129e^{-\theta_1 0,088} + 0,1584e^{-\theta_1 0,336} .$$

$$E = 0,3602e^{\theta_1 0,033} - 0,5731 .$$

$$\Sigma = A + B + C + D + E = 0$$

.../...

θ_1	34°	35°	36°	37°	38°	39°	40°
A	0,1852	0,1843	0,1833	0,1822	0,1811	0,1799	0,1786
B	-0,0115	-0,0117	-0,0119	-0,0121	-0,0123	-0,0125	-0,0127
C	-0,2958	-0,2947	-0,2936	-0,2925	-0,2915	-0,2904	-0,2894
D	0,3318	0,3308	0,3297	0,3286	0,3276	0,3265	0,3255
E	-0,2058	-0,2056	-0,2054	-0,2051	-0,2049	-0,2047	-0,2045
Σ	0,0039	0,0031	0,0021	0,0011	0	-0,0012	-0,0025

du tableau ci-dessus on tire $\theta_1 = 38^\circ$, en remplaçant dans $J_d(0)$ on trouve : $J_d(0) = 0,420$.

-détermination de $J_{r_1}(\theta)$ dans l'intervalle $(0^\circ; 38^\circ)$ de l'équation (6) $J_{r_1}(\theta) = 0,743 - 0,3230e^{-\theta_1 0,336}$.

θ	0°	5°	10°	15°	20°	25°	30°	35°	38°
J_{r_1}	0,420	0,429	0,438	0,447	0,455	0,464	0,472	0,479	0,484

-détermination de $J_{r_2}(\theta)$ dans l'intervalle $(38^\circ; 60^\circ)$ de l'équation (8) $J_{r_2}(\theta) = 0,2416\sin(84,98+\theta) + 0,2760 + 0,0071e^{-\theta_1 0,336}$.

θ	38°	40°	45°	50°	55°	60°
J_{r_2}	0,484	0,479	0,466	0,452	0,436	0,420

-valeurs moyennes des courants

de la formule (12) $J_r = \frac{3}{\pi} \left(\int_0^{\theta_1} 0,743 - 0,3230e^{-\theta_1 0,336} d\theta + \int_{\theta_1}^{\pi/3} 0,2416 \times \sin(84,98+\theta) + 0,2760 + 0,0071e^{-\theta_1 0,336} d\theta \right)$.

$$J_r = 0,448$$

de la formule (13) $J_c = \frac{3}{\pi} \int_0^{\theta} (0,7771 \sin(83,1+\theta) - 0,3515 e^{-0,215 \theta} - 0,743 + 0,3230 e^{-0,336 \theta}) d\theta = -0,0022 < 0$: Impossible alors,
 $J_c = 0$

b) la valeur de l'inductance de la self de lissage = $\frac{X_{ls}}{8} = 0,11 \Omega$
 prenons un point tel que $\alpha = 101^\circ$; $\xi = 0,1748$; $\gamma = 161^\circ$

$Req_1 = 0,16 \Omega$	$tg \varphi_1 = 3,37$	$ctg \varphi_1 = 0,29$	$\varphi_1 = 73,5^\circ$
$Xeq_1 = 0,54 \Omega$			
$Req_2 = 0,1 \Omega$	$tg \varphi_2 = 3,60$	$ctg \varphi_2 = 0,28$	$\varphi_2 = 74,5^\circ$
$Xeq_2 = 0,36 \Omega$			
$Req_3 = 0,07 \Omega$	$tg \varphi_3 = 2,57$	$ctg \varphi_3 = 0,39$	$\varphi_3 = 68,7^\circ$
$Xeq_3 = 0,18 \Omega$			
$\delta = 3$			

$$\frac{\delta \cdot tg \varphi_2}{2 \cdot tg \varphi_1} = 0,28$$

$$\frac{\delta}{(\delta - 2) \cdot tg \varphi_1} = 0,89$$

Détermination de $J_d(0)$ et de θ_1

du système (15) équation (a) tirons $J_d(\theta) = f(\theta_1)$

$$J_d(0) = \frac{0,3274 + 0,0776 e^{\theta_1 0,29} - 0,2067 e^{\theta_1 0,01} - 0,2096 \sin(87,57 + \theta_1) e^{\theta_1 0,29}}{1 - 0,7381 e^{\theta_1 0,01}}$$

$J_d(0)$ dans l'équation (b) du système (15) nous donne :

$$0,8296 \sin(92,3 + \theta_1) - 0,6123 \sin(92,3 + \theta_1) e^{\theta_1 0,01} + 0,1291 e^{\theta_1 0,01} - 0,2096 \sin(87,57 + \theta_1) e^{-\theta_1 0,1} + 0,2096 \sin(87,57 + \theta_1) e^{\theta_1 0,01} - 0,28 - 0,4104 e^{-\theta_1 0,39} + 0,0776 e^{-\theta_1 0,1} + 0,3379 e^{-\theta_1 0,38} - 0,0474 e^{-\theta_1 0,28} = 0$$

.../...

posons :

$$A = 0,8296\sin(92,3+\theta_1) - 0,6123\sin(92,3+\theta_1)e^{\theta_1 0,01}$$

$$B = 0,2096\sin(87,57+\theta_1)e^{\theta_1 0,01} - 0,2096\sin(87,57+\theta_1)e^{-\theta_1 0,1}$$

$$C = 0,0776e^{-\theta_1 0,1} - 0,4104e^{-\theta_1 0,39}$$

$$D = 0,3379e^{-\theta_1 0,38} - 0,0474e^{-\theta_1 0,28}$$

$$E = 0,1291e^{-\theta_1 0,01} - 0,28$$

$$\Sigma = A + B + C + D + E = 0$$

θ_1	34°	35°	36°	37°	38°	39°	40°
A	0,1722	0,1699	0,1675	0,1651	0,1626	0,1601	0,1575
B	0,0114	0,0115	0,0117	0,0119	0,0121	0,0122	0,0124
C	-0,2525	-0,2504	-0,2483	-0,2463	-0,2442	-0,2422	-0,2402
D	0,2295	0,2280	0,2264	0,2248	0,2233	0,2217	0,2202
E	-0,1501	-0,1501	-0,1501	-0,1501	-0,1500	-0,1500	-0,1500
	0,0105	0,0089	0,0072	0,0054	0,0038	0,0018	-0,0001

du tableau ci-dessus on tire $\theta_1 = 39,8^\circ$ en remplaçant dans Jd(0) on trouve : Jd(0) = 0,0405

-détermination de $Jr_1(\theta)$ dans l'intervalle $(0^\circ ; 39,8^\circ)$ de l'équation (6) $Jr_1(\theta) = 0,28 - 0,2395e^{-\theta_1 0,28}$

θ	5	10°	15°	20°	25°	30°	35°	39,8°
Jr_1	0,0405	0,0453	0,0519	0,0574	0,0628	0,0680	0,0782	0,0828

-détermination de $Jr_2(\theta)$ dans l'intervalle $(39,8^\circ ; 60^\circ)$ de l'équation (8) $Jr_2(\theta) = 0,2840\sin(87,5+\theta) + 0,1748 - 0,3889x e^{-\theta 0,29}$

θ	$39,8^\circ$	40°	45°	50°	55°	60°
Jr_2	0,0828	0,0825	0,0745	0,0647	0,0533	0,0403

-détermination des valeurs moyennes des courants :
de la formule (12) :

$$Jr = \frac{3}{\pi} \left(\int_0^{39,8^\circ} (0,28 - 0,2395e^{-0,28\theta}) d\theta + \int_{39,8^\circ}^{\pi/3} (0,2840\sin(87,5+\theta) + 0,1748 - 0,3889e^{-0,29\theta}) d\theta \right)$$

$$Jr = 0,391$$

de la formule (13) :

$$Jc = \frac{3}{\pi} \int_0^{39,8^\circ} (0,8292\sin(92,3+\theta) - 0,28 - 0,7880e^{-0,39\theta} + 0,2395e^{-0,28\theta}) d\theta$$

$$Jc = 0,001$$

de la formule (14) :

$$Jd = Jc + Jr = 0,392$$

-Conclusion :

Le précédent calcul nous montre que la self de lissage correspond bien à celle trouvée au Chapitre II : dimensionnement c'est à dire au facteur de forme du courant redressé $F = 1,1$ à $1,2$ et que le courant de circulation se trouve réduit, nul au point calculé, alors que pour une valeur de la self de lissage huit fois plus inférieure le facteur de forme augmente considérablement $F = 2$ et le courant de circulation admet une valeur non négligeable, voir fig(2-2-a)

- III. 3 ZONE DU COURANT INTERROMPU

La zone du courant interrompu dans la cascade hyposynchrone s'explique par l'inégalité de la valeur instantannée de la f.e.m. du rotor du moteur asynchrone et de la f.e.m. instantannée de l'onduleur dans certains cas cette plage peut-être assez importante

III. 3. 1. REGIME 1

dans ce cas $J_c(\theta) = 0 \Rightarrow J_r(\theta) = J_d(\theta)$ l'équation du courant redressé est obtenue par l'intermédiaire de la formule (4) en tenant compte des hypothèses suivantes : $J_d(0) = 0$; $Req_1 = 2rm + rls + 2rt$ les chutes de tension inductives n'étant pas prises en compte.

$$J_d(\theta) = \cos\varphi_1 \sin(\theta + \gamma - \varphi_1) + \varepsilon + (-\varepsilon - \cos\varphi_1 \sin(\gamma - \varphi_1)) e^{-\theta \text{ctg}\varphi_1} \quad (16)$$

en intégrant (16) on trouve la valeur moyenne du courant

$$J_d = \frac{3}{\pi} \int_0^\lambda J_d(\theta) d\theta$$

$$J_d = \frac{3}{\pi} ((\text{tg}\varphi_1 + \sin\varphi_1 \sin(\gamma - \varphi_1)) e^{-\lambda \text{ctg}\varphi_1} - \cos\varphi_1 \cos(\lambda + \gamma - \varphi_1) + \cos\gamma - \varepsilon \text{tg}\varphi_1) \quad (17)$$

la valeur de λ est déterminée en résolvant l'équation :

$$\varepsilon + \cos\varphi_1 \sin(\lambda + \gamma - \varphi_1) = (\cos\varphi_1 \sin(\gamma - \varphi_1) + \varepsilon) e^{-\lambda \text{ctg}\varphi_1} \quad (18)$$

qui est déterminée de l'équation (16) en posant $J_d(\lambda) = 0$ la zone limite du courant interrompu peut-être déterminée à partir des équations (17) et (18) en posant $\lambda = \pi/3$

III. 3. 2. REGIME 2

La détermination des expressions des courants est analogue à celle du courant ininterrompu.

.../...

Dans ce régime $J_c \neq 0$ les différents courants peuvent-être trouvés à partir des équations (6) et (7) en tenant compte des hypothèses suivantes : $Req_1 = 2r_m + r_{ls} + 2r_t$; $Req_3 = r_{ls} + 2r_t$; $Req_2 = 2r_m$ ce qui nous amène aux équations suivantes :

$$Jr_1(\theta) = \frac{\delta \epsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi_1} (1 - e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi_1}) \quad (19)$$

$$Jd(\theta) = \frac{\delta \sin \varphi_3}{(\delta - 2) \operatorname{tg} \varphi_1} (\sin(\theta + \varphi - \varphi_3) - \sin(\varphi - \varphi_3) e^{-\theta \operatorname{ctg} \varphi_3}) \quad (20)$$

l'expression de $Jr_2(\theta)$ est déterminée par l'équation (8) en prenant comme condition :

$$Jr_2(0) = Jr_1(\theta_1) = \frac{\delta \epsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi_1} (1 - e^{-\theta_1 \operatorname{ctg} \varphi_1}) \quad (21)$$

la condition d'apparition du courant de circulation peut s'écrire :

$$\left. \frac{dJd(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=0} = \left. \frac{dJr_1(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=0} \quad (22)$$

à partir des équations (19) ; (20) et (8) et en tenant compte des conditions : $Jr_2(\lambda) = 0$; $Jr_2(0) = Jr_1(\theta_1)$; $Jd(\theta_1) = Jr_1(\theta_1)$, il s'ensuit un système d'équation (23) déterminant θ_1 et λ

$$\begin{cases} \cos \varphi_1 \sin(\varphi + \lambda - \varphi_1) + \epsilon + \left(\frac{\delta \epsilon \operatorname{tg} \varphi_2}{2 \operatorname{tg} \varphi_1} (1 - e^{-\theta_1 \operatorname{ctg} \varphi_2}) - \epsilon - \cos \varphi_1 \right) x \\ \quad x \sin(\varphi - \theta_1 - \varphi_1) e^{-(\lambda - \theta_1) \operatorname{ctg} \varphi_1} = 0 \\ \epsilon (\delta - 2) \operatorname{tg} \varphi_2 (1 - e^{-\theta_1 \operatorname{ctg} \varphi_2}) = 2 \sin \varphi_3 \left(\sin(\varphi + \theta_1 - \varphi_3) - \sin(\varphi - \varphi_3) \right) x \\ \quad x : e^{-\theta_1 \operatorname{ctg} \varphi_3} \end{cases}$$

Remarque :

nous ne ferons pas de calcul numérique pour la simple raison que les calculs sont laborieux et nécessitent l'utilisation d'un ordinateur néanmoins le calcul est identique à celui réalisé pour la zone du courant ininterrompu 2^{ème} régime .

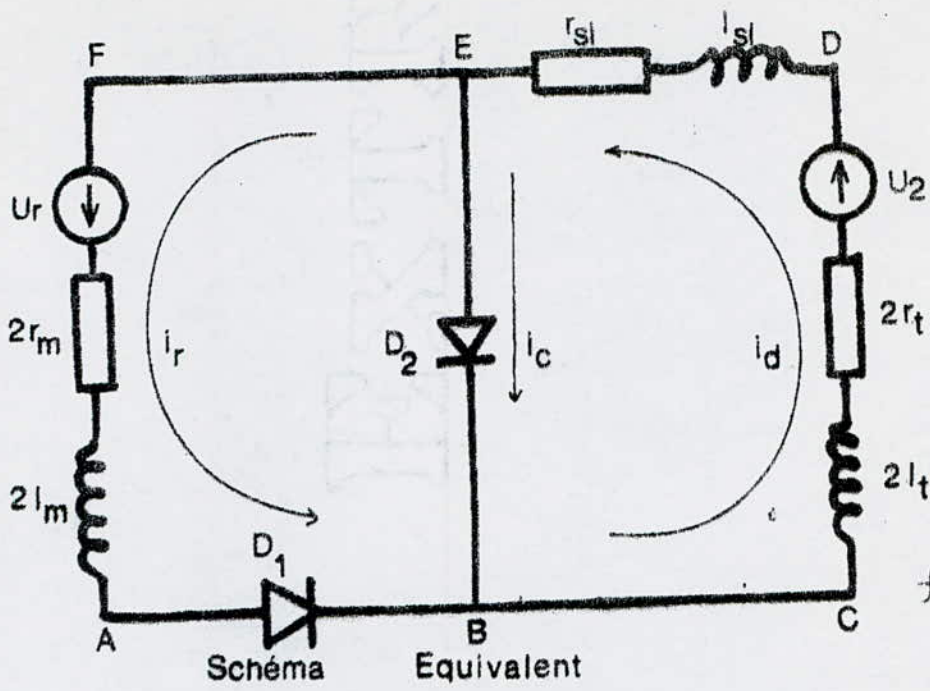
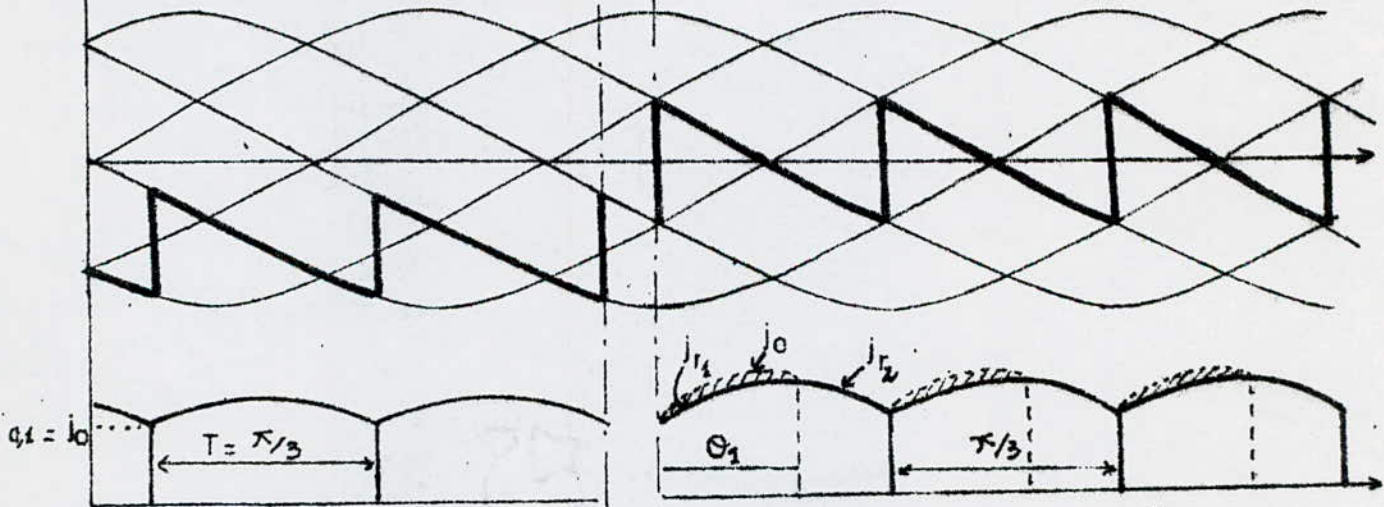


fig (1.a)

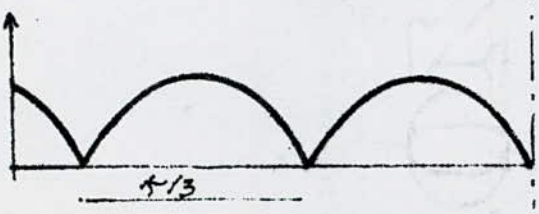
fig (2-1-a)
Régime 1 ($120 \leq \alpha \leq 150$)

fig (2-2-a)
Régime 2 ($90 \leq \alpha \leq 120$)

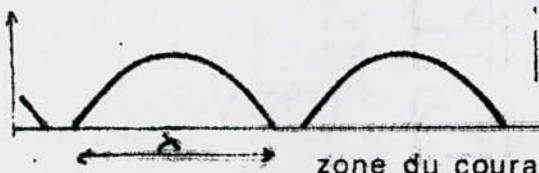
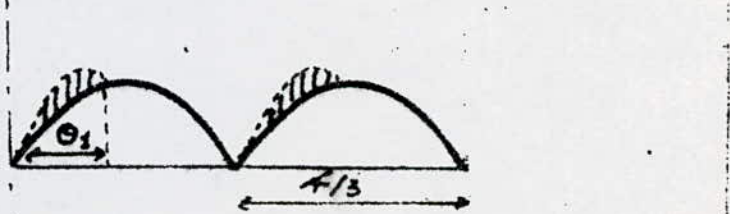


i_d pour $\alpha = 133^\circ$ $g = 0,85$

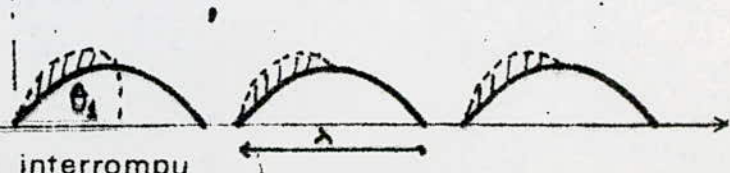
zone du courant ininterrompu



zone limite du courant



zone du courant interrompu



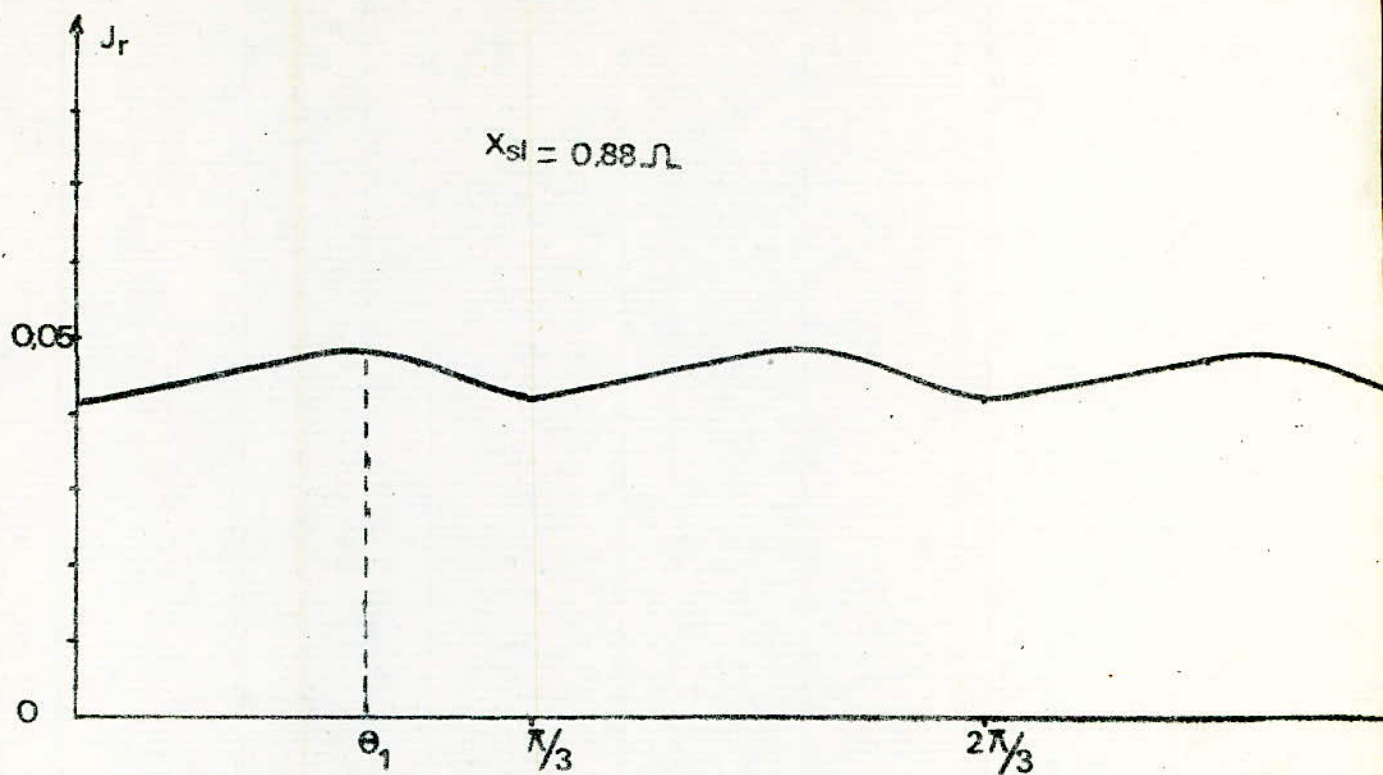
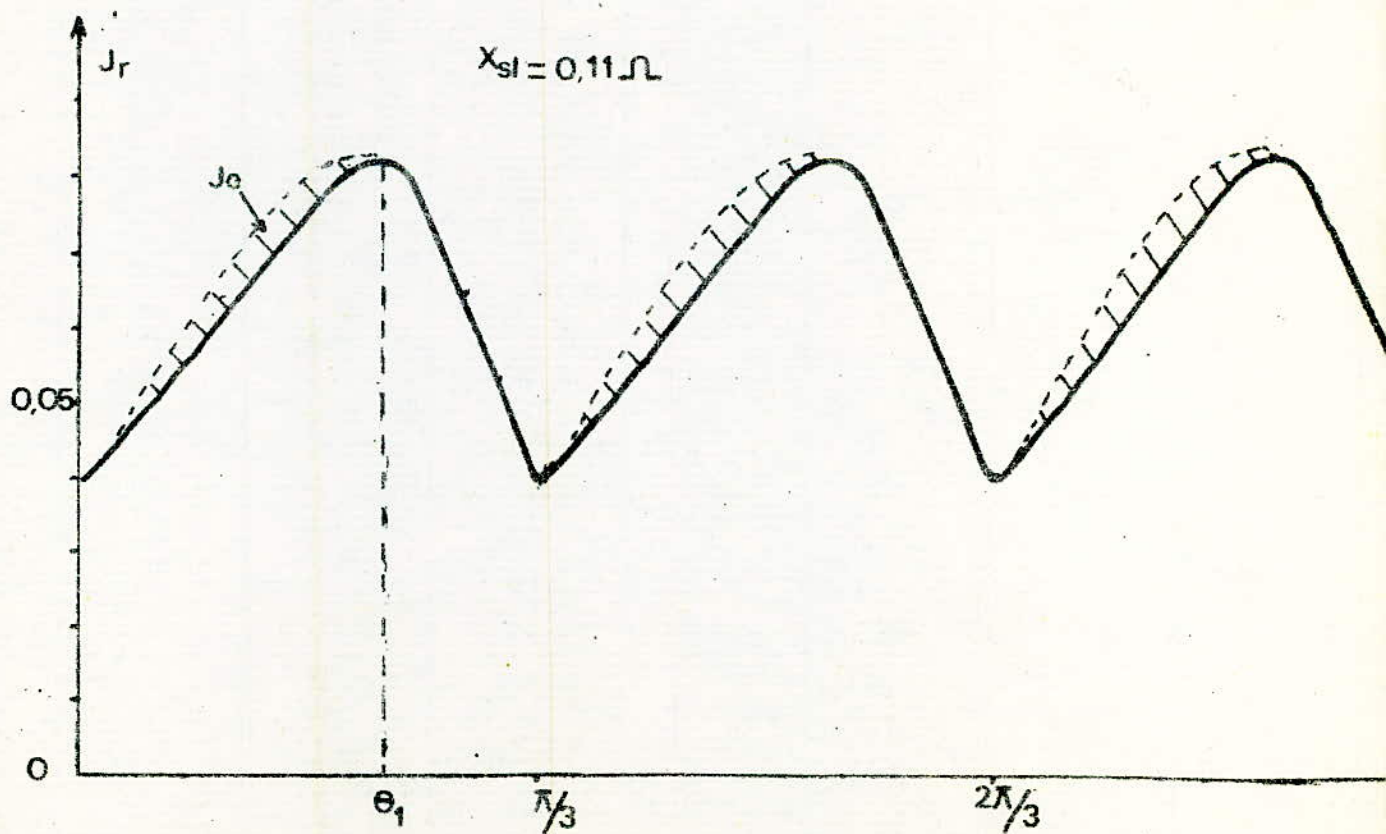


fig (2-2-a) : Courant Redresse Unitaire pour deux valeurs de la self de lissage



// H A P I T R E -IV-

REGULATION

LA REGULATIONIV-2) INTRODUCTION

La regulation automatique consiste à maintenir à une valeur déterminée, quelques soient les perturbations, une grandeur d'un processus ou d'un systeme, en la comparant à la valeur de référence et en utilisant la différence entre ces deux valeurs pour actionner un organe qui tend à réduire cette différence.

Le rôle de la régulation est donc d'obliger la ou les grandeurs asservies (sortie du système) à conserver des valeurs aussi proche que possible de celle que l'on considère comme idéale le principe de la régulation est basé sur l'utilisation de la rétro-action, cet dernière permet de réaliser les relations désirées entre entrée et sortie, et permet aussi de diminuer les effets des perturbations qui apparaissent hors du système en affectant la sortie

IV-2) CALCULE DU REGLAGE DE LA VITESSE DES MOTEURS :2.1) MOTEUR A COURANT CONTINU

L'équation électrique du moteur à courant continu est :

$$U = E_c + RI$$

avec $E_c = \frac{P}{a} Z \phi N = c_e N$: f.e.e.m du moteur

R : la résistance du circuit induit

$$\text{d'où : } N = \frac{U - RI}{c_e} \quad (2.1.1)$$

Pour changer la vitesse du moteur à courant continu, il suffit de faire varier la différence (U - RI) jusqu'à l'obtention de la vitesse désirée.

2.2) MOTEUR A COURANT ALTERNATIF

Le courant I_2 circulant dans le circuit rotorique provoque une chute de tension :

$$\Delta U = R_{eq} I_2$$

d'autre part on a : $U_{r\alpha} = U_r + E + R_{eq} I_2$

$E = c_e N$: f.c.e.m du moteur à courant alternatif

R_{eq} : résistance du circuit rotorique.

ce qui donne :
$$N = \frac{U_{r\alpha} - U_r - R_{eq} I_2}{c_e}$$

Le choix de la commande en arc cosinus pour l'amorçage des thyristors, nous permet de linéariser la tension $U_{r\alpha}$, on peut alors écrire : $U_{r\alpha} = U_r - U_i$

d'où :

$$N = \frac{U_i - R_{eq} I_2}{c_e} \quad (2.2.1)$$

De la même manière, pour changer la vitesse du moteur asynchrone il suffit d'agir sur la différence ($U_i - R_{eq} I_2$)

Conclusion :

On remarque que pour un glissement donné, les expressions (2.1.1) et (2.2.1) sont analogues, ce qui nous permet de conclure que le calcul du mode de réglage de vitesse des moteurs à courant alternatif est pratiquement identique à celui des moteurs à courant continu.

IV-3) DIFFERENTS CONCEPT DE LA REGULATION

On distingue trois types de régulations :

- Régulation en boucles convergentes,
- Régulation à boucles multiples (cascade),
- Régulation à boucles parallèles.

Ils permettent, tous les trois, de contrôler la variable principale et de limiter les variables secondaires.

Nous allons décrire brièvement ces trois modes de réglage

3.1) REGULATION EN BOUCLES CONVERGENTES

C'est un mode de régulation qui consiste à garder constamment, le signal de réaction provenant de la variable asservie, à l'entrée du régulateur et de limiter le signal qui provient de la variable secondaire.

Pratiquement le seul avantage que présente le système de régulation en boucles convergentes est qu'il demande relativement peu de matériel, c'est donc une solution économique. Cependant l'influence mutuelle des caractéristiques statiques et dynamiques constitue un grand inconvénient, de plus la mise en service d'un tel système n'est pas simple.

3.2) REGULATION EN BOUCLES PARALLELES

Un système de régulation en boucles parallèles utilise un régulateur séparé pour chaque variable, et, travaille de telle sorte que seul un régulateur est en service à tout instant, ceci est réalisé en connectant les sorties de ces régulateurs, grâce à un système de commutation, à une sortie commune. Pour ce mode de réglage les caractéristiques dynamiques et statiques sont ajustables indépendamment les unes des autres ceci est dû au fonctionnement autonome de chaque régulateur. L'optimisation et la mise en service des différentes boucles se font de façon indépendantes.

3.3) REGULATION EN CASCADE

Dans ce concept de régulation, on utilise un régulateur individuel pour chacune des variables contrôlées. La variable asservie principale est réglée par la boucle externe.

La mise en service d'une régulation en cascade est facile et rationnelle, puisque les caractéristiques statiques et dynamiques des différentes boucles sont indépendantes les unes des autres, de plus chaque boucle peut être ajustée à l'optimum.

Conclusion :

Notre choix portera sur la régulation en cascade, car elle est très efficace pour la commande des moteurs d'entraînement des machines, de même qu'elle est la plus fréquemment utilisée aujourd'hui.

Le schéma fonctionnel multibouclé type pour régulation en cascade est donné par la figure (3.3.B)

3.3.1) STRUCTURE OPTIMALE

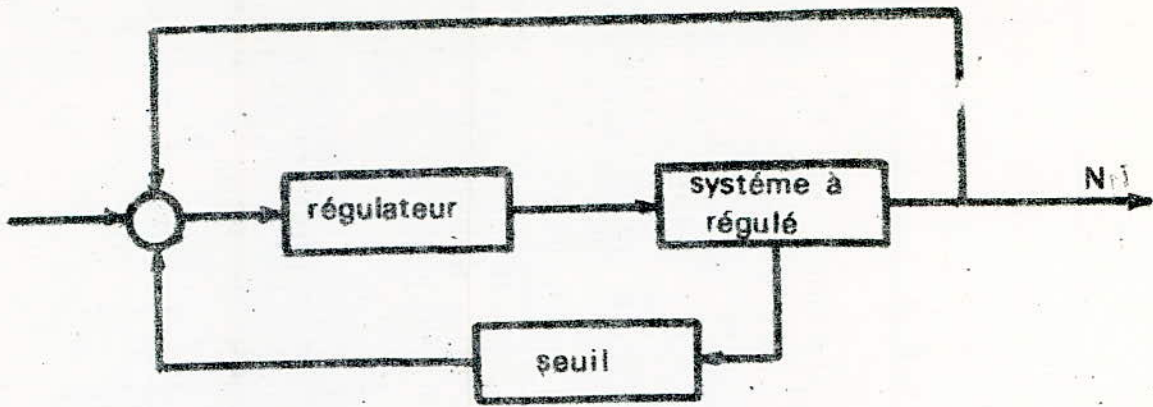
Optimiser une boucle c'est trouver un compromis entre son temps de réponse et le dépassement pendant le régime transitoire. Le réglage du système se fait en commençant par optimiser la variable correspondant à la boucle la plus interne et on effectue la même opération en progressant vers la boucle externe. La structure du système une fois optimisé doit correspondre au schéma fonctionnel de la figure (3.3.c).

La relation optimale entre les constantes de temps dépend de la rapidité du système, donc du nombre de boucles. Cette relation optimale, laquelle correspond à un très grand nombre de mécanismes est :

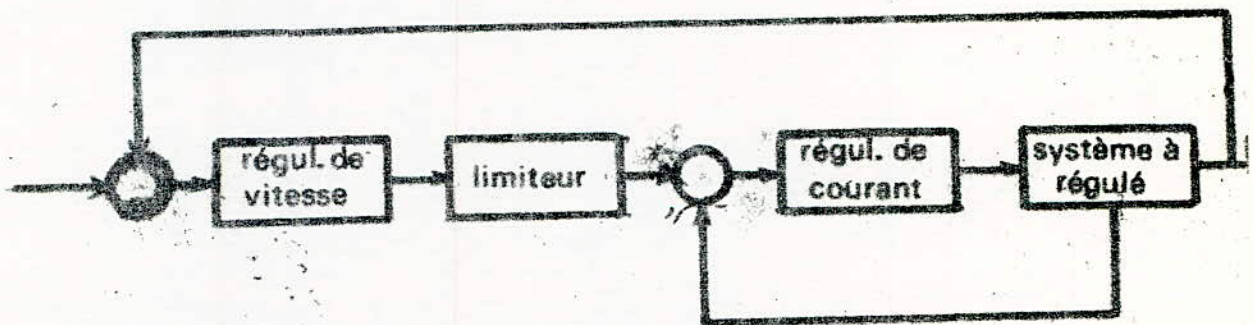
$$T_i = 2^{i-1} T_1$$

où i désigne le numéro de la boucle.

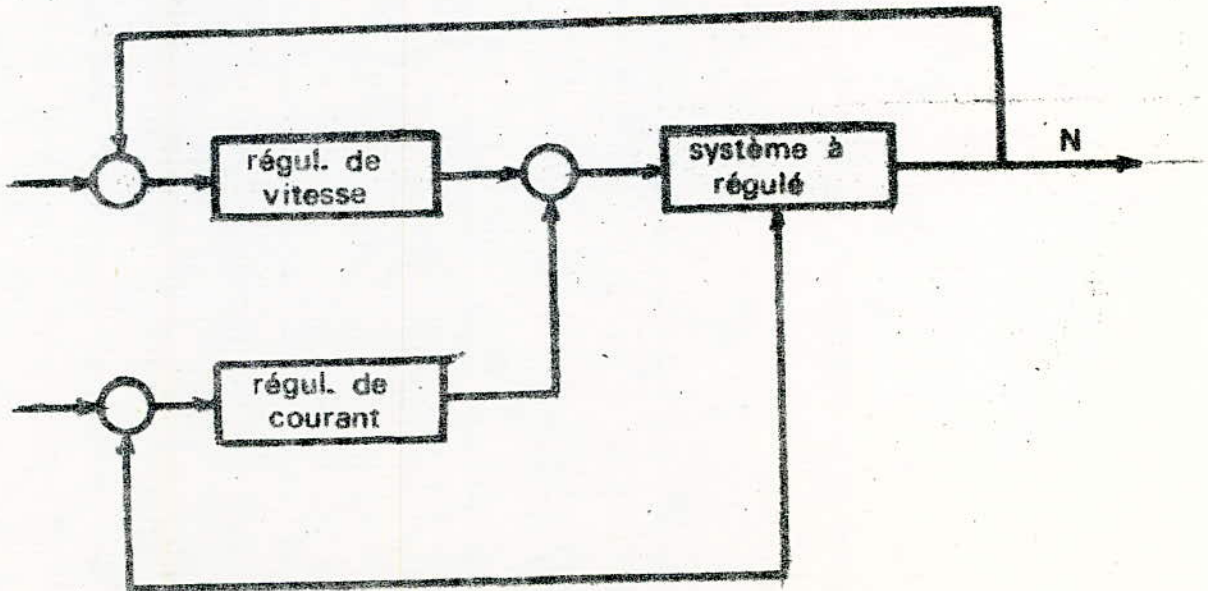
On remarque que plus on a de boucles, c'est à dire de variables à contrôler plus la rapidité du système diminue.



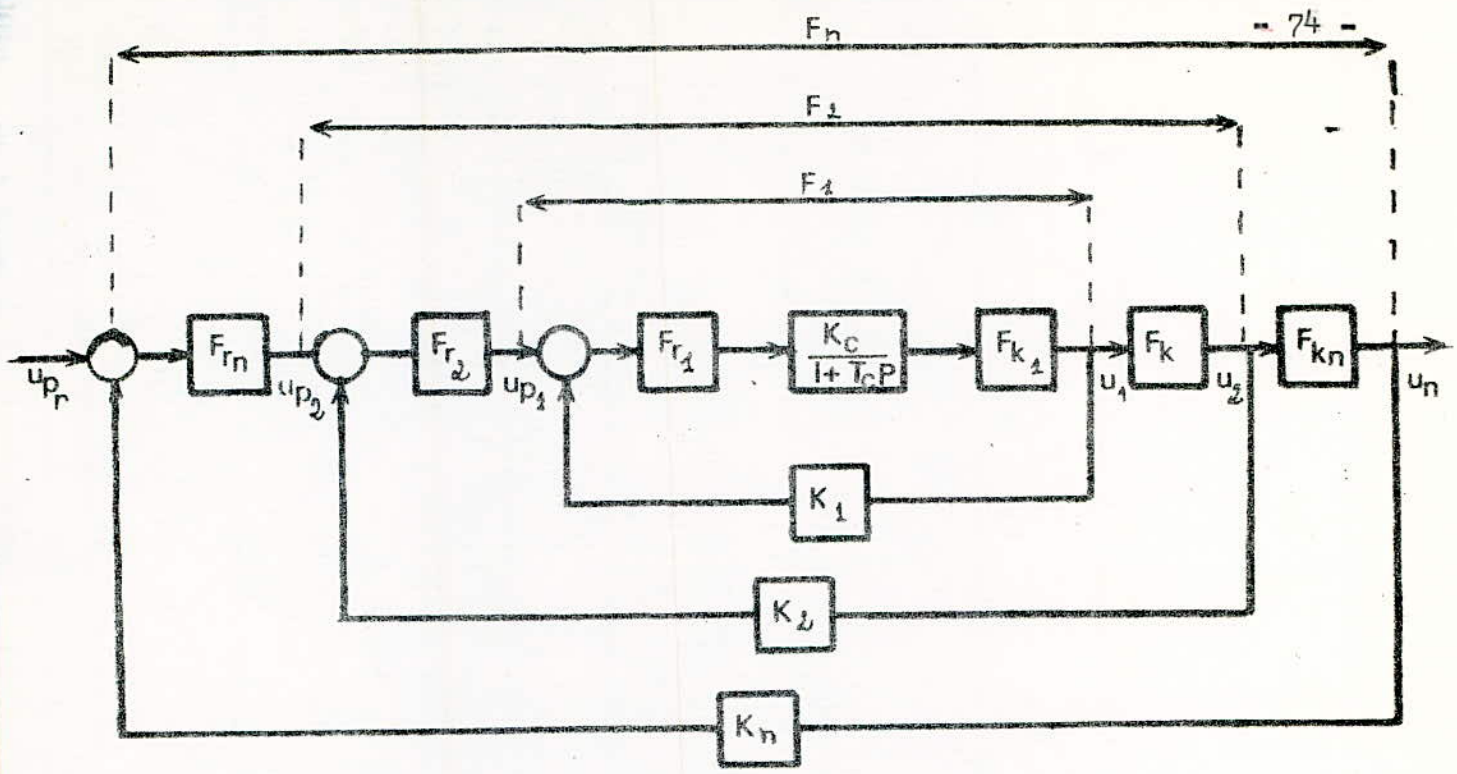
fig(3-1.a) a) REGULATION CONVERGENTE



fig(3-3.a) b) REGULATION EN CASCADE

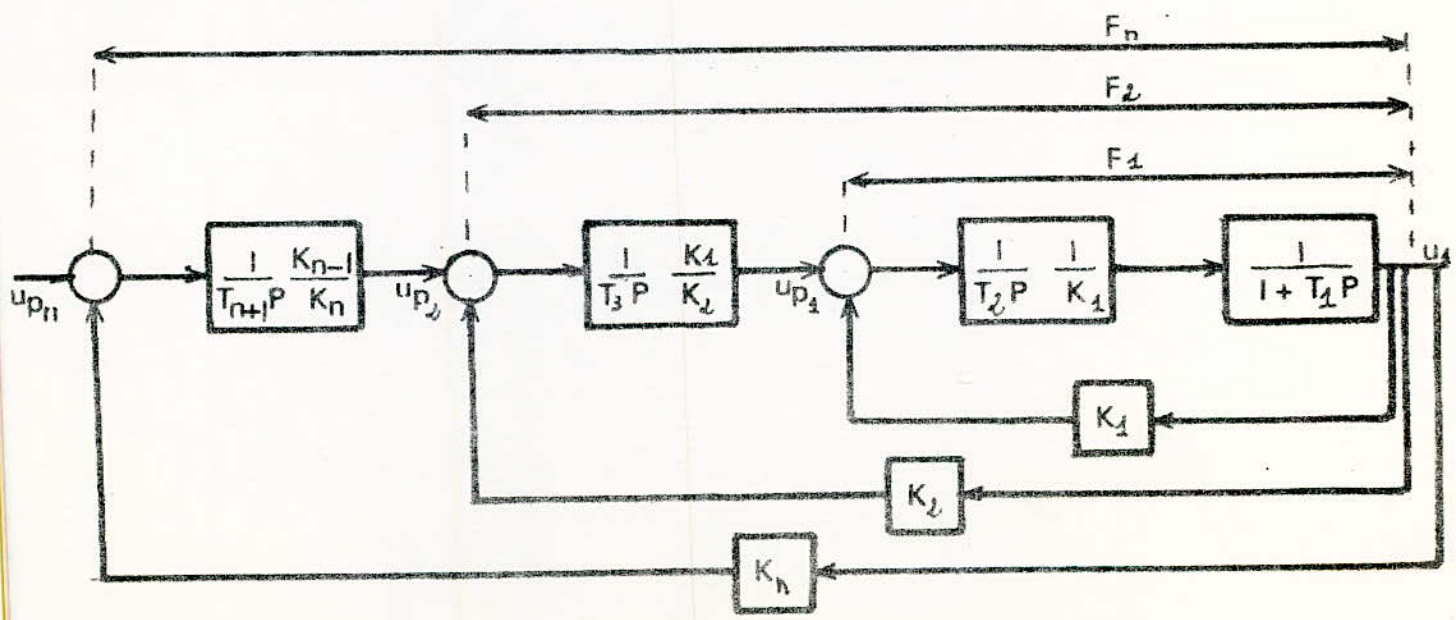


fig(3-2.a) c) REGULATION PARALLELE



fig(3-3.b) Schema fonctionnel multibouclé type pour regulation en cascade

- K_1, K_2, K_n : fonctions d'asservissement retour
- F_1, F_2, F_n : fonctions de transfert des boucles fermées
- $F_{k_1}, F_{k_2}, F_{k_n}$: fonctions de transfert des objets de régulation
- $F_{r_1}, F_{r_2}, F_{r_n}$: fonctions de transfert des régulateurs
- $\frac{K_c}{1+T_c P}$: fonction de transfert du convertisseur



fig(3-3.c) Structure optimale du système multibouclé à régulation en cascade

V-4) FONCTIONS DE TRANSFERTS DES ELEMENTS DU CIRCUIT

4.1) FONCTIONS DE TRANSFERT DU MOTEUR

L'équation électrique du circuit rotorique est :

$$U = E + \Delta U \text{ avec}$$

$$\Delta U = R_{eq1} i_2 + L_{eq1} \frac{di_2}{dt} : \text{chute de tension dans le circuit rotorique (4.1.1)}$$

$$E = c_e N : \text{f.c.e.m du moteur asynchrone}$$

Pendant le régime transitoire, il apparait sur l'arbre du moteur un couple dynamique dû à la variation de la vitesse du rotor, ainsi qu'un courant dynamique tel que l'on ait :

$$C_d = C_m - C_r = J \frac{dN}{dt}$$

$$I_{dy} = I_2 - I_s$$

C_m : couple moteur, il est proportionnel au courant rotorique

C_r : couple résistant, il est proportionnel au courant statique

C_d : couple dynamique

$$C_d = c_m (I_2 - I_s) = c_m I_{dy} = J \frac{dN}{dt} \quad (4.1.2)$$

$$\text{De plus : } E = c_e N \Rightarrow \frac{dE}{dt} = c_e \frac{dN}{dt}$$

En appliquant la transformation de Laplace aux expressions (4.1.1) et (4.1.2) on obtient :

$$U(p) = (R_{eq1} + L_{eq1} p) I_2(p)$$

$$\frac{I_2(p)}{U(p)} = \frac{1}{R_{eq1}(1+T_{eq1}P)} \text{ avec } T_{eq1} = \frac{L_{eq1}}{R_{eq1}}$$

$$\left. \begin{array}{l} c_m I_{dy}(p) = Jp N(p) \\ pE(p) = c_e p N(p) \end{array} \right\} \Rightarrow \frac{E(p)}{I_{dy}(p)} = \frac{K_m}{Jp} \text{ avec } K_m = c_e c_m$$

à partir de ces deux fonctions de transferts, on obtient la fonction de transfert du moteur.

4.2) FONCTION DE TRANSFERT DU CONVERTISSEUR

La fonction de transfert du convertisseur est donnée par la forme approximative suivante :

$$F_c = \frac{K_c}{1 + T_c p} \quad \text{où :}$$

T_c : constante de temps du convertisseur

K_c : est le gain statique, il est défini comme étant le rapport de la variation de la tension redressée, à la variation de la tension de commande correspondante.

Le schéma fonctionnel du système sans régulateur est représenté par la figure (4.2.a).

4.3) FONCTION DE TRANSFERT DU REGULATEUR DU COURANT

Pour que le régime transitoire de la première boucle du système multibouclé soit optimale, il suffit que la fonction de transfert en boucle ouverte du système multibouclé soit égale à la fonction de transfert en boucle ouverte de la première boucle du système multibouclé optimisé, ce qui nous donne :

$$F_{rc} \cdot \frac{K_c}{1 + T_c p} \cdot F_{ki} = \frac{1}{T_2 p} \cdot \frac{1}{K_i} \cdot \frac{1}{1 + T_1 p}$$

$$F_{rc} = \frac{1}{T_2 p} \cdot \frac{1}{K_i} \cdot \frac{1}{1 + T_1 p} \cdot \frac{1}{F_{ki}} \cdot \frac{1 + T_c p}{K_c}$$

Sachant que $F_{ki} = \frac{1}{R_{eq1}(1 + T_{eq1} p)}$ et en tenant compte de la

relation optimale entre les constantes de temps :

$$T_1 = T_c \quad \text{et} \quad T_2 = 2T_1 = 2T_c$$

la fonction de transfert du régulateur de courant se met sous la forme suivante :

$$F_{rc} = \frac{R_{eq1}}{K_i \cdot K_c} \cdot \frac{1 + T_{eq1} p}{2T_c \cdot p}$$

4.4) FONCTION DE TRANSFERT DU REGULATEUR DE VITESSE

Pour la détermination de la fonction de transfert du régulateur de vitesse, on procédera de la même manière que pour la détermination de la fonction de transfert du régulateur de courant :

$$F_{rv} \cdot F_1 \cdot F_{kv} = \frac{1}{T_{3p}} \cdot \frac{K_i}{K_v} \cdot F_1$$

$$F_{rv} = \frac{1}{T_{3p}} \cdot \frac{K_i}{K_v} \cdot \frac{1}{F_{kv}}$$

sachant que : $F_{kv} = \frac{K_m}{J_p}$ et $T_3 = 4T_1 = 4T_c$

la fonction de transfert du régulateur de vitesse est :

$$F_{rv} = \frac{J}{4T_c K_m} \cdot \frac{K_i}{K_v}$$

le schéma fonctionnel global du système avec régulateur est donné par la figure (4.4.a)

5) CALCULS DES PARAMETRES

5.1) PARAMETRES DU MOTEUR

- On donne $T_{eq1} = 0,3$ s

- $c_e = \frac{1,35 \text{ k}'g U_1 - R_{eq1} I_2}{N}$

En considérant le moteur à vide, et dans le cas où le rotor est bloqué on a :

$$\begin{cases} I_2 = 0 \\ g = 1 \\ N = N_s \end{cases} \Rightarrow c_e = \frac{1,35 \text{ k}' U_1}{N_s}$$

$$c_e = \frac{1,35 \times 660}{1,29 \times 1000} = 0,69 \text{ Vmn/tr}$$

$$c_e = 6,60 \text{ Vs/rd}$$

- Pour la détermination du coefficient du couple moteur, on prend :

$$c_m = \frac{c_e}{1,03}$$

$$c_m = 6,41 \text{ Vs/rd}$$

Moteur

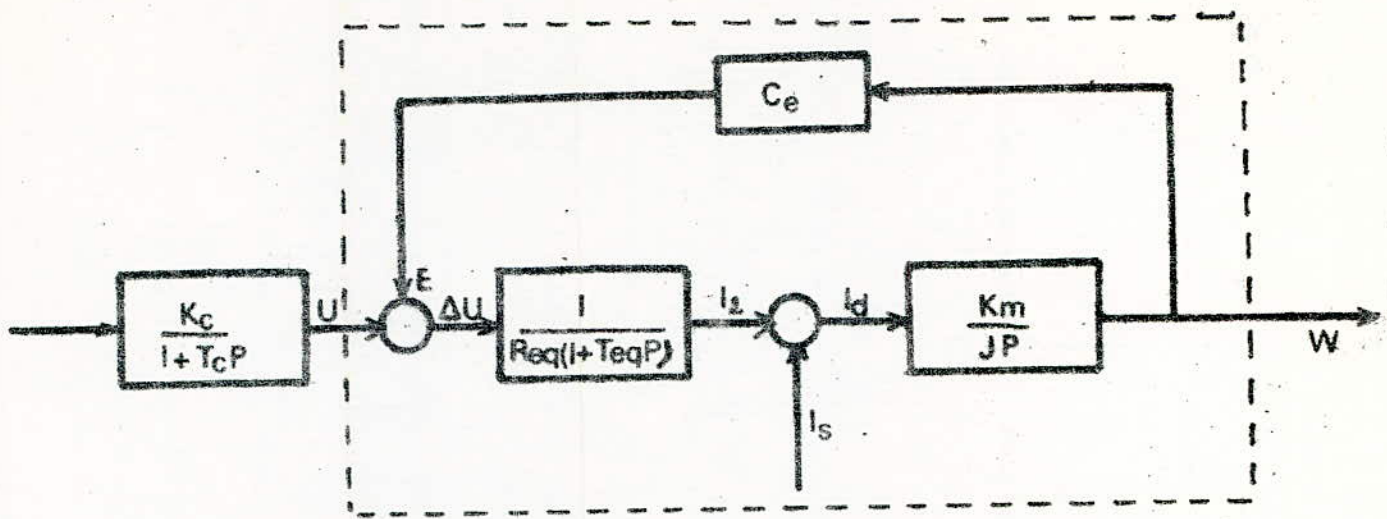


fig (4-20) Schema fonctionnel Moteur + Convertisseur

Moteur

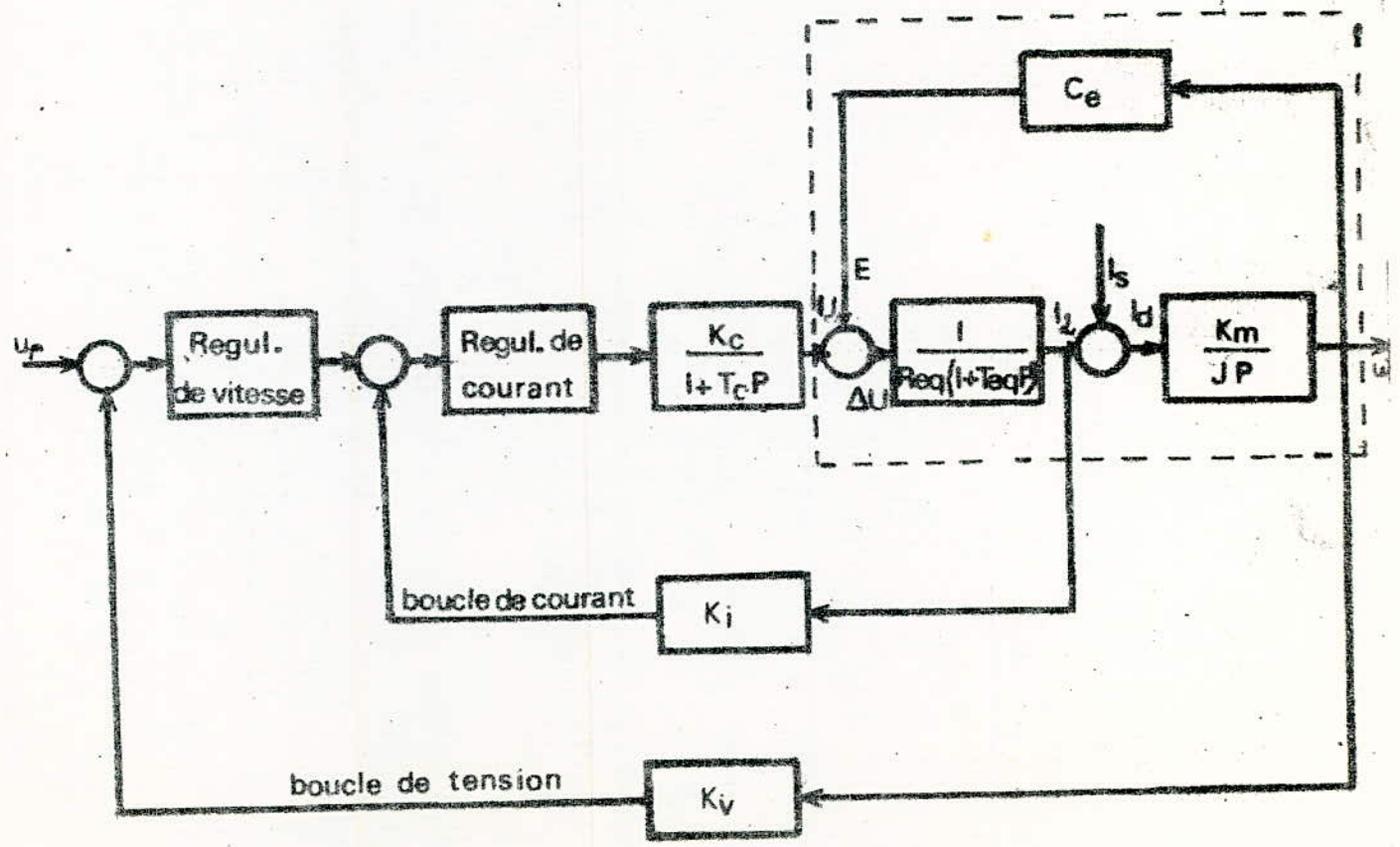
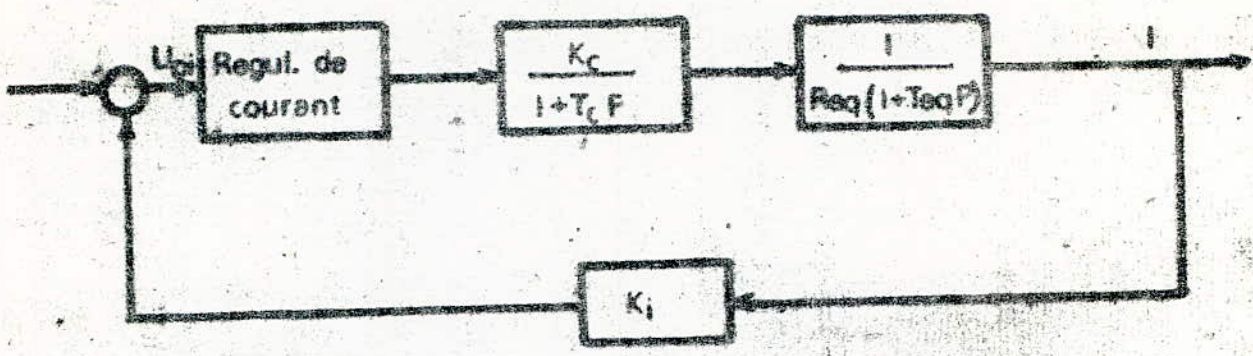
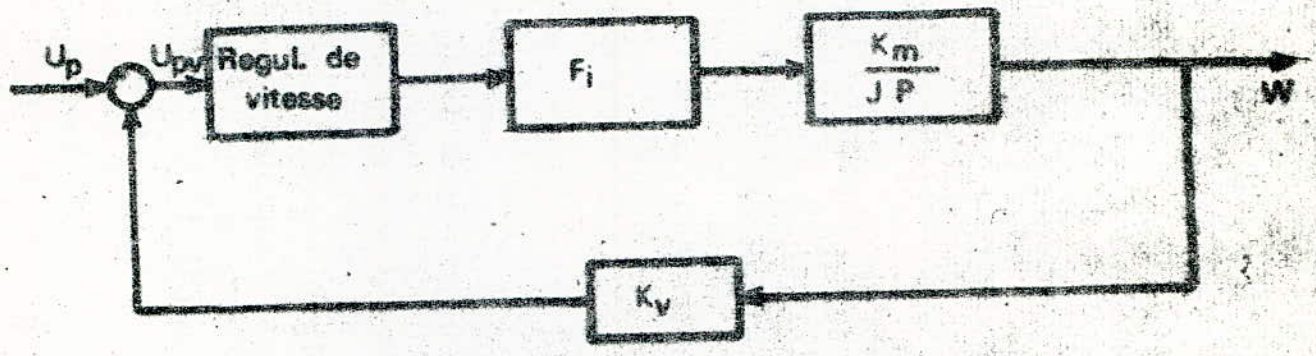


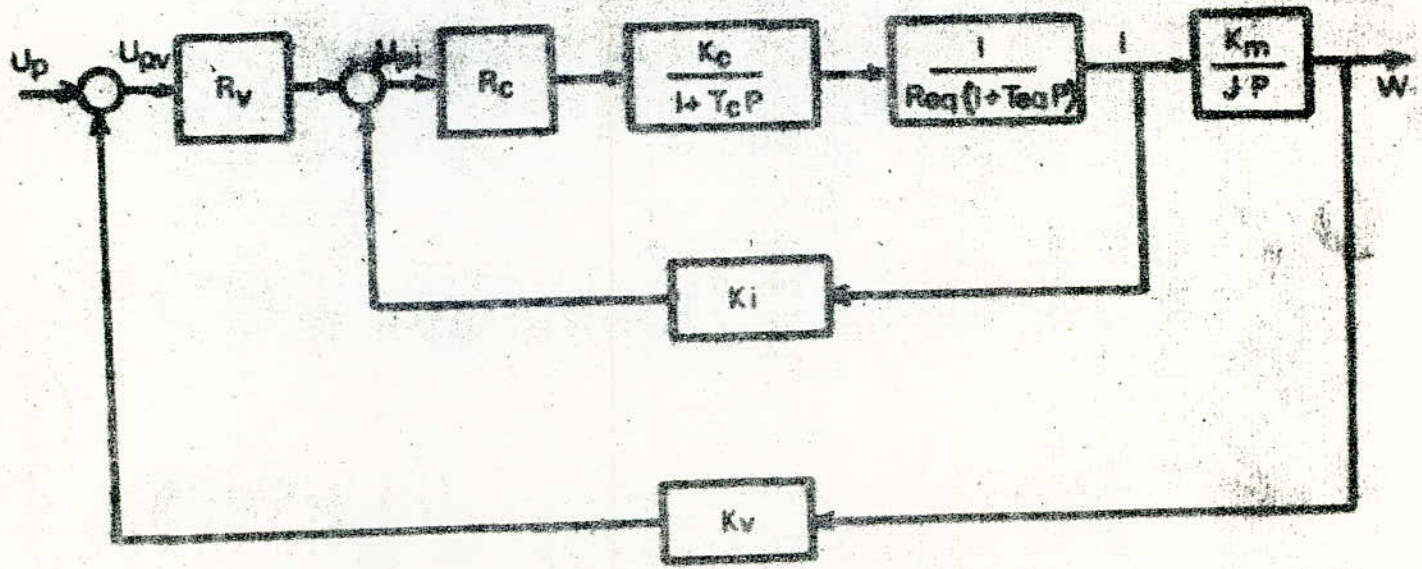
fig (4-40) Schema fonctionnel du systeme avec regulateurs



fig(5-1a) boucle fermée du courant de F.T. $F_i = \frac{K_i}{1 + 2T_c P (1 + T_c P)}$



fig(5-2a) boucle de la vitesse de F.T. $F_v = \frac{K_v}{1 + 4T_c P [1 + 2T_c P (1 + T_c P)]}$



fig(5-2-b)

Schema fonctionnel du systeme correspondant au regime transitoire optimal

5.2) PARAMETRES DU CONVERTISSEUR

- La constante de temps du convertisseur doit vérifier la condition suivante :

$$T_c \geq \frac{2}{w} = \frac{2}{2\pi f}$$

on prendra : $T_c = 0,007$ s

- Le gain statique est déterminé par la relation :

$$K_c = \frac{\Delta U_r}{\Delta U_{com}}$$

et on considère que la fonction $U_r = f(U_{com})$ est linéaire on

$$\text{prend : } \begin{cases} U_{com} = 0 \text{ V pour } U_r = 1,35 \text{ k' } U_{1max} = 976 \text{ V} \\ U_{com} = 24 \text{ V pour } U_r = 0 \text{ V} \end{cases}$$

$$\text{D'où : } U_r = 976 - 40,7 U_{com}$$

Le gain statique du convertisseur est alors : $K_c = 41$

5.3) CALCUL DU COEFFICIENT DE LA BOUCLE DE COURANT (K_i)

En utilisant la boucle fermée du courant de la fig (5.1.a) on tire sa fonction de transfert :

$$F_i = \frac{I_2}{U_{pi}} = \frac{F_{rc} \cdot \frac{K_c}{1+T_c p} \cdot \frac{1}{R_{eq1}(1+T_{eq1} p)}}{1 + K_i \cdot F_{rc} \frac{K_c}{1+T_c p} \cdot \frac{1}{R_{eq1}(1+T_{eq1} p)}}$$

La fonction de transfert F_{rc} étant donné par la formule (4.3.1) F_i s'écrit sous la forme suivante :

$$F_i = \frac{I_2}{U_{pi}} = \frac{1/K_i}{1 + 2T_c p (1+T_{eq1} p)}$$

K_i est déterminé en considérant le régime permanent correspondant au courant maximale :

$$K_i = \frac{U_{piqmax}}{I_{2max}}$$

Avec

$$\begin{cases} U_{piqmax} \leq 24 \text{ V} \\ I_{2max} = 2,5 I_n = 800 \text{ A} \end{cases} \Rightarrow K_i = 0,03 \Omega$$

5.4) CALCUL DU COEFFICIENT DE LA BOUCLE DE VITESSE (K_v)

En utilisant la boucle fermée de la vitesse donnée par la fig (5.2.1), on tire sa fonction de transfert :

$$F_v = \frac{w}{U_{pv}} = \frac{F_{rv} \cdot F_i \cdot \frac{K_m}{J_p}}{1 + K_v \cdot F_{rv} \cdot F_i \cdot \frac{K_m}{J_p}}$$

Les expressions de F_{rv} et F_i sont données par les formules (4.4.1) et (5.3.1). Après transformation la fonction F_v se met sous la forme simplifiée suivante :

$$F_v = \frac{w}{U_{pv}} = \frac{1/K_v}{1 + 4T_{cp} \quad 1 + 2T_{cp} (1 + T_{cp})}$$

Le coefficient K_v est déterminé en considérant le régime permanent correspondant à la vitesse maximale du moteur :

$$K_v = \frac{U_{pvmax}}{w_{max}}$$

$$\text{avec } \begin{cases} U_{pv \max} \leq 24 \text{ V} \\ w_{\max} = 105 \text{ rd/s} \end{cases} \Rightarrow K_v = 0,23 \text{ Vs/rd}$$

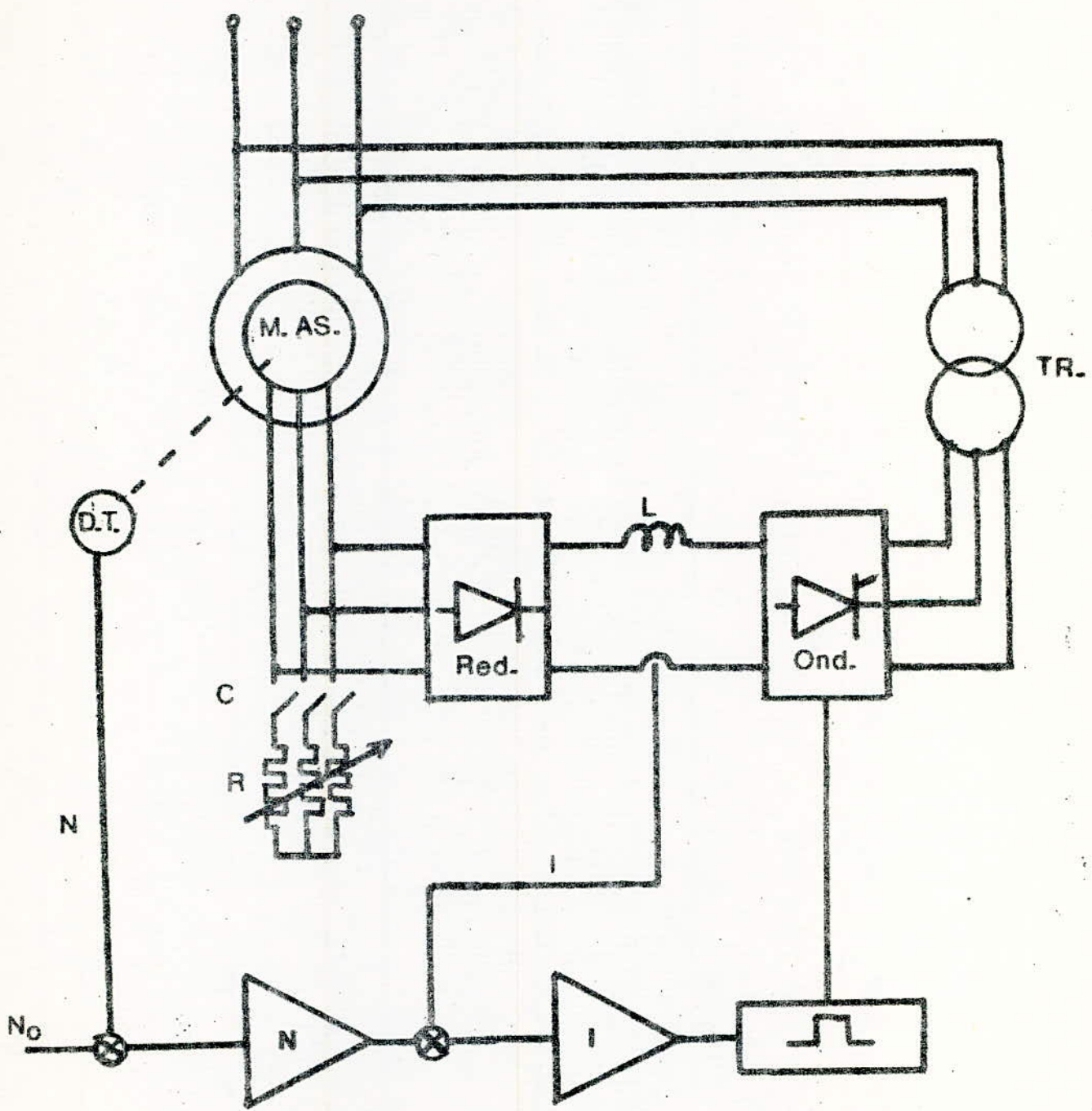


Schéma d'ensemble : démarrage & régulation

-o- C O N C L U S I O N -o-

Du fait de son convertisseur simple , la cascade hyposynchrone constitue un entrainement bon marché pour puissance moyenne ou élevées , qui doit être réglé dans un domaine relativement grand au-dessous de la vitesse de rotation synchrone pour autant que les exigences posées au facteur de puissance restent suffisamment faibles .

Les frais d'énergie , également à l'avenir croîtront plus rapidement que les frais d'investissement , donc lors de l'étude des installations il faut comparer non seulement les frais d'acquisition mais encore les frais d'exploitation des systèmes d'entrainement.

L'entrainement à cascade hyposynchrone voit son utilité dans le réglage de pompes alimentaires , de soufflantes , de compresseurs de plates formes de mesure ou entrainement équivalent.

Introduction.....	7
<u>Chapitre I</u>	
I-A-1)Rappel sur le moteur asynchrone triphase.....	1
1-1) Constitution.....	1
1-2) Principe de fonctionnement.....	1
1-3) Bilan energetique.....	2
1-4) Expression du couple moteur.....	2
I-A-2)Différents modes de réglage de la vitesse des moteurs asynchrones triphasés.....	4
2-1) Réglage de la vitesse par changement du nom- bre de poles.....	5
2-2) Réglage de la vitesse par variation de la tension d'alimentation.....	5
2-3) Variation de la vitesse par modification de la la résistance rotorique.....	6
2-4) Réglage de la vitesse par introduction d'une F.E.M.suplementaire.....	7
I-A-3)Cascades et avantage de la cascade hyposynchrone...	9
3-1) Généralités.....	9
3-2) Cascade à récupération d'energie mécanique.....	11
3-3) Cascade à récupération d'energie électrique.....	11
I-B)Généralités sur les convertisseurs.....	
I-B-1)Rappel ET definitions.....	14
1-1) Diodes.....	14
1-2) Thyristors.....	14
1-3) Définitions.....	15
I-B-2)Alimentationà diodes avec pont de Greatz.....	16
2-1) Description.....	16
2-2) Valeur moyenne de la tension redressée.....	17
2-3) Valeur efficace de la tension redressée.....	17
2-4) Facteur de forme.....	17
2-5) Courant redressé.....	18

I-B-3)	Alimentation à thyristors avec pont de Graetz.....	19
3-1)	Définition.....	19
3-2)	Valeur moyenne de la tension redressée.....	19
3-3)	Valeur efficace de la tension redressée.....	20
3-4)	Facteur de forme.....	20
3-5)	Taux d'ondulation.....	20
3-6)	Courant dans l'onduleur avec commutation instantanée.....	20
I-B-4)	Phénomène d'empiètement.....	22
4-1)	Détermination de l'angle d'empiètement.....	22
4-2)	Chute de tension inductive.....	23
I-B-5)	Tension et courant dans les thyristors.....	25
5-2)	Tension inverse.....	25
5-3)	Courant dans les thyristors.....	25
I-B-6)	Commande dans les thyristors.....	29
<u>Chapitre II</u>		
II-1)	Principe.....	32
II-2)	Paramètres électriques.....	34
2-1)	Détermination du couple critique fictif.....	35
2-2)	Détermination du courant critique fictif.....	36
2-3)	Détermination de la tension critique fictive....	36
2-4)	Détermination de la puissance critique fictive..	36
II-3)	Dimensionnement.....	37
3-1)	Transformateur.....	37
3-2)	Diodes et Thyristors.....	38
3-3)	Self de lissage.....	38
II-4)	Caractéristique mécanique.....	40
4-1)	Caractéristique approchée.....	40
4-2)	Caractéristique réelle.....	40
II-5)	Facteur de puissance.....	40
II-6)	Dimensionnement et tracé de la caractéristique mécanique à partir d'un cas réel.....	41
6-1)	Données.....	41
6-2)	Dimensionnement des diodes.....	42
6-3)	Dimensionnement des thyristors.....	43

6-4) Dimensionnement de la self de lissage.....	43
6-5) Dimensionnement du transformateur.....	43
6-6) Détermination de la caractéristique naturelle du moteur.....	44
6-7) Détermination de la caractéristique mécanique pour différentes valeurs de l'angle	45

Chapitre III

III-1) Introduction	50
III-2) Zone du courant ininterrompu.....	52
2-1) Régime 1.....	52
2-2) Régime 2.....	56
III-3) Zone du courant interrompu.....	65
3-1) Régime 1.....	65
3-2) Régime 2.....	65

Chapitre IV

IV-1) Introduction.....	69
IV-2) Calcul du réglage de la vitesse des moteurs.....	69
IV-3) Différents concepts de régulation.....	71
IV-4) Détermination DES fonctions de transferts des différents éléments du circuit.....	75
IV-5) Calcul des paramètres.....	77

-BIBLIOGRAPHIE-

- M. KOSTENKO.
Machines electriques tome
- R. CHAUPRADE.
 - . Commande electronique des moteurs à courant continu;
 - . Commande electronique des moteurs à courant alternatif;
- R. MASCARIN.
 - . Redresseurs industriels.
- H. BUHLER.
 - . Electronique de puissance.
- S. HADJI et H. CHEKIREB.
 - . PROJET de fin d'etude.
- M. BENYAROU.
 - . Projet de fin d'étude.
- R. CHAUPRADE.
 - . R.G-E- Octobre 1976

