

THESE

3/87

PRESENTEE A :
L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

PAR :
Boualem HEMICI

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE
OPTION : **MACHINES**

SUJET

**COMMANDE DE LA VITESSE D'UN MOTEUR
ASYNCHROME PAR LES VARIABLES ROTORIQUES**

Soutenue publiquement le 25 Mai 1987 devant la commission d'examen :

Membres du JURY :

| | | |
|--------------------|--------|-----------|
| Président | M. Pr. | BENDAOU |
| Directeur de Thèse | M. | Z. BARSKI |
| Examineurs | M. | TRABELSI |
| | M. | A. MAAZI |
| | M. | K. MOUMEN |

THESE

PRESENTEE A :
L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

PAR :
Boualem HEMICI

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE
OPTION : **MACHINES**

SUJET

**COMMANDE DE LA VITESSE D'UN MOTEUR
ASYNCHRONE PAR LES VARIABLES ROTORIQUES**

Soutenue publiquement le 25 Mai 1987 devant la commission d'examen :

Membres du JURY :

| | | |
|--------------------|--------|--------------|
| Président | M. Pr. | BENDAOU |
| Directeur de Thèse | M. | Z. BARSKI |
| Examineurs | } | M. TRABELSI |
| | | M. A. MAAZI |
| | | M. K. MOUMEN |

REMERCIEMENTS.

Ce travail a été effectué au Département de GENIE ELECTRIQUE de l'Ecole Nationale Polytechnique sous la direction de Monsieur Z. BARSKI, à qui j'exprime ma profonde gratitude pour le suivi et les encouragements qu'il n'a cessé de me prodiguer jusqu'à l'achèvement de ce mémoire.

Je remercie vivement Monsieur A. BENDAOU, Professeur à l'Institut de Physique "U.S.T.H.B." qui me fait l'honneur d'assumer la présidence du Jury d'examen.

Mes sincères remerciements vont également à :

MM. A. MAAZI - Chargé de Cours à l'ENP
K. MOUMEN - Chargé de Cours à l'ENP
B. TRABELSI - Responsable de Recherche à l'E.N.E.L.

Que Mr. R. PERRET, Professeur à l'INPGRENOBLE, trouve ici l'expression de mes profonds remerciements pour m'avoir réservé un bon accueil dans le Laboratoire d'Electrotechnique qu'il dirige et pour les encouragements et les conseils qu'il m'a prodigués.

Mes chaleureux remerciements vont également à tous les Collègues et Amis du Département de Génie-Electrique, et en particulier :

MM. A. BOUBAKEUR - H. CHEKIREB - R. IBTIOUEN -
M. KOURGLI - M. O. MAHMOUDI - S. MEKHTOUB -
L. NEZLI - R. TAHMI - O. TOUHAMI - M. E. ZAIM.
M.S. BOUCHERIT.

pour l'ambiance amicale qu'ils ont créé et les idées fructueuses que nous avons échangées.

Mes sincères remerciements vont également à M^{elle}. A. SEKSAF pour les soins qu'elle a apporté lors de la frappe de ce mémoire.

A mes Chers Parents,

A mes Beaux Parents,

A ma Femme,

A mes Enfants.

- TABLE DES MATIERES -

| | |
|---|--------|
| 1. Liste des symboles utilisés | Page 3 |
| INTRODUCTION | 5 |
| Chapitre 1 : GENERALITES | 7 |
| 1 . Introduction | 7 |
| 2 . Gradateur statique | 7 |
| 3 . Cascade hyposynchrone | 9 |
| 4 . Variation de la vitesse par dissipation de l'énergie rotorique | 10 |
| 5 . Variation du glissement par un convertisseur direct | 11 |
| 6 . Variation de la vitesse à fréquence variable | 12 |
| Chapitre 2 : ANALYSE DE L'INFLUENCE DES SEMI-CONDUCTEURS SUR LE FONCTIONNEMENT DU MOTEUR | 14 |
| 1 . Introduction | 14 |
| 2 . Etude détaillée du groupemoteur asynchrone - Redresseur | 17 |
| 3 . Etude de la commutation du redresseur | 25 |
| 4 . Chute de tension due à la résistance du circuit rotorique | 27 |
| 5 . Caractéristique mécanique du moteur | 27 |
| Chapitre 3 : ETUDE DE LA CASCADE HYPOSYNCHRONE | 29 |
| 1 . Principe de fonctionnement | 29 |
| 2 . Schéma équivalent et établissement d'un modèle continu | 31 |
| 3 . Détermination de la fonction transfert | 34 |
| 4 . Réalisation de l'onduleur non autonome | 39 |
| 5 . Etude en bacle ouverte | 40 |
| 6 . Etude en boucle fermée | 51 |

| | |
|--|-----|
| Chapitre 4 : PERFORMANCES DE LA CASCADE HYPOSYNCHRONNE ... | 65 |
| 1 . Etude du rendement | 65 |
| 2 . Etude du facteur de puissance | 67 |
| 3 . Circuit du lissage du courant continu | 68 |
| 4 . Conclusion | 69 |
| Chapitre 5 : CASCADE PAR DISSIPATION DE L'ENERGIE ROTORIQUE | 70 |
| 1 . Description du montage | 70 |
| 2 . Principe de fonctionnement | 71 |
| 3 . Schéma équivalent alternatif | 72 |
| 4 . Schéma équivalent continu | 73 |
| 5 . Détermination de la fonction de transfert... | 74 |
| 6 . Etude en boucle ouverte | 80 |
| 7 . Commande de vitesse en boucle fermée | 82 |
| 8 . Conclusion | 86 |
| 9 . Réalisation du hacheur | 87 |
| Conclusion | 95 |
| Annexe I | 96 |
| Annexe II | 103 |
| Annexe III..... | 112 |
| Bibliographie | 113 |

LISTE DES SYMBOLES UTILISES

| | |
|--------------------|---|
| U_c (V) | : Tension continue à la sortie du redresseur |
| I_c (A) | : Courant continu à la sortie du redresseur |
| R_f (Ω) | : Résistance de la self de lissage |
| L_f (H) | : Inductance de la self de lissage |
| Γ (Nm) | : Couple développé par la moteur |
| g (SD) | : Glissement du moteur |
| N_s (tr/mn) | : Vitesse de rotation du champs tournant en tr/mn |
| N_r (tr/mn) | : Vitesse de rotation de l'arbre du moteur en tr/mn |
| Ω_s (rd/s) | : Vitesse angulaire du champ tournant |
| Ω_r (rd/s) | : Vitesse angulaire du l'arbre du moteur |
| P_t (W) | : Puissance transmise par le stator à l'entrefer |
| P_u (W) | : Puissance utile du moteur |
| P_r (W) | : Puissance récupérée par le pont de diodes |
| U_0 (V) | : Tension d'entrée au niveau de l'onduleur |
| U_2 (V) | : Tension entre deux phases du rotor |
| V_2 (V) | : Tension simple d'une phase du rotor |
| E_2 (V) | : Tension simple d'une phase du rotor quand il est à l'arrêt |
| I_2 (A) | : Courant d'une phase du rotor |
| U_1 (V) | : Tension entre deux phases du réseau |
| V_1 (V) | : Tension simple d'une phase du réseau |
| R_1 (Ω) | : Résistance de l'enroulement statorique ramené au secondaire |
| R_2 (Ω) | : Résistance de l'enroulement du rotor |

- X_1 (Ω) : Réactance de l'enroulement statorique ramenée sur secondaire
 X_2 (Ω) : Réactance de l'enroulement rotorique
 X_M (Ω) : Réactance magnétisante du moteur
 X_{cm} (Ω) : Réactance provoquant la chute de la tension à la commutation entre deux diodes du pont redresseur
 a (S.D.) : Rapport de transformation du moteur
 $E = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E_2$: Tension à la sortie du redresseur quand le rotor est à l'arrêt
 α ($^\circ$) : Angle d'amorçage de l'onduleur
 θ (S.D.) : Rapport cyclique du hacheur
 J ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$) : Moment d'inertie du groupe
 f ($\text{Nm}\cdot\text{s}/\text{rd}$) : Coefficient de frottement de la machine
 T_p (Nm) : Couple demandé par la charge
 T_e (s) : Constante de temps électrique
 T_m (s) = $\frac{J}{f}$: Constante de temps mécanique
 T_o (s) : Constante de temps de l'onduleur

INTRODUCTION

INTRODUCTION /

Depuis quelques années, l'étude des performances des moteurs asynchrones associés à des montages à semi-conducteurs fait l'objet d'innombrables publications scientifiques. La possibilité de la variation de vitesse par machine à courant alternatif intéresse tous les domaines industriels et techniques.

Les moteurs asynchrones sont appelés à remplacer les variateurs avec machines à courant continu dans certains domaines de fonctionnement (vitesses élevées, grandes puissances, robustesse et faible coût de fabrication).

Cependant, l'étude de ces moteurs associés à des montages à semi-conducteurs présente des difficultés expérimentales et théoriques qui empêchent une prédétermination d'une façon précise et systématique des caractéristiques du montage utilisé.

Le travail que nous présentons dans ce mémoire est la réalisation d'une commande de vitesse d'un moteur asynchrone à bagues. Cette commande est effectuée par action sur les paramètres rotoriques.

Une analyse détaillée de l'association moteur asynchrone-redresseur est présentée dans le chapitre II.

Dans les chapitres III et IV, nous présentons la cascade hyposynchrone en boucle ouverte et en boucle fermée. Pour cela, un modèle continu qui décrit le système a été mis au point. Ce modèle nous a permis d'établir une fonction de transfert de la cascade hyposynchrone et d'en déduire les régulateurs de vitesse et de courant par la méthode de la compensation des constantes de temps dominantes.

Dans le chapitre V, nous présentons le montage avec dissipation de l'énergie rotorique dans une résistance pulsée.

Dans les travaux (/4/ , /5/ , /6/ , /7/ , /8/ , /9/), les montages présentés utilisent des hacheurs à thyristors.

Dans ce mémoire, nous proposons un montage utilisant un hacheur à transistor de puissance fonctionnant à une fréquence relativement élevée.

CHAPITRE 1

CHAPITRE I / GENERALITES

I. INTRODUCTION /

La vitesse d'un moteur asynchrone dépend d'une part, de la fréquence d'alimentation au stator, qui détermine la vitesse synchrone et d'autre part, du glissement qui est donné par la caractéristique du moteur. On a la relation

$$\underline{Nr = (1 - g) \cdot Ns}$$

où Ns est la vitesse synchrone en tr/mn et g le glissement

La vitesse d'un moteur asynchrone peut être variée de deux manières différentes :

- En agissant sur le glissement g par réduction de la tension d'alimentation ou par une augmentation de la résistance des enroulements rotoriques dans le cas d'un moteur à bagues.
- En agissant sur la fréquence d'alimentation tout en gardant un flux d'entrefer constant.

II. GRADATEUR STATIQUE /

L'ensemble Gradateur-Moteur peut constituer un variateur de vitesse en boucle fermée (Fig. I.1).

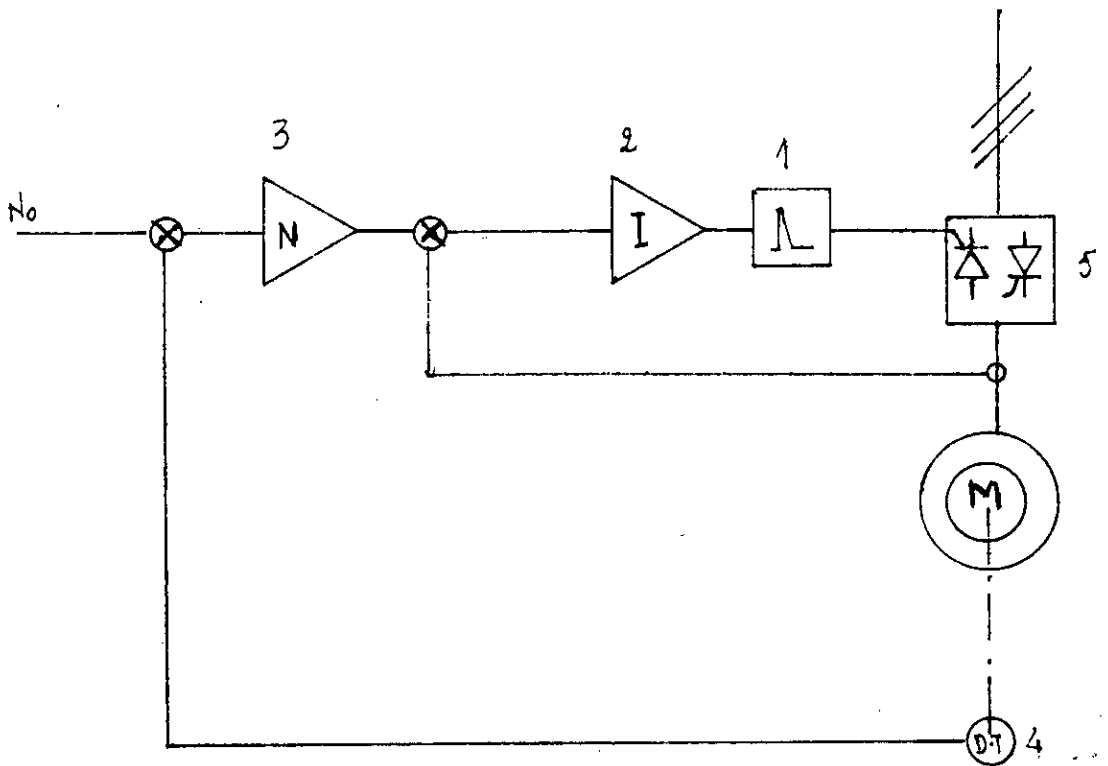


Fig. I.1 : Synoptique de la régulation de vitesse par gradateur.

1. Générateur d'impulsion
2. Régulateur de courant
3. Régulateur de vitesse
4. Dynamo-tachymétrique
5. Gradateur

La vitesse mesurée par une dynamo tachymétrique est comparée à l'entrée d'un régulateur de vitesse à la référence N_0 . Si l'erreur est positive $N_0 > N$, le gradateur augmente la tension appliquée au stator jusqu'à ce que $N = N_0$. Si $N_0 < N$, le gradateur réduit la tension appliquée au moteur. La stabilité de ce système ne pose aucun problème. Cependant, la plage de variation de la vitesse est très limitée en fonction de la charge.

III. CASCADE HYPOSYNCHRONNE / /10/, /11/, /12/, /13/,
/14/, /15/

Ce montage constitue l'objet de notre thèse. L'ensemble du moteur est représenté sur la Fig. I.2.

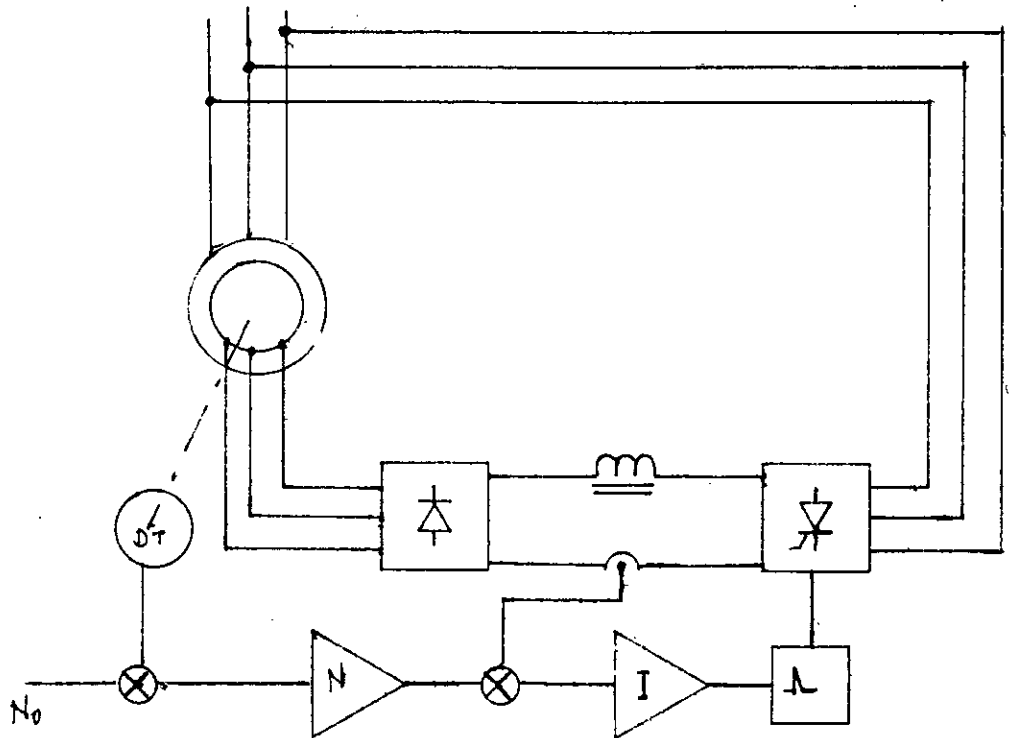


Fig. I.2 : Synoptique de la cascade hypochronne

Le couple du moteur est proportionnel au courant continu I_d qui est lui-même proportionnel à la différence entre la tension du redresseur à diodes et la f.c.e.m. opposée par l'onduleur. Il suffit donc de faire varier cette différence en jouant sur le retard à l'amorçage du pont onduleur pour augmenter ou diminuer le couple, donc la vitesse.

L'ensemble peut constituer un variateur de vitesse en boucle fermée. La vitesse est réglée en comparant la référence N_0 à la vitesse réelle N mesurée par dynamotachymétrique. La sortie du régulateur de vitesse est la référence du régulateur de courant (donc du couple) qui constitue la boucle intérieure.

IV. VARIATION DE LA VITESSE PAR DISSIPATION
DE L'ENERGIE ROTORIQUE /

On agit sur le glissement au moyen de résistances insérées dans le circuit rotorique. Le stator est connecté directement au réseau /4/, /5/, /6/, /7/, /8/, /9/, /16/.

Dans le circuit rotorique du moteur est connecté un redresseur à diode en pont triphasé et une résistance shuntée par un hacheur. Le schéma de principe est représenté à la Fig. I.3.

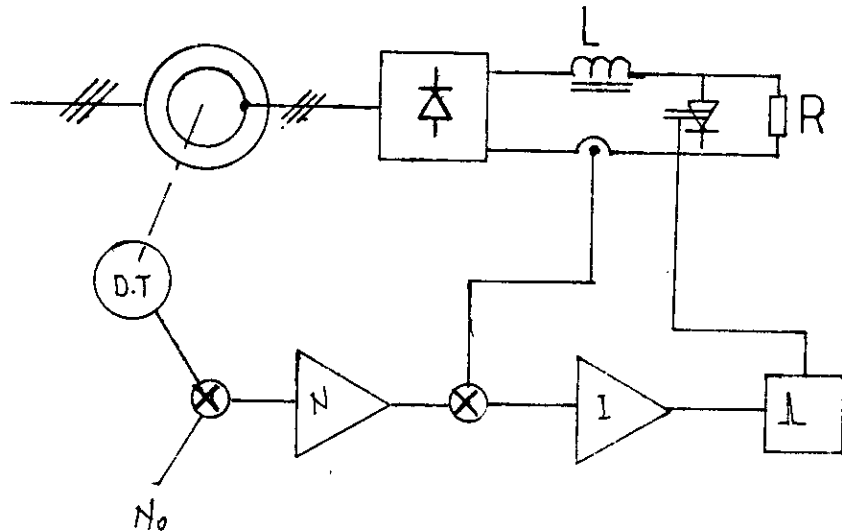


Fig.I.3 : Synoptique de la commande par résistance insérée dans le circuit rotorique.

V. VARIATION DU GLISSEMENT PAR UN CONVERTISSEUR DIRECT /

Dans certains cas d'applications, il est indispensable que la vitesse puisse aussi être variée au-dessus de la vitesse synchrone. Dans ce cas, on remplace la cascade de convertisseur par un convertisseur de fréquence direct /1/, /21/ (Cycloconvertisseur - Fig. I.4).

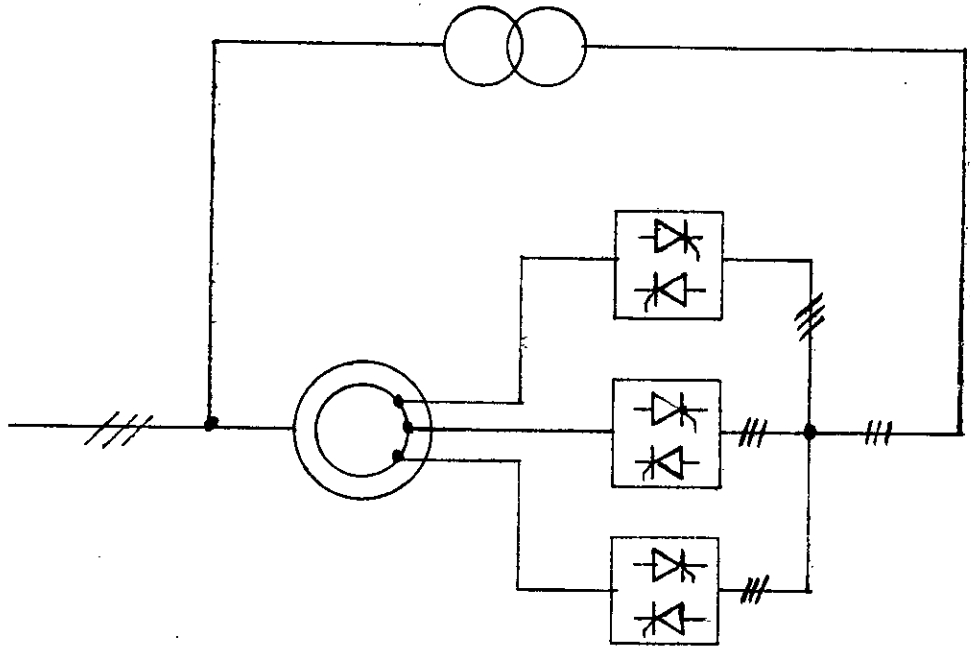


Fig. I.4 : Synoptique de la cascade hypersynchrone avec cycloconvertisseur.

En fonctionnement hyposynchrone, le convertisseur de fréquence récupère la puissance de glissement et la renvoie au stator.

En fonctionnement hypersynchrone, le convertisseur de fréquence fournit la puissance de glissement au circuit rotorique.

Pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone, on impose la fréquence du convertisseur selon le glissement recherché. La tension est à régler de sorte que le courant rotorique soit adapté à la charge du moteur.

IV. VARIATION DE LA VITESSE A FREQUENCE VARIABLE /

Le montage est constitué par une association d'un moteur asynchrone avec un onduleur autonome à commutation forcée.

Ce montage a fait l'objet d'une recherche très approfondie depuis une dizaine d'années. Il permet de faire varier la vitesse dans un grand domaine et même d'inverser le sens de rotation sans provoquer de pertes supplémentaires.

Il existe plusieurs possibilités d'association des convertisseurs statiques constituant la commande à flux constant d'un moteur asynchrone.

IV-a) Les cyclo-convertisseurs : (tous thyristors)

Les ondes de tension et de courants avoisinent la sinusoïde. Les cyclo-convertisseurs sont commutés par le réseau. La fréquence de sortie est inférieure au tiers (1/3) à celle de l'entrée.

IV-b) Onduleurs autonomes :

L'onduleur impose la fréquence. Pour garder le flux constant, on agit sur la tension d'alimentation en essayant de garder le rapport tension/fréquence constant. Cette régulation s'effectue par le redresseur ou par un hacheur placé en amont de l'onduleur Fig. I.5 et Fig. I.6.

Cependant, pour les onduleurs à modulation par largeur d'impulsion, les circuits de commande assurent à la fois le pilotage en fréquence et le réglage de la tension appliquée au moteur.

Ces fonctions sont assurées actuellement par des circuits intégrés spécialisés. Avec ce type d'onduleurs, les harmoniques sont considérablement réduits et limitent ainsi l'échauffement supplémentaire du moteur.

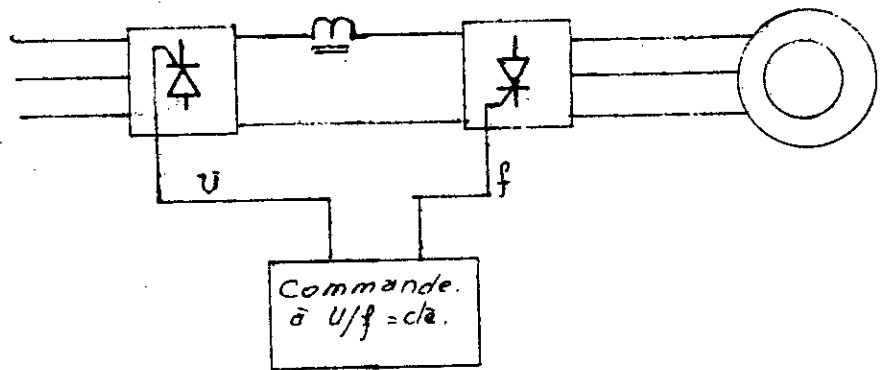


Fig. I.5 : Synoptique d'une commande simple à $U/f = cte$. U est commandé par le redresseur.

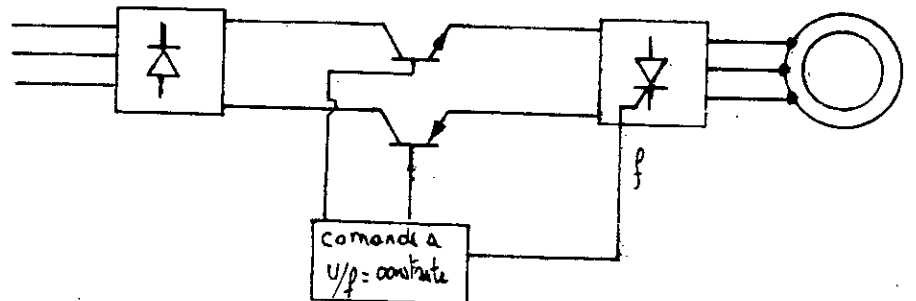


Fig. I.6 : Synoptique d'une commande à $U/f = cte$. U est commandé par un hacheur.

CHAPITRE 2

CHAPITRE II / ANALYSE DE L'INFLUENCE DES
SEMI-CONDUCTEURS SUR LE FONCTIONNEMENT
DU MOTEUR

I. INTRODUCTION /

Une variation du glissement provoquerait une variation de la vitesse du rotor N_r . La puissance développée par le moteur sur l'arbre est :

$$P_u = \Gamma \cdot \Omega_r$$

La puissance fournie au niveau de l'entrefer est :

$$P_t = \Gamma \cdot \Omega_s$$

La puissance $(P_t - P_u)$ est perdue dans le rotor sous forme de pertes joules :

$$P_{jr} = P_t - P_u = g \cdot \Gamma \cdot \Omega_s = g \cdot P_t$$

et

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

Ces relations nous permettent de conclure :

- à couple constant, la puissance transmise P_t au niveau de l'entrefer est constante ;
- en augmentant les pertes joules dans le circuit rotorique, la vitesse du rotor diminue ;
- une variation du courant rotorique I_2 entraîne une variation de la vitesse du moteur.

a) Récupération de l'énergie rotorique :

La puissance $P_r = (P_t - P_u)$ peut être récupérée et renvoyée au stator par le montage de la Fig. II.1. Ce montage constitue la cascade hyposynchrone.

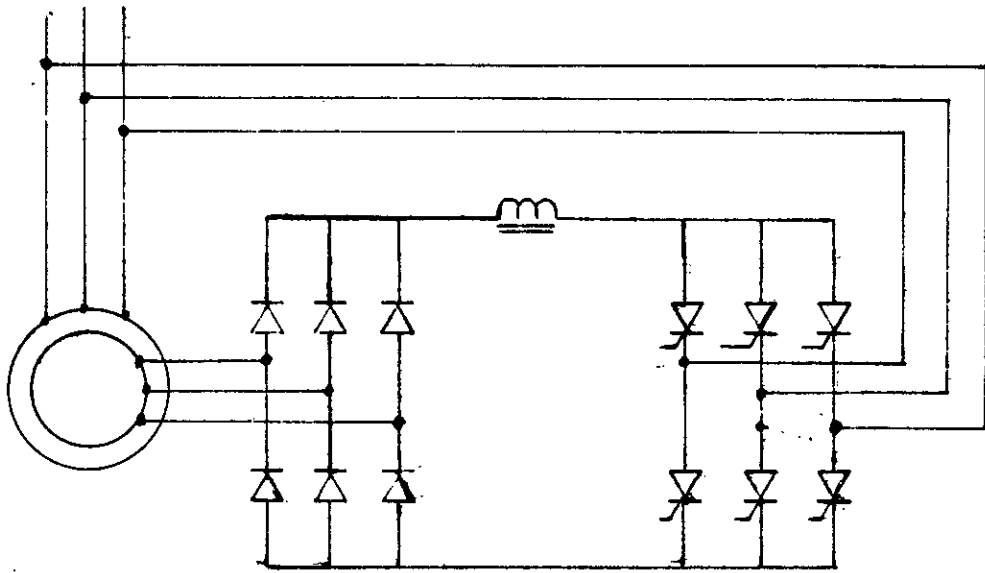


Fig. II.1 : Cascade hyposynchrone

La puissance P_r est récupérée par le pont de diodes et renvoyée au stator par un onduleur non autonome. La variation de la puissance P_r est liée à l'angle d'amorçage α du pont à thyristors.

b) Dissipation de l'énergie rotorique :

La puissance P_r peut être récupéré par un pont à diodes et dissipée dans une résistance R sous forme de pertes joules.

La Fig. II.2 représente un montage pouvant varier électroniquement la résistance R . (Voir Annexe I).

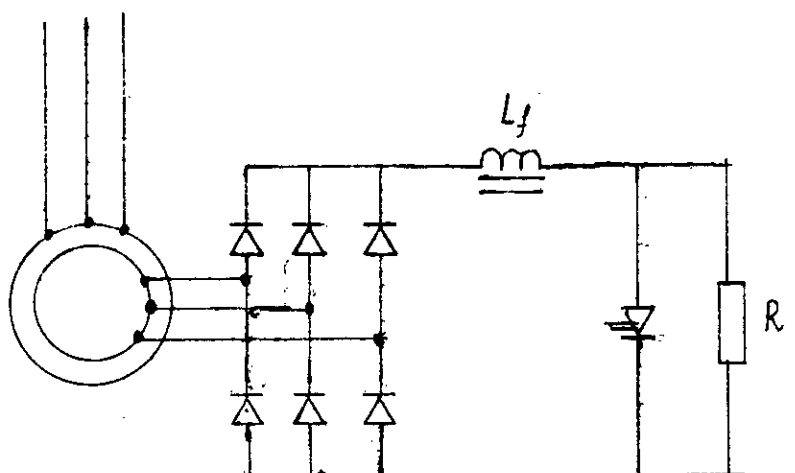


Fig. II.2 : Cascade par dissipation de l'énergie rotorique

Les deux montages représentés ci-dessus comportent un pont redresseur à diodes. Pour cela une étude de l'association Moteur-Asynchrone-Redresseur s'avère nécessaire.

II. ETUDE DETAILLEE DU GROUPE MOTEUR ASYNCHRONE-REDRESSEUR /

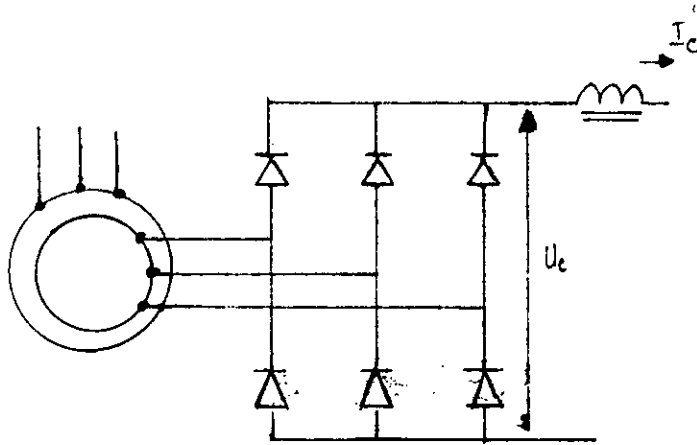


Fig. II.3 : Groupe moteur-asynchrone-redresseur

Le produit $P_c = U_c \cdot I_c$ est appelé puissance de glissement, sachant que $U_c = 1,35 \cdot U_2 = 2,34 \cdot V_2$

et $V_2 = g \cdot E_2$.

$$P_c = 2,34 \cdot E_2 \cdot I_c \cdot g.$$

Avec une bonne approximation, nous pouvons admettre que $P_c \cong (P_t - P_u) = g P_t$.

Cette relation nous permet d'exprimer le couple du moteur :

$$\Gamma = P_t / \Omega_p = P_c / g \Omega_s = 2,34 \cdot E_2 \cdot I_c / \Omega_p.$$

Dans cette relation, le couple ne tient compte que du fondamental du courant dans le rotor (I_2).

Si la self de lissage est parfaite (inductance infinie), et si la commutation dans le redresseur est instantanée, le courant dans le rotor serait constitué par des ondes carrées de 120° séparées de 60° .

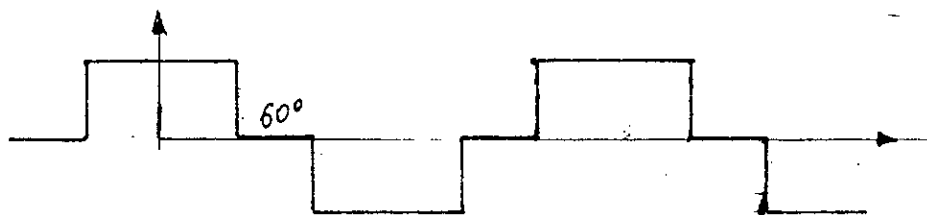


Fig. II.4

Le développement de cette onde en série de Fourier donne :

$$I_2 = \sum_{k=0}^{k=\infty} I. \cos(6.k \pm 1). \omega.t / (6k \pm 1)$$

Seul le fondamental du courant contribue à la création du couple /11/ ; /12/.

Les pertes joules dans le rotor sont :

$$P_{jr} = R_2 \cdot \left[(I_2 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \omega.t)^2 + \left(I_2 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \left(\omega.t - \frac{2\pi}{3} \right) \right)^2 + \left(I_2 \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \left(\omega.t - \frac{4\pi}{3} \right) \right)^2 \right]$$

Les harmoniques produisent des pertes joules additionnelles dans le rotor ($R_2 i^2$) ; ($i = \sum$ des courants harmoniques).

En négligeant la variation de la résistance R_2 en fonction de la fréquence, les pertes joules dans le rotor sont déterminées par la relation :

$$P = 3 \cdot R_2 \cdot I_2^2 \cdot \left(1 + \sum_{k=1}^{k=\infty} \frac{1}{(6.k \pm 1)^2} \right) = 3 \cdot R_2 \cdot I_2^2 \cdot \frac{\pi^2}{9}$$

avec $\frac{\pi^2}{9} = 1,09$.

Ce résultat nous permet de conclure que les pertes joules supplémentaires dans le rotor ne dépassent pas 10% de la valeur calculée en ne tenant compte que du fondamental.

A/ Effets des harmoniques de courant :

a) Harmonique de courant de rang 5 :

Les harmoniques de courant créés par le redresseur dans le rotor vont induire des courants dans le stator qui vont contribuer à la production de couples harmoniques.

Le rotor tourne à la vitesse $N_r = N_s(1-g)$.

La fréquence de l'harmonique 5 dans le rotor est $f_5 = 5gf$.

Ce courant triphasé produit un champ tournant dans l'entrefer à la vitesse $(-5N_s)$.

La vitesse effective du champ de l'harmonique 5 pour un observateur lié au stator est $N_s(1-6g)$. Ce champ induit dans le stator un courant de fréquence $(1-6g)f$.

Lorsque $g = \frac{1}{6}$, cette fréquence s'annule. La machine tourne à la ⁶ vitesse de synchronisme vis-à-vis de l'harmonique 5.

Le glissement de cet harmonique est $g_{(5)} = \frac{f_s}{f_r} = \frac{1-6g}{5g}$

Le schéma équivalent obtenu est représenté sur la Fig. II.5.

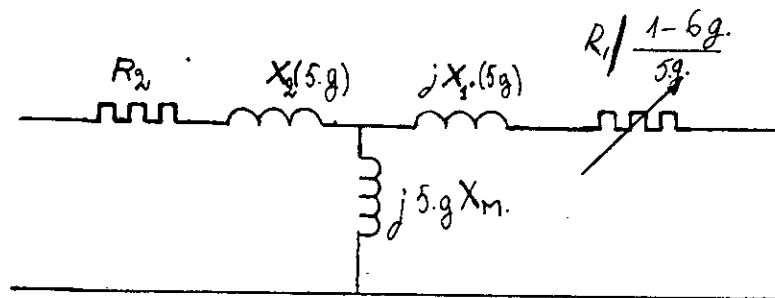


Fig. II.5 : Schéma équivalent

L'amplitude du courant induit dans le stator par le courant de l'harmonique 5 dans le rotor est : /1/ et /2/.

$$I_{1,5} = \frac{I_2}{5} \cdot \frac{X_M}{\sqrt{\frac{R_1^2}{(g-6g)^2} + (X_1 + X_M)^2}} \quad (1)$$

Ce courant est nul quand le glissement $g = \frac{1}{6}$.

b) Harmonique de rang supérieur :

Ces harmoniques du courant rotorique vont créer un flux dans l'entrefer et induire des courants au stator de la machine. Si le moteur tourne à la vitesse $N_r = (1-g).N_s$, le flux créé par l'harmonique de rang K se déplace à la vitesse : $N_k = (1-g)N_s + Kg.N_s = N_s(1-g.(1-K))$.

La fréquence induite au stator est donc $(1-g.(1-K))f_s$.

K est positif quand $K = 6m+1$

K est négatif quand $K = 6m-1$

Quand le glissement $g = 1/(1-K)$, la machine tourne au synchronisme vis-à-vis de l'harmonique considéré.

Le glissement de l'harmonique de rang K est $g_K = \frac{1-g(1-K)}{Kg}$

Ces courants harmoniques induits dans le stator, font que le courant statorique n'est plus sinusoidal, et en général, ce ne sera même pas un courant périodique de fréquence fondamentale égale à celle du réseau puisque les fréquences additionnelles ne sont plus des multiples entiers de celle-ci.

Quand le moteur tourne à la vitesse nominale, le stator se comporte comme un court-circuit pour les harmoniques de courant.

La valeur efficace du courant induit dans le stator est:

$$\bar{I}_{1,K} = \frac{I_2}{|K|} \cdot \frac{X_M}{\sqrt{\frac{R_2^2}{(1-g(1-K))^2} + (X_1 + X_M)^2}}$$

Ce courant harmonique de rang K est nul quand $g = \frac{1}{1-K}$

| Rang de L'harmonique | -5 | +7 | -11 | +13 |
|-----------------------------------|--------------------|--------------------|----------------------|----------------------|
| Ordre de succession du rotor | Inverse | Direct | Inverse | Direct |
| Fréquence rotorique | -5gfs | +7gfs | -11gfs | +13gfs |
| Vitesse absolue du champ tournant | (1-g)Ns - 5gNs | (1-g)Ns + 7gfs | (1-g)Ns - 11gNs | (1-g)Ns + 13gfs |
| Fréquence induite du stator | (1-6g)fs | (1+6g)fs | (1-12g)fs | (1+12g)fs |
| Glissement harmonique | $\frac{1-6g}{-5g}$ | $\frac{1+6g}{+7g}$ | $\frac{1-12g}{-11g}$ | $\frac{1+12g}{+13g}$ |
| Condition de synchronisme | g=+1/6 | g=-1/6 | g=+1/12 | g=-1/12 |

Ce tableau illustre un développement général par quelques valeurs numériques.

B/ Couples dûs aux harmoniques de courant :

Nous avons montré que la forme du courant dans le stator produit des harmoniques de courant de rang $(6k \pm 1)$. Ces derniers induisent dans le stator des harmoniques de : courant du même ordre qui vont engendrer des couples asynchrones parasites.

Pour l'analyse de ces couples harmoniques, nous allons prendre uniquement en compte l'harmonique de rang 5 qui est le plus important. Les pertes joules dissipées par l'harmonique de courant de rang 5 induit dans le stator sont données par :

$$P_{j(5)} = 3R_1 \cdot (I_{1,5})^2$$

$I_{1,5}$ = courant statorique induit par l'harmonique 5 du courant rotorique.

$$g(5) = \text{glissement harmonique} = \frac{1-6g}{5g}$$

La vitesse de synchronisme du champs engendré par l'harmonique 5 de courant est $N' = 5gNs$.

La puissance transmise par le rotor au stator est donc :

$$P_t(5) = \frac{P_j(5)}{g(5)} = \frac{3 \cdot R_1 \cdot I_{1,5}^2}{g(5)}$$

Le couple harmonique de rang 5 est alors donné par :

$$\Gamma_{(5)} = \frac{P_t(5)}{5 \cdot g \cdot \Omega_s} = \frac{3 \cdot R_1 \cdot I_{1,5}^2}{(1-6g) \cdot \Omega_s}$$

En utilisant la relation (1), le couple harmonique 5 est :

$$\Gamma_{(5)} = \frac{3 \cdot R_1}{\Omega_s \cdot (1-6g)} \cdot \left(\frac{I_2}{5}\right)^2 \cdot \frac{X_M^2}{\frac{R_1^2}{(1-6g)^2} + (X_1 + X_M)^2} \quad (2)$$

Le couple engendré par le fondamental du courant est :

$$\Gamma_{(1)} = \frac{3 \cdot R_1 \cdot I_2^2}{\Omega_s \cdot g}$$

L'étude du rapport $\Gamma_{(5)}/\Gamma_{(1)}$ nous renseigne sur l'ordre de grandeur du couple parasite,

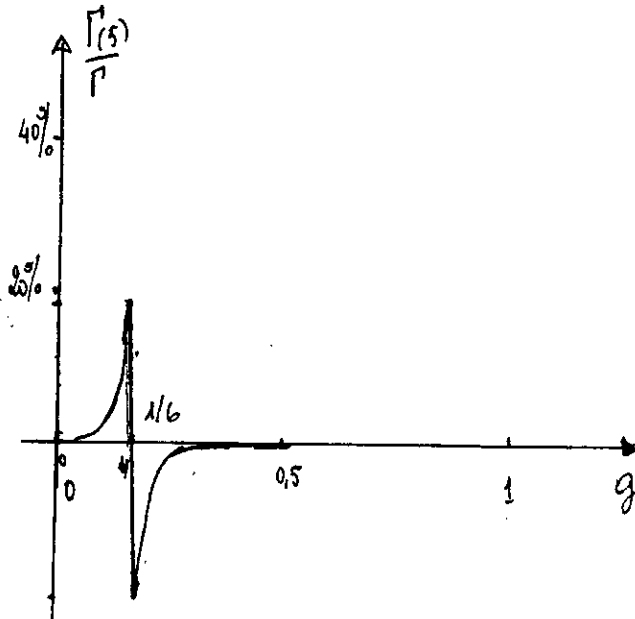
$$\frac{\Gamma_{(5)}}{\Gamma_{(1)}} = \frac{g}{g-6g} \cdot \frac{1}{25} \cdot \frac{X_M^2}{\frac{R_1^2}{(1-6g)^2} + (X_1 + X_M)^2}$$

le maximum est très inférieur à 1.

La courbe représentant le rapport $\Gamma_{(5)}/\Gamma_{(1)}$ quand g varie de 0 à 1 est dessiné sur la Fig. II.6.

Cette analyse nous montre que l'effet des couples parasites n'a aucune influence sur le couple engendré par le fondamental du courant.

Dans notre cas, pour $X_1 = 0,15 \Omega$, $R_1 = 0,062$ et $X_M = 3,65 \Omega$, ce rapport ne dépasse pas 20%.



Conclusion :

Cette étude nous permet d'admettre que l'effet des harmoniques de courant créés par le pont redresseur au niveau du rotor peut être négligé et n'affecte pas les caractéristiques du moteur. Néanmoins, le moteur s'échauffera un peu plus que dans un cas de fonctionnement normal vu que les résistances sont majorées à 10%.

III. ETUDE DE LA COMMUTATION DU REDRESSEUR /

La présence des réactances dans les phases du rotor du moteur asynchrone fait que la commutation entre deux diodes du redresseur n'est pas instantannée.

La forme de l'onde du courant dans le rotor est représentée sur la Fig. II.7.

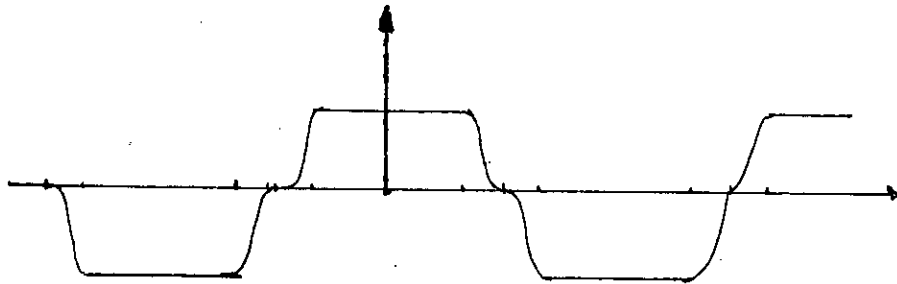


Fig. II.7 : Forme du courant dans le rotor

Le groupe moteur asynchrone-redresseur est symbolisé par le circuit de la Fig. II.8

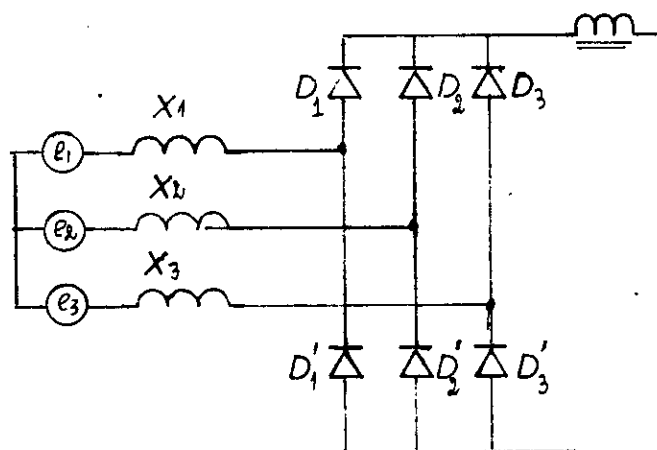


Fig. II.8 : Circuit équivalent rotor-redresseur

Pour l'étude de la commutation, nous allons considérer le passage du courant de la diode D_1 à la diode D_2 . Pour cela nous admettrons que durant cet instant, le courant I_c reste constant.

Au moment de la commutation, les deux diodes D_1 et D_2 conduisent en même temps.

$$I_c = I_{D_1} + I_{D_2} \quad (4)$$

I_{D_1} = courant dans la diode D_1 .

I_{D_2} = courant dans la diode D_2 .

Durant cet instant, il y a un circuit fermé ($e_1 - X_1 - D_1 - D_2 - X_2 - e_2 - e_1$).

Nous avons :

$$e_1 - e_2 = L_1 \frac{dI_{D_1}}{dt} - L_2 \frac{dI_{D_2}}{dt}$$

Comme $L_1 = L_2 = L$

l'équation (4) nous donne : $\frac{dI_{D_1}}{dt} = - \frac{dI_{D_2}}{dt}$

donc : $U = e_1 - e_2 = 2.L. \frac{dI_{D_1}}{dt}$

Si θ est la durée de la commutation : $\theta = \omega. (t_1 - t_0)$

$$1 - \cos \theta = \frac{2. X_r. I_d}{2 \sqrt{2} . E_2}$$

où $X_r = L. \omega$: réactance d'une phase du rotor.

L'amplitude du courant induit dans le stator par le courant de l'harmonique 5 dans le rotor est : /1/ et /2/.

$$I_{1,5} = \frac{I_2}{5} \cdot \frac{X_M}{\sqrt{\frac{R_1^2}{(1-6g)^2} + (X_1 + X_M)^2}} \quad (1)$$

Ce courant est nul quand le glissement $g = \frac{1}{6}$.

b) Harmonique de rang supérieur :

Ces harmoniques du courant rotorique vont créer un flux dans l'entrefer et induire des courants au stator de la machine. Si le moteur tourne à la vitesse $N_r = (1-g).N_s$, le flux créé par l'harmonique de rang K se déplace à la vitesse : $N_k = (1-g)N_s + Kg.N_s = N_s(1-g.(1-K))$.

La fréquence induite au stator est donc $(1-g.(1-K))f_s$.

K est positif quand $K = 6m+1$

K est négatif quand $K = 6m-1$

Quand le glissement $g = 1/(1-K)$, la machine tourne au synchronisme vis-à-vis de l'harmonique considéré.

Le glissement de l'harmonique de rang K est $g_K = \frac{1-g(1-K)}{Kg}$

Ces courants harmoniques induits dans le stator, font que le courant statorique n'est plus sinusoidal, et en général, ce ne sera même pas un courant périodique de fréquence fondamentale égale à celle du réseau puisque les fréquences additionnelles ne sont plus des multiples entiers de celle-ci.

Quand le moteur tourne à la vitesse nominale, le stator se comporte comme un court-circuit pour les harmoniques de courant.

La valeur efficace du courant induit dans le stator est:

$$I_{1,k} = \frac{I_2}{|K|} \cdot \frac{X_M}{\sqrt{\frac{R_1^2}{(1-g(1-k))^2} + (X_1 + X_M)^2}}$$

Ce courant harmonique de rang K est nul quand $g = \frac{1}{1-K}$

| Rang de L'harmonique | -5 | +7 | -11 | +13 |
|-----------------------------------|--------------------|--------------------|----------------------|----------------------|
| Ordre de succession du rotor | Inverse | Direct | Inverse | Direct |
| Fréquence rotorique | -5gfs | +7gfs | -11gfs | +13gfs |
| Vitesse absolue du champ tournant | (1-g)Ns - 5gNs | (1-g)Ns + 7gfs | (1-g)Ns - 11gNs | (1-g)Ns + 13gfs |
| Fréquence induite du stator | (1-6g)fs | (1+6g)fs | (1-12g)fs | (1+12g)fs |
| Glissement harmonique | $\frac{1-6g}{-5g}$ | $\frac{1+6g}{+7g}$ | $\frac{1-12g}{-11g}$ | $\frac{1+12g}{+13g}$ |
| Condition de synchronisme | g=+1/6 | g=-1/6 | g=+1/12 | g=-1/12 |

Ce tableau illustre un développement général par quelques valeurs numériques.

B/ Couples dûs aux harmoniques de courant :

Nous avons montré que la forme du courant dans le stator produit des harmoniques de courant de rang $(6k \pm 1)$. Ces derniers induisent dans le stator des harmoniques de : courant du même ordre qui vont engendrer des couples asynchrones parasites.

Pour l'analyse de ces couples harmoniques, nous allons prendre uniquement en compte l'harmonique de rang 5 qui est le plus important. Les pertes joules dissipées par l'harmonique de courant de rang 5 induit dans le stator sont données par :

$$P_{j(5)} = 3R_1 \cdot (I_{1,5})^2$$

$I_{1,5}$ = courant statorique induit par l'harmonique 5 du courant rotorique.

$$g_{(5)} = \text{glissement harmonique} = \frac{1-6g}{5g}$$

La vitesse de synchronisme du champs engendré par l'harmonique 5 de courant est $N' = 5gNs$.

La puissance transmise par le rotor au stator est donc :

$$P_e(5) = \frac{P_j(5)}{g(5)} = \frac{3 \cdot R_1 \cdot I_{1,5}^2}{g(5)}$$

Le couple harmonique de rang 5 est alors donné par :

$$\Gamma_{(5)} = \frac{P_e(5)}{5 \cdot g \cdot \Omega_s} = \frac{3 \cdot R_1 \cdot I_{1,5}^2}{(1-6g) \cdot \Omega_s}$$

En utilisant la relation (1), le couple harmonique 5 est :

$$\Gamma_{(5)} = \frac{3 \cdot R_1}{\Omega_s \cdot (1-6g)} \cdot \left(\frac{I_2}{5}\right)^2 \cdot \frac{X_M^2}{\frac{R_1^2}{(1-6g)^2} + (X_1 + X_M)^2} \quad (2)$$

Le couple engendré par le fondamental du courant est :

$$\Gamma_{(1)} = \frac{3 \cdot R_1 \cdot I_2^2}{\Omega_s \cdot g}$$

L'étude du rapport $\Gamma_{(5)}/\Gamma_{(1)}$ nous renseigne sur l'ordre de grandeur du couple parasite,

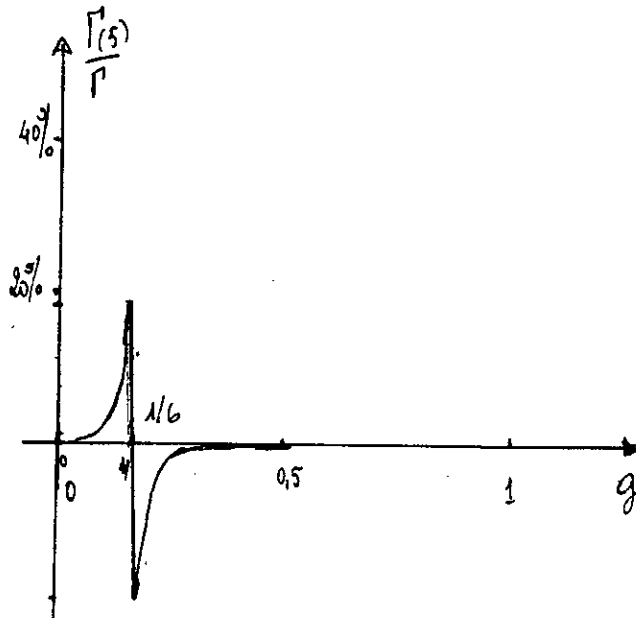
$$\frac{\Gamma_{(5)}}{\Gamma_{(1)}} = \frac{g}{(1-6g)} \cdot \frac{1}{25} \cdot \frac{X_M^2}{\frac{R_1^2}{(1-6g)^2} + (X_1 + X_M)^2}$$

le maximum est très inférieur à 1.

La courbe représentant le rapport $\Gamma_{(5)}/\Gamma_{(1)}$ quand g varie de 0 à 1 est dessiné sur la Fig. II.6.

Cette analyse nous montre que l'effet des couples parasites n'a aucune influence sur le couple engendré par le fondamental du courant.

Dans notre cas, pour $X_1 = 0,15 \Omega$, $R_1 = 0,062 \Omega$ et $X_M = 3,65 \Omega$, ce rapport ne dépasse pas 20%.



Conclusion :

Cette étude nous permet d'admettre que l'effet des harmoniques de courant créés par le pont redresseur au niveau du rotor peut être négligé et n'affecte pas les caractéristiques du moteur. Néanmoins, le moteur s'échauffera un peu plus que dans un cas de fonctionnement normal vu que les résistances sont majorées à 10%.

III. ETUDE DE LA COMMUTATION DU REDRESSEUR /

La présence des réactances dans les phases du rotor du moteur asynchrone fait que la commutation entre deux diodes du redresseur n'est pas instantannée.

La forme de l'onde du courant dans le rotor est représentée sur la Fig. II.7.

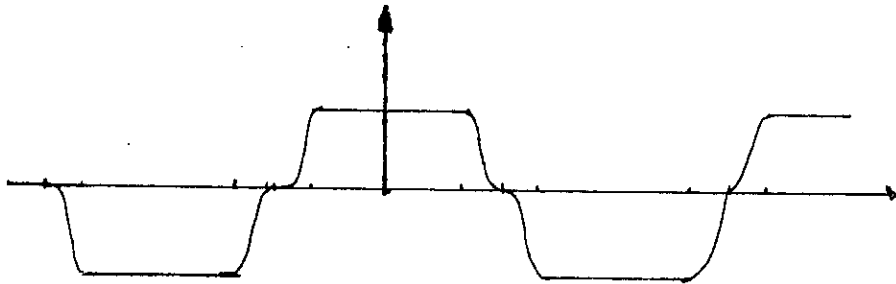


Fig. II.7 : Forme du courant dans le rotor

Le groupe moteur asynchrone-redresseur est symbolisé par le circuit de la Fig. II.8

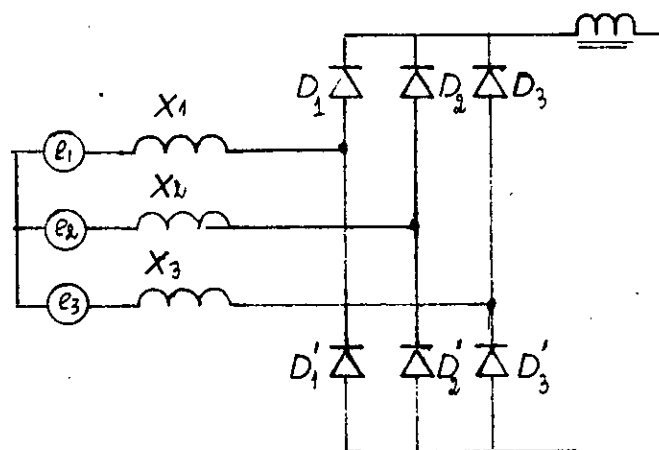


Fig. II.8 : Circuit équivalent rotor-redresseur

Pour l'étude de la commutation, nous allons considérer le passage du courant de la diode D_1 à la diode D_2 . Pour cela nous admettrons que durant cet instant, le courant I_c reste constant.

Au moment de la commutation, les deux diodes D_1 et D_2 conduisent en même temps.

$$I_c = I_{D_1} + I_{D_2} \quad (4)$$

I_{D_1} = courant dans la diode D_1 .

I_{D_2} = courant dans la diode D_2 .

Durant cet instant, il y a un circuit fermé ($e_1 - X_1 - D_1 - D_2 - X_2 - e_2 - e_1$).

Nous avons :

$$e_1 - e_2 = L_1 \frac{dI_{D_1}}{dt} - L_2 \frac{dI_{D_2}}{dt}$$

Comme $L_1 = L_2 = L$

l'équation (4) nous donne : $\frac{dI_{D_1}}{dt} = - \frac{dI_{D_2}}{dt}$

donc : $U = e_1 - e_2 = 2.L. \frac{dI_{D_1}}{dt}$

Si θ est la durée de la commutation : $\theta = \omega. (t_1 - t_0)$

$$1 - \cos \theta = \frac{2. X_r. I_d}{2 \sqrt{2} . E_2}$$

où $X_r = L. \omega$: réactance d'une phase du rotor.

A cet instant, la tension de sortie est la moyenne entre les tensions E_1 et E_2 .

Il y a donc une *chute* de tension par rapport au fonctionnement sans commutation. Cette chute de tension est déterminée par :

$$\Delta u = \int_{t_0}^{t_1} L \cdot \frac{dI_c}{dt} \cdot dt = L \cdot I_c.$$

Le redressement se fait par pont à 6 diodes, la commutation se produit 6 fois par période. La valeur moyenne de cette chute est :

$$\Delta u = \frac{6}{T} \int_{t_0}^{t_1} L \cdot dI = \frac{3 \cdot \omega \cdot L}{\pi} \cdot I_c$$

IV. CHUTE DE TENSION DUE A LA RESISTANCE DE CIRCUIT ROTORIQUE /

Le courant I_c passe toujours par 2 phases du rotor. La chute de tension introduite par ces résistances est $\Delta u = 2R_2 \cdot I_c$

V. CARACTERISTIQUE MECANIQUE DU MOTEUR /

La caractéristique couple-vitesse du moteur est légèrement déplacée par rapport à la même caractéristique du moteur dans un fonctionnement normal.

Les chutes de tension citées plus haut vont être vues par le moteur comme une résistance additionnelle insérée dans le circuit rotorique.

CHAPITRE 3

CHAPITRE III / ETUDE DE LA
CASCADE HYPOSYNCHROME

Le chapitre précédent nous a permis de prédéterminer certains paramètres de la machine asynchrone comportant un redresseur au niveau du rotor.

L'effet des harmoniques introduit par le pont à diodes est négligeable.

1. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT /

Le réglage de la vitesse du moteur s'effectue en agissant sur l'angle de retard à l'amorçage des thyristors du pont onduleur.

Cet angle α peut varier de 90° à 180° .

La tension à l'entrée de l'onduleur dépend de α par la relation :

$$U_0 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_1 \cdot \cos \alpha \quad (1)$$

V_1 est la valeur efficace de la tension du réseau par phase.

La tension aux bornes du rotor est $U_2 = g \cdot V_1 / a$

a : rapport de transformation du moteur (stator/rotor).

La tension à la sortie du redresseur est donc : U_c

$$U_c = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_2 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot g \cdot V_1 / a \quad (2)$$

Quand on néglige la chute de tension aux bornes de l'inductance du filtre, on a : $U_c = -U_0$.

C'est à dire : $-g/a = \cos \alpha \quad (3)$

Cette relation nous permet de conclure que le glissement du moteur est imposé par l'angle α de retard à l'amorçage.

La puissance de glissement (P_2) du moteur est constituée par les pertes joules dans le rotor ($3R_2 \cdot I_2^2$) et de la puissance continue à la sortie du redresseur ($U_c \cdot I_c$).

$$P_2 = 3R_2 \cdot I_2^2 + U_c \cdot I_c \quad (4)$$

La puissance transmise par le stator au niveau de l'entrefer est :

$$P_t = \frac{P_2}{g} = \Gamma \cdot \Omega_s = \frac{3R_2 \cdot I_2^2 + U_c \cdot I_c}{g} \quad (5)$$

d'où :

$$\Gamma = \frac{3R_2 \cdot I_2^2 + U_c \cdot I_c}{g \cdot \Omega_s} \quad (6)$$

En charge, si on admet que les pertes joules dans le rotor sont négligeables devant la puissance renvoyée par l'onduleur au stator, on a :

$$\Gamma = \frac{U_c \cdot I_c}{g \cdot \Omega_s}$$

comme :

$$U_c = \frac{3 \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_1 \cdot g/a$$

donc :

$$\Gamma = \frac{3 \sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{\Omega_s a} \cdot U_1 \cdot I_c \quad (7)$$

Cette relation nous permet de conclure que le couple est directement proportionnel à la valeur du courant continu à la sortie du pont redresseur à diodes.

2. SCHEMA EQUIVALENT ET ETABLISSEMENT D'UN MODELE CONTINU /

a) Schéma équivalent :

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

$$\begin{cases} V_1 = R_1 \cdot I_1 + jL_1 \omega \cdot I_1 - jM \omega \cdot I_2 \\ V_2 = jgM\omega \cdot I_1 - (R_2 + jL_2 \omega \cdot g) I_2 \end{cases} \quad (8)$$

soit :

$$V_1' = \frac{V_1}{a} : \text{tension de phase au primaire ramené au secondaire.}$$

$$I_1' = a \cdot I_1 : \text{courant de phase au primaire ramené au secondaire.}$$

Les relations (8) deviennent :

$$\begin{cases} g \cdot V_1' = g \cdot \frac{R_2}{a^2} \cdot I_1' + j \cdot I_1' \cdot g \left(\frac{L_1 \omega}{a^2} - \frac{M \omega}{a} \right) - j \cdot \frac{M \omega}{a} \cdot g \cdot (I_2 - I_1') \\ V_2 = j \cdot g \cdot \frac{M \omega}{a} \cdot (I_1' - I_2) - \left[R_2 + j \left(L_2 \omega \cdot g - g \frac{M \omega}{a} \right) \right] \cdot I_2 \end{cases} \quad (9)$$

Ces deux équations permettent de tracer le schéma :

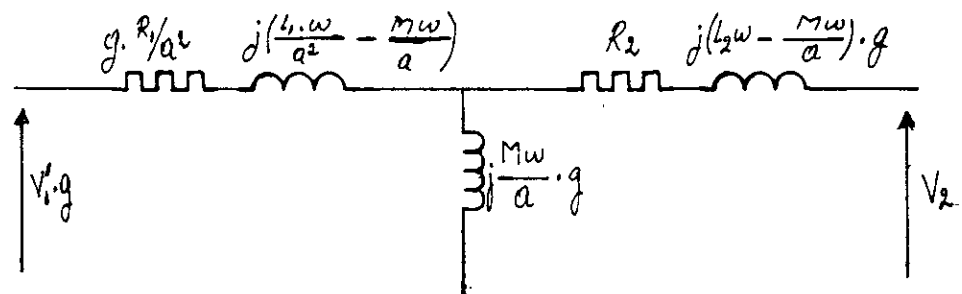


fig 3-1

Le schéma complet jusqu'à l'entrée de l'onduleur est donné par la figure 3-2.

- M : Mutuelle stator/rotor
- L_1 : Inductance propre stator
- L_2 : " " rotor

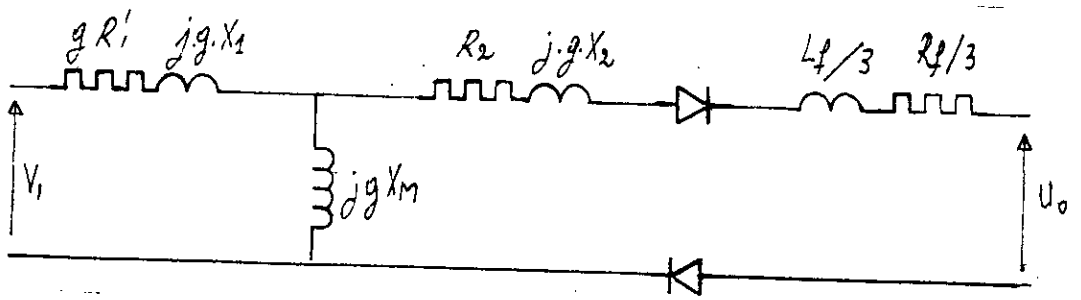


Fig 3-2 : Schéma équivalent par phase.

La chute de tension due à la commutation des diodes du pont redresseur (14/ ; 15/ ; 16/ ; 17/) est :

$$\Delta U = \frac{3}{\pi} \cdot g \cdot (X_1 + X_2) \cdot I_c \quad (10)$$

b) Etablissement d'un modèle continu :

En tenant compte des chutes de tension vues précédemment, le schéma équivalent de la figure 3-2 est ramené au schéma de la figure 3-3 qui ne comporte qu'un circuit à courant continu.

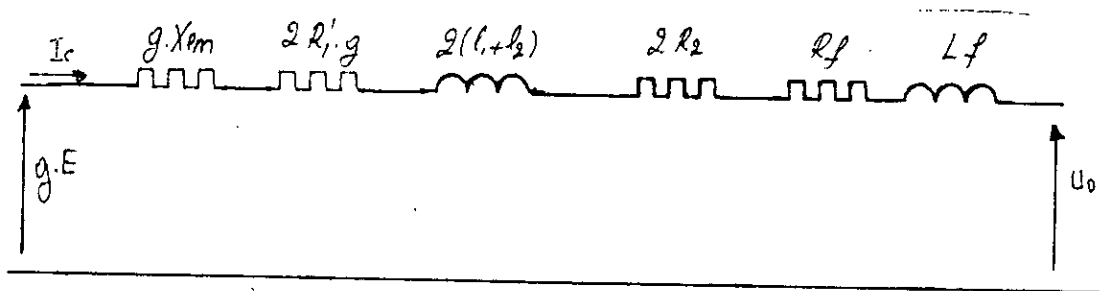


Fig 3-3: schéma équivalent du modèle continu

Le régime statique régissant le circuit de la est :

$$g \cdot \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{V_1}{a} = I_c \cdot (g \cdot X_{em} + 2 \cdot R'g + 2 \cdot R_2 + R_f) - \frac{3 \cdot \sqrt{6}}{\pi} \cdot V_1 \cdot \cos \alpha$$

$$g \cdot \left(\frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{V_1}{a} - (X_{lm} + 2 \cdot R'_1) \cdot I_c \right) = (2 \cdot R_2 + R_f) \cdot I_c - \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_1 \cdot \cos \alpha$$

Si on néglige la chute de tension primaire devant la f.e.m.E, on a :

$$g = -a \cdot \cos \alpha + K_t \cdot I_c = g_0 + K_t \cdot I_c \quad (11)$$

$$K_t = \frac{\pi \cdot a}{3 \cdot \sqrt{6} \cdot V_1} \cdot (2R_1 + R_f) \quad -g_0 = a \cdot \cos \alpha.$$

La relation (11) nous permet d'établir les caractéristiques courant-glissement pour différentes valeurs de g_0 . Ces courbes sont représentées sur la *figure 3-4*

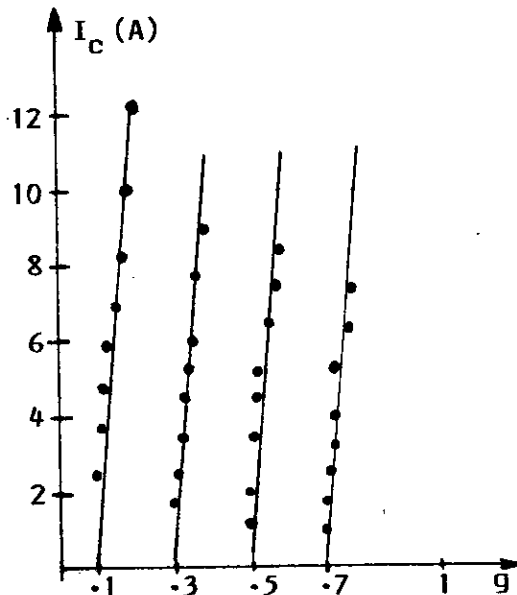


fig: 3-4 :

Caractéristique courant glissement pour différentes valeurs de g_0 .
 ... Valeur expérimentale
 — Valeur théorique

On remarque la ressemblance avec la caractéristique du moteur en fonctionnement normal.

Le glissement g_0 est obtenu en agissant sur α , l'angle d'amorçage des thyristors. La vitesse du moteur diminue en fonction de la charge (quand I_c augmente). Cette conclusion nous montre la nécessité de l'utilisation d'une boucle de régulation pour avoir un réglage précis de la vitesse. Cependant, cette précision est limitée par la courbe ($\alpha = 90^\circ$; "caractéristique naturelle du moteur).

3. DETERMINATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT POUR LES PETITES VARIATIONS /

L'analyse du régime transitoire de la cascade est pratiquement impossible. Cependant, une fonction de transfert valable pour les petites variations autour d'un point de fonctionnement peut être déterminée. Pour cela, nous prenons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- On néglige l'effet des harmoniques engendrés par le pont de diodes au niveau du rotor.
- On suppose le courant parfaitement lisse.
- On néglige les chutes de tension statoriques.
- On néglige les pertes dues à la commutation.

Le couple développé par le moteur est alors :

$$\Gamma = \frac{E \cdot I_c}{\Omega_s}$$

Posons $R = 2R_2 + R_f$ $L = L_f + 2(l_1 + l_2)$

Le schéma équivalent établi à la *figure 3-3* devient

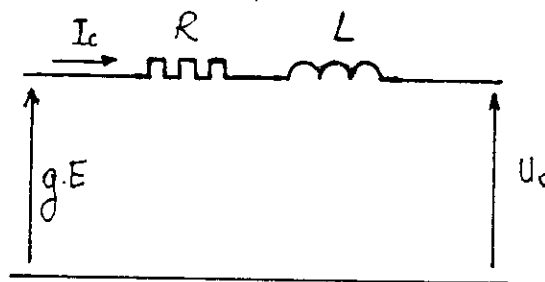


fig 3-5

Ce circuit nous permet d'établir l'équation :

$$gE = (R + Lp) I_c + U_c \quad (13)$$

En régime permanent, quand le courant I_c est constant, nous avons $gE = R.I_c + U_0$ ou :

$$I_c = \frac{gE - U_0}{R} \quad (14)$$

Une petite variation du courant I_c se traduit dans l'équation par :

$$\Delta I_c = \frac{E \cdot \Delta g - \Delta U_0}{R} \quad (15)$$

comme :

$$g = \frac{\Omega_p - \Omega_r}{\Omega_s}$$

La variation Δg est donnée par :

$$\Delta g = \frac{-\Delta \Omega_r}{\Omega_s} \quad (16)$$

(Ω_s étant constante).

D'après l'équation (12) le couple développé par la machine est :

$$\Gamma = \frac{E \cdot I_c}{\Omega_s}$$

Une perturbation du courant I_c , introduit donc une variation du couple

$$\Delta \Gamma = \frac{E}{\Omega_s} \cdot \Delta I_c = \frac{E}{\Omega_s} \cdot \frac{E \cdot \Delta g - \Delta U_0}{R} \quad (17)$$

L'équation mécanique du groupe est :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} + f \cdot \Omega_r = \Gamma \quad (18)$$

en régime établi (c'est à dire quand la vitesse est constante) :

$$f \cdot \Omega_r = \Gamma \quad (19)$$

la perturbation du couple se traduit par :

$$\Delta \Gamma = f. \Delta \Omega_r \quad (20)$$

En régime dynamique les équations (14) à (20) deviennent :

$$\Delta I_c = \frac{1}{R+Lp} \left(-\Delta \Omega_r \frac{E}{\Omega_p} - \Delta U_o \right) \quad (21)$$

$$\Delta \Gamma = \frac{E}{\Omega_p} \cdot \Delta I_c \quad (22)$$

$$\Delta \Omega_r = (\Delta \Gamma - \Delta \Gamma_L) \cdot \frac{1}{(f+J.p)} \quad (23)$$

où $\Delta \Gamma_L$ est le couple de charge de la cascade hypochronique.

La commande de l'onduleur est du type arc-cosinus.

$$U_o = \frac{3 \cdot \sqrt{6}}{\pi} \cdot V_1 \cdot \cos \alpha = U_d \cdot \cos \alpha$$

La tension de commande U_h est proportionnelle à

$$U_h = G \cdot U_o \quad (24)$$

Le pont onduleur introduit une constante de temps T_o

$$T_o = \frac{3,33}{2} \text{ ms} = 1,67 \text{ ms}$$

Les équations (21), (22), (23) et (24) nous permettent d'établir le modèle continu de la cascade hypochronique. Ce modèle est représenté à la *figure 3-6*

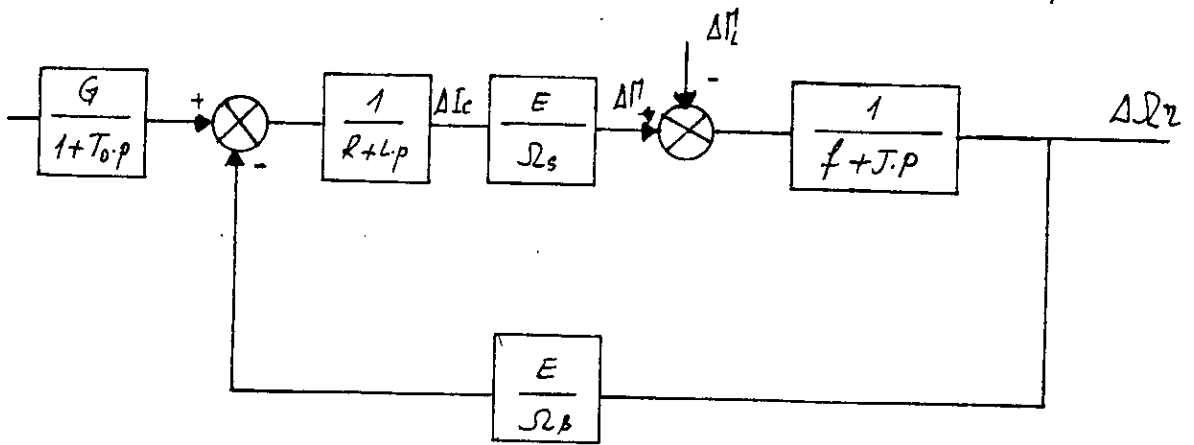


fig 3-6: schéma synoptique du modèle continu.

- a) Détermination de la fonction de transfert à couple constant :

Le schéma de la figure 3-6 nous permet d'écrire :

$$\Delta \Omega_r = \frac{1}{(f + J.p)} \cdot \frac{E}{\Omega_b} \cdot \frac{1}{R + L.p} \cdot \left(\Delta U_h \cdot \frac{G}{1 + T_0.p} - \frac{E}{\Omega_b} \cdot \Delta \Omega_r \right) \quad (25)$$

Quand on tient compte de la constante de temps de l'onduleur, la fonction de transfert de la cascade hyposynchrone est :

$$\Delta \Omega_r = \frac{G \cdot \frac{E}{\Omega_b} \cdot \Delta U_h}{f \cdot R \cdot \left((1 + T_e.p)(1 + T_m.p) + \frac{E^2}{\Omega_s^2 \cdot f \cdot R} \right) (1 + T_0.p)} \quad (26)$$

où $T_e = \frac{L}{R}$ = constante de temps électrique du groupe.

$T_m = \frac{J}{f}$ = constante de temps mécanique du système à vide.

- b) Détermination de la fonction de transfert quand α est constant :

Quand α est constant, la tension de commande U_h est constante.

Une variation de la charge, entraîne une variation du couple Γ_L

Le schéma de la *figure 3-6* nous permet d'écrire ($U_h = 0$).

$$\Delta \Omega_r = \frac{1}{f + J \cdot p} (\Delta \Gamma - \Delta \Gamma'_L) \quad (27)$$

$$\Delta \Gamma = -\Delta \Omega_r \cdot \frac{E^2}{\Omega_s^2} \cdot \frac{1}{R + L \cdot p} \quad (28)$$

La combinaison des équations (27) et (28) nous donne :

$$\Delta \Omega_r = \frac{-\Delta \Gamma'_L \cdot (1 + T_e \cdot p)}{f \cdot \left((1 + T_m \cdot p)(1 + T_e \cdot p) + \frac{E^2}{\Omega_s^2 \cdot R \cdot f} \right)} \quad (29)$$

c) Conclusion :

Une augmentation de U_h entraîne une augmentation de la vitesse ; par contre, une augmentation du couple de la charge entraîne une diminution de la vitesse.

La constante de temps T_0 de l'onduleur peut être négligée dans la suite de notre étude car elle est très faible devant T_e et T_m .

L'équation (26) devient alors :

$$\Delta \Omega_r = \frac{G \cdot \frac{E}{\Omega_s} \cdot \Delta U_h}{f \cdot R \cdot \left((1 + T_e \cdot p)(1 + T_m \cdot p) + \frac{E^2}{\Omega_s^2 \cdot f \cdot R} \right)} \quad (30)$$

4. REALISATION DE L'ONDULEUR NON AUTONOME /

L'onduleur réalisé est constitué par un montage en pont de Graetz triphasé à thyristor. Le schéma synoptique du montage est représenté sur la *figure 3-7*.

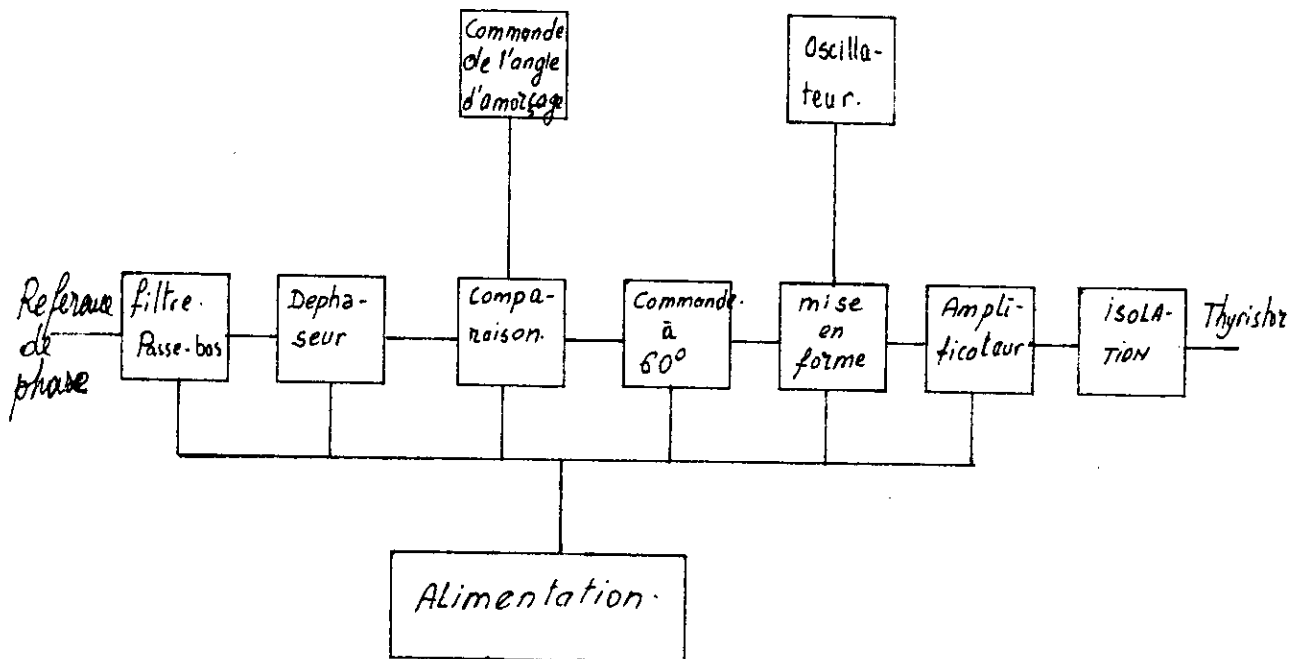


fig 3-7 : schéma synoptique de la commande de l'onduleur

La commande de l'onduleur est du type vertical "arc-cosinus" avec un gain constant $G = 81$. Le choix de cette commande est qu'elle est très bien adaptée pour les systèmes nécessitant de grandes performances de régulation. La fonction de transfert de ce montage pour une conduction continue peut être approximée par :

$$F(p) = \frac{G}{A + T_0.p}$$

où $T_0 = 1,67$ ms est la constante de temps de l'onduleur.

Le montage étant appelé à fonctionner presque uniquement en onduleur, et pour éviter des ratés d'impulsion, nous avons utilisé un train d'impulsion de 15 KHz pendant une durée de 62° , soit 3,4 ms fourni par un monostable à amplificateur opérationnel.

La commande de l'angle d'amorçage des thyristors s'effectue par une tension variable d'amplitude maximale $\pm 3,67$ V.

L'amplification de courant est découplée par un condensateur de 0,1 μ F pour éviter une interférence entre les différentes bases des transistors constituant cet amplificateur.

Le filtre passe-bas est nécessaire pour éliminer les parasites dus à la commutation des thyristors.

Chaque thyristor est protégé par un réseau R.C empêchant ainsi le thyristor d'être soumis à des surtensions inadmissibles lors des commutations.

5. ETUDE EN BOUCLE OUVERTE /

a) Identification d système :

La machine utilisée est un moteur asynchrone :

Fournisseur : ALSTHOM (Belfort 1961).

Rotor bobiné : 100V, 24A.

5CV, 1430tr/mn.

U 220/380V $\cos \varphi = 0,8$.

I = 14,8A en Δ

La charge est constituée par une génératrice à courant continu :

LEORY : Angoulême (France).

Type C32 N° 21.907.

N = 1500 tr/mn.

P : 3kW . Shunt.

110V, 32A.

JN = 1,2A.

Le schéma équivalent du moteur est :

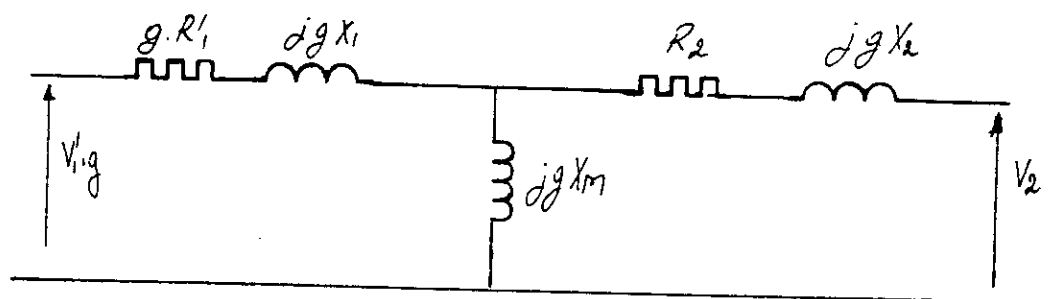


fig 3-8 : schéma équivalent du moteur

Les essais d'identification de la machine nous ont permis de déterminer ses paramètres :

$$\begin{aligned}
 a &= 3,8 \\
 X_1 &= 0,13 \ \Omega \\
 X_2 &= 0,15 \ \Omega \\
 R_1 &= 0,062 \ \Omega \\
 R_2 &= 0,25 \ \Omega \\
 X_m &= 3,65 \ \Omega \\
 f &= 11,18 \cdot 10^{-3} \text{ J.}\Delta \\
 J &= 0,11 \text{ Kg.m}^2.
 \end{aligned}$$

Pour l'inductance de filtrage, nous avons utilisé deux bobines différentes :

1. $L_f = 10,9 \text{ mH} ; R_f = 0,13 \ \Omega$
2. $L_f = 1,65 \text{ H} ; R_f = 0,65 \ \Omega$

Pour notre étude, nous allons prendre la self n° 1.
(ie. $L_f = 10,9 \text{ mH} ; R_f = 0,13 \ \Omega$).

Les paramètres du schéma de la *figure 3-5* sont alors :

$$R = 2R_2 + R_f = 0,63 \Omega$$

$$L = L_f + 2(l_1 + l_2) = 12,1 \text{ mH};$$

donc la constante de temps électrique $T_e = 19,21 \text{ ms}$.

Le facteur d'amplification G de l'onduleur est :

$$G = \frac{U_d}{U_h} = -81$$

Le signe (-) moins vient du fait qu'en marche onduleur, U_h est négatif.

b) Calcul de la fonction de transfert :

b.1 : Fonction de transfert pour une variation de U_h

Nous avons constaté qu'une variation de la tension de commande U_h entraînait une variation de la vitesse du moteur. Cette variation est déterminée par la relation

$$\Delta \Omega_r = \frac{\frac{G \cdot E}{\Omega_s \cdot R \cdot f}}{(1 + T_{e,p})(1 + T_{m,p}) + \frac{E^2}{\Omega_s^2 \cdot R \cdot f}} \cdot \Delta U_h$$

Dans le cas de notre machine :

$$E = 135 \text{ V.}$$

$$\Omega_s = 157 \text{ rd/s}$$

La fonction de transfert du système utilisé est alors, à vide :

$$\Delta \Omega_r = \frac{-93,29}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \cdot \Delta U_h \quad (31)$$

Dans le cas de notre machine $\omega_0 = 23,7$ rd/s.

$$\xi = 1,1$$

On constate que dans le cas où ΔU_h est négative (augmentation de ΔU_h), la vitesse augmente ($\Delta \Omega_r$ est positif) et la vitesse diminue quand ΔU_h est positive, ce qui est évident.

Remarque :

Lorsque la tension de l'onduleur devient supérieure ou égale à $E = 135V$, le courant continu I_c est nul et le moteur s'arrête.

Pour que le moteur ne s'arrête pas, il faut que :

$$U_h \text{ min.} = -1,67V.$$

b-2) Réponse à un échelon de la tension de commande :

Les essais effectués sur le système réalisé ont donné les résultats représentés sur les figures 3-9 et 3-10

Ces courbes ont été relevées sur une table traçante.

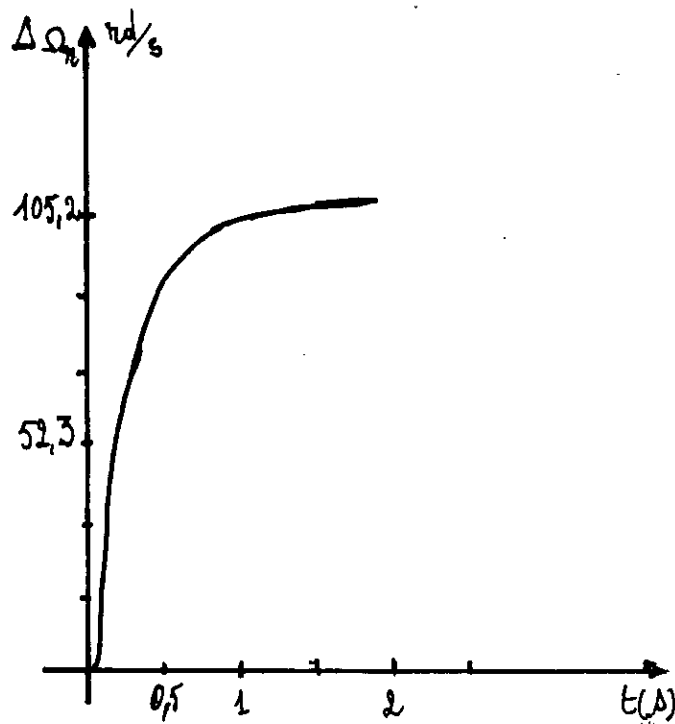


fig 3-9 : démarrage du moteur

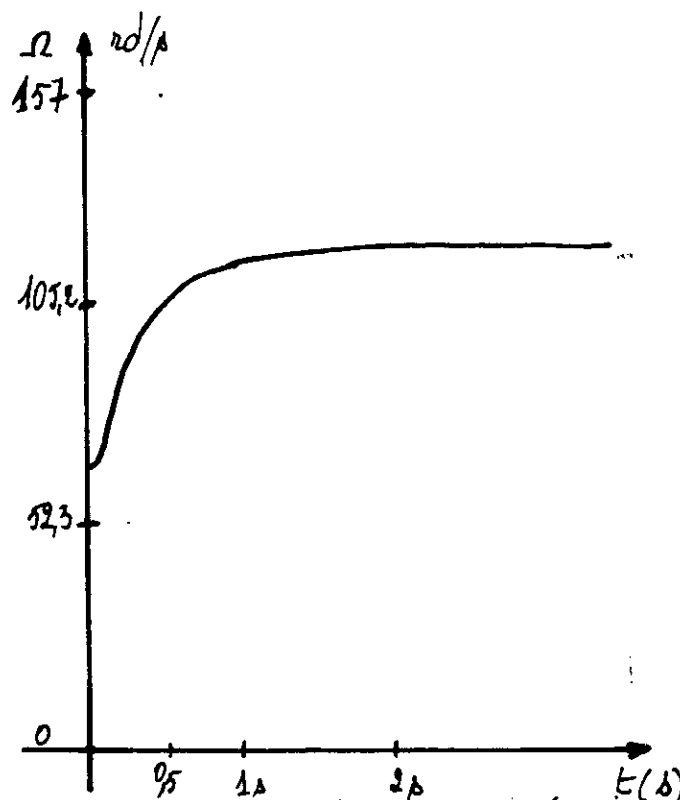


fig 3-10 : Variation de la consigne de vitesse

Les figures 3-11 et 3-12 représentent les courbes tracées par ordinateur, obtenues à partir de la fonction de transfert (expression 31) :

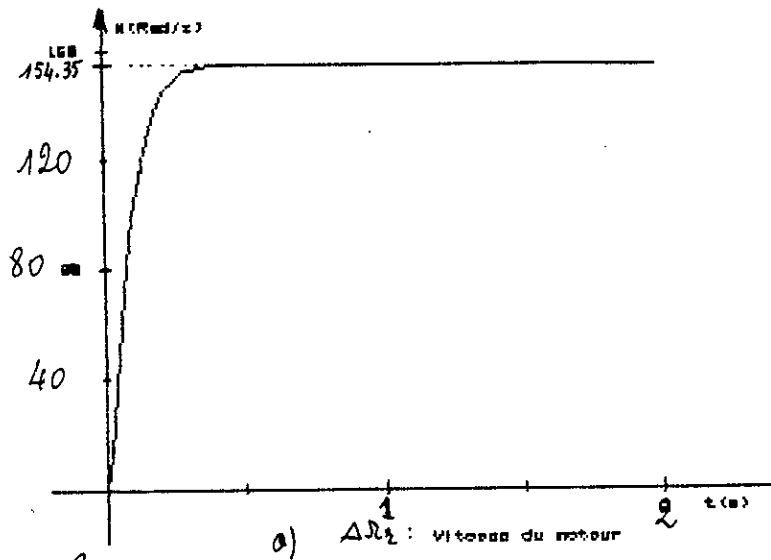


Fig 3-11

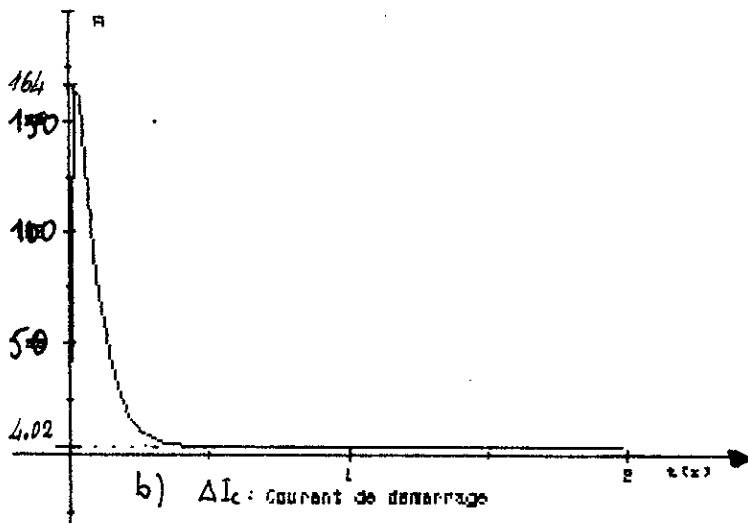


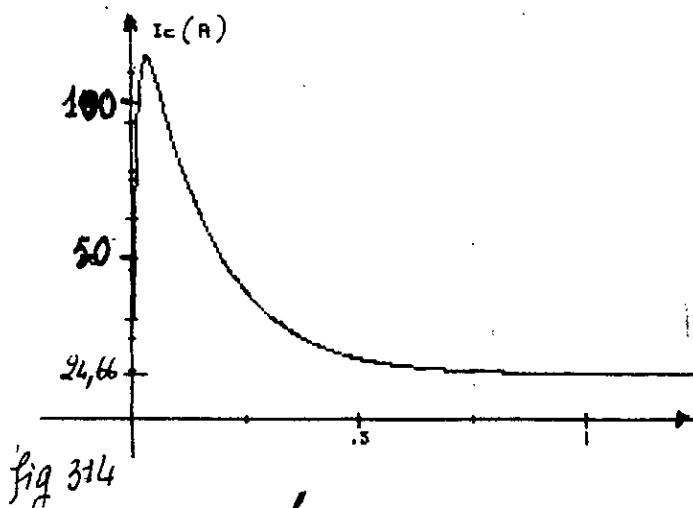
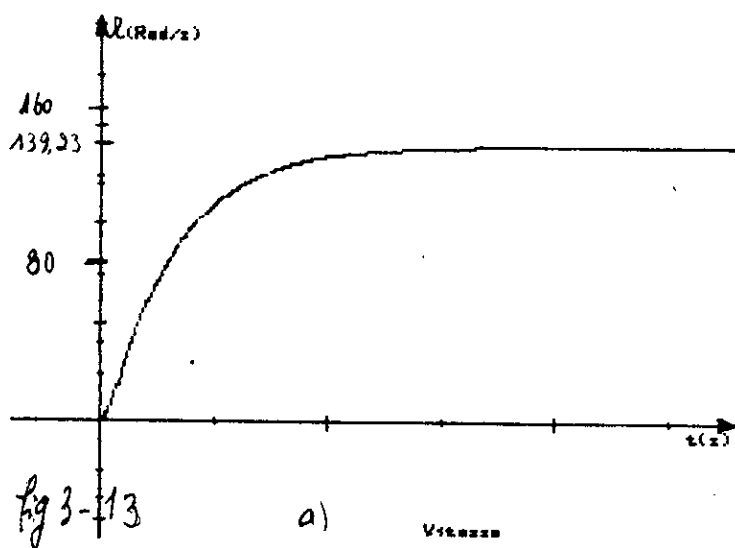
Fig 3-12

Par comparaison des courbes homologues expérimentales et théoriques, nous constatons que les transitoires de ces dernières sont plus rapides. L'explication de ces différences réside principalement dans le fait que nous avons établi des fonctions de transfert en faisant des abstractions sur certains paramètres (chutes de tension au niveau des diodes, au niveau des thyristors et chute de tension du stator).

La correction de la fonction de transfert en introduisant l'influence de ces différentes chutes donne lieu à la même expression de la fonction avec d'autres valeurs pour les coefficients.

Ces valeurs sont : $\xi = 1,745$ et $\omega_0 = 20,9$ rd/s.

Les tracés obtenus par ordinateur avec ces corrections apportées à la fonction de transfert sont représentés par les figures. 3-13 et 3-14



Comparées aux courbes expérimentales correspondantes, nous constatons une bonne concordance avec les courbes théoriques.

b-3) Fonction de transfert pour une variation de la charge :

Pour une variation de la charge, la vitesse varie suivant la relation :

$$\Delta \Omega_r = \frac{-\Delta \Gamma_L \cdot (1 + T_e \cdot p)}{f \cdot \left((1 + T_m \cdot p)(1 + T_e \cdot p) + \frac{E^2}{\Omega_s^2 \cdot R \cdot f} \right)}$$

L'application de cette fonction à notre machine donne :

$$\Delta \Omega_r = \frac{-\Delta \Gamma_L \cdot (1 + T_e \cdot p) \cdot 0,84}{\left(1 + 2 \frac{\xi}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2} \right)}$$

$$\omega_0 = 23,7 \text{ rd/s}$$

$$\xi = 1,1$$

La correction de cette fonction, en tenant compte des chutes de tension citées précédemment, donne l'équation :

$$\Delta \Omega_r = \frac{-\Delta \Gamma_L \cdot (1 + T_e \cdot p) \cdot 0,76}{\left(1 + 2 \frac{\xi}{\omega_0} \cdot p + \frac{p^2}{\omega_0^2} \right)}$$

avec $\xi = 1,75$ et $\omega_0 = 20,9 \text{ rd/s}$.

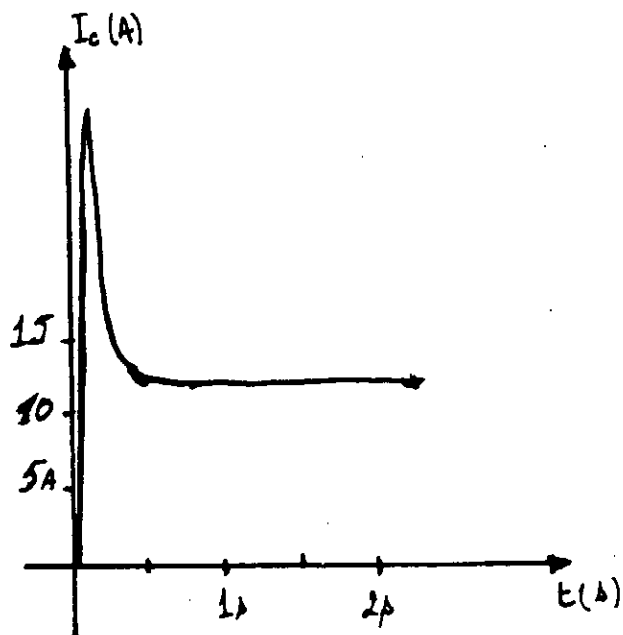


fig 3-15 : courant au démarrage du moteur (en charge).
courbe obtenue par table traçante

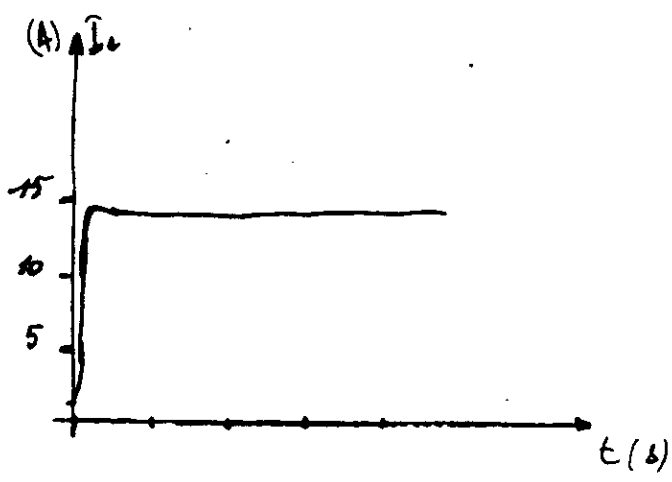


fig 3-16 : Variation de la charge
initialement, le moteur était à vide.

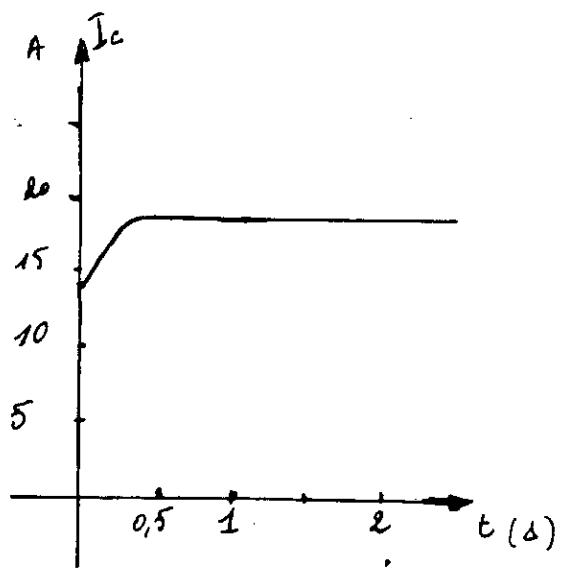
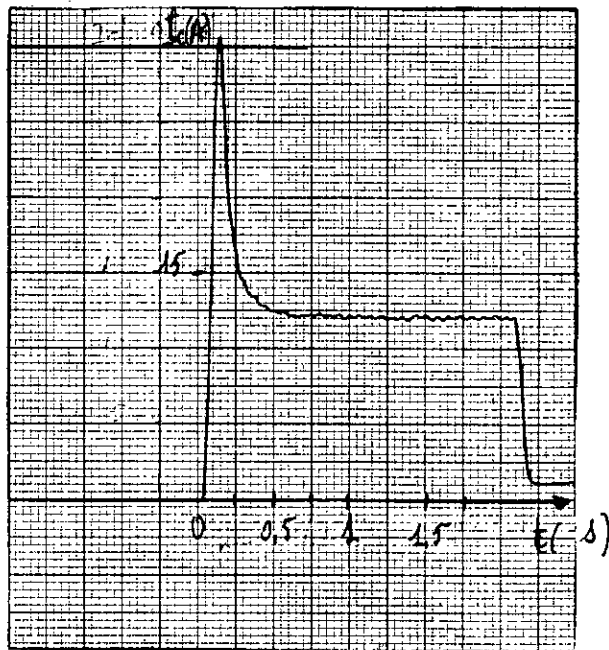
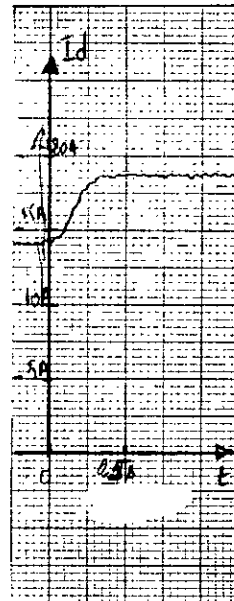
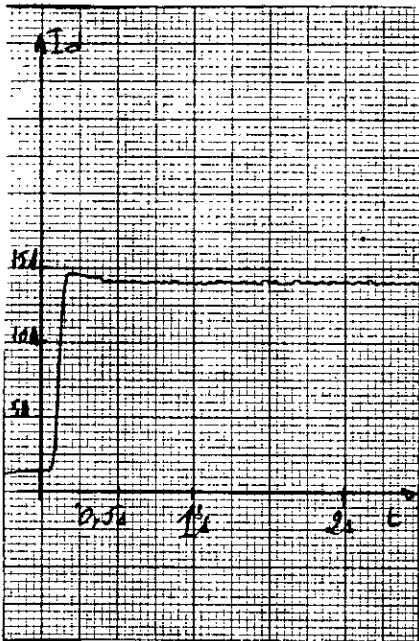


fig 3-17 : variation de la charge.
initialement, le moteur était
moyennement chargé.



Courant de démarrage en charge en boucle ouverte.



Réponse en courant à un échelon de couple en boucle ouverte.

a) Initialement, le moteur était à vide.

b) Initialement, le moteur était moyennement chargé.

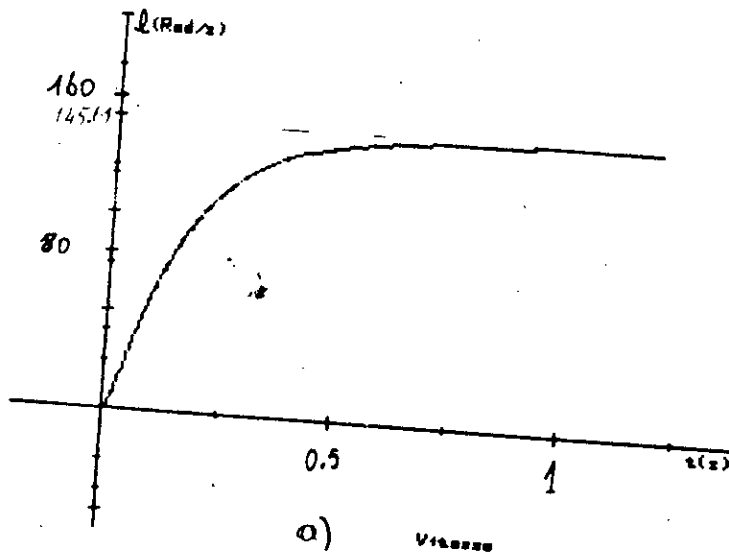


fig 3-18

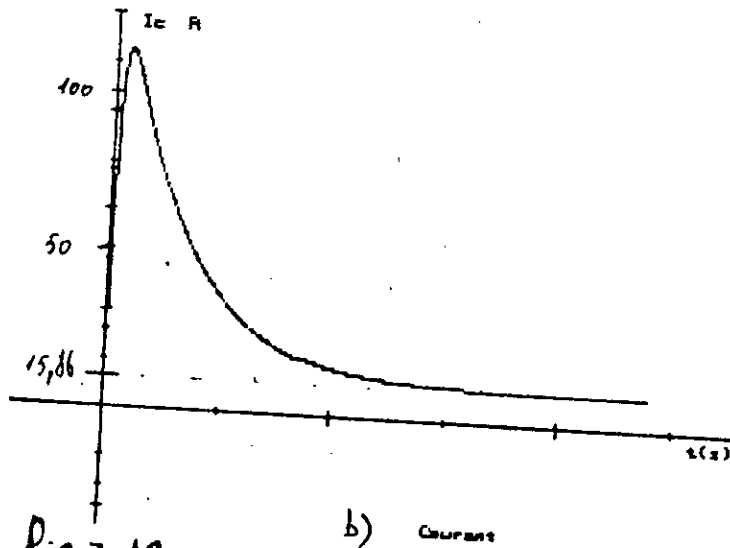


fig 3-19

pour $\xi = 1.745$; $\omega_0 = 20.9 \text{ rad/s}$ ($\Delta U_h = 1.67 \text{ v}$)

1 Réponse à un échelon de vitesse pour une charge moyenne ($\Delta M_c = 42 \text{ N.m}$)

a) courbe de vitesse

b) courbe de courant

Les réponses à l'échelon de couple et à l'échelon de vitesse obtenues par cette fonction de transfert sont représentées sur les figures 3-15 à 3-19

On remarque la concordance de ces courbes avec celles relevées sur table traçante.

6. ETUDE DE LA CASCADE HYPOSYNCHRONNE EN BOUCLE FERMEE /

Nous avons réalisé une régulation analogique de vitesse par retour tachymétrique.

6.1 Structure générale et principe de fonctionnement :

La mesure de la vitesse est effectuée grâce à une génératrice tachymétrique montée en bout d'arbre de la machine. Après correction, le signal du correcteur de vitesse est appliqué à l'entrée d'un régulateur de courant.

Le schéma de principe de la régulation est représenté sur la *fig 3-20*

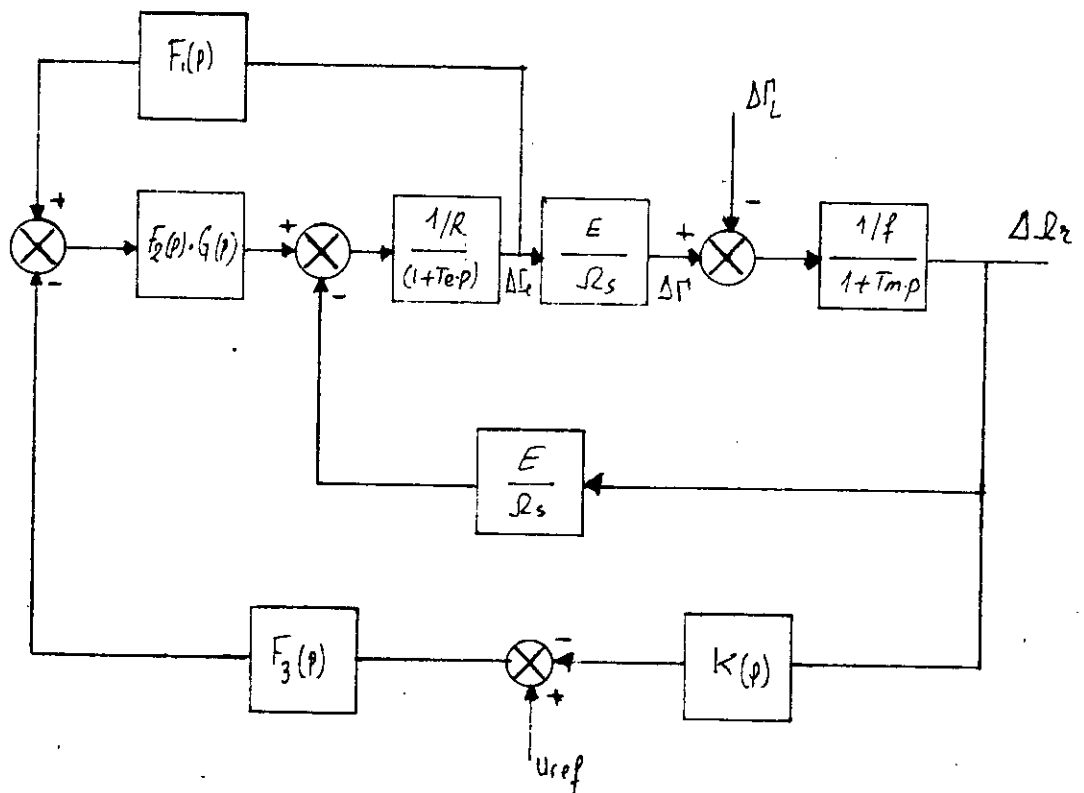


fig 3-20: schéma synoptique du modèle continu en boucle fermée

$F_1(p)$ = Amplification du courant I_c avec filtrage.

$F_2(p)$ = Correcteur de la régulation de courant du type proportionnel et intégral.

$F_3(p)$ = Correcteur de la régulation de vitesse du type proportionnel et intégral.

$K(p)$ = Coefficient d'atténuation de la mesure de vitesse avec filtre.

6.2 Principe de fonctionnement de la chaîne de régulation :

L'information de vitesse est comparée à une tension de référence U_{ref} .

L'écart est appliqué à l'entrée du correcteur de vitesse $F_3(p)$ du type proportionnel et intégral.

Le retour du courant I_c est comparé à la tension de sortie du régulateur de vitesse.

L'écart est appliqué à l'entrée du correcteur de courant $F_2(p)$.

La mesure de vitesse et de courant est filtrée par $K(p)$ et $F_2(p)$.

6.3 Analyse du système :

La fonction de transfert du système obtenue est établie à partir de la

6.3.1 - Variation de la référence de vitesse :

Pour une charge constante, la fonction de transfert du système est alors :

$$\Delta \Omega_r = \frac{\frac{E}{f \cdot R \cdot \Omega_s}}{(1 + T_m \cdot p)(1 + T_e \cdot p)} \times$$

$$\left(-\frac{E}{\Omega_s} \cdot \Delta \Omega_r + F_2(p) G(p) \left(F_1(p) \cdot \Delta I_c - F_3(p) \cdot (\Delta u_{ref} - K(p) \Delta \Omega_r) \right) \right) \quad (35)$$

Quand on ne tient pas compte de la constante de temps de l'onduleur, la relation (35) devient :

$$\Delta \Omega_r = \frac{g_{3,29} \cdot F_3(p) \cdot F_2(p) \cdot \Delta u_{ref}}{\left(1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}\right) \left(1 + \frac{g_{3,29} \cdot F_2(p)}{\left(1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}\right)} \cdot \left(\frac{F_1(p) \cdot (1 + T_m)}{\frac{E}{f \cdot \Omega_s}} + F_3(p) \cdot K(p)\right)\right)} \quad (36)$$

6.3.2 - Variation de la charge :

La référence de vitesse étant fixée, pour une variation de la charge, c'est à dire du couple, la fonction de transfert du système est donnée par :

$$\Delta \Omega_r = \frac{\frac{1}{f}}{(1+T_m \cdot p)} \left(-\Delta \Gamma'_c + \frac{E}{\Omega_p} \cdot \Delta I_c \right) \quad (37)$$

$$\Delta I_c = \frac{\frac{1}{R}}{(1+T_e \cdot p)} \cdot \frac{\left(-\frac{E}{\Omega_p} + F_2(p) \cdot G(p) \cdot F_3(p) \cdot K(p) \right)}{\left(1 - \frac{1}{R} \cdot \frac{F_2(p) \cdot G(p) \cdot F_1(p)}{(1+T_e \cdot p)} \right)} \cdot \Delta \Omega_r \quad (38)$$

La combinaison des équations (37) et (38) donne la fonction de transfert pour la variation de charge :

$$\Delta \Omega_r = \frac{-\Delta \Gamma'_c \frac{1}{f(1+T_m \cdot p)}}{\left(1 + \frac{E}{\Omega_p \cdot f \cdot R} \cdot \frac{1}{(1+T_m \cdot p)(1+T_e \cdot p)} \cdot \frac{\frac{E}{\Omega_p} - F_2(p) F_3(p) G(p) \cdot K(p)}{\left(1 - \frac{1}{R} \cdot \frac{F_2(p)}{(1+T_e \cdot p)} \cdot G(p) \cdot F_1(p) \right)} \right)} \quad (39)$$

6.3.3 - Calcul des filtres et des correcteurs utilisés :

a) Calcul de K(p) :

K(p) représente le filtre et l'atténuateur du capteur de vitesse. Pour mesurer la vitesse, nous avons utilisé une génératrice tachymétrique placée au bout de l'arbre de la machine.

La tension fournie par la génératrice tachymétrique est égale à 90V quand la machine tourne à 1500 tr/mn. Pour avoir une tension utilisable par le régulateur réalisé, nous avons utilisé un diviseur résistive shunté par un condensateur de 0,1 μ F pour éviter les parasites dûs à la commutation du collecteur de la génératrice tachymétrique. Ce circuit est représenté sur la *figure 3-21*

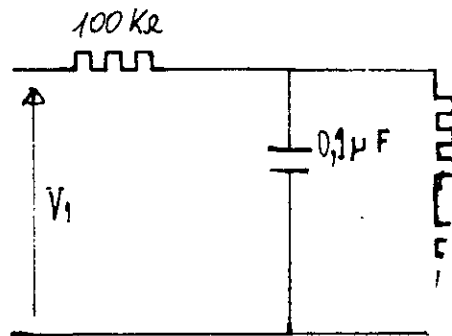


fig 3-21

La tension V_2 à la sortie est alors :

$$V_2 = \frac{14,7}{114,7 + 0,147.p} \cdot V_1$$

d'où :

$$K(p) = \frac{14,7}{114,7 + 0,147.p}$$

b) Calcul de $F_1(p)$:

Pour la mesure du courant, nous avons utilisé un shunt résistive de 0,1V pour un courant de 50A. Cette tension est amplifiée et filtrée avant d'être introduite dans la boucle de régulation. La *figure 3-22* représente le schéma de l'amplificateur.

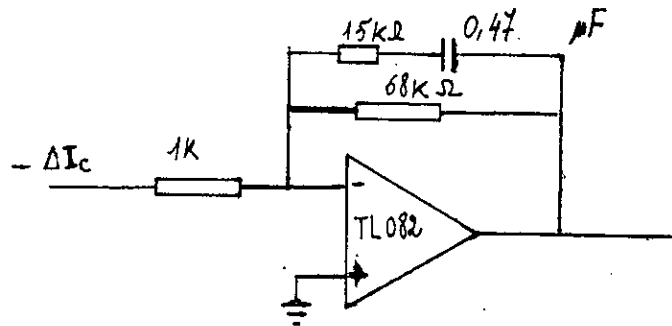


fig 3-22

Le signal à la sortie de ce schéma est amplifié 68 fois. La fonction de transfert de ce circuit est :

$$F_1(p) = \frac{7 \times 10^{-3} \cdot p + 1}{39 \times 10^{-3} \cdot p + 1} \cdot 68$$

Pour un courant continu I_c de 25A, nous avons une tension de 3,4V à la sortie de l'amplificateur. Cette valeur de courant est la valeur limite pour notre système. La consigne de courant provenant du correcteur de vitesse ne doit pas dépasser cette valeur.

c) Calcul de $F_2(p)$

Le régulateur de courant est choisi du type proportionnel et intégral pour assurer une erreur statique nulle. Ce régulateur fonctionnera quand le courant dans le système aura tendance à s'éloigner de la consigne.

Le schéma de la *figure 3-23* représente le régulateur de courant.

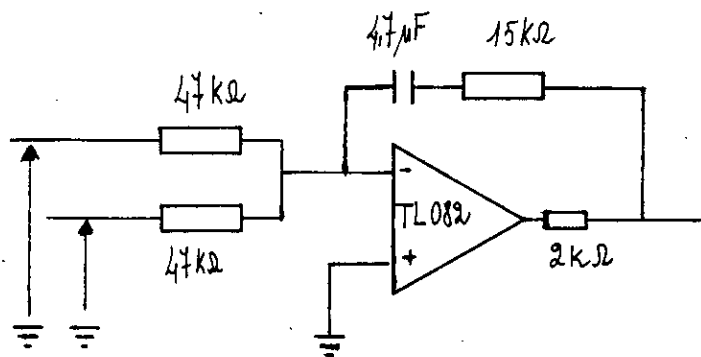


fig 3-23

Ce circuit a pour fonction de transfert $F_2(p)$.

$$F_2(p) = \frac{70,5 \cdot 10^{-3} \cdot p + 1}{221 \cdot 10^{-3} \cdot p}$$

La sortie de ce régulateur est limitée à $\pm 2,5V$.

Cette sortie est la tension de commande (U_h) du pont onduleur.

d) Calcul de $F_3(p)$

La régulation de vitesse est aussi choisie du type proportionnel et intégral. Ce régulateur ne fonctionne que si le correcteur de courant ne travaille pas en limitation.

L'erreur statique est nulle quand le moteur n'est pas surchargé. Quand le courant I_c dépasse 25A, la vitesse de rotation du moteur diminue. Le schéma de ce régulateur est représenté à la *figure 3-24*

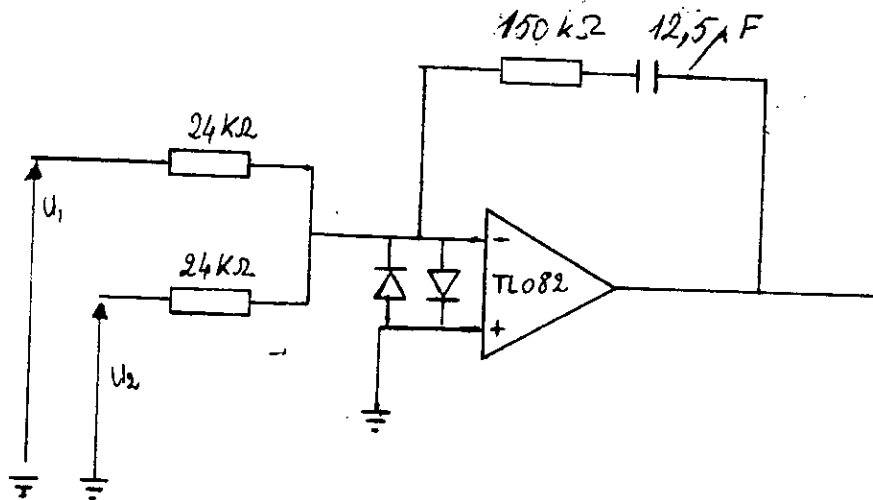


fig 3-24

La fonction de transfert d'un tel régulateur est :

$$F_3(p) = \frac{1,875 \cdot p + 1}{0,3 \cdot p}$$

Pour avoir une bonne stabilité de ce système, nous avons utilisé un régulateur dont la constante de temps d'intégration est ajustable. Son schéma est représenté sur la *figure 3-25*

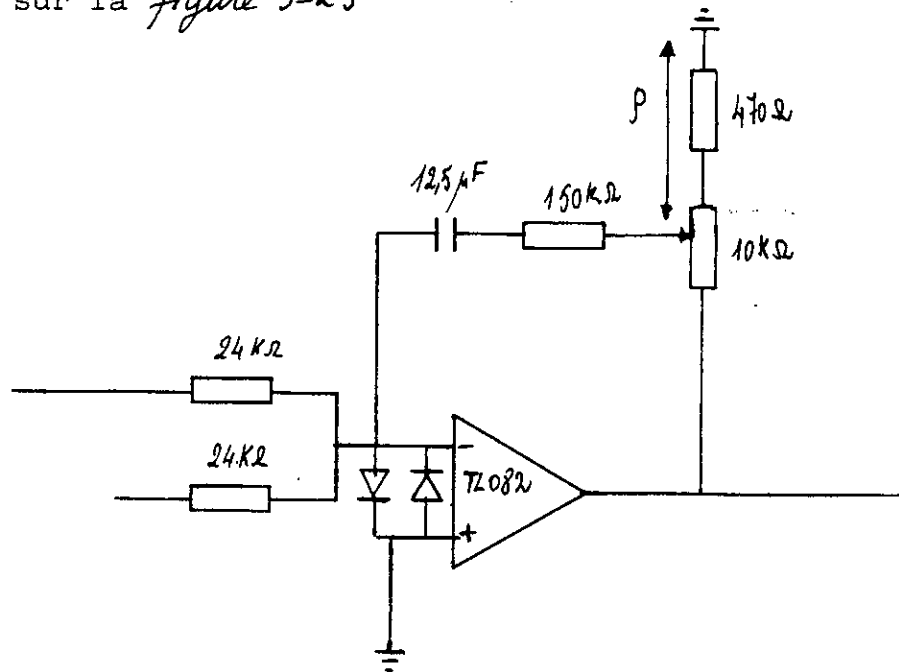


fig 3-25

$0 < \rho \leq 1$, ρ est la position relative du curseur.

La fonction de transfert devient :

$$F_3(p) = \frac{(150 \cdot 10^{-3} + R_i) \times 12,5 \cdot 10^{-6} \cdot p + 1}{\rho \cdot 24 \times 10^3 \times 12,5 \cdot 10^{-6} \times p}$$

R_i est la résistance interne du potentiomètre.

R_i est négligeable devant 150 K

d'où :

$$F_3(p) = \frac{1,875 p + 1}{0,3 \cdot \rho \cdot p}$$

La sortie de ce régulateur doit être limitée à -3,4V.

Les circuits de limitation utilisés sont représentés sur la *figure 3-26*

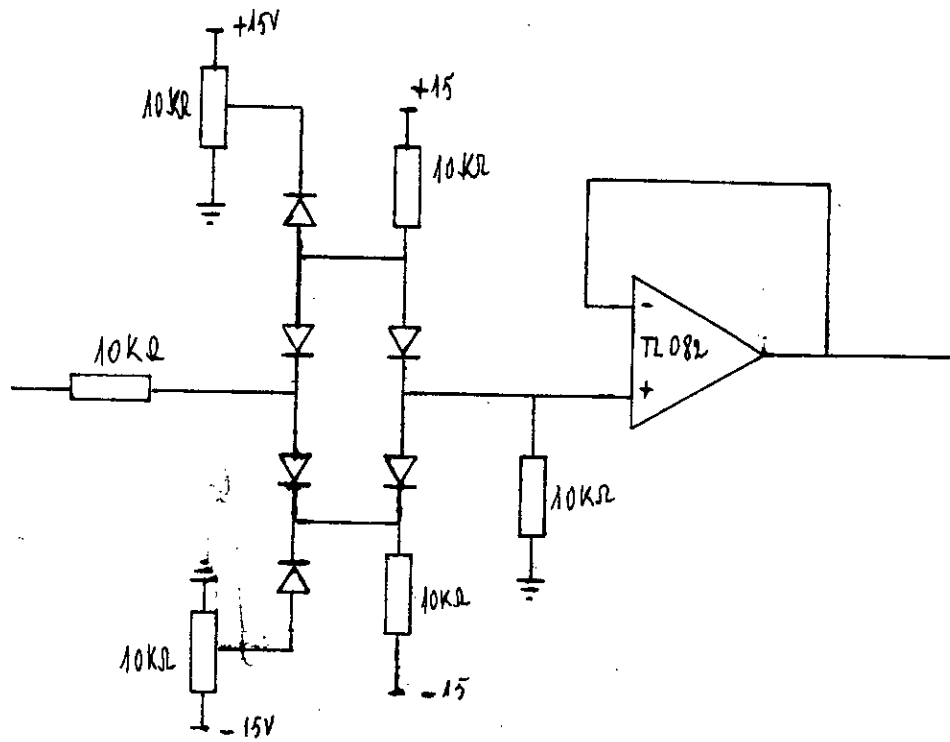


Fig 3-26

e) Schéma global de la régulation :

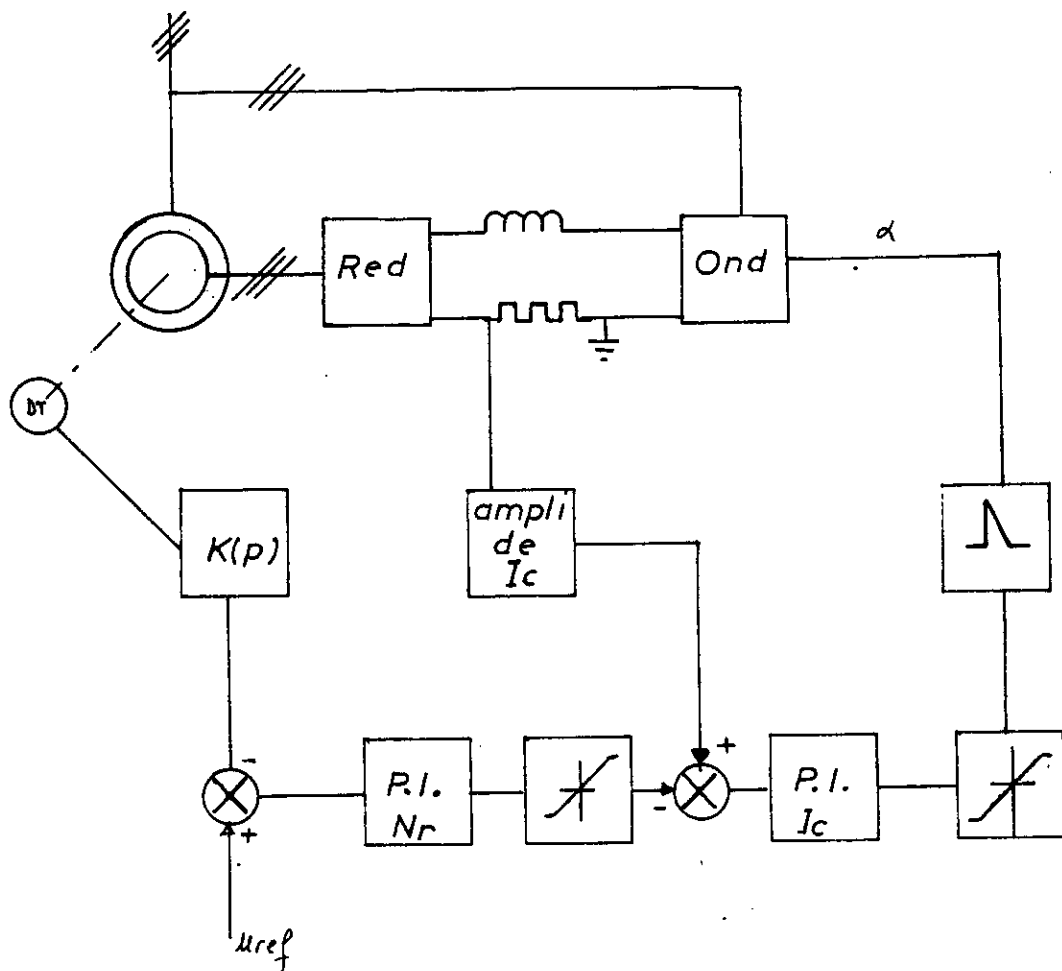
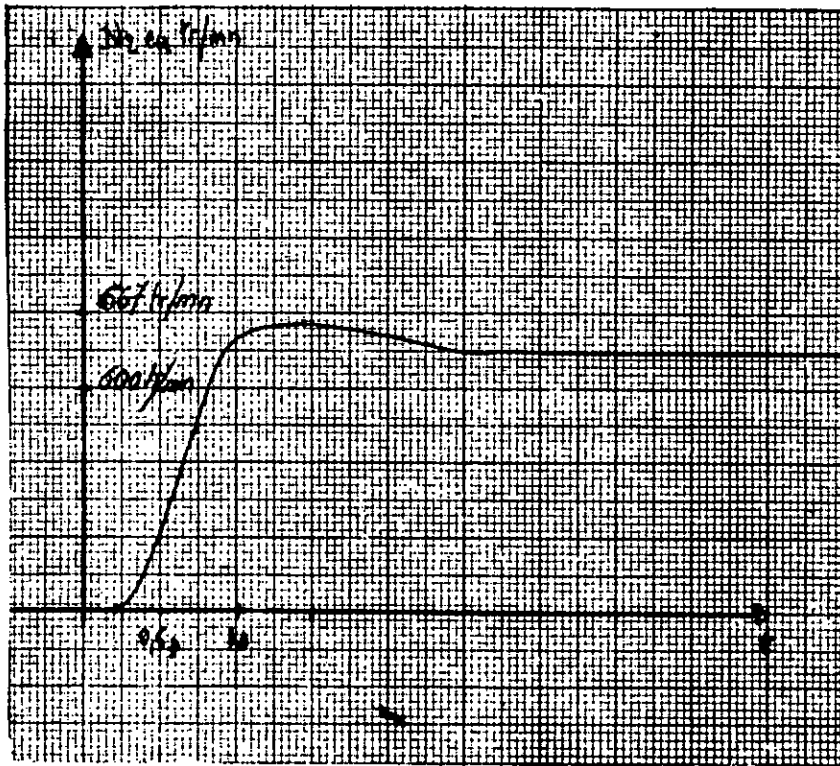


fig 3-27 : schéma synoptique de la régulation de vitesse

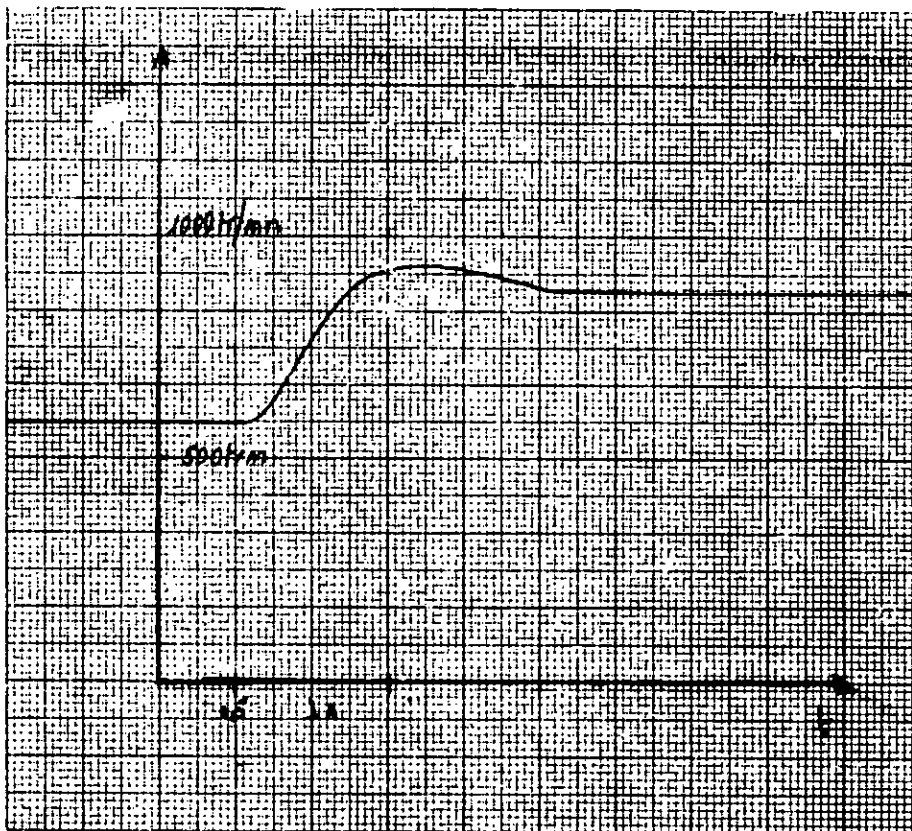
Les résultats obtenus par cette régulation sont excellents. Les courbes des *figures 3-28- à 3-21* représentent les caractéristiques de démarrage du moteur. On remarque que le courant évolue sans pour autant dépasser une valeur limite affichée.

A ce moment, le moteur évolue à couple constant jusqu'au moment où il atteint le régime demandé.

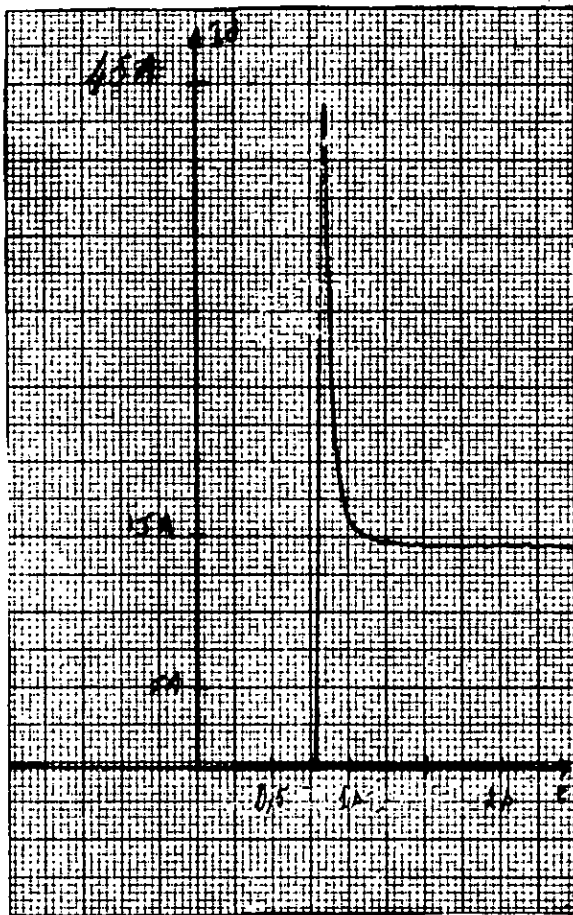
Le système ainsi obtenu est stable et accepte toutes les manoeuvres prohibitives en boucle ouverte.



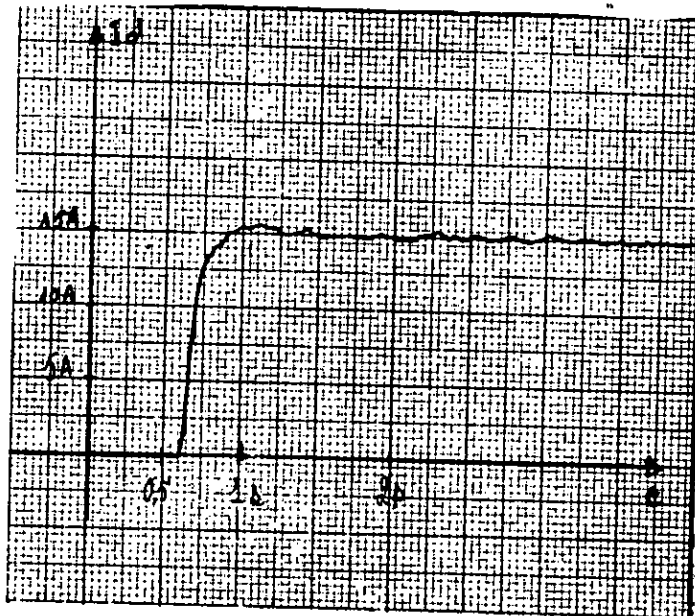
Démarrage en boucle fermée.
 Courbe de vitesse.



Variation de la tension de référence de vitesse.
 fig 3-29: courbes obtenues par table traçante.

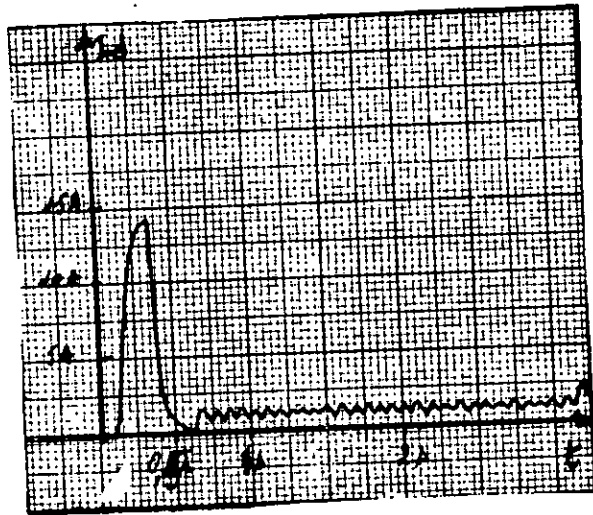


a) Courant de démarrage en boucle ouverte en charge.



b) Courant de démarrage en boucle fermée en charge.

fig 3-29: courbes obtenues sur table traçante

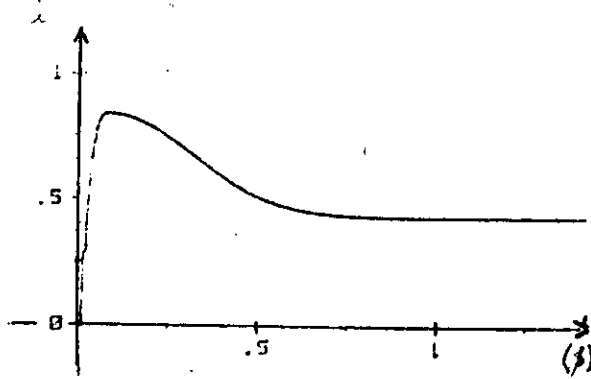


Courant de démarrage à vide en boucle fermée.

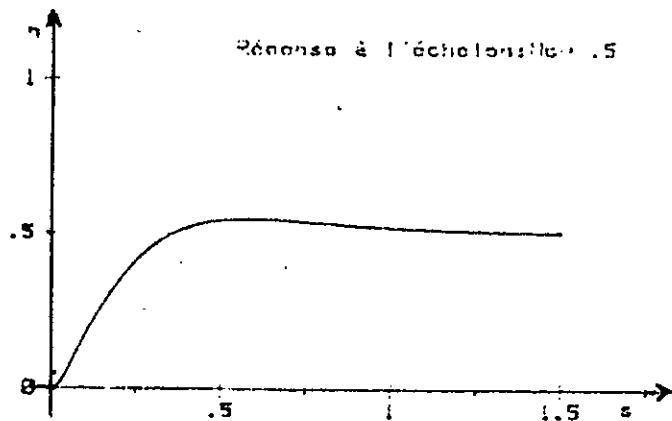


Courant de démarrage pour une charge moyenne en boucle fermée.

Fig 3-30: - courbes obtenues sur table traçante.



- Réponse du courant en boucle fermée



réponse à un échelon de vitesse ($\Delta \Omega_2 = 0,5 \Delta \Omega_1$)

fig 3-31: courbes obtenues par simulations numériques

CHAPITRE 4

L'étude du chapitre précédent nous a permis d'établir une fonction de transfert de la cascade hyposynchrone par récupération de l'énergie rotorique.

Au démarrage, nous avons constaté que le moteur ne demande pas de courant assez important. Il était limité par le régulateur de courant.

IV.1 ETUDE DU RENDEMENT /

Le rendement de la cascade hyposynchrone est, à peu de chose près pour les faibles glissements, égal à celui du moteur asynchrone. En effet, aux pertes du moteur, s'ajoutent des pertes supplémentaires.

- Pertes harmoniques : nous avons vu au chapitre II, que les harmoniques du courant rotorique introduisent des pertes additionnelles.
- Pertes dues aux diodes du redresseur pendant la conduction et pendant les commutations et aussi les pertes dues au thyristors.
- Pertes joules dans la self de lissage dans le circuit à courant continu.

La Fig. IV.1 donne le rendement global de la cascade.

Le rendement est déterminé par la méthode des pertes séparées.

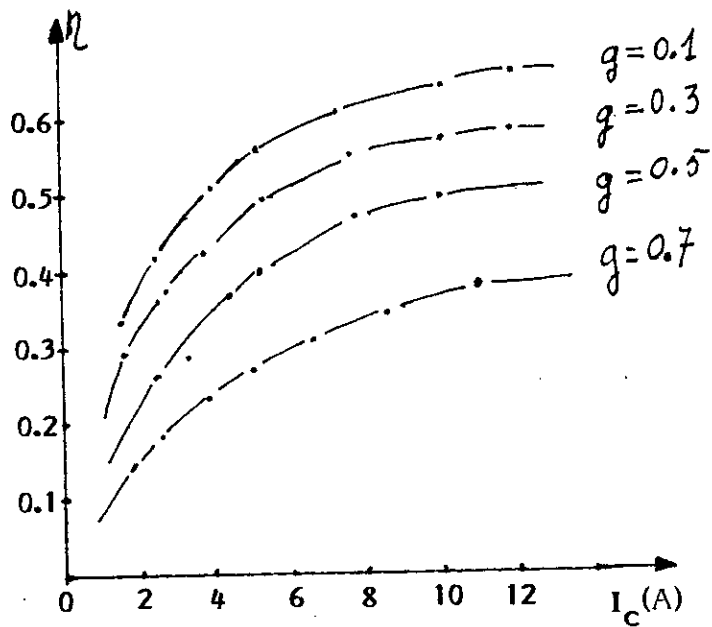


fig 4.1 : Rendement de la cascade hypochronique en fonction du courant pour différentes valeurs du glissement

IV.2 ETUDE DU FACTEUR DE PUISSANCE /

L'onduleur non autonome consomme beaucoup d'énergie réactive.

Cette énergie est d'autant plus importante que l'angle d'amorçage se rapproche de 90° .

Cette puissance réactive consommée par l'onduleur est $Q = U_d \cdot I_c \sin \varphi$.

La figure IV.2 représente les courbes de $\cos \varphi$ en fonction du courant pour différentes valeurs du glissement.

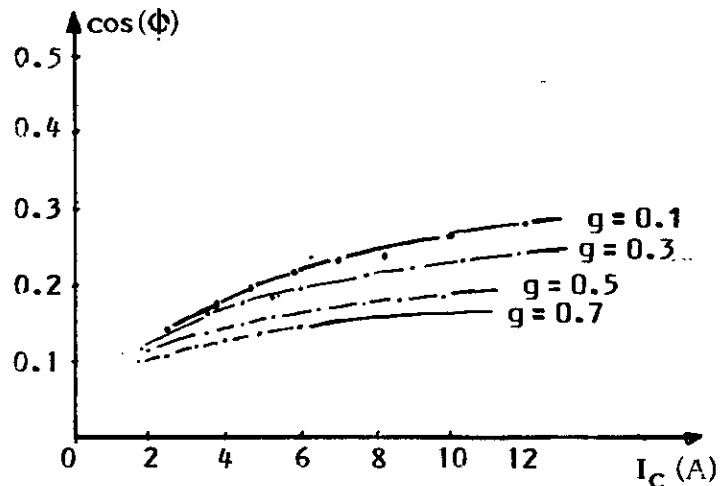


fig4-2: F.P en fonction du courant pour différentes valeurs du glissement.

Le facteur de puissance est très faible. Cette valeur n'est pas due uniquement à l'existence du pont onduleur, mais aussi à l'énergie réactive consommée par le moteur asynchrone qui est plus importante que dans le cas d'un fonctionnement normal.

Pour relever ce facteur, on peut intercaler un transformateur de rapport m' entre l'onduleur et le réseau.

Dans ce cas,

$$U_0 = -2,34 \cdot V_1 \cdot \cos \alpha / m' = 2,34 \cdot g \cdot V_1 / a$$

d'où

$$\cos \alpha = - \frac{m'}{a} \cdot g.$$

Cependant, la valeur de m' ne peut être trop faible car le réglage de la vitesse en serait affecté. Pour avoir un réglage de 0 à la vitesse Nominale, la valeur de U_0 maximum doit être égale à 135 V, soit :

$$m' = a$$

IV.3 CIRCUIT DE LISSAGE DU COURANT CONTINU /

Le problème essentiel qui se pose lors de la réalisation de la cascade est le choix de la self de lissage placée entre les ponts. Cette self doit éliminer deux harmoniques distincts :

- a) la tension aux bornes du pont de diodes comporte une ondulation à fréquence variable (g.300Hz) et d'amplitude faible ;
- b) la tension aux bornes de l'onduleur présente une ondulation à fréquence fixe (300Hz). L'amplitude de la tension dépend de l'angle α de retard à l'amorçage des thyristors.

Les harmoniques provoqués par les thyristors sont les plus difficiles à éliminer. Ce sont les harmoniques à 300 Hz que l'on retrouvera dans les courants rotoriques.

Le fonctionnement du moteur asynchrone n'est pas perturbé mais il y correspond des pertes supplémentaires.

Le choix de la self est donc très important et ce sont le prix de revient et le rendement qui entreront en ligne de compte. Cependant, si la self de lissage est trop peu importante, il apparaît des lacunes dans le courant continu (à faible charge). Le régime de fonctionnement est alors modifié.

IV.4 CONCLUSION /

En boucle fermée, on peut effectuer toutes les manoeuvres possibles sur le moteur sans qu'il y est surintensité dans les enroulements. Le réglage du courant maximum admissible est effectué sur le régulateur de courant. Une modification de la consigne de vitesse entraîne une évolution du courant. Dès que celui-ci atteint la valeur limite, le moteur évolue à couple constant jusqu'à la vitesse demandée.

La cascade étudiée peut effectuer toutes les manoeuvres classiques à couple constant : démarrage, freinage, (inversion de sens de rotation). On peut, à tout moment, modifier de façon absolument quelconque la consigne de vitesse, le choix des limiteurs de courant se répercutera sur le dimensionnement des thyristors et des diodes.

CHAPITRE 5

CHAPITRE V / CASCADE AVEC DISSIPATION
DE L'ENERGIE ROTORIQUE

Pour les moteurs de faible puissance, on peut obtenir un réglage de la vitesse en insérant une résistance dans le circuit rotorique. La puissance de glissement est dissipée par effet joule dans cette résistance. Celle-ci peut varier par un dispositif électronique constitué par un hacheur à transistor de fréquence 17 KHz (voir annexe I). Cette fréquence élevée améliore la caractéristique couple-vitesse et réduit la taille du filtre.

V.I DESCRIPTION DU MONTAGE /

Le montage utilisé est représenté sur la Fig. V.1. Le hacheur à transistor est symbolisé par un interrupteur statique.

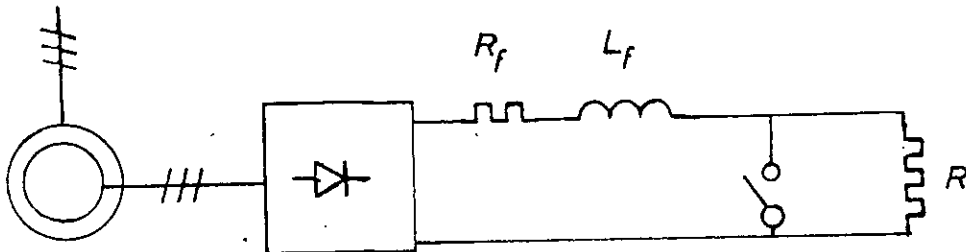


fig V 1: cascade par dissipation de l'énergie rotorique.

- Le stator est alimenté par un réseau de 220 V / 127 V.
- Le rotor est connecté par ses bagues à un redresseur à diodes.
- Le redresseur est chargé par une résistance R en parallèle avec le hacheur à transistor.

Le circuit L_f et R_f constitue la bobine de lissage du courant.

On note R^* la résistance vue par l'enroulement rotorique. R^* est variable par une action sur le rapport cyclique θ du hacheur.

V.2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT /

Le réglage de la vitesse est obtenu par la variation de la résistance équivalente R^* vue par le rotor.

Quand l'interrupteur est fermé, le rotor est court-circuité à travers le pont de diodes et la self de lissage.

Quand l'interrupteur est ouvert, le circuit rotorique est fermé par la résistance R et la self de lissage.

La fréquence du hacheur étant très élevée par rapport à la fréquence du courant rotorique, celui-ci aura l'allure de l'onde représentée sur la Fig. V.2 (voir annexe I).

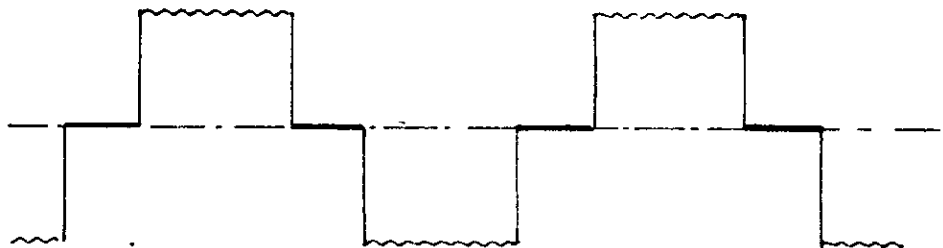


fig V. 2: Onde de courant dans le rotor

Pour un rapport cyclique θ constant, le rotor voit une résistance de valeur $R^* = (1 - \theta)R + R_f$.

Cette résistance engendre un grand couple de démarrage avec un courant admissible par les enroulements de la machine.

V.3 SCHEMA EQUIVALENT ALTERNATIF /

Les pertes dans le circuit à courant continu vues par phase sont :

$$p = \frac{1}{3}(R') \cdot I_C^2 = \frac{1}{3}(R^* + R_f) \cdot I_C^2$$

Le courant I_2 dans une phase de l'enroulement du rotor et le courant I_c à la sortie du pont redresseur à diodes sont liés par la relation :

$$I_2^2 = \frac{2}{3} \cdot I_C^2$$

C'est à dire que les pertes par phase sont :

$$p = \frac{1}{2} \cdot (R^* + R_f) \cdot I_2^2$$

La puissance transmise par le stator est

$$P_2 = E_2 \cdot I_{21} \cdot \cos \varphi_1 = R_2 \cdot I_2^2 + \frac{1}{2}(R^* + R_f) I_2^2 + P_m$$

Où : I_{21} = fondamentale du courant rotorique = $I_2 \cdot \frac{3}{\pi}$

φ_1 = angle de déphasage entre E_2 et I_{21}

P_m = puissance mécanique du moteur.

Le couple est engendré par le fondamental du courant (Chap. II). La puissance mécanique du moteur est :

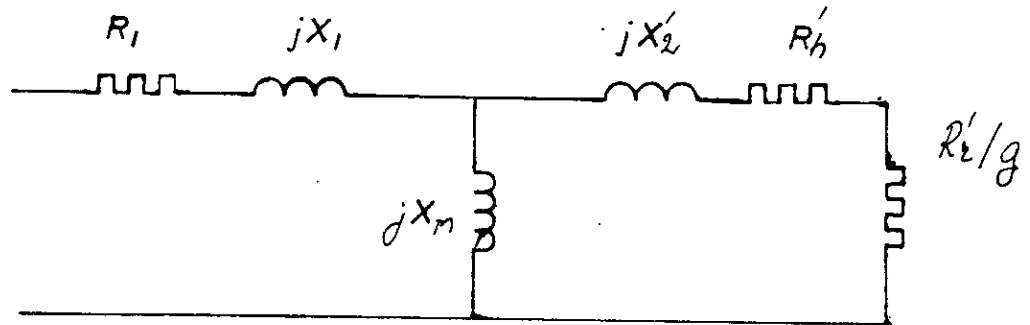
$$P_m = \frac{(1 - g)}{g} \cdot P_{jr} = \left[R_2 + \frac{1}{2}(R^* + R_f) \right] \cdot \frac{(1 - g)}{g} \cdot I_{21}^2$$

Où : P_{jr} = représente les pertes joules rotoriques.

La puissance transmise est donc égale à :

$$P_2 = E_2 \cdot I_{21} \cos \varphi_1 = \left(R_2 + \frac{1}{2}(R^* + R_f) \right) \frac{I_{21}^2}{g} + \left(\frac{\pi^2}{9} - 1 \right) \left(R_2 + \frac{1}{2}(R^* + R_f) \right) \cdot I_{21}^2$$

Le schéma équivalent du système ramené au stator est représenté sur la Fig. V.3.



figV-3:

$$\text{Où } R'_r = (R_2 + 0,5 (R_f + R^*)) \cdot a^2$$

$$R'_h = R'_r \cdot \left(\frac{\pi^2}{g} - 1 \right)$$

R'_h représente la résistance additionnelle due aux harmoniques (voir Chap.II).

Ce schéma nous permet de prédéterminer toutes les caractéristiques du système.

V.4 SCHEMA EQUIVALENT CONTINU /

L'analyse exacte du système est très délicate. Pour cela, dans la suite de notre travail, nous allons essayer d'établir un modèle qui décrira au mieux notre système.

Le couple développé par le moteur est :

$$\Gamma = \frac{1}{\Omega_s} (E - (2R_1 + X_{em}) \cdot I_c) \cdot I_c$$

Le système ressemble à celui développé dans le Chap. III.

Son schéma équivalent est représenté sur la Fig. V.4

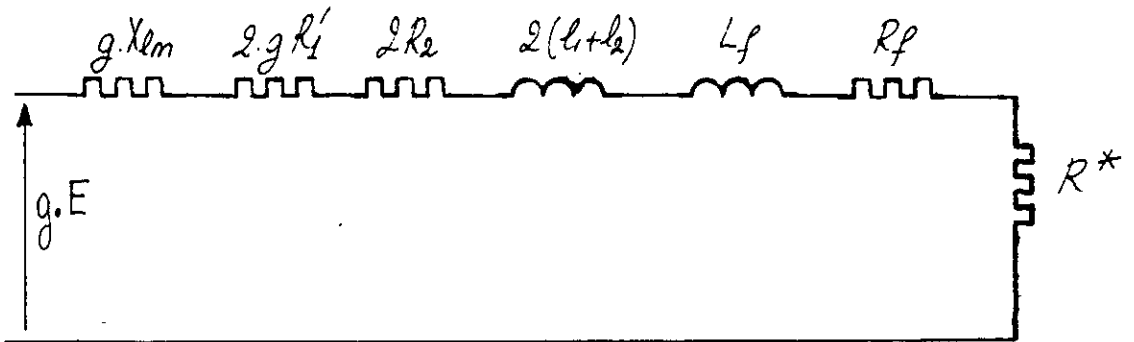


fig V-4

Quand on ne tient pas compte des chûtes de tension dans le stator, et celles dûes à la commutation des diodes du pont redresseur, le couple développé par le moteur peut s'écrire : /8/.

$$\Gamma = \frac{E \cdot I_c}{\Omega_s}$$

V.5 DETERMINATION DE LA FONCTION DE TRANSFERT /

L'analyse dynamique du système réalisé est très délicate. Cependant, une fonction de transfert valable autour d'un point de fonctionnement peut être établie.

Les chûtes de tension dûes aux résistances statoriques et à la commutation des diodes du pont redresseur sont négligeables.

Le couple développé par le moteur en régime établie est :

$$\Gamma = \frac{E \cdot I_c}{\Omega_s}$$

La relation précédente n'est pas valable pour les grandes charges du moteur.

La valeur du courant continu I_c dépend du rapport cyclique que θ du hacheur.

$$I_c = g \cdot \frac{E}{R^*} = \frac{g \cdot E}{R_f + R(1 - \theta)}$$

La tension de commande U_c du hacheur est proportionnelle à $(1 - \theta)$

$$G \cdot U_c = (1 - \theta)$$

Pour le système réalisé, la valeur de G est égale à $\frac{1}{10}$

d'où $I_c \approx \frac{g \cdot E}{R \cdot G \cdot U_c}$

Cette relation est valable pour une fréquence élevée car dans ce cas la dimension de la bobine devient très réduite et R_f devient négligeable devant la résistance R insérée dans le rotor.

Pour ce point de fonctionnement, nous avons $I_c = I_{c0}$;
 $g = g_0$ et $U_c = U_{c0}$;

En utilisant le développement en série de Taylor au voisinage de I_{c0} et en négligeant les termes d'ordre supérieur, la relation précédente devient /8/ :

$$\Delta I_c = \frac{E}{R} \left(\frac{\Delta g}{G \cdot U_{c0}} - \frac{g_0 \cdot \Delta U_c}{G \cdot U_{c0}^2} \right)$$

avec

$$\Delta g = - \frac{\Delta R_r}{R_p}$$

et en posant :

$$K_R = \frac{1}{G \cdot U_{c0}} \quad \text{et} \quad K_U = \frac{-g_0}{G \cdot U_{c0}^2}$$

la relation (1) devient :

$$\Delta I_c = \frac{E}{R} \left(-K_R \frac{\Delta R_r}{R_p} + K_U \Delta U_c \right)$$

I.5-1 Détermination de la constante de temps du filtre :

Le filtre placé dans le rotor pour réduire les ondulations de courant introduit une constante de temps qui dépend du rapport cyclique.

Quand le hacheur est fermé, la constante de temps est

$$T_1 = \frac{L_1}{R_{12}}$$

Quand le hacheur est ouvert, la constante de temps est

$$T_2 = \frac{L_1}{R_{22}}$$

$$\text{Avec } L_1 = L_f + 2(l_1 + l_2)$$

$$R_{12} = 2gR_f + 2R_2 + R_f$$

$$R_{22} = 2gR_f + 2R_2 + R_f + R$$

Avec une fréquence inférieure à 1KHz, la constance de temps du filtre dépend de θ (c'est à dire du point de fonctionnement). Mais à fréquence élevée, nous pouvons admettre que cette constante est égale à :

$$t_f = \frac{T_1 + T_2}{2}$$

V.5-2 Modèle continu :

Le modèle continu représentant le système étudié pour une variation autour d'un point de fonctionnement est donné par la Fig. V.5.

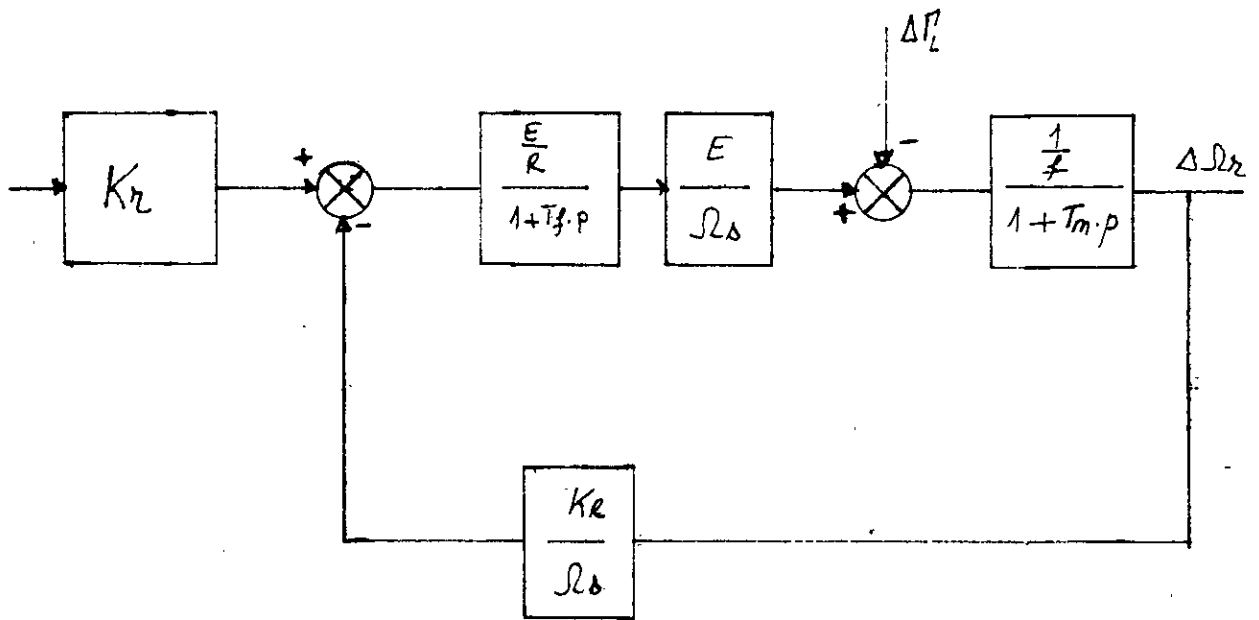


fig V.5: schéma fonctionnelle de la cascade par dissipation de l'énergie rotorique

Les valeurs de K_R et K_r dépendent du point de fonctionnement.

V.5-3 Calcul de la fonction de transfert :

a) Fonction de transfert pour une variation de U_c :

Une variation de la tension de commande U_c du hacheur entraîne une variation de la vitesse. Le schéma de la Fig. V.5 nous permet de calculer $\Delta \Omega_r / \Delta U_c$

En effet,

$$\Delta I_c = \left(K_r \cdot \Delta U_c - \frac{K_r}{\Omega_b} \cdot \Delta \Omega_r \right) \cdot \frac{\frac{E}{R}}{1 + T_j \cdot p}$$

$$\Delta \Gamma = \frac{E}{\Omega_b} \cdot \Delta I_c$$

Quand il n'y a pas de perturbation au niveau de la charge, c'est à dire :

$$\Delta \Gamma_L = 0$$

La fonction de transfert du système est alors donnée par :

$$\Delta \Omega_r = \frac{E^2}{\Omega_s \cdot R \cdot f} \frac{1}{(1 + T_m \cdot p)(1 + T_f \cdot p)} \left(\Delta U_c \cdot K_r - \frac{K_r}{\Omega_s} \Delta \Omega_r \right)$$

Un arrangement de cette relation nous donne :

$$\Delta \Omega_r = \frac{K_r \cdot E^2}{\Omega_s \cdot R \cdot f} \frac{1}{(1 + T_m \cdot p)(1 + T_f \cdot p) + \frac{E^2 \cdot K_r}{\Omega_s^2 \cdot R \cdot f}} \cdot \Delta U_c$$

b) Fonction de transfert pour une variation de couple :

Une perturbation au niveau du couple entraîne une variation de la vitesse. Cette variation est mise en évidence par les équations suivantes :

d'après le schéma de la Fig. V.5 on obtient les relations suivantes :

$$\Delta \Omega_r = \frac{\frac{1}{f}}{1 + T_m \cdot p} (\Delta \Gamma - \Delta \Gamma_L)$$

avec :

$$\Delta \Gamma = \frac{E}{\Omega_p} \cdot \Delta I_c = \frac{E}{\Omega_p} \cdot \frac{\frac{E}{R}}{1 + T_f \cdot p} \left(- \Delta \Omega_r \frac{K_R}{l_s} \right)$$

d'où en combinant les deux relations précédentes, on obtient :

$$\Delta \Omega_r = \frac{\frac{1}{f}}{(1 + T_m \cdot p)} \cdot \left(- \frac{E^2}{R \cdot \Omega_s^2} \cdot \frac{K_R}{(1 + T_f \cdot p)} \cdot \Delta \Omega_r - \Delta \Gamma_L \right)$$

La fonction de transfert du système pour une perturbation de couple est donc :

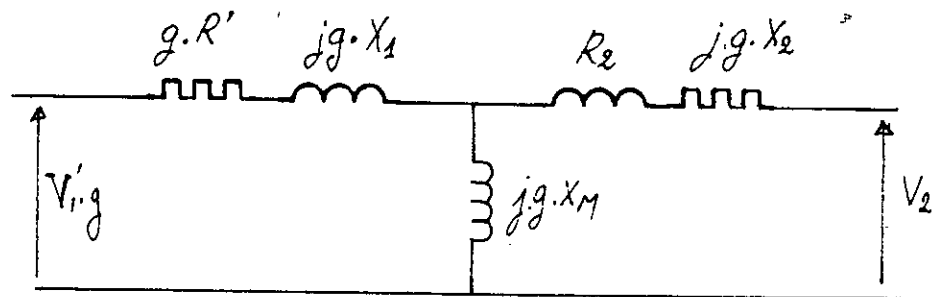
$$\frac{\Delta \Omega_r}{\Delta \Gamma_L} = \frac{-(1 + T_f p)}{f \left((1 + T_m p)(1 + T_f p) + \frac{E^2 \cdot K_R}{R \cdot f \cdot \Omega_s^2} \right)}$$

On remarque que pour un point de fonctionnement, les constantes de temps du système sont les mêmes pour une perturbation de la tension de commande ΔU_c ou du couple $\Delta \Gamma_L$.

V.6 ETUDE EN BOUCLE OUVERTE /

a) Identification du système :

Le schéma équivalent du moteur ramené au secondaire est représenté sur la Fig. V.6.



Les paramètres mesurés de la machine ont été donnés précédemment.

La constante de temps mécanique du système à vide est $T_m = 9,84s$.

Pour l'inductance de filtrage, nous avons utilisé une bobine dont les caractéristiques sont : $L_f = 10,9 \text{ mH}$; $R_f = 0,13 \Omega$.

La résistance R en parallèle avec le hacheur est de 3Ω . Dans ce cas, la constante de temps du filtre quand on ne tient pas compte du terme gR_1 (qui pratiquement très faible) est :

$$T_f = 10 \text{ ms.}$$

Le facteur multiplicatif du hacheur étant $G = -\frac{1}{10}$

U_c est variable de 0 à -10 V.

pour $g_0 = 0,4$ et $U_{10} = -7,5$ V

$$K_r = 0,07 \quad - \quad K_R = 1,33$$

La fonction de transfert du système est donnée par les deux équations suivantes :

$$\Delta \Omega_r = \frac{K_r \cdot E^2 / (\Omega_s \cdot R \cdot f)}{(1+T_m \cdot p)(1+T_f \cdot p) + E^2 \cdot K_R / (\Omega_s^2 \cdot R \cdot f)} \cdot \Delta U_c$$

et

$$\Delta \Omega_r = \frac{-(1+T_f \cdot p) \cdot \Delta \sqrt{L} / f}{(1+T_m \cdot p)(1+T_f \cdot p) + E^2 \cdot K_R / (\Omega_s^2 \cdot R \cdot f)}$$

pour le point de fonctionnement choisi, c'est à dire $g_0 = 0,4$, $U_{co} = -7,5$ V et à vide, la première relation devient : (pour un couple constant)

$$\Delta \Omega_r = \frac{8,00}{1 + \frac{2 \cdot \xi}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \cdot \Delta U_c$$

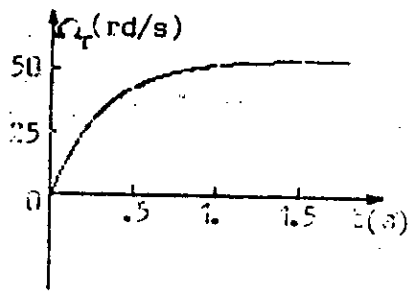
avec $\omega_0 = 17,5$: fréquence propre du système,

$\xi = 2,85$: coefficient d'amortissement,

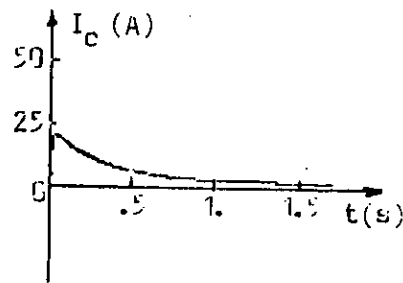
Pour une référence de vitesse constante, nous avons

$$\Omega_r = \frac{-2,9}{1 + \frac{2 \cdot \xi}{\omega_0} p + \frac{p^2}{\omega_0^2}} \cdot \Delta \sqrt{L}$$

Les courbes ci-après représentent les réponses à l'échelon de couples et à l'échelon de vitesse. On constate que le système ne doit fonctionner que pour des charges réduites.

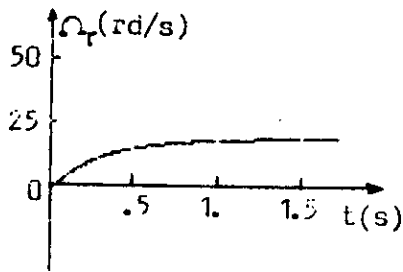


a) vitesse

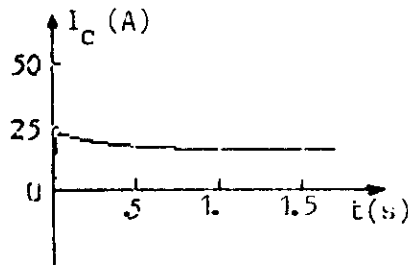


b) courant

Réponses indicielles ($\Delta U = 7,5$ V) à vide ($\Delta \Gamma_L = 0$)

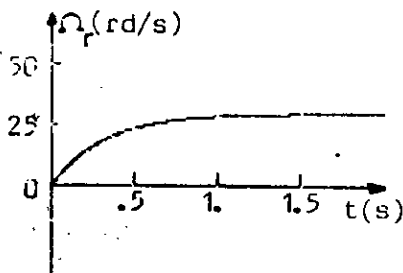


a) vitesse

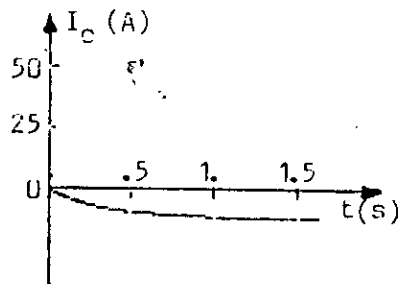


b) courant

Réponses indicielles ($\Delta U = 7,5$ V) en charge ($\Delta \Gamma_L = 12$ Nm)



a) vitesse



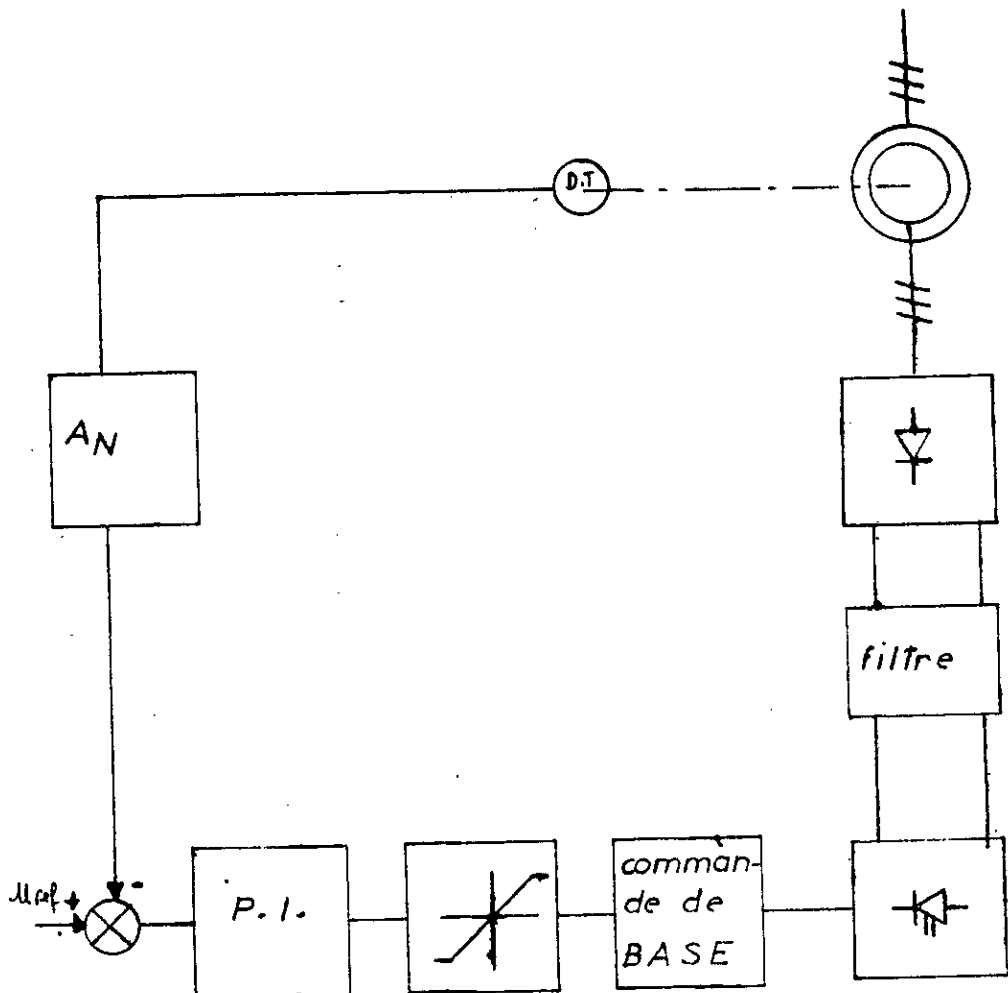
b) courant

Réponses à une "perturbation" de couple ($\Delta \Gamma_L = -12$ Nm ; $\Delta U = 0$)
(initialement en pleine charge, le système subit une décharge brusque).

V.7 COMMANDE DE VITESSE A BOUCLE FERMEE /

V.7-1 Description du système :

Le schéma synoptique est donné à la Fig. V.7.



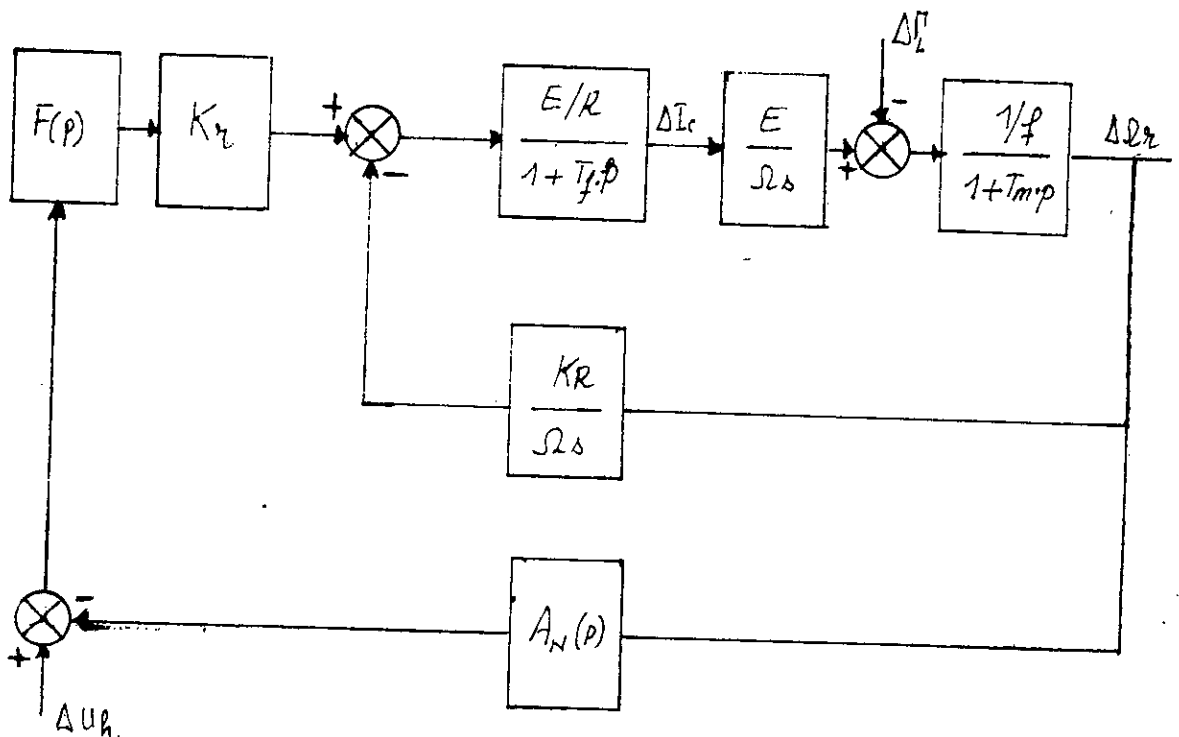
Une génératrice tachymétrique montée sur l'arbre du moteur est utilisée pour capter la vitesse. Celle-ci est régulée par un correcteur proportionnel et intégral avec limitation de courant.

V.7-2 Limitation du courant :

Le hacheur utilisé est un hacheur à transistor dont la commande de base utilise un "driver" autoprotégeant (UAA 4002) de Thomson, (voir annexeII). Le courant a été limité à 24A, courant nominal du circuit rotorique.

V.7-3 Etude de la boucle de vitesse :

Pour l'analyse du comportement du contrôleur de vitesse, on suppose que les deux limiteurs fonctionnent dans la zone linéaire. La Fig. V.8 représente le schéma synoptique du système ainsi obtenu.



La fonction de transfert du système pour une petite variation de la consigne de vitesse est calculée à partir du schéma fonctionnel établi à la Fig. V.8 quand $\Delta \sqrt{L}$ est nul, c'est à dire à couple constant.

$$\Delta \Omega_r = \frac{\frac{E^2}{f \cdot R \cdot \Omega_p} \cdot K_R \cdot F(p) \cdot \Delta U_H}{(1 + T_m \cdot p)(1 + T_f \cdot p) + \frac{E^2}{f \cdot R \cdot \Omega_p} \left(\frac{K_R}{\Omega_s} + K_R \cdot F(p) \cdot A_N(p) \right)}$$

La fonction de transfert du système pour une variation de couple quand la consigne de vitesse est constante est donnée par :

$$\Delta \Omega_r = \frac{-\Delta \Gamma_r \cdot (1 + T_f \cdot p) / f}{(1 + T_m \cdot p)(1 + T_f \cdot p) + \frac{E^2}{f \cdot R \cdot \Omega_s} \left(\frac{K_R}{\Omega_p} + K_R \cdot F(p) \cdot A_N(p) \right)}$$

V.7-4 Dimensionnement des correcteurs utilisés :

Pour le correcteur de vitesse, nous avons utilisé le même montage que celui de la cascade hyposynchrone.

Ces régulateurs sont à constante de temps d'intégration réglable. Le réglage optimal a été effectué dans le laboratoire et étalonné pour donner les caractéristiques recherchées.

Nous avons choisi le point de fonctionnement à $g = 0,4$ c'est à dire pour une vitesse $N_r = 900$ tr/mn, ce qui correspond à une tension de commande $U_{c0} = -7,5$ V.

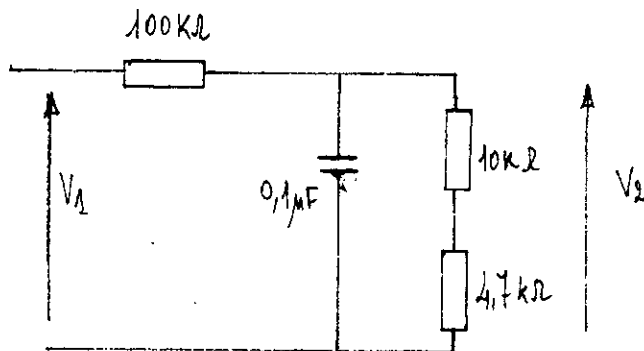
Les constantes K_r et K_R sont alors :

$$K_R = \frac{1}{G \cdot U_{co}} = 1,33$$

$$K_r = \frac{-g_0}{G \cdot (U_{co})^2} = 0,07$$

a) Calcul du filtre de vitesse :

La tension fournie par la dynamo; tachymétrique est de 90V pour une vitesse de 1500 tr/mn. L'atténuation de ce signal s'effectue par un diviseur résistive. Pour diminuer les parasites de la commutation du collecteur de la génératrice tachymétrique, nous avons utilisé un filtre R.C. passif. Ce circuit est représenté sur la Fig. V.9.

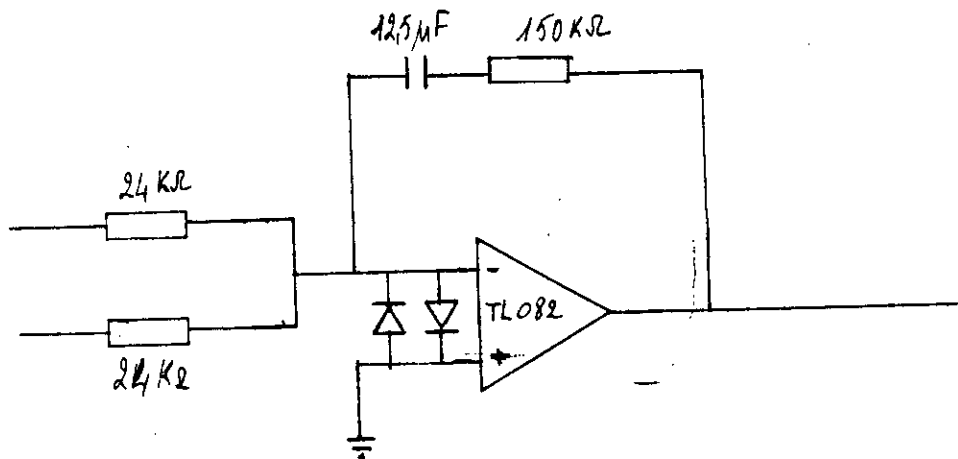


Le montage de la Fig. V.9 possède la fonction de transfert suivante :

$$A_N(p) = \frac{14,7}{114,7 + 0,147.p}$$

b) Calcul du régulateur de vitesse :

Le régulateur de vitesse est du type proportionnel-intégral. Les composants passifs sont montés autour d'un amplificateur opérationnel à entrée bi-fet (TL 082 CP).

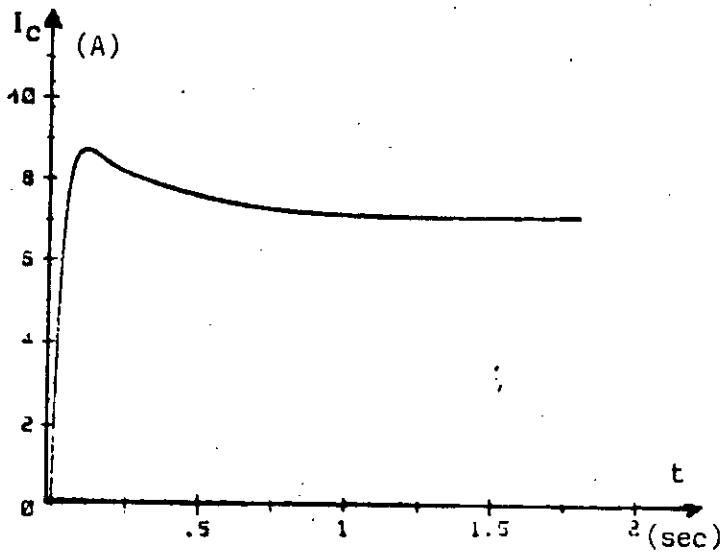


La fonction de transfert de ce régulateur est :

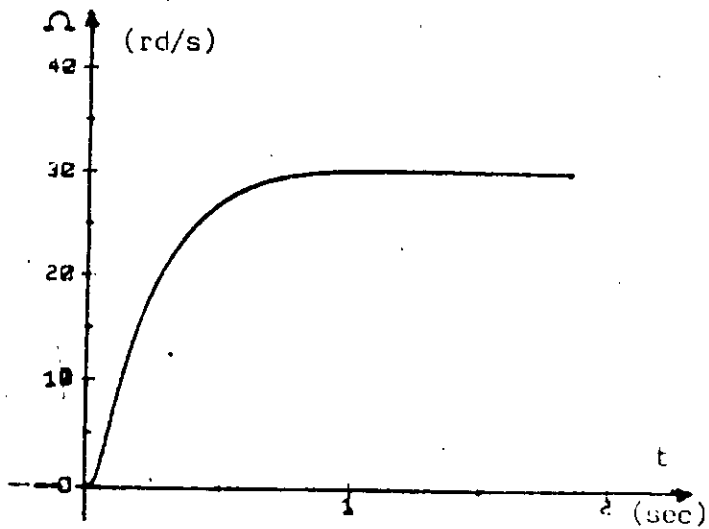
$$F(p) = \frac{1,875.p + 1}{0,3.p}$$

V.8 CONCLUSION /

Le dispositif étudié permet de faire travailler la machine asynchrone à une vitesse réglable, en dissipant la presque totalité de la puissance de glissement. Aux basses vitesses, le rendement est médiocre. La caractéristique mécanique présente des chutes, de vitesse qui peuvent être importantes pour certaines applications.



a) : courant



b) : vitesse

: régulation de vitesse . Réponses à un échelon de vitesse de 30 rd/s .

La boucle de régulation de vitesse permet d'éliminer ce défaut.

Ce montage peut être utilisé dans des domaines de la puissance réduite et où la plage de variation de vitesse n'est pas très importante.

V.9 REALISATION DU HACHEUR /

Le hacheur utilisé est un hacheur unidirectionnel à transistor bipolaire de puissance. La difficulté d'approvisionnement des composants de puissance nous a contraints d'utiliser plusieurs cellules de transistor en parallèle.

V.9-1 Transistor de Puissance :

Le fonctionnement du transistor en régime de commutation est défini par deux états :

Etat bloqué : Le transistor n'est traversé que par un courant très faible (quelques mA). Ce courant de fuite dépend de la température, de la tension entre collecteur et émetteur et de l'état de la polarisation de la fonction base-émetteur.

Etat saturé : Une injection de charge dans la fonction base-émetteur par un courant permet la mise en conduction du transistor. La tension entre collecteur-émetteur est minimale. Les pertes dues à la conduction ne sont pas négligeables ($V_{CE} I_c$).

Commutation : C'est le passage de l'état bloqué à l'état saturé et inversement. Ces pertes dues à la commutation ne sont pas négligeables. Ces pertes sont dues à l'existence simultanément de I_e et V_{CE} élevés. Une commutation trop lente entraîne la destruction du transistor.

Commande de base du transistor :

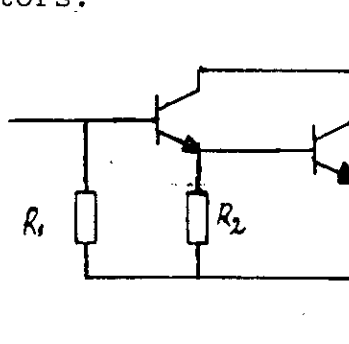
Les pertes dans le transistor sont directement liés à la qualité de la commande de base.

Une commande optimale doit répondre aux exigences suivantes :

1. Amorçage : courant de base avec $\frac{dIB}{dt}$ important.
2. Saturation : un courant de base juste nécessaire pour saturer le transistor : éviter la sursaturation.
3. Coupure : extraire un courant inverse IB_2 .
4. Limiter le taux de décroissance du courant de base à l'extinction.

Commande en Darlington :

Le gain du transistor de puissance étant faible, il est nécessaire d'utiliser des montages en cascade. Le montage Darlington s'avère le plus approprié. Le gain est alors $B = B_1 + B_2 + B_1B_2$ où B_1 et B_2 sont les gains respectifs des deux transistors.



Son gain élevé nécessite un faible courant de base. Les résistances R_1 et R_2 sont utilisées pour la stabilisation thermique. L'utilisation de ce type de montage permet aussi de faire fonctionner le composant à plus forte densité de courant et évite l'emploi d'une source de puissance auxiliaire.

Limitation des pertes pendant la saturation :

Pour dériver le courant de base excédentaire, on place une diode entre celle-ci et le collecteur.

Tant que la tension collecteur est supérieure à celle de base, la diode d'anti-saturation se trouve polarisée en inverse, elle ne joue aucun rôle. Au moment où le transistor se sature, le potentiel du collecteur diminue, la diode d'anti-saturation empêche le collecteur de s'abaisser en-dessous du seuil V_D par rapport au potentiel de la base.

Circuit d'aide à la commutation :

Coupure : une capacité γ , en parallèle avec le transistor ralentit la montée de la tension alors que I_C décroît normalement, une résistance R_γ limite le courant de décharge de γ lorsque le transistor entre en conduction. La diode D_γ élimine l'influence de R_γ au moment de la coupure.

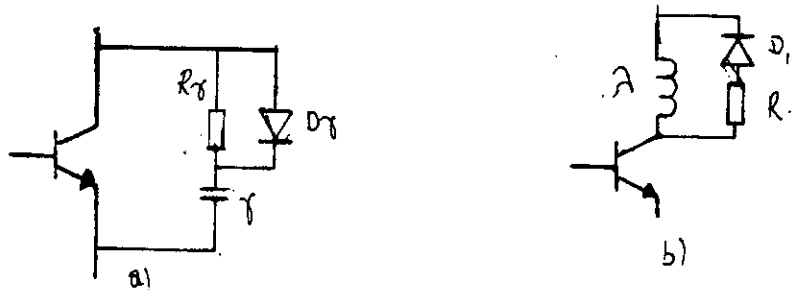


fig V-12 : C.A.L.C. a) coupure ; b) amorçage

Amorçage : une inductance en série avec le transistor ralentit la vitesse de montée du courant I_C tandis que la tension aux bornes du transistor décroît de E à VCE sat.

D_1 et R permettent l'évacuation de l'énergie électromagnétique stockée en λ à l'amorçage.

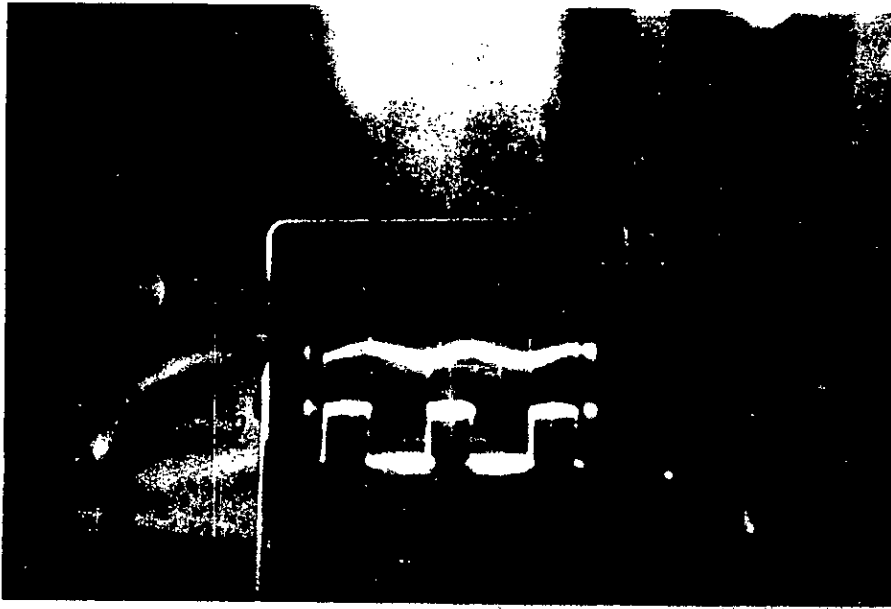


fig V-13.1: en basse fréquence

1 = forme du courant en aval du redresseur.

2 = forme de la tension aux bornes du transistor de puissance

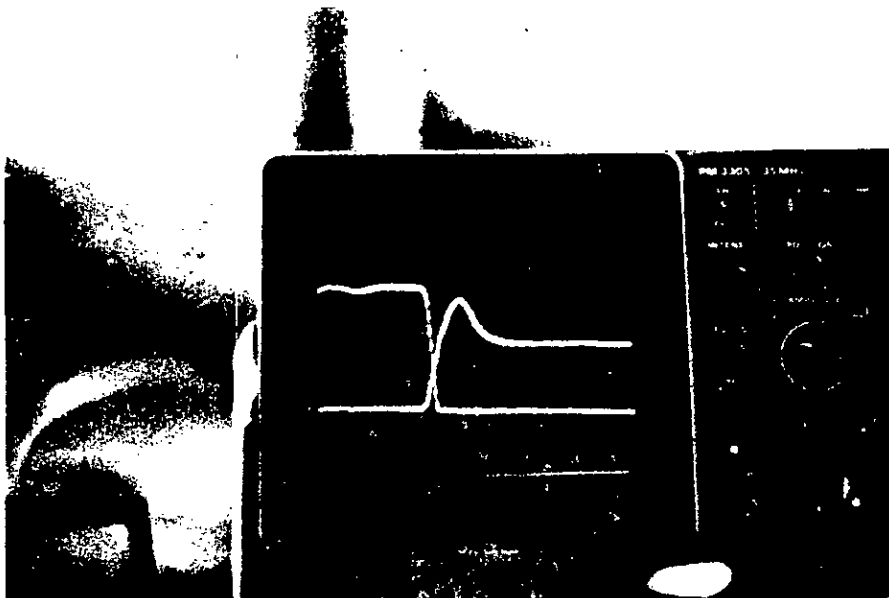


fig V-13.2: commutation: Amorçage du transistor avec circuit d'aide à la commutation

Les courbes représentées ci-dessus montrent l'énergie dissipée au cours de la commutation quand le montage est équipé ou non d'un circuit d'aide à la commutation.

V.9-2 Hacheur :

Le schéma synoptique du montage est représenté sur la Fig. V-14

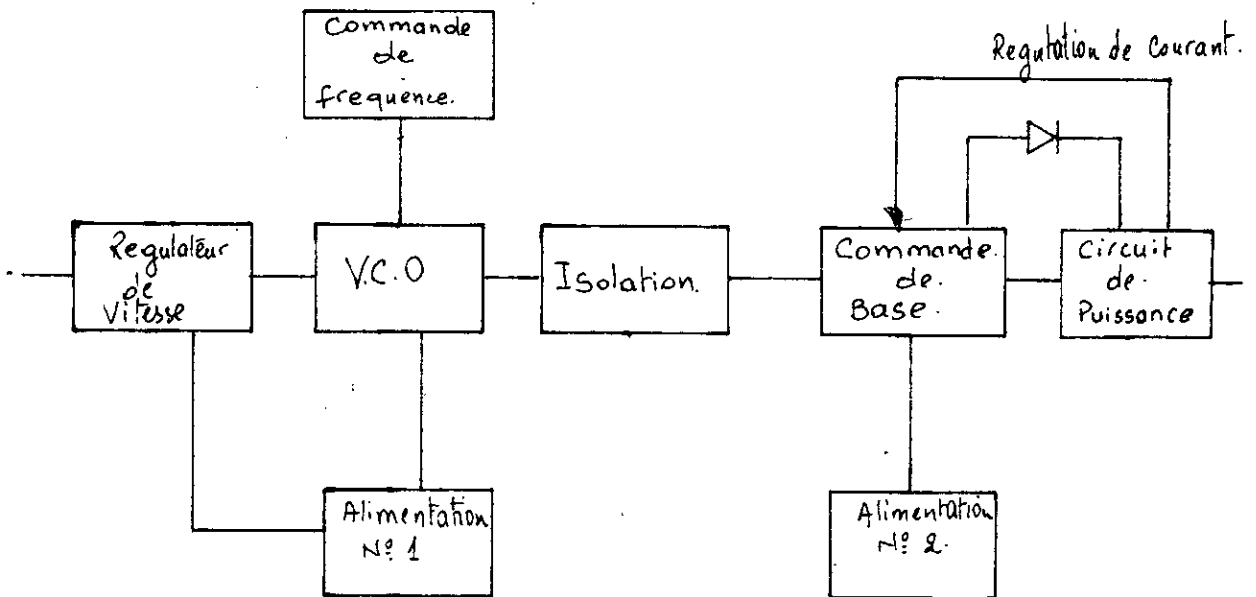
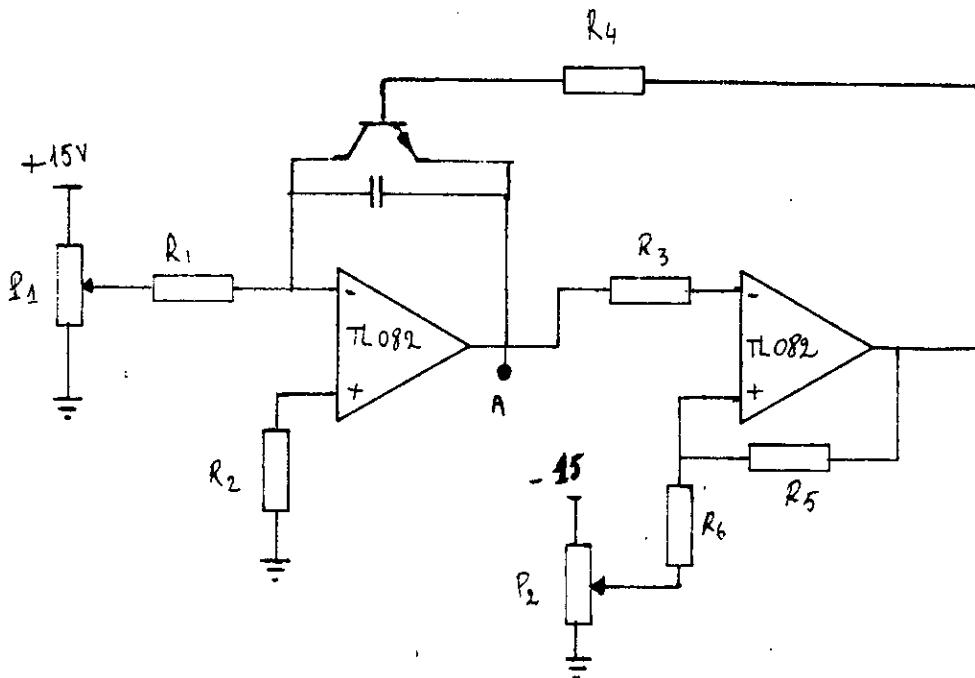


Fig V-14

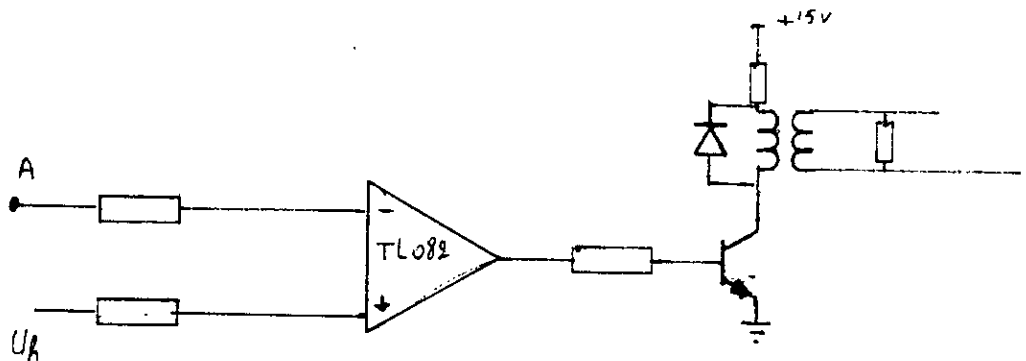
Le VCO génère des signaux en dents de scie de fréquence variable pouvant atteindre 35 KHz. L'amplitude de la dent de scie est comprise entre 0 et -10V. Le schéma de cette carte est représenté sur la Fig.



figV-15: schéma du V. C. O.

Au point A on obtient une dent de scie d'amplitude réglable par une tension de référence P_2 . La fréquence est commandée par P_1 .

La variation du rapport cyclique du hacheur est obtenue en comparant la tension de commande U_h à la dent de scie.



figV-16:

$$Id_1 = \frac{\frac{U_1}{R_f}(1 - \exp(-\frac{R_f}{L_f} \theta \cdot T)) + \frac{U_1}{R_1}(1 - \exp(-\frac{R_1}{L_f}(1 - \theta)T)) \exp(-\frac{R_f}{L_f} \theta \cdot T)}{(1 - \exp(-(\frac{R_1}{L_f}(1 - \theta)T + \frac{R_f}{L_f} \theta \cdot T)))}$$

$$Id_0 = \frac{\frac{U_1}{R_f}(1 - \exp(-\frac{R_1}{L_f}(1 - \theta)T)) + \frac{U_1}{R_f}(1 - \exp(-\frac{R_f}{L_f} \theta \cdot T)) \exp(-\frac{R_1}{L_f}(1 - \theta)T)}{(1 - \exp(-(\frac{R_1}{L_f}(1 - \theta)T + \frac{R_f}{L_f} \theta \cdot T)))}$$

L'ondulation maximale est obtenue $\Delta Id = (Id_1 - Id_0)$.

$$Id = Id_1 - Id_0 =$$

$$\frac{\frac{U_1}{R_f}(1 - \exp(-\frac{R_f}{L_f} \theta \cdot T)) + \frac{U_1}{R_1}(1 - \exp(-\frac{R_f}{L_f}(1 - \theta)T)) \exp(-\frac{R_1}{L_f} \theta \cdot T)}{(1 - \exp(-(\frac{R_1}{L_f}(1 - \theta)T + \frac{R_f}{L_f} \theta \cdot T)))}$$

$$\frac{\frac{U_1}{R_f}(1 - \exp(-\frac{R_f}{L_f} \theta \cdot T)) \exp(-\frac{R_1}{L_f}(1 - \theta)T) - \frac{U_1}{R_1}(1 - \exp(-\frac{R_1}{L_f}(1 - \theta)T))}{(1 - \exp(-(\frac{R_1}{L_f}(1 - \theta)T + \frac{R_f}{L_f} \theta \cdot T)))}$$

Cette équation nous montre la dépendance de l'ondulation

$\Delta Id = Id_1 - Id_0$ en fonction de la fréquence de hachage quand T tend vers 0, alors ΔId tend vers 0.

Si la fréquence est trop élevée, l'ondulation est négligeable.

- . Quand H est fermé : le courant I_d est donné par l'équation différentielle,

$$L_f \cdot \frac{di_d}{dt} + R_f \cdot i_d = U_1$$

La solution de cette équation donne :

$$i_d = \frac{U_1}{R_f} (1 - \exp(-R_f \cdot t / L_f)) + i_{d0} \exp(-\frac{R_f}{L_f} \cdot t)$$

i_{d0} est le courant continu à l'état initial.

- . Quand H est ouvert : $L_f \frac{di_d}{dt} + R_1 i_d = U_1$

où $R_1 = R_f + R$,

i_d va décroître de i_{d1} à i_{d0} ,

i_{d1} = est le courant atteint durant la fermeture du hacheur,

$$i_d = I_{d1} + \frac{U}{R} (1 - \exp(-\frac{R_j}{L_f} \cdot t)).$$

Détermination de I_{d1} et I_{d0} :

Le courant I_{d1} est obtenu quand le hacheur est enclenché.

$$I_{d1} = \frac{U_1}{R_f} (1 - \exp(-\frac{R_f}{L_f} \cdot T_{on})) + I_{d0} \cdot \exp(-\frac{R_f}{L_f} \cdot T_{on})$$

Le courant I_{d0} est obtenu quand le hacheur est déclenché.

$$I_{d0} = \frac{U_1}{R_1} (1 - \exp(-\frac{R_1}{L_f} \cdot T_{off})) + I_{d1} \cdot \exp(-\frac{R_1}{L_f} \cdot T_{off}).$$

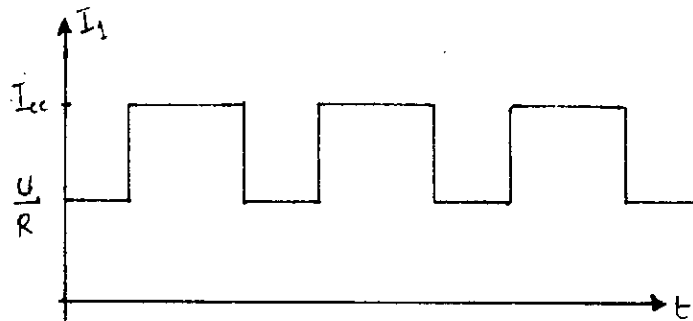
des équations (1) et (2) et pour θ donné, on tire I_{d0} et I_{d1} .

c) Conclusion :

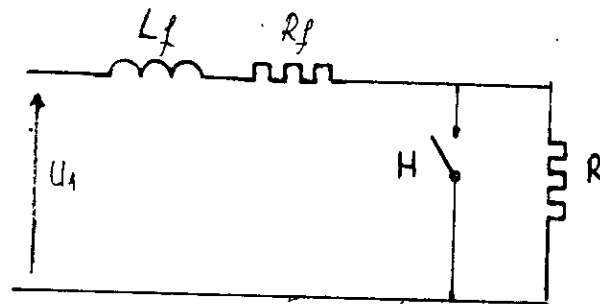
Ce montage peut être appliqué dans le circuit rotorique d'un moteur asynchrone. La vitesse peut varier dans une plage appréciable.

d) Lissage du courant :

La forme du courant fourni par U_1 est donnée par la Fig. A.I.6



Cette forme de courant introduit des harmoniques de courant non négligeable dans l'enroulement rotorique. Pour éviter l'effet de ces harmoniques, on introduit une self de lissage à l'entrée du montage précédent.



L_f : Self de lissage.

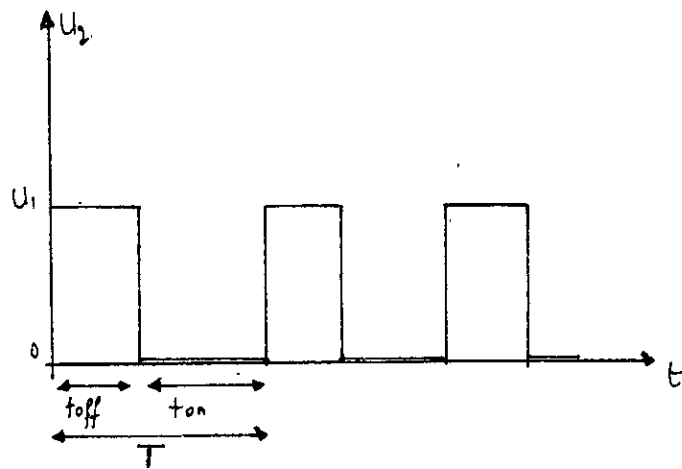
R_f : Résistance interne de la self.

a) Principe de fonctionnement :

Lorsque H est fermé, la résistance R est court-circuitée, la tension $U_2 = 0$, le courant circule à travers H.

Lorsque H est ouvert, le courant circule dans R, la tension $U_2 = R \cdot I_d$.

La Fig. A.I.5 représente la forme de la tension U_2 .



La valeur moyenne de la tension U_2 est :

$$U_2 = \frac{T_{off}}{T} \cdot U_1 = (1 - \theta) U_1$$

La valeur moyenne du courant dans la résistance R est :

$$I = (1 - \theta) \frac{U_1}{R}$$

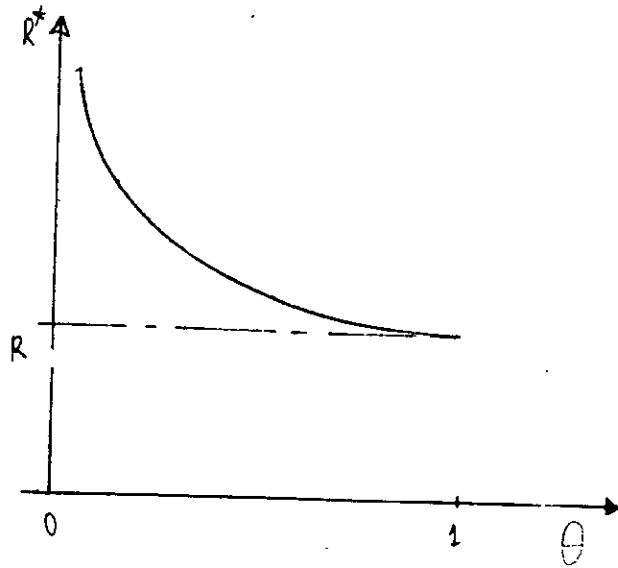
b) Résistance apparente :

Lorsque H est ouvert, la résistance vue par U_1 est R, lorsque H est fermé, la résistance vue par U_1 est nulle,

c'est à dire : quand $\theta = 1$ ($T = T_{on}$) $R^* = 0$

quand $\theta = 0$ ($T = T_{off}$) $R^* = R$

$$R^* = (1 - \theta) R.$$

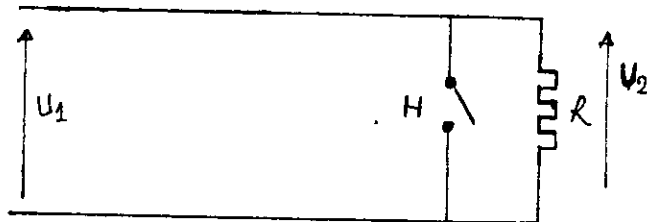


c) Conclusion :

La valeur minimale de la résistance apparente de ce montage est R . L'utilisation de ce montage dans le circuit rotorique d'un moteur asynchrone à bagues n'est profitable que pour les faibles vitesses. Mais ses performances laissent à désirer.

II. Hacheur parallèle :

La Fig. A.I.4 représente un hacheur parallèle.



La forme de la tension U_2 est représentée par la Fig. A.I.2.

La valeur moyenne de la tension U_2 est alors :

$$U_2 = \frac{T_{on}}{T_{on} + T_{off}} \cdot U_1 = \frac{T_{on}}{T} \cdot U$$

Celle du courant : $I_2 = \frac{T_{on}}{T} \cdot I_d = \theta \cdot I_d$

θ étant le rapport cyclique.

Quand le rapport θ varie entre 0 et 1, la valeur moyenne de la tension U_2 varie de 0 à U_1 .

I_d = courant maximum quand $T_{on} = T$. ($\theta = 1$).

b) Résistance apparente :

Entre les bornes (+) et (-) de la tension d'alimentation U_1 , apparaît une résistance apparente R^* égale à :

$$U_1 = R^* \cdot I_1$$

I_1 = valeur moyenne du courant (qui peut être différent de I_2).

$$I_2 = \frac{T_{on}}{T} \cdot I_d = \theta \cdot I_d$$

$$U_1 = R^* \cdot \theta \cdot I_d$$

La résistance apparente R^* est donc inversement proportionnelle à

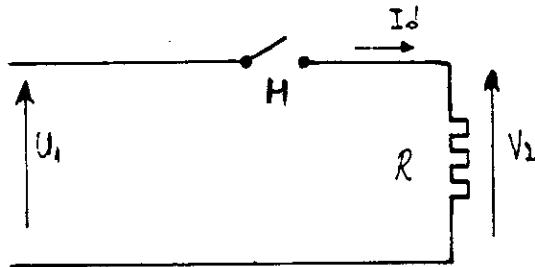
$$R^* = \frac{1}{\theta} \cdot \frac{U_1}{I_d}$$

La Fig A.I.3 donne l'allure R^* quand θ varie de 0 à 1.

ANNEXE I / ETUDE DU HACHEUR

I. Hacheur série :

La Fig. A.I.1 représente un hacheur série alimentant une résistance pure. Le hacheur est symbolisé par l'interrupteur mécanique.



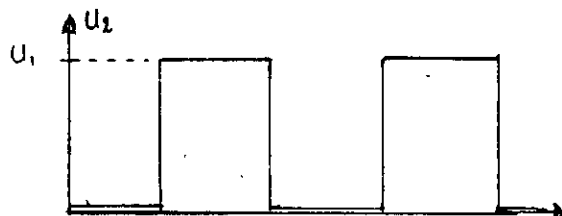
L'enclenchement et le déclenchement de cet interrupteur se fait par une commande électronique. La modulation de l'ouverture et de la fermeture du hacheur entraînerait la variation de la tension aux bornes de la résistance R .

a) Principe de fonctionnement :

Lorsque H est fermé, toute la tension U_1 est appliquée à la résistance R .

$$U_1 = U_2 = R \cdot I_d \quad \text{ie} \quad I_d = U_2 / R.$$

Lorsque H est ouvert, $U_2 = 0$ $I_d = 0$



ANNEXE

CONCLUSION /

Le travail que nous venons de présenter avait pour but d'étudier et de réaliser un montage de régulation de vitesse d'un moteur asynchrone en agissant sur son glissement.

Cette étude a abouti à la réalisation de deux commandes :

- La cascade hyposynchrone par récupération de l'énergie rotorique.
- La cascade par dissipation de l'énergie rotorique dans une résistance pulsée.

Les résultats du chapitre IV nous permettent de conclure que la cascade hyposynchrone permet un fonctionnement à vitesse variable très souple. La stabilité du système est assurée par un régulateur classique peu coûteux et sûr.

Nous pensons avoir mis au point et validé un outil commode pour le calcul de la fonction de transfert du système et pour la détermination des éléments de réglage des montages utilisés.

Toutes les manoeuvres classiques (démarrage, freinage et inversion de sens de rotation) sont réalisables à couple maximum en toute sécurité.

Le seul défaut de la cascade hyposynchrone est son mauvais facteur de puissance. Il ne peut être amélioré qu'au prix d'une réduction des possibilités de manoeuvres de la machine.

La cascade par dissipation de l'énergie rotorique dans une résistance pulsée est limitée à des montages à puissances réduites où le domaine de la variation de vitesse est limité.

CONCLUSION

Le créneau obtenu est appliqué à l'entrée d'un transformateur d'impulsion qui transmet le signal à la commande de base du transistor. Celle-ci étant constituée principalement par un circuit intégré monolithique le UAA 4002 de Thomson. (Annexe).

Le schéma de câblage de la carte commande de base est représenté sur la Fig. V-19

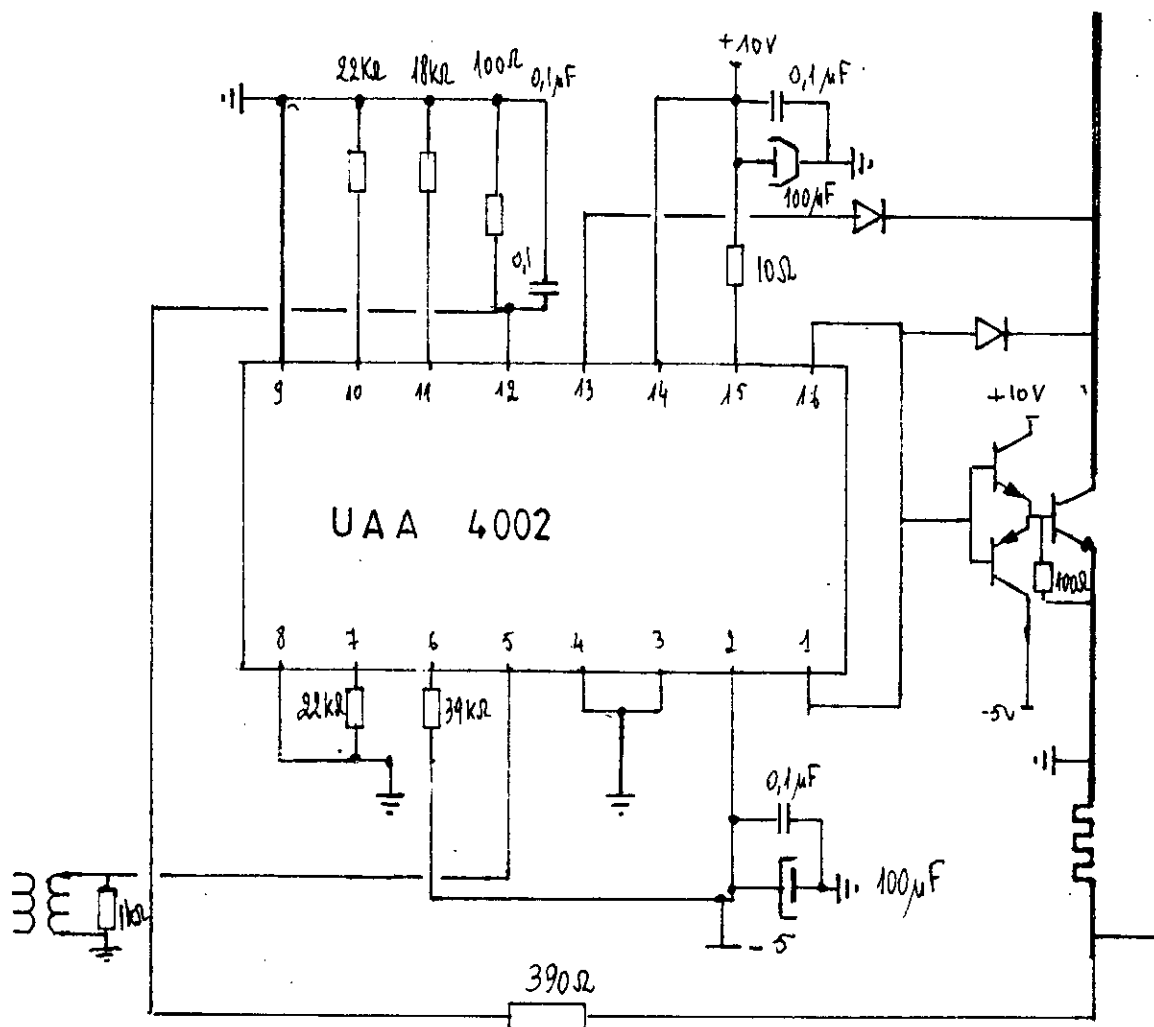


Fig V-19

Le régulateur de vitesse est correcteur proportionnel et intégral avec constante de temps d'intégration réglable muni d'une limitation de vitesse minimale.

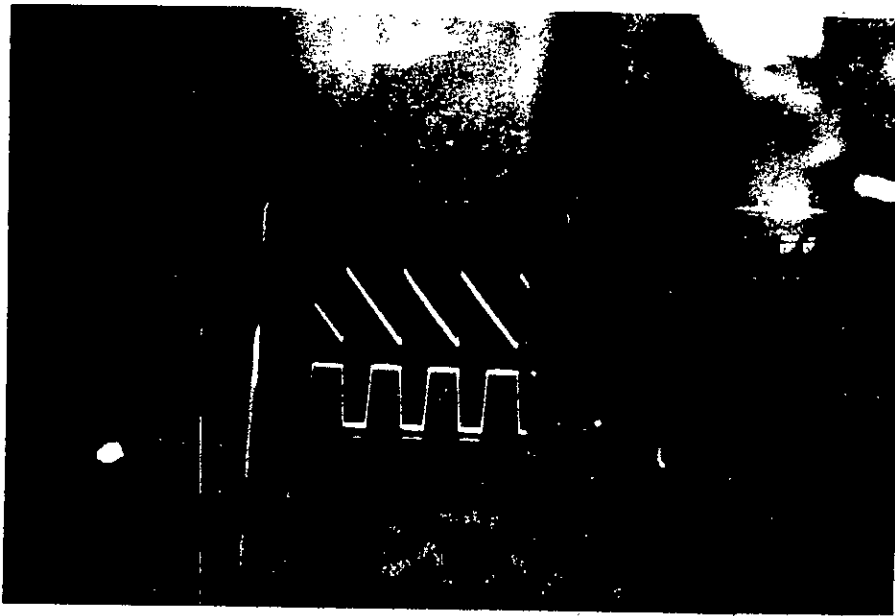


fig V-17 : a) dent de scie au point A
b) tension à la sortie du comparateur

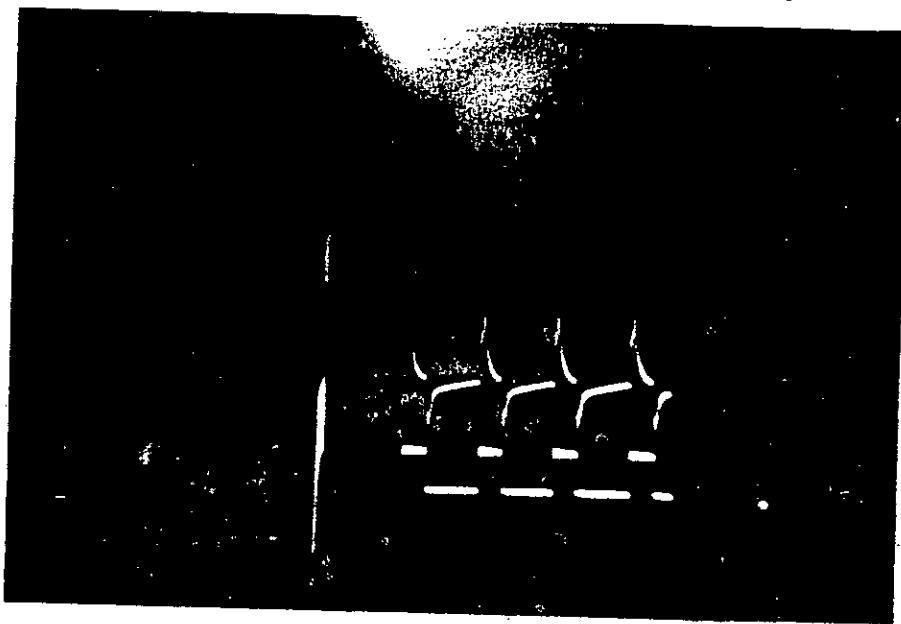


fig V-18 : Signaux à l'entrée et à la sortie du UAA 4002