50376.
1984.
113.

N° d'ordre : 345

50376
1984
113

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR-INGENIEUR

par

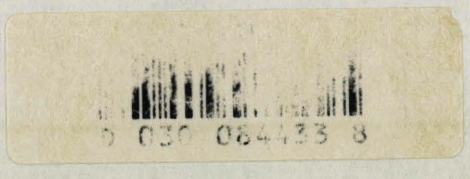
Michèle ROMBAUT

Ingénieur EUDIL

DETERMINATION INDIRECTE DU GLISSEMENT DU MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTÉ A TENSION ET A FREQUENCE VARIABLES

Soutenue le 20 juin 1984 devant la Commission d'Examen

MM.	J.C.	GENTINA	Président
	G.	SEGUIER	Rapporteur
	F.	NOTELET	Examinateur
	B.	DE FORNEL	Examinateur
	C.	ROMBAUT	Examinateur
	P.	FORTUN	Examinateur



AVANT PROPOS

****

Les recherches dont les résultats sont présentés dans ce mémoire ont été effectuées dans le cadre d'un Contrat CIFRE entre le Ministère de l'Industrie et de la Recherche d'une part, la Télémécanique Electrique et l'Université de LILLE I d'autre part. Mon travail, entrecoupé de stages à la Télémécanique, s'est essentiellement déroulé dans le cadre du Laboratoire Applications des Redresseurs de Puissance et Machines Electriques de l'Université de LILLE.

L'idée de mesurer indirectement le glissement et la façon de procéder pour cette mesure sont nées de longs échanges entre Monsieur PILLAIS et Monsieur le Professeur SEGUIER. Monsieur le Professeur NOTELET s'est joint à la discussion et a avancé l'algorithme qui a été finalement retenu. La faisabilité de la mesure ayant été montrée, l'objet de mon travail a été d'étudier les difficultés de la mise en oeuvre du procédé et de les résoudre pour réaliser un équipement prototype.

Je remercie très vivement Monsieur le Professeur GENTINA, Directeur de l'Institut Industriel du Nord, d'avoir accepté de présider le Jury auquel je soumets ce mémoire.

Monsieur le Professeur SEGUIER a eu la responsabilité de diriger mon travail de recherche. Je tiens à lui exprimer ma très vive gratitude pour l'attention et la bienveillance avec lesquelles il m'a guidée.

Monsieur le Professeur NOTELET m'a beaucoup aidée tant au départ de l'étude que pour tout ce qui a trait à l'examen des variations des paramètres de la machine asynchrone. Je lui redis ici ma profonde reconnaissance.

Je suis heureuse que Monsieur le Professeur de FORNEL de l'Institut National Polytechnique de Toulouse ait accepté de juger ce mémoire et de situer mon travail par rapport à des études voisines effectuées sous sa direction.

Mon frère Christian ROMBAUT, m'a beaucoup aidée pour acquérir les connaissances théoriques et pratiques en électronique de puissance dont j'ai eu besoin pour résoudre une à une les nombreuses difficultés rencontrées dans la réalisation de l'équipement prototype.

Je remercie Monsieur FORTUN pour l'amabilité de l'accueil que j'ai toujours reçu à la Télémécanique dans la Division à laquelle je suis rattachée, pour l'aide en conseils et en matériel qui ne m'a jamais été ménagée.

Je redis ma très vive reconnaissance à Monsieur PILLAIS qui a été le promoteur de cette recherche et qui en a suivi sans cesse le déroulement, faisant tout pour que rien ne puisse arrêter mon travail. A la Télémécanique, de nombreux cadres m'ont aidée ; je citerai en particulier Monsieur CONRATH qui m'a fait bénéficier de l'expérience de la Société pour tout ce qui touche à la commande de machines par microprocesseurs.

Je remercie aussi tous les enseignants chercheurs du Laboratoire Applications des Redresseurs de Puissance et Machines électriques, notamment Monsieur BOULET de l'équipe du Professeur NOTELET avec qui j'ai effectué l'étude expérimentale sur les variations des paramètres.

Mes remerciements vont également à Mesdames LEMAIRE et MASSE qui ont dactylographié ce texte, à Monsieur HUYGHE qui m'a aidée pour le dessin des figures, à Monsieur HOUZE qui a assuré la polycopie de ce mémoire. Qu'à travers eux, l'ensemble des membres du Service Electrotechnique de l'Université de LILLE I qui m'a si aimablement accueillie trouve ici l'expression de ma reconnaissance.

INTRODUCTION

La simplicité de construction, la robustesse et le faible coût du moteur asynchrone triphasé à cage expliquent son utilisation fréquente dans les équipements industriels.

Alimenté par le réseau à fréquence et tension constantes, sa vitesse varie peu et ne dépend que de la charge qu'il entraîne.

Dans un certain nombre d'applications, il est nécessaire ou simplement économique de pouvoir faire varier de façon continue la vitesse d'un équipement, en continuant à utiliser un moteur à cage, bénéficiant ainsi des avantages liés à son emploi.

Les progrès de l'électronique de puissance permettent de présenter au moteur l'énergie électrique sous une forme telle qu'il puisse fonctionner à la vitesse souhaitée [1] *. Pour cela, le convertisseur, placé entre la source de tension sinusoïdale à la fréquence industrielle et le moteur doit pouvoir fournir à celui-ci une tension ou un courant d'amplitude et de fréquence variables et réglables séparément.

Pour conduire, dans les meilleurs conditions un tel équipement, il faut connaître la variable caractérisant le mieux l'état de la machine en fonctionnement : son glissement ou,ce qui revient au même,la fréquence du courant rotorique [2]. La connaissance du glissement permet en particulier :

- en régulation de vitesse, de connaître celle-ci à partir de la fréquence des tensions ou courants d'alimentation délivrés par le convertisseur
- en régime dynamique d'accélération ou de freinage, d'être assuré qu'on agit bien sur la fréquence d'alimentation dans le sens voulu, en maintenant la machine dans la zone stable de sa caractéristique mécanique
- en fonctionnement normal, de suivre l'échauffement du rotor.

* Les chiffres entre crochets renvoient à la bibliographie.

La cage du moteur asynchrone n'étant pas directement accessible à la mesure, la *détermination directe* du glissement suppose celle de la vitesse du rotor. Le glissement étant l'écart relatif entre la vitesse synchrone et la vitesse réelle, écart qui a une valeur relative faible en fonctionnement normal, l'emploi d'un capteur tachymétrique précis et rapide est nécessaire pour obtenir une information exploitable. Le coût et la mise en oeuvre de ce capteur se révèlent être des obstacles à l'automatisation de certains équipements. [3] [4] [5]

D'ou l'idée de chercher à déterminer *indirectement* le glissement en n'ayant accès qu'aux trois bornes statoriques et donc aux seules grandeurs électriques correspondantes : la tension, le courant, la fréquence et le déphasage de l'onde fondamentale du courant par rapport à celle de la tension.

Les différentes méthodes proposées pour estimer [6] [7] [8] ou réguler la vitesse à partir des seules grandeurs statoriques nécessitent toutes l'emploi d'un microprocesseur [9] [10] [11] [12] [13] [14] [15] [16] . C'est en effet le développement récent de ce composant que permet, grâce à ses capacités de calcul, à sa rapidité et à sa mémoire de mettre au point des dispositifs utilisant ces procédés.

Le dispositif proposé dans ce mémoire a été conçu pour pouvoir être utilisé avec n'importe quel type de moteur à cage commandé par un commutateur de courant [17] .

La méthode est basée sur l'utilisation d'un algorithme simple [18] donnant le glissement à partir des seules grandeurs statoriques. Les informations nécessaires à l'utilisation de cette algorithme doivent cependant être préalablement acquises et mémorisées par le microprocesseur. On lui demande donc d'effectuer, avant toute mesure de glissement, une phase de reconnaissance du moteur au cours de laquelle il commandera à fréquence variable, un essai à vide et un essai à rotor calé.

L'algorithme est basé sur une relation simple, pour que la rapidité du calcul du glissement permette son utilisation en temps réel dans des dispositifs de régulation ou de protection.

L'indépendance du procédé vis à vis de la machine et la simplicité de la méthode limitent sa précision. On souhaiterait, que pour chaque fréquence, le glissement calculé g'soit égal au glissement réel g. Mais sachant que c'est impossible, on s'attache surtout à ce que

- pour g = 1, g'soit égal à 1
- quand g décroit, g'décroisse aussi
- pour les faibles valeurs de g (fonctionnement normal en charge) le rapport g'/g soit aussi constant que possible.

Enfin, pour les faibles valeurs de g, on veut que g'/g soit aussi indépendant que possible de la fréquence dans toute la gamme des variations de celle-ci.

Dans ce mémoire, nous avons rappelé dans le premier chapitre les différents procédés de variation de vitesse du moteur asynchrone, l'intérêt d'une commande maintenant le flux constant et l'aide que peut lui apporter la connaissance de la fréquence rotorique.

Nous avons montré, dans le deuxième chapitre, comment variaient en fonction de la fréquence d'alimentation et de la fréquence rotorique, les paramètres utilisés dans le schéma monophasé équivalent au moteur asynchrone et comment les déterminer.

L'algorithme utilisé pour la détermination indirecte du glissement est présenté au chapitre 3, on y montre en particulier comment cet algorithme tient compte de la variation des paramètres du moteur asynchrone.

Les chapitres suivants sont consacrés à la description de la réalisation expérimentale d'un équipement utilisant cet algorithme.

La description du convertisseur utilisé, de son électronique et de sa régulation fait l'objet du chapitre 4.

Le chapitre 5 présente la mise en oeuvre du système à microprocesseur l'interfaçage puissance-microprocesseur, le traitement des informations, l'application de l'algorithme et la sortie des résultats. On y montre également comment s'instaure le dialogue entre le microprocesseur et l'utilisateur lors de l'acquisition des données, pendant la phase de reconnaissance de la machine.

Les principaux résultats et les conclusions sont présentés dans le dernier chapitre.

C H A P I T R E 1

LE MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE A TENSION ET FREQUENCE VARIABLES

I - SCHEMAS EQUIVALENTS ET RELATIONS GENERALES

I.1. Principe de fonctionnement

Le moteur *asynchrone d'induction* triphasé **est constitué** :

- d'un stator portant un enroulement triphasé à 2p pôles directement relié à la source d'alimentation de fréquence f.
- d'un rotor portant un bobinage polyphasé de même nombre de pôles en court-circuit sur lui-même.

L'entrefer est étroit et constant.

L'enroulement statorique traversé par des courants de pulsation $\omega = 2\pi f$ crée une force magnétomotrice tournant à la vitesse angulaire $\Omega_s = \omega/p$. Le flux correspondant balaie les bobines rotoriques, y induit des forces électromotrices et donc des courants puisque l'enroulement est en court-circuit. Le couple électromagnétique est dû à l'interaction du flux statorique sur les courants rotoriques qu'il a lui-même induits, d'où le nom de *machine d'induction* donné à ce moteur.

Sous l'action du couple, le moteur prend une vitesse Ω inférieure à Ω_s. En effet, si le rotor atteignait la vitesse synchrone Ω_s, celui-ci serait immobile par rapport à la force magnétomotrice statorique, il n'y aurait plus de variation de flux, plus de courant rotorique, donc plus de couple.

Le glissement caractérise, en valeur relative, l'écart entre ces vitesses.

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{N_s - N}{N_s}$$

avec $N = \frac{\Omega}{2\Pi}$ et $N_s = \frac{\Omega_s}{2\Pi}$

En fonctionnement normal, le glissement est assez faible, la vitesse de rotation est voisine de la vitesse synchrone, mais différente, d'où le nom de *machine asynchrone* donné à ce moteur.

La f.m.m. tournante statorique balayant le rotor à la vitesse $\Omega_s - \Omega$ par rapport au rotor, la pulsation des grandeurs rotoriques est: $\omega_r = \frac{\Omega_s - \Omega}{p}$, soit $\omega_r = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega} \frac{\Omega}{p} = g\omega$, où, puisque $\omega_r = 2\Pi f_r$, avec f_r la fréquence rotorique

$$f_r = gf$$

L'enroulement rotorique parcouru par des courants de fréquence f_r, crée une f.m.m. dont la vitesse par rapport au rotor est $p\omega_r = \Omega_s - \Omega$. Cette f.m.m. tourne donc à la vitesse $(\Omega_s - \Omega) + \Omega = \Omega_s$ par rapport au stator.

Ces deux f.m.m. tournant à la même vitesse Ω_s par rapport au stator, elles se composent pour donner la f.m.m. réelle. C'est elle qui crée le flux existant réellement dans la machine.

I.2 Modèlisation

Le fonctionnement du moteur asynchrone comme celui de toutes les machines électromagnétiques est complexe. Pour en simplifier l'étude, il est nécessaire de faire un certain nombre d'hypothèses :

- on néglige la saturation du circuit magnétique ainsi que les pertes "fer" dans ce circuit.

- on suppose la machine triphasée au rotor comme au stator, les bobinages créant une f.m.m. à répartition spatiale sinusoïdale.

- on suppose également les grandeurs électriques d'alimentation équilibrées et fonctions sinusoïdales du temps.

Avec ces hypothèses, le moteur asynchrone peut être modèlisé par un schéma monophasé équivalent. Les méthodes de calculs conduisant à ce schéma sont, maintenant, classiques [19]. Elles permettent de montrer que le moteur asynchrone est équivalent à un transformateur dont le secondaire en court-circuit a une résistance variant avec le glissement (figure 1).

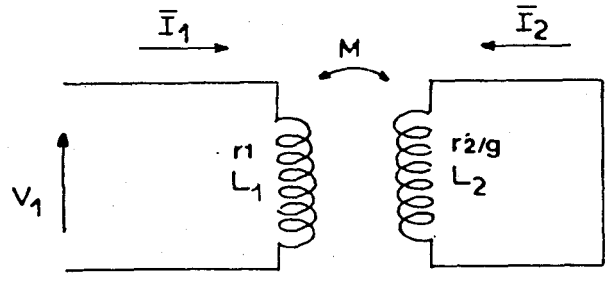


Figure 1

Dans ce schéma :

- $\bar{V}_1$ est la tension simple d'alimentation
- $\bar{I}_1$ est le courant absorbé
- $\bar{I}_2$ est le courant dans l'enroulement rotorique
- r_1, r_2 sont les résistances d'une phase statorique et rotorique.
- L_1 et L_2 sont les inductances cycliques d'une phase statorique et rotorique
- M est la mutuelle inductance cyclique entre phases rotoriques et statoriques.

En ramenant au primaire les éléments du secondaire, on obtient le schéma à réactance de fuites partielles (figure 2) caractérisé par les équations

$$\bar{V}_1 = (r_1 + j\, l_1\, \omega)\, \bar{I}_1 + j\, L\mu\, \omega\, \bar{I}\mu$$

$$j\, L\mu\, \omega \bar{I}\mu = \left(\frac{r'_2}{g} + j\, l'_2\, \omega \right) \bar{I}'_2$$

$$\text{avec } \bar{I}\mu = \bar{I}_1 - \bar{I}'_2$$

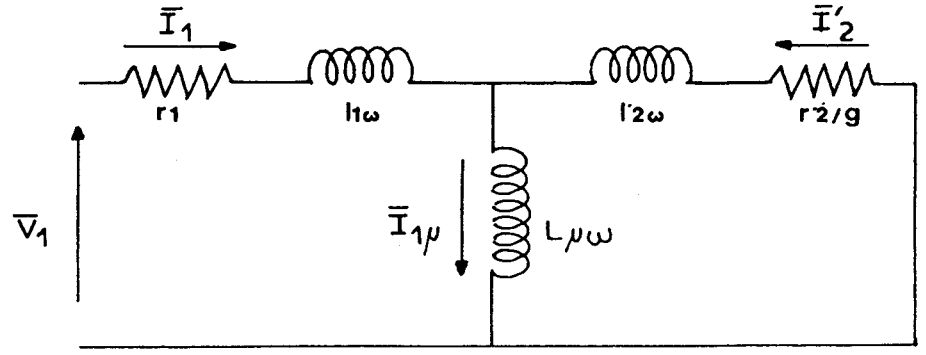


Figure 2

Dans ce schéma :

- l_1 est l'inductance de fuites statorique
- Lμ est l'inductance magnétisante $L\mu = L_1 - l_1$
- l'_2 est l'inductance de fuite secondaire ramenée au primaire.

Si m est le rapport de transformation du transformateur parfait, alors $l'_2 = m^2 L_2 - mM$

- r'_2 est la résistance secondaire ramenée au primaire $r'_2 = m^2 r_2$
- $\bar{I}'_2$ est le courant secondaire ramené au primaire
- $\bar{I}\mu$ est le courant magnétisant

I.3. Calcul des puissances et du couple

On voit qu'à partir du schéma monophasé équivalent, on peut calculer les grandeurs électriques caractérisant le fonctionnement de la machine. Le calcul du couple développé par le moteur nécessite l'examen du partage de la puissance.

La puissance absorbée $P_1 = 3 V_1 I_1 \cos \varphi_1$ diminuée des pertes joule au stator et éventuellement des pertes fer est transmise au rotor. Le schéma équivalent représenté figure 2 montre que cette puissance

$$P'_1 = P_1 - 3\, r_1\, I_1^2 - (\text{pertes fer})$$

est aussi égale à $3 \dfrac{r'_2}{g} I'^2_2$ (1)

La puissance mécanique développée par le rotor est égale à la puissance P'_1 diminuée des pertes joule au rotor, pj_r

Puisque $pj_r = 3r'^2_2 I^2_2$,

$$pj_r = g\, P'_1$$

La puissance mécanique, $Pmec = (1-g)P'_1$

Le couple électromagnétique $C = \frac{Pmec}{\Omega} = \frac{(1-g)\, P'_1}{(1-g)\, \Omega_s} = \frac{P'_1}{\Omega_s} = \frac{p\, P'_1}{\omega}$

De la relation (1) on tire

$$C = \frac{3pr'_2\, I'^2_2}{g\, \omega} \qquad (2)$$

La puissance utile, Pu est donnée par Pmec -pertes mécaniques et le couple utile par $\frac{Pu}{\Omega}$.

II FONCTIONNEMENT DU MOTEUR A FREQUENCE ET TENSION NOMINALES

Dans son fonctionnement habituel, le moteur est alimenté par le réseau triphasé de distribution. La fréquence et la valeur efficace des tensions sinusoïdales d'alimentation sont imposées par la source. Le schéma monophasé équivalent permet alors le calcul des caractéristiques de fonctionnement de la machine. On se bornera ici à rappeler celles donnant le couple, le courant absorbé, et le flux dans le moteur en fonction du glissement.

II.1. Calcul du couple électromagnétique

Le couple est donné par la relation (2).

On peut calculer $\bar{I}'_2$ en fonction de $\bar{V}_1$ à partir du schéma monophasé équivalent représenté figure 2. On obtient :

$$\bar{I}'_2 = \bar{V}_1 \; \frac{1}{r_1 + jl_1\omega + \dfrac{jL\mu\omega(r'_2/g + j\, l'_2\omega)}{r'_2/g + j\,(L\mu + l'_2)\omega}} \cdot \frac{j\, L\mu\omega}{r'_2/g + j\,(L\mu + l'_2)\omega}$$

Après simplification, $I_2'^2$ est donnée par

$$I_2'^2 = V_1^2 \frac{\omega^2 L\mu^2 g^2}{[r_1 r_2' - g(l_1 l_2' + l_1 L\mu + l_2' L\mu)\omega^2]^2 + [g r_1 (L\mu + l_2')\omega + r_2' (l_1 + L\mu)\omega]^2}$$

d'où l'expression du couple

$$C = \frac{3 r_2' V_1^2 L\mu^2 g \omega p}{[r_1 r_2' - g(l_1 l_2' + l_1 L\mu + l_2' L\mu)\omega^2]^2 + [g r_1 (L\mu + l_2')\omega + r_2' (l_1 + L\mu)\omega]^2}$$

Les coefficients d'Hopkison primaire et secondaire sont donnés par

$$\nu_1 = \frac{l_1 + L\mu}{L\mu} \qquad \nu_2 = \frac{l_2' + L\mu}{L\mu}$$

Le coefficient de dispersion de Blondel donné par

$\sigma = 1 - \frac{1}{\nu_1 \nu_2}$ a donc pour valeur

$$\sigma = \frac{l_1 l_2' + l_1 L\mu + l_2' L\mu}{(l_1 + L\mu)(l_2' + L\mu)}$$

On peut simplifier l'écriture de la relation donnant le couple en définissant les constantes de temps suivantes :

Constante de temps du stator $T_1 = \frac{l_1 + L\mu}{r_1}$

Constante de temps du rotor $T_2 = \frac{l'_2 + L\mu}{r_2'}$

Constante de temps des fuites du rotor $T_2' = \frac{l_2'}{r_2'}$

On obtient :

$$C = \frac{3 V_1^2 p g \omega L\mu^2}{r_1^2 r_2' \{[1 - g\sigma T_1 T_2 \omega^2]^2 + [g T_2 \omega + T_1 \omega]^2\}} \qquad (3)$$

La caractéristique de couple a même allure si on la trace en fonction de g ou de ω_r puisque la pulsation d'alimentation est constante et $\omega_r = g\,\omega$.

Il est intéressant de calculer le couple ramené à sa valeur nominale.

Au point de fonctionnement nominal

$$C = C_n \; ; \; \omega_r = \omega_{rn} \; ; \; \omega = \omega_n \; ; \; V_1 = V_{1n}$$

On pose $x = \dfrac{\omega_r}{\omega_{rn}}$

De la relation (3), on tire

$$C_n = \frac{3V_{1n}^2 \, p \, \omega_{rn} \, L\mu^2}{r_1^2 r_2' \{[1-\sigma T_1 T_2 \, \omega_{rn} \, \omega_n]^2 + [T_2\omega_{rn}+T_1\omega_n]^2\}}$$

et

$$\frac{C}{C_n} = \left(\frac{V_1}{V_{1n}}\right)^2 x \cdot \frac{[1-\sigma T_1 T_2 \omega_{rn}\omega_n]^2 + [\, T_2 \, \omega_{rn}+T_1\omega_n]^2}{[1-\sigma T_1 T_2 x \, \omega_{rn} \, \omega]^2 + [xT_2\omega_{rn}+T_1 \, \omega \,]^2}$$

A tension et fréquence nominales $V_1 = V_{1n}$, $\omega = \omega_n$, l'expression devient :

$$\frac{C}{C_n} = x \cdot \frac{[1-\sigma T_1 T_2 \omega_{rn}\omega_n]^2 + [T_2 \, \omega_{rn}+T_1\omega_n]^2}{[1-\sigma T_1 T_2 x \, \omega_{rn}\omega_n]^2 + [xT_2\omega_{rn}+T_1\omega_n]^2}$$

On a représenté figure 3, la courbe donnant les variations de C/C_n en fonction de la pulsation réduite **x**, pour un petit moteur :

$f_n = 50$ Hz N = 1455 t/mn

$U_1 = 380$ V

$I_1 = 10$ A

$2p = 4$

Les mesures effectuées sur ce moteur ont donné les résultats suivants :

$T_1 = 188.10^{-3}$ s

$T_2 = 235.10^{-3}$ s

$T_2' = 10.10^{-3}$ s

$\sigma = 0{,}0833$

$f_{rn} = 1{,}5$ Hz

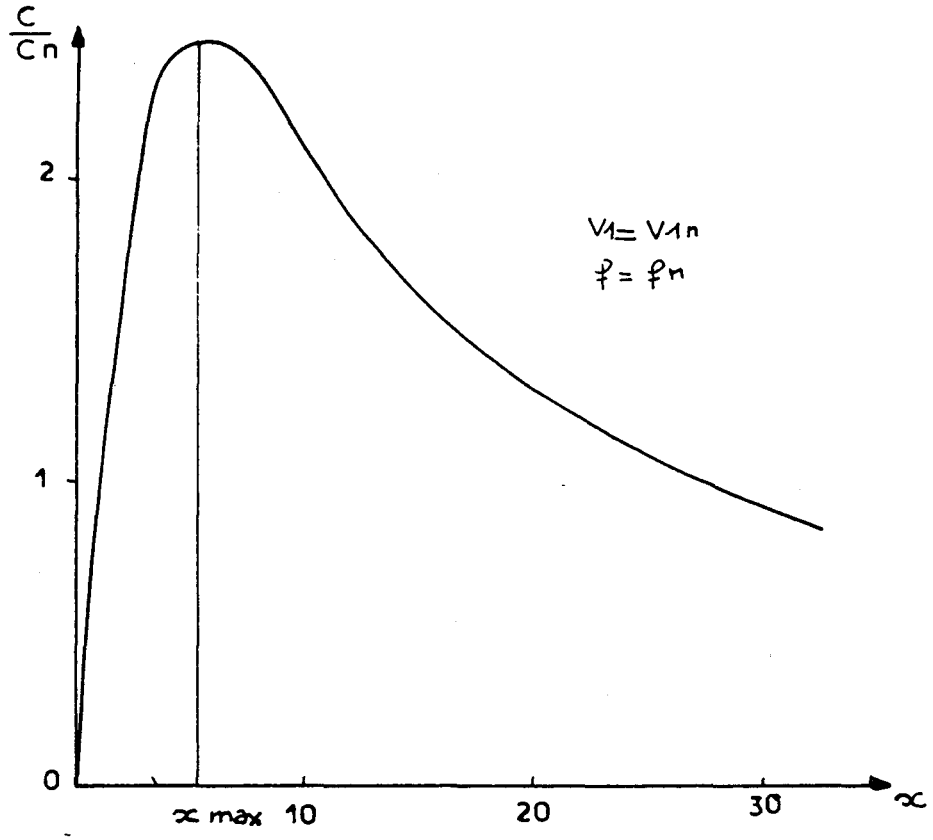


Figure 3

On voit que le couple présente un maximum de l'ordre de 2,5 fois le couple nominal, pour une valeur de $x = x_{max}$ d'environ 5,3 soit pour une fréquence rotorique de 8 Hz avec le moteur utilisé

II.2. Calcul du courant absorbé

Du schéma équivalent de la figure 2, on détermine la valeur du courant absorbé I_1.

$$\overline{V}_1 = (r_1 + j\, l_1\, \omega)\, \overline{I}_1 + j\, L\mu\, \omega\, \overline{I}\mu$$

$$\overline{V}_1 = \left[r_1 + j\, l_1\omega + \frac{j\, L\mu\, (r'_2/g + j\, l'_2\omega)}{r'_2/g + j\, (L\mu+l'_2)\omega}\right] \overline{I}_1$$

La valeur efficace du courant est donnée par

$$I_1 = V_1 \sqrt{\frac{r'^2_2 + \omega_r^2\, (L\mu + l'_2)^2}{[r_1\, r'_2-(l_1 l'_2+l_1 L\mu+l'_2 L\mu)\omega_r\omega]^2 + [r_1(L\mu+l'_2)\omega_r+r'_2(l_1+L\mu)\omega]^2}}$$

En introduisant les constantes de temps et le coefficient de dispersion on obtient :

$$I_1 = V_1 \sqrt{\frac{1 + T_2^2 \omega_r^2}{r_1^2 r_2' \{[1-\sigma T_1 T_2 \omega_r \omega]^2 + [T_2 \omega_r + T_1 \omega]^2\}}} \qquad (4)$$

En ramenant la valeur du courant à sa valeur nominale I_{1n} on obtient :

$$\frac{I_1}{I_{1n}} = \frac{V_1}{V_{1n}} \sqrt{\frac{1+x^2 T_2^2 \omega_{rn}^2}{1+T_2^2 \omega_{rn}^2}} \quad \sqrt{\frac{[1-\sigma T_1 T_2 \omega_{rn} \omega_n]^2 + [T_2 \omega_{rn} + T_1 \omega_n]^2}{[1-\sigma T_1 T_2 x \omega_{rn} \omega]^2 + [x T_2 \omega_{rn} + T_1 \omega_n]^2}}$$

On a représenté figure 4, les variations de $\frac{I_1}{I_{1n}}$ en fonction de x, le moteur étant alimenté à fréquence et tension nominales.

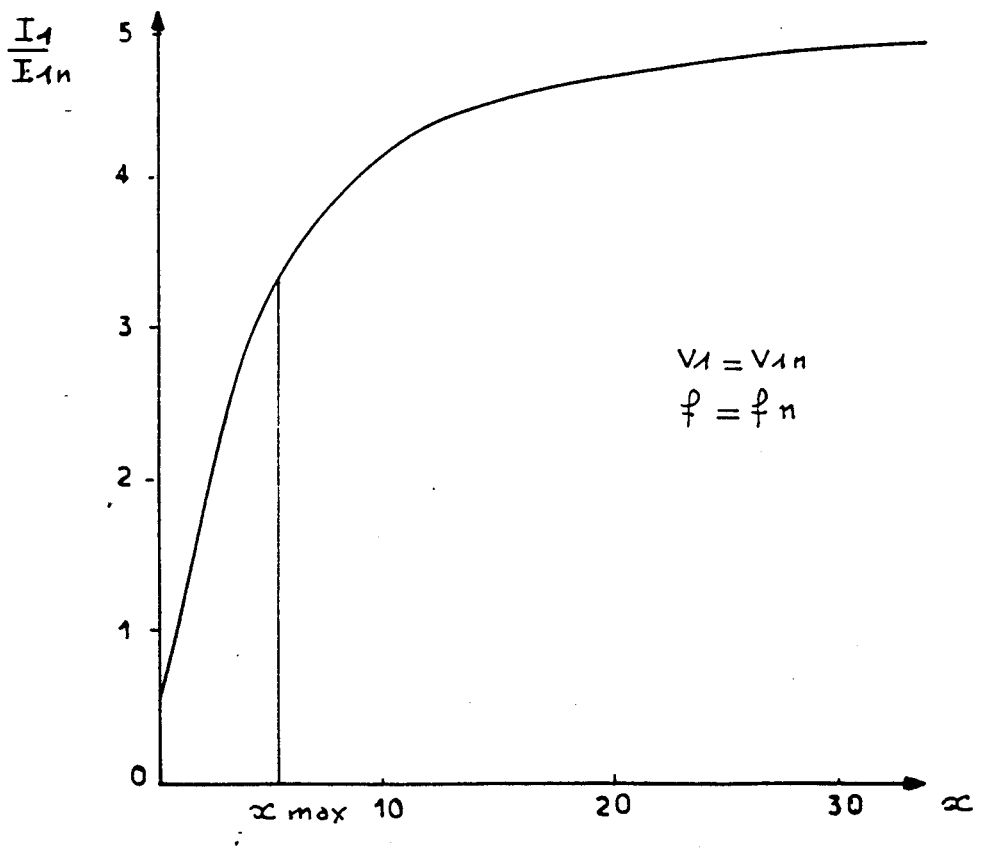


Figure 4

II.3. Calcul du flux résultant

Le flux commun au stator et au rotor ou flux résultant dans l'entrefer est proportionnel au courant magnétisant $I\mu$. On a :

$$\Phi = L\mu\ I\mu$$

On peut calculer $\overline{V_1}$ en fonction de $\overline{I\mu}$

$$\overline{V}_1 = (r_1 + j\ l_1\ \omega)\ \overline{I}_1 + j\ l\mu\ \omega\ \overline{I}\mu$$

$$\overline{V}_1 = \left[(r_1+jl_1\omega)\ \frac{(r'_2/g+j(l'_2+L\mu)\omega)}{r'_2/g + j\ l'_2\omega} + j\ L\mu\omega\right]\overline{I}\mu$$

d'où l'on tire l'expression de Φ en fonction de V_1 et ω_r

$$\Phi = V_1\ L\mu \sqrt{\frac{r'^2_2 + \omega_r^{\ 2}\ l'^2_2}{[r_1r'_2+\omega_r\omega(l_1l'_2+l_1L\mu+l'_2L\mu)]^2 + [r_1(L\mu+l'_2)\omega_r+r'_2(l_1+L\mu)\omega]^2}}$$

En introduisant les constantes de temps et le coefficient de dispersion, on obtient :

$$\Phi = V_1\ L\mu \sqrt{\frac{1 + T'^2_2\ \omega_r^{\ 2}}{r_1^2r'_2\{[1-\sigma T_1T_2\omega_r\omega]^2 + [T_2\omega_r + T_1\omega]^2\}}} \qquad (5)$$

Le flux ramené à sa valeur nominale a pour expression :

$$\frac{\Phi}{\Phi_n} = \frac{V_1}{V_{1N}} \sqrt{\frac{1+x^2T'^2_2\omega_{rn}}{1+T'^2_2\ \omega_{rn}}} \cdot \sqrt{\frac{[1-\sigma T_1T_2\omega_{rn}\omega_n]^2 + [T_2\omega_{rn}+T_1\omega_n]^2}{[1-\sigma T_1T_2x\omega_{rn}\omega]^2 + [xT_2\omega_{rn}+T_1\omega]^2}}$$

La figure 5 représente les variations de $\frac{\Phi}{\Phi_n}$ en fonction de x aux valeurs nominales de la tension et de la fréquence, pour le moteur dont les valeurs de T_1, T_2, T'_2 ont été données au §II.1.

On remarque qu'à tension et fréquence nominales, le flux dans la machine n'est pas constant, il passe de 53% de sa valeur nominale à rotor calé à 105% pour g=0. C'est en négligeant la résistance du stator et en ramenant au secondaire l'inductance de fuites primaire que le flux est constant. On voit ici l'importance de l'erreur introduite par cette approximation.

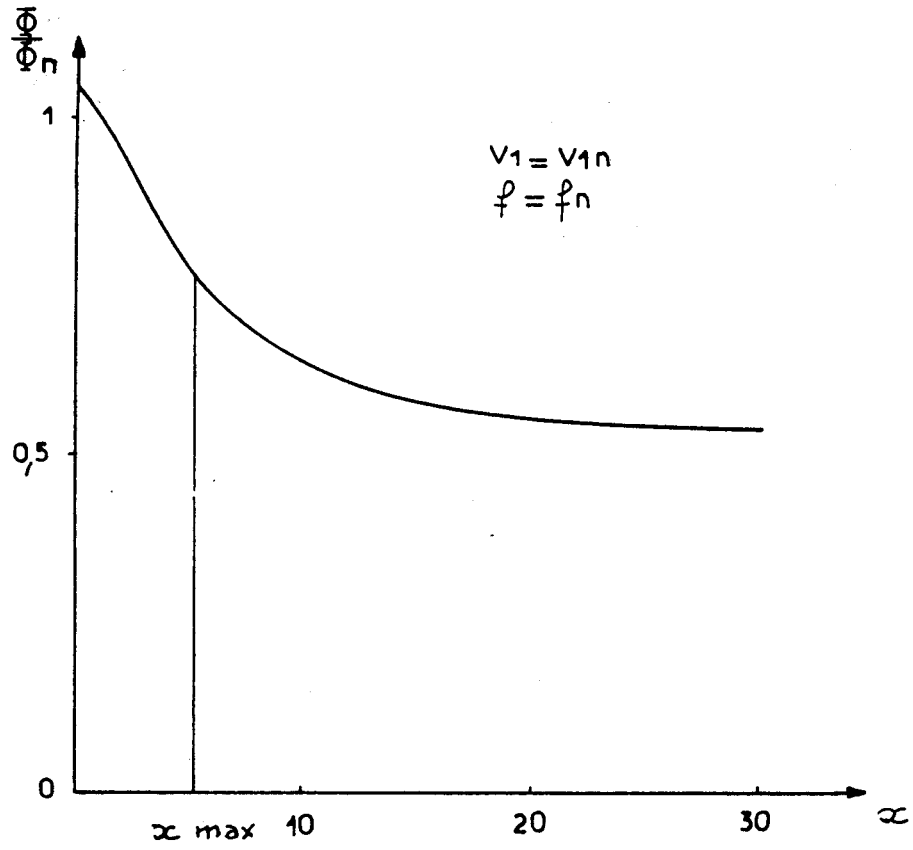


Figure 5

III FONCTIONNEMENT DU MOTEUR A FREQUENCE VARIABLE

Alimenté à tension et fréquence nominales, le moteur a une vitesse qui ne dépend que du couple résistant demandé par la charge. En effet, la vitesse N est donnée par :

$$N = \frac{\Omega}{2\Pi} = \frac{(f - f_r)}{p} = \frac{f}{p}(1-g)$$

et g est fonction du couple C. On voit (figure 3) qu'entre la marche à vide et la marche en pleine charge, le glissement est faible, la vitesse du moteur reste voisine de la vitesse synchrone.

Pour faire varier la vitesse, trois procédés sont possibles:

- *action sur le glissement*

. En baissant la tension d'alimentation du moteur, au moyen de gradateur par exemple [20], on peut obtenir des fonctionnements stables pour de fortes valeurs du glissement, lorsque la charge présente un couple croissant fortement avec la vitesse [21]. La puissance de glissement est alors dépensée en pertes joule au rotor.

. On peut aussi, dans le cas de machines à rotor bobiné, dépenser cette puissance dans des résistances extérieures à la machine ou même la récupérer [22].

- *changement du nombre de pôles*

Par un changement de connexions sur les bobines statoriques, on peut multiplier ou diviser le nombre de pôles. On peut aussi réaliser plusieurs bobinages dans les encoches statoriques [19] . Ces procédés ne permettent qu'un changement discret de la vitesse.

- *action sur la fréquence*

A glissement donné, la vitesse étant proportionnelle à la fréquence, on peut faire varier de façon continue cette vitesse si l'on dispose d'une source à fréquence variable. Ce convertisseur de fréquence peut être une source de tension ou une source de courant, le paramètre de réglage devant varier avec la fréquence pour que le moteur puisse développer un couple suffisant à toutes les vitesses.

Pour étudier le fonctionnement du moteur asynchrone alimenté à fréquence variable, on est amené à calculer son couple électromagnétique.

III.1. Relation entre le couple électromagnétique et le flux

On peut exprimer le couple en fonction du flux résultant dans la machine. D'après l'expression (3)

$$C = \frac{3\, V_1^2\ p\ \omega_r\ L\mu^2}{r_1^2 r_2' \{[1-\sigma T_1 T_2 \omega_r \omega]^2 + [T_2\omega_r + T_1\omega]^2\}}$$

et d'après (5)

$$V_1^2 = \frac{\phi^2}{L\mu^2} \frac{r_1^2 r_2' \{[1-\sigma T_1 T_2 \omega_r \omega]^2 + [T_2\omega_r + T_1\omega]^2\}}{1 + T_2'^2\ \omega_r^2}$$

En remplacant V_1^2 par sa valeur dans C, il vient

$$C = \frac{3\, \phi^2\ p\ \omega_r}{1 + T_2'^2\ \omega_r^2} \qquad (6)$$

Ce résultat nous amène à faire deux remarques importantes :

- A flux constant, le couple ne dépend que de la fréquence rotorique. Il est donc totalement indépendant de la fréquence d'alimentation.

- A fréquence rotorique constante, le couple est directement proportionnel au carré du flux.

On voit donc que pour pouvoir développer le même couple maximum a toutes les vitesses, il est intéressant de faire fonctionner le moteur à flux constant. On conservera, par exemple, la valeur du flux lors du fonctionnement nominal.

III.2. Etude du fonctionnement à flux constant

Le flux résultant dans la machine étant maintenu à sa valeur nominale Φ_n, on détermine les valeurs du couple électromagnétique C, du courant absorbé I_1 et de la tension d'alimentation V_1.

III.2.1. Calcul du couple électromagnétique

D'après l'expression (6) $C = \dfrac{3 \Phi_n^2 \, p \, \omega_r}{1+T_2'^2 \, \omega_r^2}$.

Le couple ramené à sa valeur nominale a pour expression

$$\frac{C}{C_n} = x \cdot \frac{1 + T_2'^2 \, \omega_{rn}^2}{1 + x^2 \, T_2'^2 \, \omega_{rn}^2}$$

La figure 6 représente C/C_n en fonction de x à ω_{rn} et T_2' donné, Φ a sa valeur nominale. A moteur donné, cette courbe est *unique* et ne dépend que de x. Elle est *indépendante de la fréquence d'alimentation.*

La courbe présente un maximum pour $x_\Phi = \dfrac{1}{\omega_{rn} T_2'}$

Le couple maximum a pour valeur

$C_\Phi = C_n \dfrac{1 + T_2'^2 \omega_{rn}^2}{2 T_2' \omega_{rn}}$ quelle que soit la fréquence.

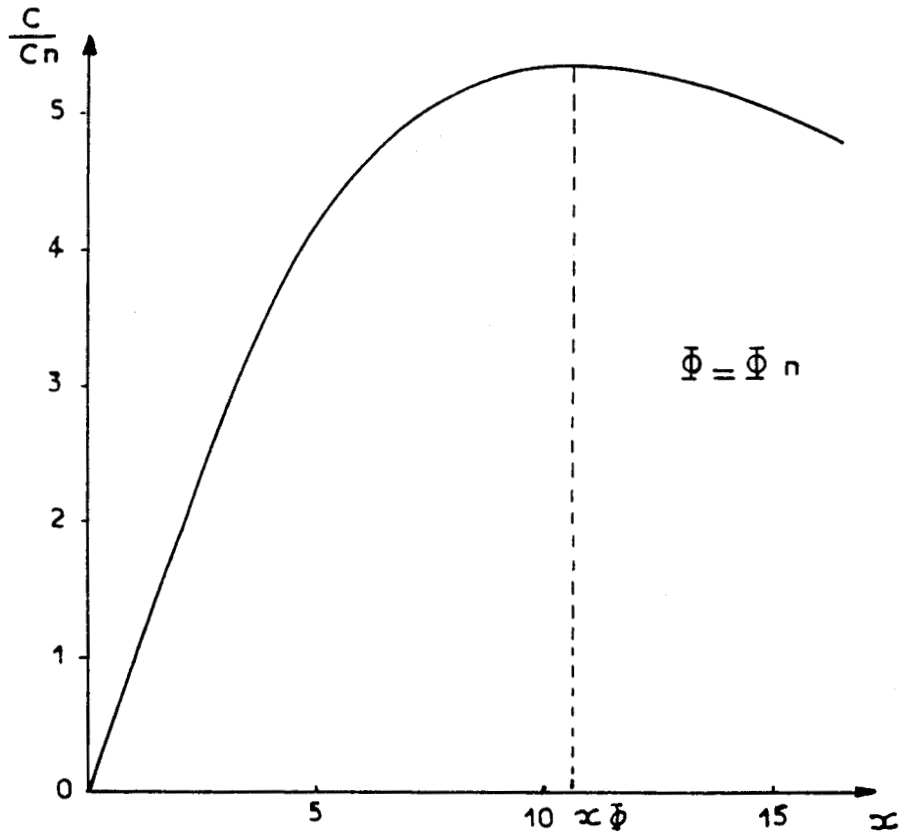


Figure 6

III.2.2. Calcul du courant absorbé

D'après l'expression (4)

$$I_1 = V_1 \sqrt{\frac{1 + T_2^2 \omega_r^2}{r_1^2 r_2' \{[1-\sigma T_1 T_2 \omega_r \omega]^2 + [T_2 \omega_r + T_1 \omega]^2\}}}$$

La tension V_1 en fonction du flux est donné par (5)

$$V_1 = \frac{\Phi}{L\mu} \sqrt{\frac{r_1^2 r_2' \{[1-\sigma T_1 T_2 \omega_r \omega]^2 + [T_2 \omega_r + T_1 \omega^2]\}}{1 + T_2'^2 \omega_r^2}}$$

d'où l'expression du courant en fonction du flux

$$I_1 = \frac{\Phi}{L\mu} \sqrt{\frac{1 + T_2^2 \omega_r^2}{1 + T_2'^2 \omega_r^2}} \qquad (7)$$

Lorsque I_1 est ramené à sa valeur nominale

$$\frac{I_1}{I_{1n}} = \sqrt{\frac{1 + x^2 T_2^2 \omega_{rn}^2}{1 + T_2^2 \omega_{rn}^2}} \cdot \sqrt{\frac{1 + T_2'^2 \omega_{rn}^2}{1 + x^2 T_2'^2 \omega_{rn}^2}}$$

La figure 7 représente les variations de I_1/I_{1n} en fonction de x, lorsque Φ a sa valeur nominale.

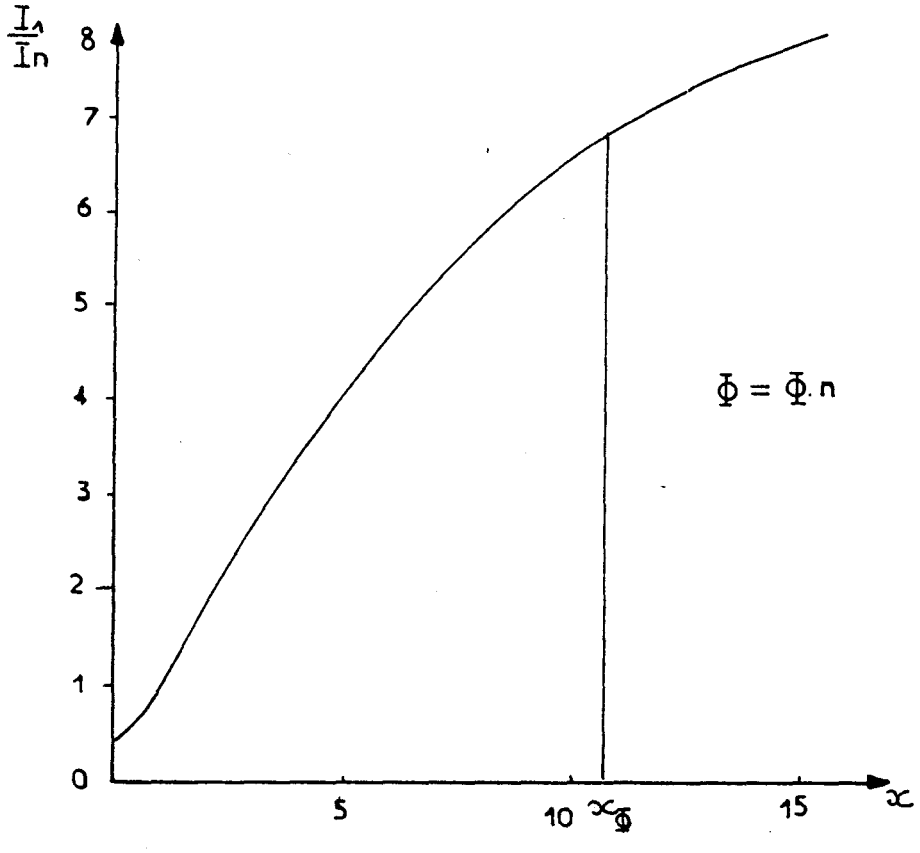


Figure 7

Encore une fois, la courbe est *indépendante de la fréquence d'alimentation*, et ne dépend que de la pulsation rotorique ω_r.

Donc, la connaissance de la fréquence rotorique du moteur, nous permet à l'aide de la courbe de la figure 7, de déterminer le courant I_1 nécessaire pour maintenir le flux a sa valeur nominale, ceci quelle que soit la fréquence d'alimentation f.

III.2.3. Calcul de la tension d'alimentation

L'expression de la tension d'alimentation en fonction du flux est donnée immédiatement par l'expression (5)

$$V_1 = \frac{\Phi}{L\mu} \sqrt{\frac{r_1^2 r_2' \{[1-\sigma T_1 T_2 \omega_r \omega]^2 + [T_2 \omega_r + T_1 \omega]^2\}}{1 + T_2'^2 \omega_r^2}} \qquad (8)$$

Cette expression dépend de la fréquence d'alimentation f.

En ramenant V_1 à sa valeur nominale, on obtient :

$$\frac{V_1}{V_{1n}} = \sqrt{\frac{1 + T_2'^2 \omega_{rn}^2}{1 + x^2 T_2'^2 \omega_{rn}^2}} \cdot \sqrt{\frac{[1-x\sigma T_1 T_2 \omega_{rn} \omega]^2 + [xT_2 \omega_{rn} + T_1 \omega]^2}{[1-\sigma T_1 T_2 \omega_{rn} \omega_n]^2 + [T_2 \omega_{rn} + T_1 \omega_n]^2}}$$

On a représenté figure 8, les variations de V_1/V_{1n} en fonction de x, et cela pour plusieurs valeurs de la fréquence d'alimentation f, le flux étant maintenu à sa valeur nominale.

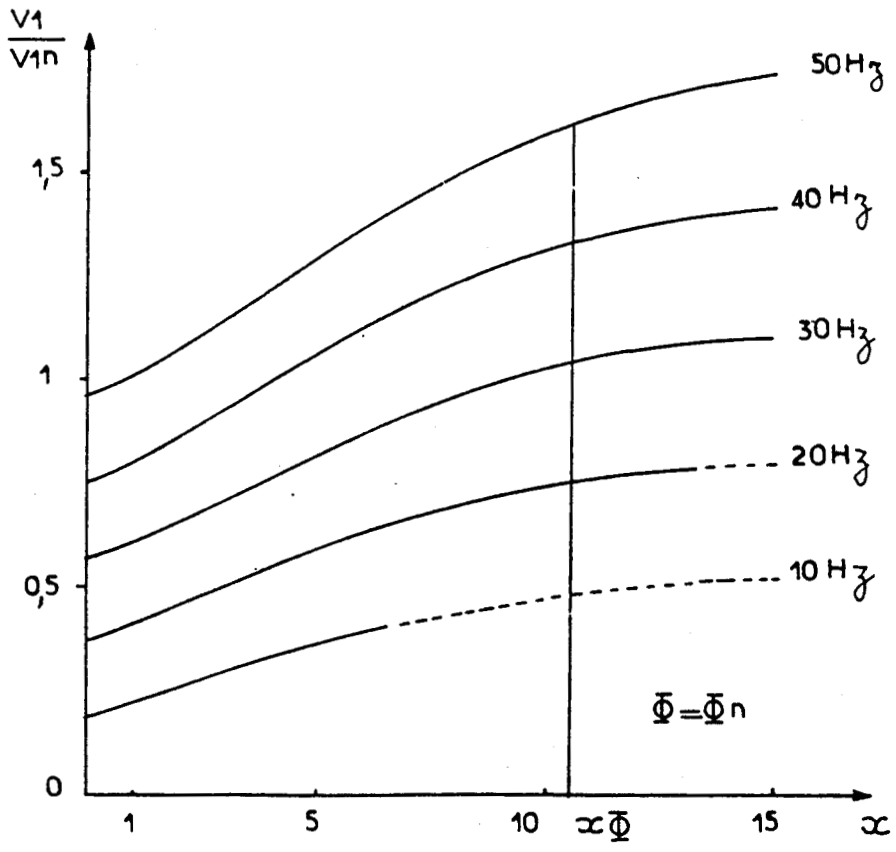


Figure 8

On voit que, lorsque la fréquence rotorique augmente, il faut à fréquence statorique donnée, augmenter la tension pour maintenir le flux constant. D'autre part, à flux constant et à ω_r donné, l'accroissement de la tension nécessaire quand la fréquence statorique croît est approximativement proportionnel à la fréquence, d'où l'approximation du fonctionnement à flux constant par le fonctionnement à V_1/ω constant, dont il faut étudier la légitimité.

III.3. Approximation du fonctionnement à flux constant : le fonctionnement à V_1/ω constant

Il est classique de dire que le fonctionnement à V_1/ω constant est équivalent à un fonctionnement à flux constant. Cette affirmation est à peu près vérifiée lorsque la fréquence d'alimentation f est suffisamment grande. En effet, si on remplace les constantes de temps par leurs valeurs, l'expression (8) devient :

$$V_1 = \frac{\Phi}{L\mu}\sqrt{\frac{[r_1 r_2' - (l_1 l_2' + l_1 L\mu + l_2' L\omega)\omega_r \omega]^2 + [r_1(L\mu + l_2')\omega_r + (l_1 + L\mu)\omega r_2']^2}{r_2'^2 + l_2'^2 \omega_r^2}}$$

Pour les fonctionnements stables (ω_r petit), si la fréquence d'alimentation est suffisamment grande, les termes en ω sont grands devant les autres termes.

$$V_1 \simeq \frac{\Phi}{L\mu}\sqrt{\frac{(l_1 l_2' + l_1 L\mu + l_2' L\mu)^2 \omega_r^2 \omega^2 + (l_1 + L\mu)^2 \omega^2 r_2'^2}{r_2'^2 + l_2'^2 \omega_r^2}}$$

$$\frac{V_1}{\omega} \simeq \frac{\Phi}{L\mu}\sqrt{\frac{(l_1 l_2' + l_1 L\mu + l_2' L\mu)^2 \omega_r^2 + (l_1 + L\mu)^2 r_2'^2}{r_2'^2 + l_2'^2 \omega_r^2}}$$

La valeur à donner à V_1/ω, pour avoir le flux constant, est indépendante de la fréquence d'alimentation. A pulsation rotorique donnée, elle est proportionnelle au flux.

Si de plus, ω_r est suffisamment faible pour que l'on puisse négliger les termes en ω_r^2 devant les autres termes

$$\frac{V_1}{\omega} \simeq \frac{\Phi}{L\mu}\,\frac{(l_1 + L\mu)r_2'}{r_2'} \quad \text{donc} \quad \frac{V_1}{\omega} \simeq \Phi\,\frac{l_1 + L\mu}{L\mu}$$

V_1/ω est proportionnel au flux quel que soit ω_r.

Le couple, indépendant de la fréquence f à flux constant, est alors aussi indépendant de la fréquence à V_1/ω constant. On a une caractéristique de couple unique quelle que soit la fréquence d'alimentation à condition que celle-ci soit suffisamment grande.

Nous allons voir que ce résultat ne peut être généralisé aux basses fréquences. D'après la relation (3), le couple a pour expression:

$$C = \frac{3\, V_1^2\, p\, \omega_r\, L\mu^2}{r_1^2 r_2' \{[1-\sigma T_1 T_2 \omega_r \omega]^2 + [T_2\omega_r + T_1\omega]^2\}}$$

Ramenée au couple nominal, l'expression devient :

$$\frac{C}{C_n} = \left(\frac{V_1}{V_{1n}}\right)^2 \times \frac{[1-\sigma T_1 T_2 \omega_{rn}\, \omega_n]^2 + [T_2\, \omega_{rn} + T_1\, \omega_n]^2}{[1-\sigma T_1 T_2 x\, \omega_{rn}\omega]^2 + [xT_2\omega_{rn} + T_1\omega]^2}$$

La figure 9 représente les variations de C/C_n en fonction de x, pour différentes valeurs de f, en maintenant, pour toutes les courbes la valeur de V_1/ω constante.

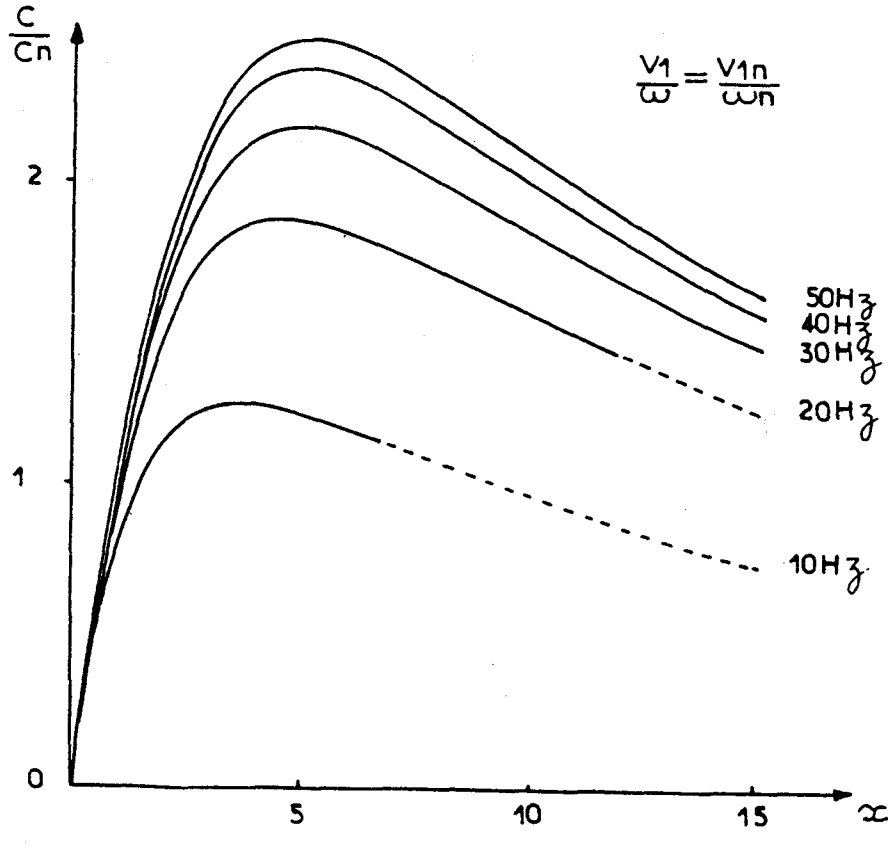


Figure 9

Ces courbes nous montrent que, dans la zone classique de fonctionnement, ω_r faible, l'approximation proposée est valable tant que la fréquence n'est pas trop faible (dans notre application, jusqu'à 30 Hz).

Pour des valeurs plus importantes de la pulsation rotorique, (par exemple ω_r donnant le couple maximum), le terme $r_1(L\mu+l'_2)\omega_r$ ne peut plus être négligé devant $r'_2(l_1+L\mu)\omega$. Cela explique l'écart entre les courbes, d'autant plus sensible que la fréquence est basse.

De même, l'approximation proposée suppose la valeur de V_1/ω constante quand le flux est constant à ω_r donné. A l'aide de l'expression (8) on détermine la valeur de V_1/ω à flux constant.

$$\frac{V_1}{\omega} = \frac{\Phi}{L\mu\omega}\sqrt{\frac{r_1^2\, r'_2\{[1-\sigma T_1 T_2\, \omega_r\omega]^2 + [T_2\, \omega_r + T_1\omega]^2\}}{1 + T'^2_2\, \omega_r^2}}$$

Ramenée aux grandeurs nominales, l'expression devient :

$$\left(\frac{V_1/\omega}{V_{1n}/\omega_n}\right) = \frac{\omega_n}{\omega}\sqrt{\frac{1+T'^2_2\omega_{rn}^2}{1+x^2T'^2_2\omega_{rn}^2}}\cdot\sqrt{\frac{[1-x\sigma T_1T_2\omega_{rn}\omega]^2 + [xT_2\,\omega_{rn} + T_1\omega]^2}{[1-\sigma T_1T_2\omega_{rn}\,\omega_n]^2 + [T_2\,\omega_{rn} + T_1\,\omega_n]^2}}$$

On a représenté, figure 10, les variations de $\left(\frac{V_1/\omega}{V_{1n}/\omega_n}\right)$ en fonction de x, pour différentes valeurs de f.

Pour garder le flux constant, on voit qu'il est nécessaire d'augmenter le rapport V_1/ω aux basses fréquences.

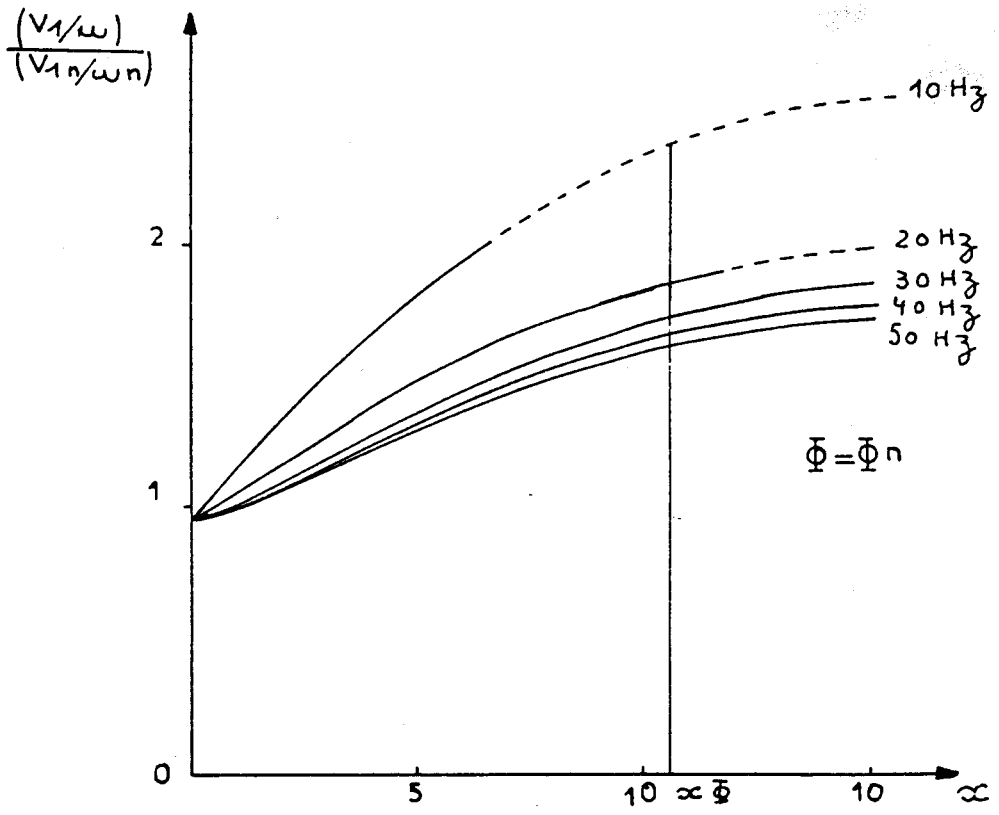


Figure 10

III.4. Etude du fonctionnement à courant constant

Le convertisseur alimentant le moteur asynchrone peut imposer, dans certains cas, un fonctionnement à courant constant. Il est donc intéressant d'envisager l'étude de ce fonctionnement.

III.4.1. Calcul du couple électromagnétique

D'après (6), le couple a pour expression

$$C = \frac{3\Phi^2 p\omega_r}{1+T_2'^2\omega_r^2}$$

Or, d'après (7), on peut déterminer la valeur du flux en fonction du courant I_1 absorbé

$$\Phi = L\mu I_1 \sqrt{\frac{1+T_2'^2\omega_r^2}{1+T_2^2\omega_r^2}}$$

L'expression du couple devient donc

$$\boxed{C = \frac{3I_1^2 L\mu\omega_r p}{1+T_2^2\omega_r^2}}$$

On remarque que l'expression de C est *indépendante de la fréquence d'alimentation*. Aussi, la caractéristique de couple est unique quelle que soit f. De plus, à pulsation rotorique ω_r donnée, le couple est proportionnel au carré du courant absorbé.

Ramené à sa valeur nominale, le couple devient :

$$\frac{C}{C_n} = \frac{I_1^2}{I_{1n}^2} \cdot x \cdot \frac{1+T_2^2\omega_{rn}^2}{1+x^2T_2^2\omega_{rn}^2}$$

Figure 11, on a représenté les variations de C/C_n en fonction de x, pour une valeur constante de I_1 égale à I_{1n}. Sur la même figure, on rappelle la courbe de couple à flux constant tracée figure 6.

Le couple est maximum pour la valeur de $x_I = \frac{1}{\omega_{rn}T_2}$

Alors, le couple maximum a pour valeur $C_I = C_n \frac{1+T_2^2\omega_{rn}}{2\,T_2\omega_{rn}}$

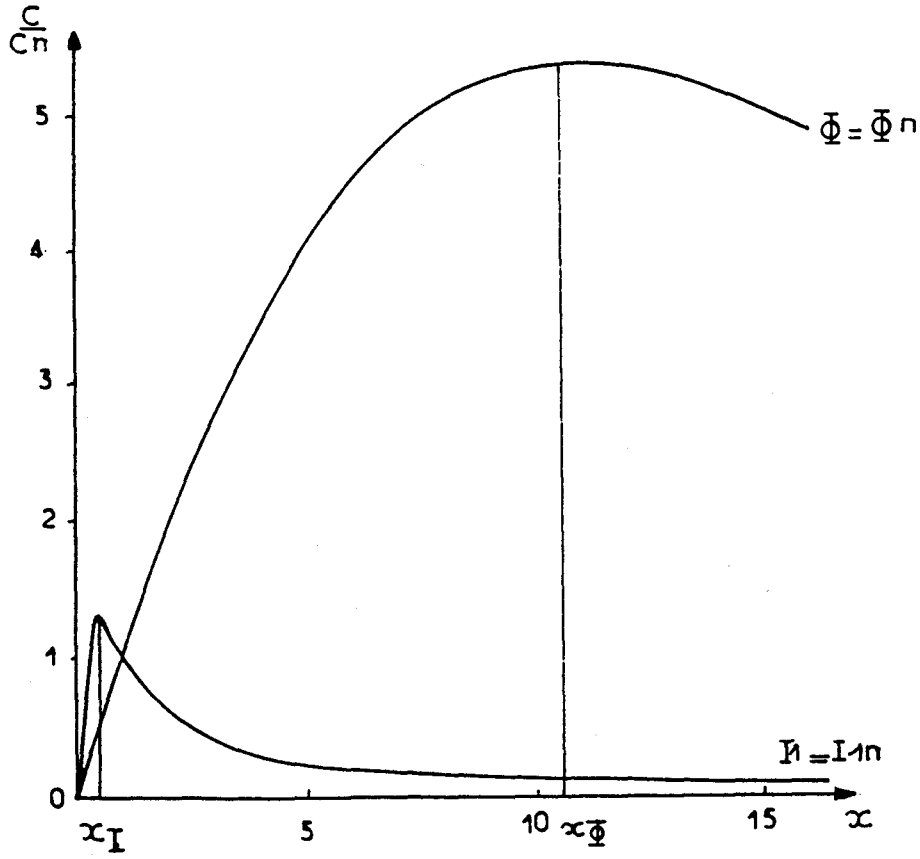


Figure 11

Cette figure nous montre que les deux courbes, bien qu'ayant même allure générale, sont cependant très différentes.

En remplaçant T_2 et T'_2 par leur valeur indiquée au §II.1, on a

$$x_I = \frac{1}{\omega_{rn} T_2} = \frac{r'_2}{\omega_{rn}(l'_2+L\mu)} = 0,45$$

$$x_\Phi = \frac{1}{\omega_{rn} T'_2} = \frac{r'_2}{\omega_{rn} l'_2} = 10,6$$

La fréquence rotorique donnant le couple maximum à courant constant est beaucoup plus faible que celle donnant le couple maximum à flux constant :

$$C_I = C_n \quad \frac{1+T_2^2 \omega_{rn}^2}{2T_2 \omega_{rn}} = 1,33\ C_n$$

$$C_\Phi = C_n \quad \frac{1+T'^2_2 \omega_{rn}^2}{2T'_2 \omega_{rn}} = 5,35\ C_n$$

Le couple maximum à courant constant est beaucoup plus faible que celui à flux constant.

Ces résultats proviennent du fait que $L\mu$ est beaucoup plus important que l'_2.

La pente, dans la zone stable de la caractéristique de couple est très élevée. Ceci entraîne d'importants problèmes de stabilité lors de la régulation d'un système à fréquence variable. Dans la partie dite "stable" de la caractéristique, une très légère variation de f à fréquence rotorique f_r entraine une importante variation du couple, d'où un risque d'oscillation.

III.4.2. Calcul du flux résultant

On peut étudier l'évolution du flux dans la machine lorsqu'elle est alimenté à courant constant. L'expression (7) donne la valeur du flux :

$$\Phi = L\mu\ I_1 \sqrt{\frac{1-T'^2_2 \omega_r^2}{1-T_2^2 \omega_r^2}}$$

Ramené à sa valeur nominale, le flux devient

$$\frac{\Phi}{\Phi_n} = \frac{I_1}{I_n}\sqrt{\frac{1+T_2^2\omega_{rn}^2}{1+x^2T_2^2\omega_n^2}} \cdot \sqrt{\frac{1+x^2T_2'^2\omega_{rn}^2}{1+T_2'^2\omega_{rn}^2}}$$

La figure 12 nous donne l'évolution de Φ/Φ_n en fonction de x, le courant étant maintenu à sa valeur nominale.

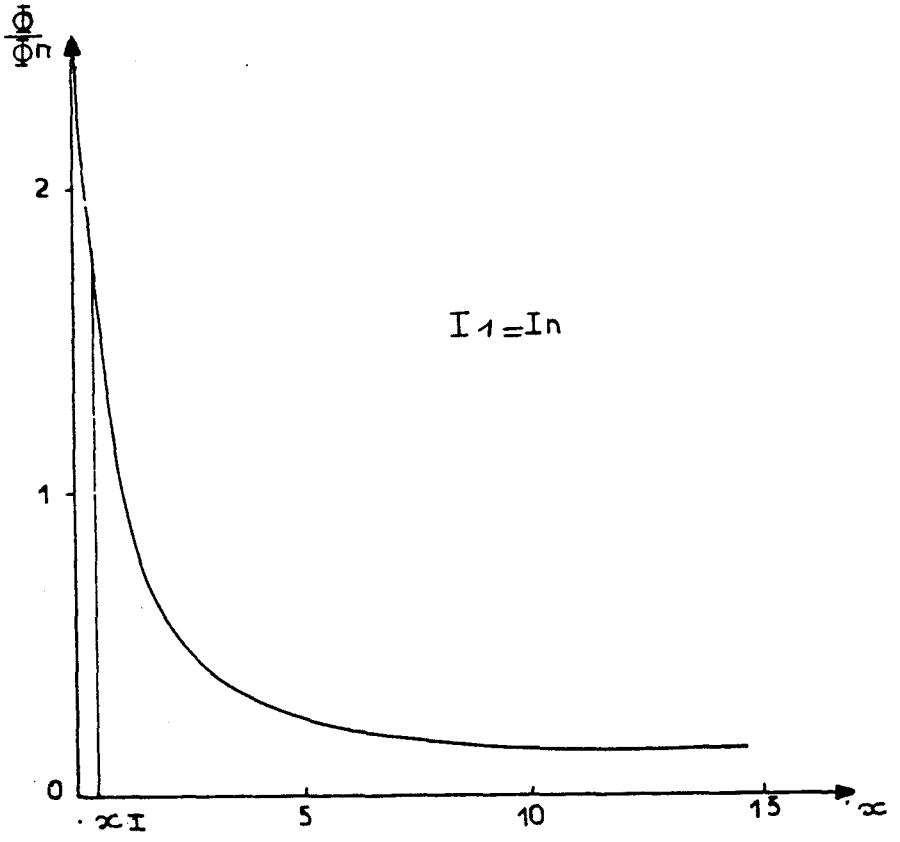


Figure 12

C'est l'importante diminution du flux quand ω_r croît, qui explique la faiblesse du couple dans le fonctionnement à courant constant.

IV CONCLUSION

IV.1. Mode d'alimentation donnant le fonctionnement optimal

Pour faire varier la vitesse d'un moteur tout en conservant la possibilité de développer le même couple maximum à toutes les vitesses, il faut faire varier la fréquence en maintenant le flux égal au flux nominal. La caractéristique de couple est alors unique et indépendante de la fréquence d'alimentation. A flux constant, le courant absorbé est lui aussi indépendant de la fréquence. Pour les fortes valeurs de f, la tension v_1 est sensiblement proportionnelle à la fréquence. Aux basses fréquences, il est nécessaire d'augmenter le rapport V_1/ω pour maintenir le flux constant.

IV.2. Une grandeur caractéristique : la fréquence rotorique

L'étude précédente a montré l'importance du paramètre fréquence rotorique. En effet, le couple électromagnétique et le courant absorbé à flux constant ne dépend que de ω_r. De plus, le courant rotorique ramené au primaire I'_2 a pour expression (figure 2) :

$$\overline{I'_2} = \overline{I\mu} \; \frac{jL\mu\omega g}{r'_2 + jl'_2 g\omega}$$

$$I'_2 = \frac{\Phi}{r'_2} \sqrt{\frac{\omega_r^2}{1+T'^2_2 \omega_r^2}}$$

Lui aussi est indépendant de la fréquence d'alimentation.

A flux constant, la connaissance de f_r permet la détermination des valeurs du courant I_1 et I'_2 donc, des pertes Joule au stator et au rotor.

Connaissant de plus la fréquence d'alimentation, on peut déterminer la vitesse du moteur et les pertes fer.

Des pertes de la machine et de sa vitesse de rotation, on peut déduire une estimation de son état thermique.

A flux constant, les paramètres fondamentaux sont donc f et f_r ou, puisque $f_r = gf$, f et g.

IV.3. Commande pour un fonctionnement optimal du moteur

Pour que la machine fonctionne dans les meilleurs conditions, il faut maintenir le flux à sa valeur nominale. Pour obtenir une vitesse N donnée à flux nominal, la connaissance de f_r nous donne de façon unique la valeur des deux seules grandeurs de commande qui sont I_1, le courant à fournir au moteur et f, la fréquence d'alimentation. A f_r donnée, la courbe représentée figure 7 donne le courant I_1. La fréquence d'alimentation nécessaire est donnée par la relation

$$f = f_r + p\,N$$

Pour un moteur donné, si l'on connaît la courbe donnant la valeur du courant à fournir à la machine en fonction de la fréquence rotorique, et la valeur instantanée de celle-ci, alors il est possible de réaliser une régulation permettant le fonctionnement à flux constant.

IV.4. Approximation linéaire

Les caractéristiques calculées dans ce chapitre, ont été obtenues à partir du schéma monophasé équivalent. Les éléments, constitutifs de ce schéma, résistances et inductances étaient considérées constants. Cette approximation linéaire, suffisante dans beaucoup de cas, ne peut pas toujours être réalisée. On montrera au chapitre 2 comment tenir compte de la variation de ces éléments.

***

C H A P I T R E 2

LA VARIATION DES PARAMETRES DU MOTEUR ASYNCHRONE

I - INTRODUCTION

Dans le premier chapitre, les hypothèses adoptées ont conduit à un schéma monophasé équivalent dont les paramètres constitutifs étaient constants. Lors de fonctionnements réels, il est intéressant de conserver le même schéma, en supposant que les paramètres, résistances, inductances, varient en fonction de la fréquence et de l'état magnétique.

Dans ce schéma, les fuites des enroulements statoriques et rotoriques sont représentées par 2 réactances distinctes $l_1\omega$ et $l'_2\omega$. En réalité, ces deux réactances sont liées, et il est impossible de les séparer expérimentalement. On modifie donc le schéma en regroupant en une seule ces deux réactances, figure 13.

On pose :

$$N_1\omega = (l_1 + l'_2)\omega$$

$N_1\omega$ est la réactance totale de fuites, ramenées au primaire.

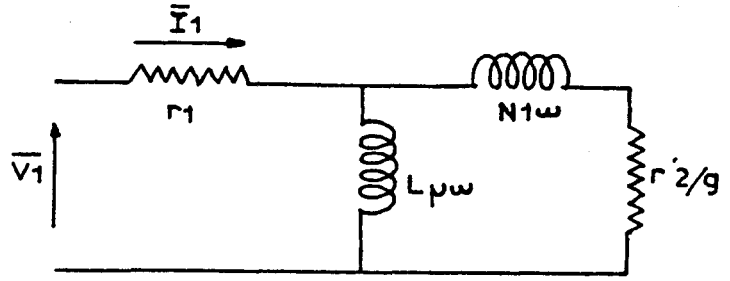


Figure 13

Les hypothèses du premier chapitre nous ont amené à négliger les pertes dans le fer. Pour en tenir compte, on introduit une résistance $R\mu$ en parallèle avec l'inductance magnétisante $L\mu$, figure 14.

Pour des raisons de facilité de présentation des calculs et des résultats, on associe au schéma a), le schéma b), où R' et L'ω désignent l'ensemble équivalent aux impédances situées en aval de r_1.

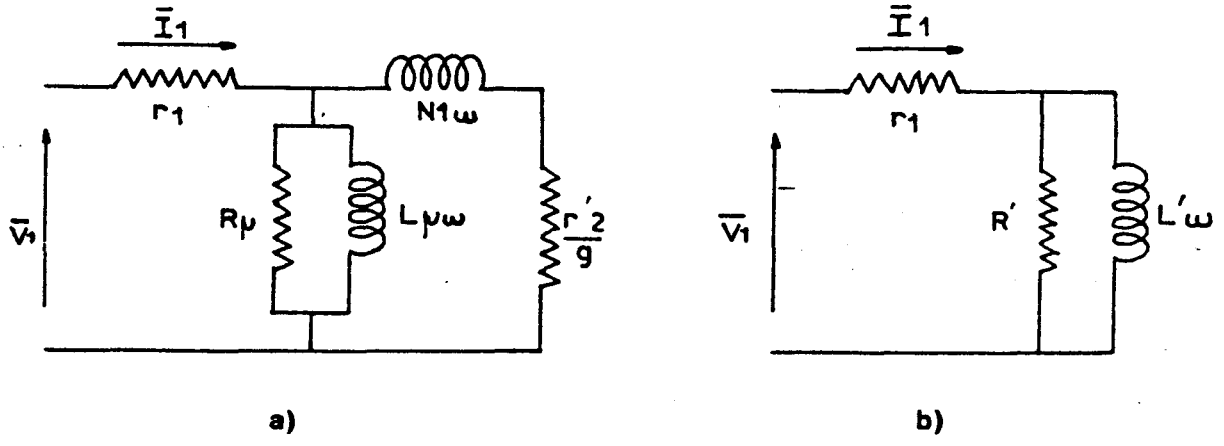


Figure 14.

Pour étudier les variations des éléments intervenant dans le schéma a), une étude expérimentale a été réalisée avec P. BOULET et F. NOTELET [23].

Le moteur étudié a pour caractéristiques

6 cV, 4 pôles, 50 Hz, 380 V, 10 A, rotor à cage.

La résistance statorique mesurée à température ambiante a donné $r_1 = 0{,}903\ \Omega$

Pour chaque point de fonctionnement, on mesure la valeur efficace U_1 des tensions triphasées sinusoïdales d'alimentation, leur pulsation ω la valeur efficace $\bar{I}_1$ des courants en ligne, et la puissance P_1 absorbée par le moteur.

La résistance et la réactance apparentes du moteur sont alors données par

$$R = \frac{P_1}{3I_1^2} \quad \text{et} \quad X = \frac{1}{3I_1^2}\sqrt{3U_1^2 I_1^2 - P_1^2} \qquad (8)$$

Les résistance et réactance R' et L' du schéma de la figure 14.b), ont pour valeurs :

$$R' = \frac{(R - r_1)^2 + X^2}{R - r_1} \qquad L'\omega = \frac{(R - r_1)^2 + X^2}{X}$$

Grâce aux relations (8) on détermine les valeurs de R' et L' en fonction des grandeurs mesurées.

$$R' = \frac{3r_1 I_1^2 + U_1^2 - 2r_1 P_1}{P_1 - 3r_1 I_1^2} -$$

$$L' = \frac{3r_1 I_1^2 + U_1^2 - 2r_1 P_1}{\omega\sqrt{3U_1^2 I_1^2 - P_1^2}}$$

R' et L' sont, d'autre part, données en fonction des éléments du schéma de le figure 14 a) par

$$R' = R\mu \frac{R\mu^2 A + L\mu^2 \omega^2 B}{(r'^2_2 + N_1^2 \omega^2 g^2 + R\mu\, r'_2\, g)C} \qquad (9)$$

$$L' = L\mu \frac{R\mu^2 A + L\mu^2 \omega^2 B}{(r'^2_2 + N_1^2 \omega^2 g^2 + L\mu\, N_1 \omega^2 g^2)C}$$

avec

$$A = (r'^{2}_{2} + N_1^2 \omega^2 g^2 + L\mu N_1 \omega^2 g^2)^2$$

$$B = (r'^{2}_{2} + N_1^2 \omega^2 g^2 + R\mu r'_2 g)^2$$

$$C = (R\mu r'_2 - L\mu N_1 \omega^2 g)^2 + (r'_2 L\mu \omega R\mu N_1 \omega g + R\mu L\mu \omega g)^2$$

On étudiera aussi comment les essais classiques du moteur asynchrone, essai à vide et à rotor calé, peuvent donner une bonne approximation de la valeur des éléments du schéma monophasé équivalent.

II - ETUDE DE L'IMPEDANCE MAGNETISANTE

L'impédance magnétisante formée par R_μ et L_μ dépend du flux dans le circuit magnétique et de la fréquence. Pour étudier les variations de cette impédance en fonction du flux, on réalise des essais au synchronisme. Alors, le glissement g est nul. On a donc :

$$R' = R\mu \quad \text{et} \quad L' = L\mu$$

II - 1. Essai au synchronisme

Le moteur est entraîné à la vitesse synchrone dans le sens de son champ tournant statorique, grâce à un moteur auxiliaire. Durant cet essai, on vérifie que l'échauffement est négligeable en s'assurant de le constance de la résistance r_1. Le glissement, et donc la fréquence rotorique, étant nul, le flux est sensiblement proportionnel au rapport V_1/ω (voir Chap. 1 figure 10). on a donc relevé, pour différentes valeurs de la fréquence d'alimentation f, la valeur de $R\mu$ et $L\mu$ en fonction de V_1/ω.

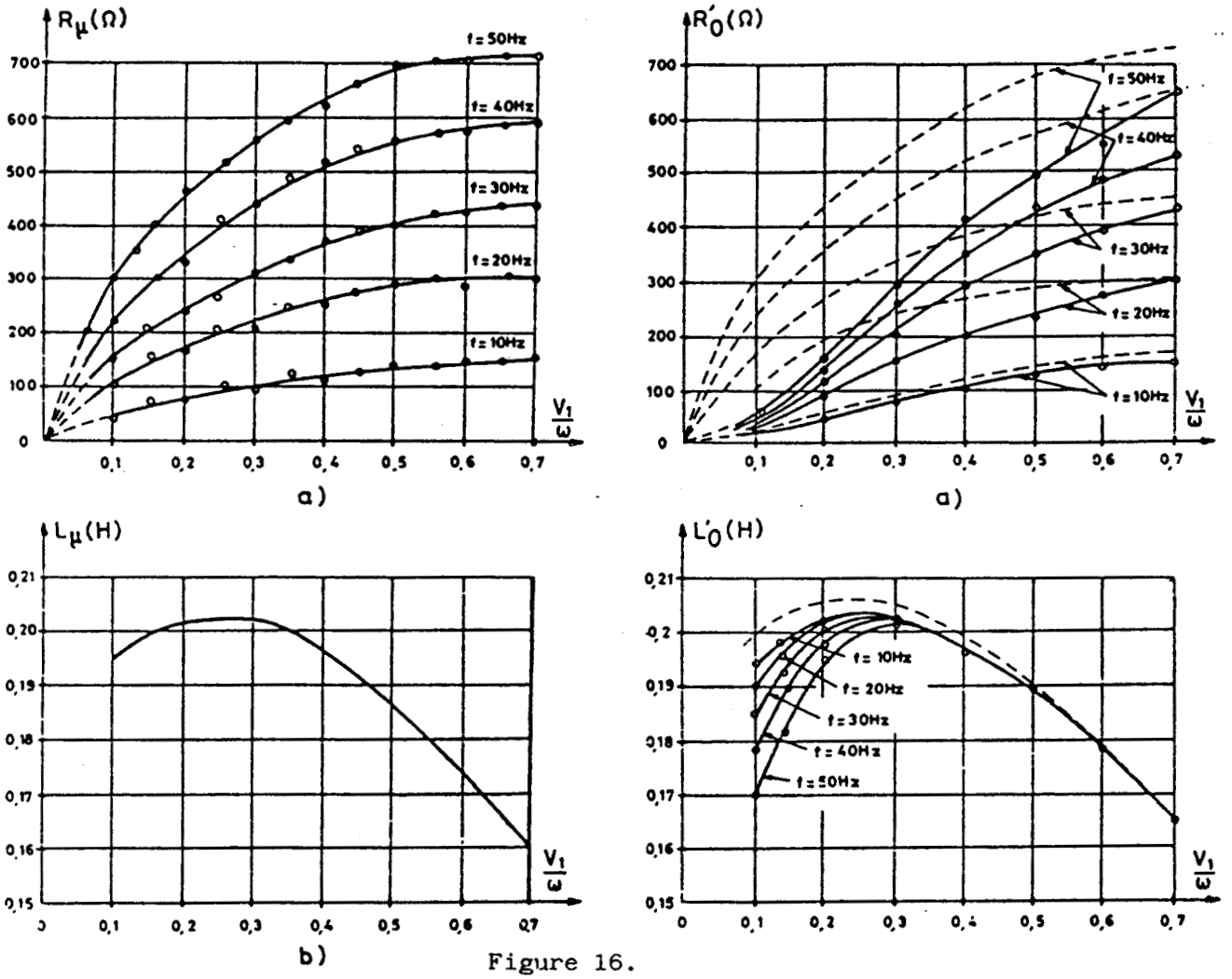


Figure 16.

Variation de R_μ

A fréquence d'alimentation constante, R_μ croit de façon importante avec le flux tant que celui-ci reste faible, puis tend à devenir constante, lorsque le flux atteint sa valeur nominale (ici 0,7 Wb) R_μ varie avec f. A flux constant, elle est pratiquement proportionnelle à la fréquence d'alimentation.

Variation de L_μ

L'inductance L_μ croit d'abord avec le flux pour atteindre sa valeur maximale qui correspond au maximum de perméabilité du circuit magnétique. En suite, elle décroît légèrement à cause de la saturation. Pour notre moteur, à flux nominal, elle est à 78 % de sa valeur maximale.

Il est à noter que L_μ est pratiquement indépendante de la fréquence d'alimentation (les écarts entre les différentes courbes n'excèdent pas 5 %).

Importance relative entre L_μ et R_μ

A flux donné, plus la fréquence d'alimentation est importante plus la valeur de R_μ est grande. Par contre, L_μ est pratiquement indépendante de f. Donc le rapport $L_\mu\omega / R_\mu$ restera sensiblement constant. Au flux nominal, ce rapport a pour valeur 1/15.

Par contre, quand le flux baisse, la valeur de L_μ reste pratiquement constante, mais R_μ diminue sensiblement. Le rapport $L_\mu\omega/R_\mu$ prendra donc les valeurs plus grandes qu'à flux nominal. R_μ shunte de façon plus importante l'inductance magnétisante L_μ .

II - 2. Essai à vide

Il est classique d'utiliser l'essai à vide pour déterminer les valeurs de R_μ et L_μ . En effet, cet essai ne nécessite pas l'utilisation d'un moteur auxiliaire et le glissement est faible.

Soient R'_o et L'_o les valeurs de R' et L' lors de cet essai. Ce sont des valeurs approchées de R_μ et L_μ . Les écarts entre ces valeurs peuvent être calculés à partir des relations (9). Ils ont pour expression

$$R_\mu - R'_o = \frac{R_\mu^2 \; r'_2 \; g}{N_1(L_\mu+N_1)\omega^2 g^2 + r'^2_2}$$

$$L_\mu - L'_o = \frac{L_\mu^2 \; N_1 \; \omega^2 \; g^2}{N_1(L_\mu+N_1)\omega^2 g^2 + r'^2_2}$$

On vérifie que, quand g=o, les écarts sont nuls.

L'impédance magnétisante est alors shuntée par une impédance qui n'est plus infinie ; les valeurs de R'_o et L'_o sont respectivement plus petites que R_μ et L_μ .

On a effectué des mesures de R'_o et L'_o en fonction de V_1/ω, pour différentes valeurs de la fréquence d'alimentation (figure 16). Bien que le flux ne soit plus proportionnel à V_1/ω puisque f_r n'est plus nul, on peut quand même faire cette hypothèse au voisinage du flux nominal car le glissement est très faible.

Par contre, quand V_1/ω décroît, le flux décroît aussi et le glissement croit. L'erreur d'échelle commise est plus importante.

Variation de R'_o

La résistance mesurée R'_o est très inférieure à R et ne s'en approche que lorsque V_1/ω atteint sa valeur nominale. En effet, pour des valeurs faibles de V_1/ω, le glissement augmente. Alors l'impédance qui shunte l'inductance magnétisante ne peut plus être considéréé comme infinie.

Variation de L'_o

De même que pour R'_o, une erreur apparaît pour les faibles valeurs de V_1/ω . Mais cette erreur décroît très vite et devient tout à fait négligeable dès que V_1/ω croît.

Il est à noter que, pour R'_o comme pour L'_o, les résultats sont meilleurs pour des faibles fréquences.

II - 3. Conclusion

L'essai au synchronisme a montré que, lorsque le moteur fonctionne à flux nominal, le rapport $L_{\mu\omega}/R_\mu$ est constant et voisin de 1/5.

De plus, l'inductance L_μ est pratiquement indépendante de f. A flux nominal, on négligera donc les pertes fer et on pourra prendre pour valeur de L_μ , celle L'_o donnée par l'essai à vide.

III - ETUDE DE LA RESISTANCE ROTORIQUE ET DE L'INDUCTANCE DE FUITES TOTALE

III - 1. Essais réalisés

La résistance du secondaire r'_2 et les inductances de fuites l_1 et l'_2 dépendent essentiellement des courants et des fréquences statorique et rotorique. L'essai classique pour permettre l'évaluation de ces grandeurs est l'essai à rotor calé. Mais alors, f_r et f ont même valeur puisque g est égal à 1.

Pour voir comment évoluent r'_2 et N_1 en fonction de f et de f_r, il faut faire varier l'une de ces grandeurs en maintenant l'autre constante. L'essai réalisé a donc eu pour but d'imposer à la fois la fréquence d'alimentation f et la fréquence rotorique f_r.

Pour obtenir f_r égal à 10 Hz par exemple, on alimente le moteur à fréquence variable. On donne successivement à f les valeurs : 50 Hz, 40 Hz 30 Hz, 20 Hz, 10 Hz. On oblige le moteur, en l'entrainant par un moteur auxiliaire, à tourner à une vitesse telle que f_r reste égale à 10 Hz. On procéde de même pour d'autres valeurs de fr. De plus, on règle la tension d'alimentation pour que la valeur de I_1 reste la même.

Tous les points de mesure sont relevés très rapidement pour éviter l'échauffement et donc les variations des résistances. De plus, on laisse un certain intervalle de temps entre chaque relevé. On s'assure qu'il n'y a pas d'échauffement en vérifiant que la valeur de r_1 après la mesure est la même que celle avant la mesure.

III - 2. Variation de r'_2 et de N_1 en fonction de f_r pour différentes valeurs de f.

Pour déduire r'_2 et N_1 des mesures de U_1, I_1, P_1, f et g, on utilise les relations (9) :

$$r'_2 = \frac{R\mu^2 \, L\mu^3 \, L'(R\mu - R') \, \omega^2 \, g}{(R\mu - R')^2 \, L\mu^4 \, \omega^2 + R\mu^4 (L\mu - L')^2}$$

$$N_1 = \frac{R\mu^4 \, (L_\mu - L') \, L_\mu \, L'}{(R_\mu - R')^2 \, L_\mu^4 \, \omega^2 + R_\mu^4 (L_\mu - L')^2}$$

Il est alors nécessaire de connaître les valeurs de R_μ et L_μ. On utilise celles données lors de l'essai au synchronisme, avec V_1/ω correspondant à la tension aux bornes de l'impédance magnétisante du schéma a) soit :

$$\frac{V_1'}{\omega} = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{U_1^2}{3} + r_1 I_1^2 - \frac{2}{3} r_1 P_1}$$

Les fig. 17 et 18 représentent les variations de r'2 et de N_1 en fonction de fr pour différentes valeurs de f en maintenant I_1 constant

Variation de r_2'

L'examen de ces courbes montre que si la résistance r'2 varie assez peu avec la fréquence des tensions d'alimentation, elle augmente beaucoup avec la fréquence rotorique.

En effet, la résistance mesurée n'est pas uniquement celle d'un bobinage. C'est une résistance apparente qui teint compte des pertes dans le fer du rotor.

Variation de N_1

A fréquence d'alimentation donnée, la valeur de N_1 diminue légérement avec la fréquence rotorique, et dépend très peu de f.

Les essais effectués pour des valeurs différentes du courant primaire et donc du courant secondaire donnent des valeurs de r_2' et N_1 très peu différentes. On peut considéré ces grandeurs comme indépendantes des courants statoriques et rotoriques.

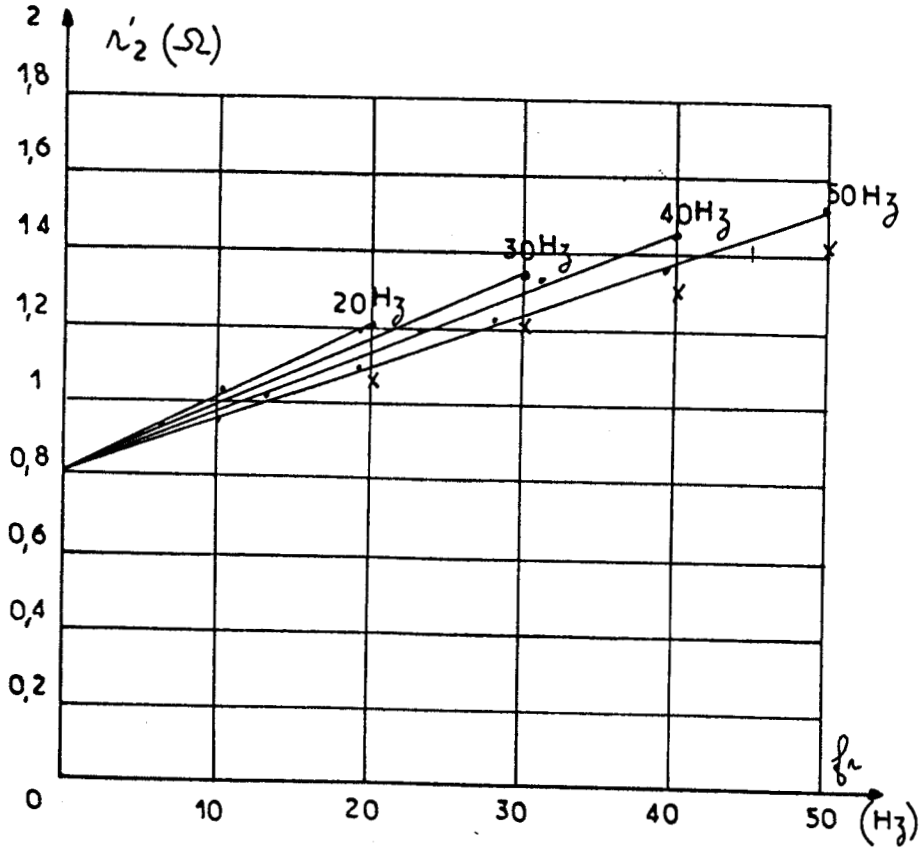

2
1,8
1,6
1,4
1,2
1
0,8
0,6
0,4
0,2
0
r'_2 (Ω)
20Hz
30Hz
40Hz
50Hz
10
20
30
40
50
(Hz)
f_r

Fig.17

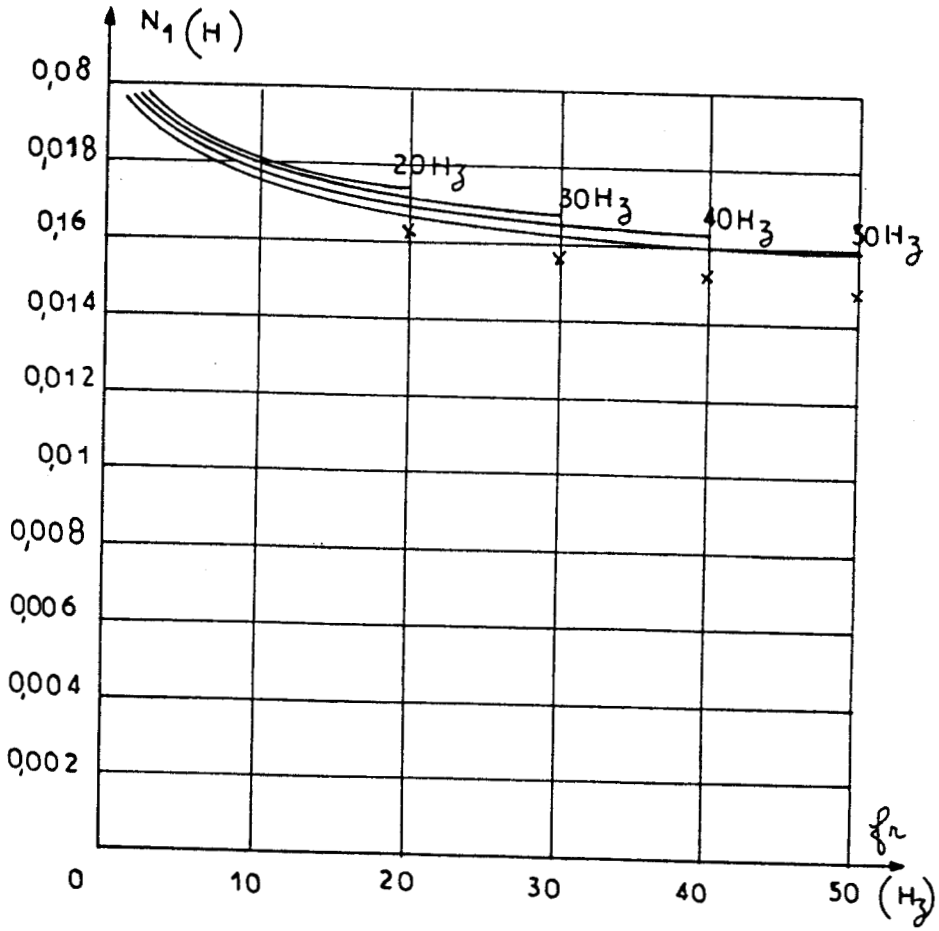

N_1 (H)
0,08
0,018
0,16
0,014
0,012
0,01
0,008
0006
0,004
0002
0
20Hz
30Hz
40Hz
50Hz
10
20
30
40
50
(Hz)
f_r

Fig.18

3.3. Approximation des valeurs de r'_2 et N_1

Il est classique de considérer que lors de l'essai à rotor calé, l'impédance magnétisante est très importante par rapport à l'impédance formée par r'_2 et N_1, le moteur étant alimenté aux tensions et fréquences nominales. On la supposera donc infinie.

On désigne par Rc et Xc, les valeurs de la résistance et de la réactance apparentes du moteur lors de l'essai à rotor calé

$$N_1 \simeq Xc \qquad r'_2 \simeq Rc - r_1$$

Sur les figures 17 et 18, on a représenté par des croix, les valeurs de $Rc-r_1$ et $\frac{Xc}{\omega}$

C'est la valeur finie de l'impédance magnétisante qui expliques les écarts observés. Cependant, ces écart sont suffisemment faibles pour considérer que $Rc-r_1$ et Xc/ω donnent quand même une bonne approximation des valeurs de r'_2 et de N_1.

IV - VARIATION DES CONSTANTES DE TEMPS DU MOTEUR ASYNCHRONE

Les constantes de temps définies au chapitre 1 à partir des éléments du schéma équivalent monophasé du moteur asynchrone évoluent donc, elles aussi, en fonction des fréquences et de l'état magnétique de la machine.

Leur définition est maintenant un peu différente du fait des modifications apportées au schéma équivalent au début de ce chapitre, fig 13 :

$$T_1 = \frac{L\mu}{r_1} \qquad T_2 = \frac{L\mu+N_1}{r'_2} \qquad T'_2 = \frac{N_1}{r'_2}$$

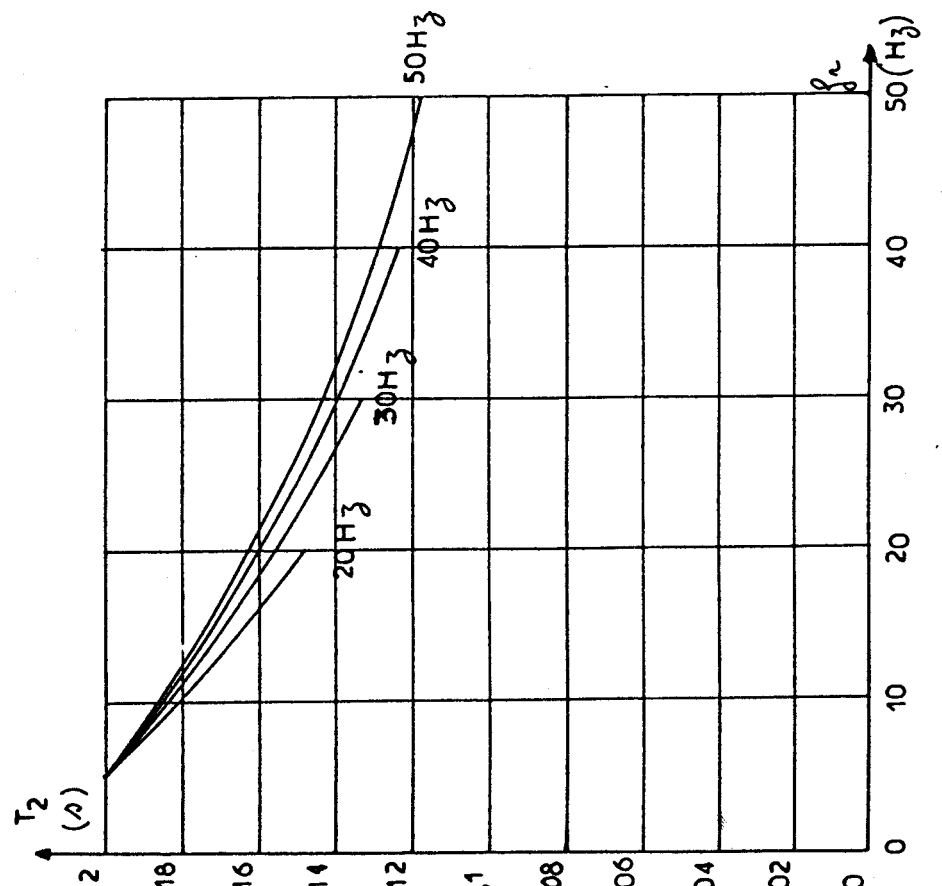

T2 (s)
0,2
0,18
0,16
0,14
0,12
0,1
0,08
0,06
0,04
0,02
0
0
10
20
30
40
50(Hz)
50Hz
40Hz
30Hz
20Hz

Fig.19

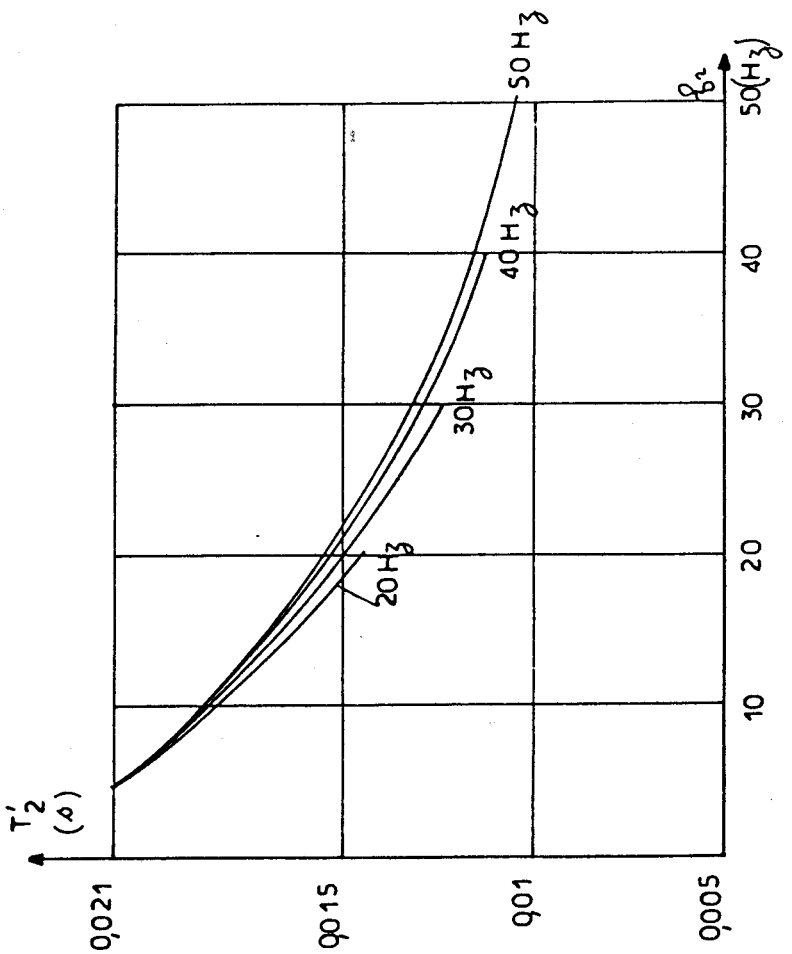

T'2 (s)
0,021
0,015
0,01
0,005
0
10
20
30
40
50(Hz)
50Hz
40Hz
30Hz
20Hz

Fig.20

Variation de T_1

A flux nominal, $L\mu$ est indépendant de la fréquence , et $R\mu$ est grand devant $L\mu\omega$. La valeur de la résistance r_1 ne dépend que de l'échauffement de la machine.

Donc, à flux nominal, T_1 est indépendante de la fréquence.

Variation de T_2 et de T'_2

Au fonctionnement à flux nominal, la valeur de $L\mu$ est indépendante de la fréquence. Parcontre, r'_2 et N_1 dépendent toutes deux des fréquences f et fr, beaucoup de fr, peu de f.

Les constantes de temps de T_2 et Tr sont donc elles aussi, fonction de ces deux variables.

On a représenté (fig.19 et 20) les courbes donnant des variations de T_2 et T'r en fonction de fr pour différentes valeurs de f.

5. Conclusions

Les résultat obtenus au cours de ce chapitre nous montrent que l'essai à vide à flux nominal et l'essai à rotor calé nous donnent une bonne approximation des valeurs de $L\mu$, $R\mu$, r'_2 et N_1. Grâce à ces essais, on peut donc déterminer assez précisément les valeurs des éléments du schéma monophasé équivalent au moteur asynchrone.

La valeur de $L\mu$ dépend essentiellement du flux donc de l'état magnétique de la machine et est pratiquement indépendante de la fréquence.

Par contre, r'_2 et N_1, et donc T_2 et T'_2 , sont, eux, dépendants de f surtout de fr. On voit ici encore, l'importance du rôle tenu par la fréquence

rotorique : c'est le paramètre qui est la cause principale des variations des éléments du circuit équivalent.

C H A P I T R E 3

PRINCIPE DE LA DETERMINATION INDIRECTE DU GLISSEMENT

On a montré dans les chapitres précédents, l'intérêt de la connaissance de la fréquence des courants rotoriques. Il n'est pas possible d'effectuer une mesure directe de ce paramètre avec un moteur à cage. Or la fréquence des courants rotoriques est liée à la fréquence des courants d'alimentation par la relation $f_r=gf$. On peut donc tirer f_r de f et de la mesure de g.

Mais, la mesure du glissement est délicate. En effet, g est l'écart relatif entre deux vitesses, la vitesse synchrone et la vitesse réelle, qui sont, en fonctionnement normal, très voisines. Il faut donc un capteur tachymétrique très précis pour obtenir une information exploitable. Le coût et surtout la mise en oeuvre de ce capteur se révèlent de graves obstacles à l'automatisation de nombreux équipements.

Aussi, il serait intéressant de pouvoir calculer le glissement g, à l'aide des seules grandeurs statoriques qui sont la tension, le courant, la fréquence et le déphasage du courant sur la tension. Pour que ce projet soit réalisable, il faut que la méthode de calcul de g satisfasse à quelques conditions :

- Le calcul du glissement doit être simple pour qu'il puisse être implanté facilement sur microprocesseur.
- Il doit être rapide pour que la mesure, ainsi effectuée, puisse servir à la commande du moteur.
- Il doit être universel, et s'appliquer indifféremment à tout moteur asynchrone sans la connaissance préalable de celui-ci.

I - PRINCIPE UTILISE POUR LA DETERMINATION INDIRECTE DU GLISSEMENT

La formule présentée est celle proposée par F. NOTELET dans sa thèse pour déterminer la constante de temps des circuits rotoriques [24][25][26].

On part du schéma monophasé équivalent habituel figure 2.

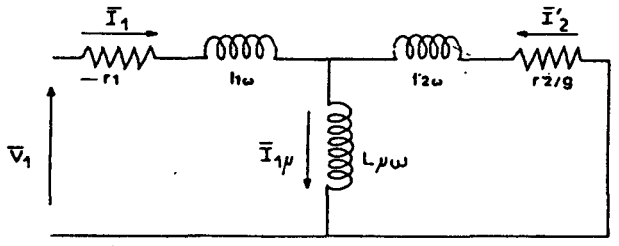


Figure 2

Lorsque le flux a sa valeur nominale, les pertes fer peuvent être négligées.

On désigne par R et X la résistance et la réactance apparentes du moteur, et par R_o et X_o leur valeur lorsque g = 0.

Alors d'après la figure 2, et pour une valeur de g quelconque, l'impédance apparente du moteur a pour expression :

$$R + jX = r_1 + j\, l_1\omega + \frac{j\, L\mu\omega\, (r'_2/g + j\, l'_2\omega)}{r'_2/g + j\, (L\mu + l'_2)\omega}$$

De cette expression, on tire :

$$R = r_1 + \frac{r'_2/g\; L\mu^2\; \omega^2}{(r'_2/g)^2 + (L\mu + l'_2)^2\; \omega^2}$$

$$X = l_1\omega + L\mu\omega\, \frac{l'_2\, (L\mu + l'_2)\, \omega^2 + (r'_2/g)^2}{(r'_2/g)^2 + (L\mu + l'_2)^2\; \omega^2}$$

Lorsque g = 0, on obtient :

$$R_o = r_1$$

$$X_o = (L\mu + l_1)\omega$$

Grâce à ces expressions, on peut alors calculer les différences suivantes :

$$R - R_o = \frac{r'_2/g\; L\mu^2\; \omega^2}{(r'_2/g)^2 + (L\mu + l'_2)^2\; \omega^2}$$

$$X_o - X = \frac{L\mu^2\, (L\mu + l'_2)\, \omega^3}{(r'_2/g)^2 + (L\mu + l'_2)^2\; \omega^2}$$

Si l'on forme le rapport $(X_o - X)/(R - R_o)$, on obtient :

$$\frac{X_o - X}{R - R_o} = g\, \frac{(L\mu + l'_2)\omega}{r'_2} = g\, \omega T_2 = \omega_r T_2$$

puisque $g\omega = \omega_r$.

$$\omega_r T_2 = \frac{X_o - X}{R - R_o} \qquad (10)$$

avec $T_2 = \frac{L\mu + l'_2}{r'_2}$ constante de temps du rotor.

Ce paramètre n'est pas rigoureusement constant, il dépend essentiellement de la fréquence rotorique f_r. D'où le principe de la méthode :

Si l'on connait $R_o = r_1$ et la courbe donnant X_o en fonction de ω, on peut, pour un fonctionnement donné, déterminer les valeurs de R et X donc la valeur de $\omega_r T_2$.

Si l'on connait, de plus les variations de $\omega_r T_2$ en fonction de ω_r, on déduit de cette courbe la valeur de ω_r et donc celle de g pour ce fonctionnement.

II - MISE EN OEUVRE DU PROCEDE

Le calcul du glissement nécessite la connaissance de R_o, de X_o en fonction de ω, et de $\omega_r T_2$ en fonction de ω_r. Ces paramètres dépendent de la machine utilisée. Il est donc nécessaire d'effectuer une reconnaissance préalable du moteur afin d'en déterminer les paramètres.

II.1. Reconnaissance de la machine

Détermination de R_o

R_o est égal à r_1. On considère cette résistance comme constante. On la mesure donc par un essai en courant continu.

Détermination de X_o en fonction de ω

X_o est égale à $(L\mu + l_1)\omega$. On sait que la détermination de $L\mu$ se fait par un essai au synchronisme (chapitre 2). Or, cet essai n'est pas de réalisation aisée car il nécessite l'utilisation d'un moteur auxiliaire. On a montré également qu'à flux nominal, l'essai à vide donne une très bonne approximation de $L\mu$. C'est donc cet essai qui sera réalisé.

X_o est fonction de la fréquence d'alimentation. On fait donc des esais à vide successifs pour toute la gamme des fréquences généralement utilisées, et on mémorise $X_o(\omega)$.

Détermination de $\omega_r T_2$ en fonction de ω_r

Quand le rotor est calé, R et X ont pour valeur R_c et X_c, $\omega=\omega_r$.
La relation (10) donne

$$\omega_r T_2 = \omega T_2 = \frac{X_o - X_c}{R_c - R_o}$$

On fait des essais à rotor calé pour toute la gamme des fréquences.

On relève à chaque fois, R_c, X_c et ω égal à ω_r.
Pour chaque valeur de ω, l'essai à vide donne X_o. On calcule et on mémorise les valeurs de $\omega_r T_2$ en fonction de ω_r.

II.2. Détermination du glissement

Le moteur étant alimenté à fréquence variable, pour un fonctionnement donné, on calcule R et X à partir des grandeurs électriques statoriques. Pour la fréquence f, on cherche la valeur de X_o correspondante, déterminée par l'essai à vide. On calcule $\omega_r T_2$ par la relation (10). On tire la valeur de ω_r correspondante de la courbe mémorisée lors de l'essai à rotor calé.

Alors $g = \frac{\omega_r}{\omega}$

II.3. Critique de la méthode

Afin d'estimer la précision des résultats obtenus par cette méthode, on a relevé expérimentalement le glissement g, puis calculé par la méthode proposée le glissement g' pour diverses valeurs de la fréquence. On a tracé figure 21, la courbe donnant g' en fonction de g.

Les écarts observés proviennent du fait qu'on a négligé le glissement à vide et la variation de certains paramètres. En effet, r_1 et r'_2 varient avec la température. L'inductance magnétisante, L_μ, si elle dépend peu de la fréquence, à induction dans le fer donné, est fortement dépendante de la saturation du circuit magnétique.

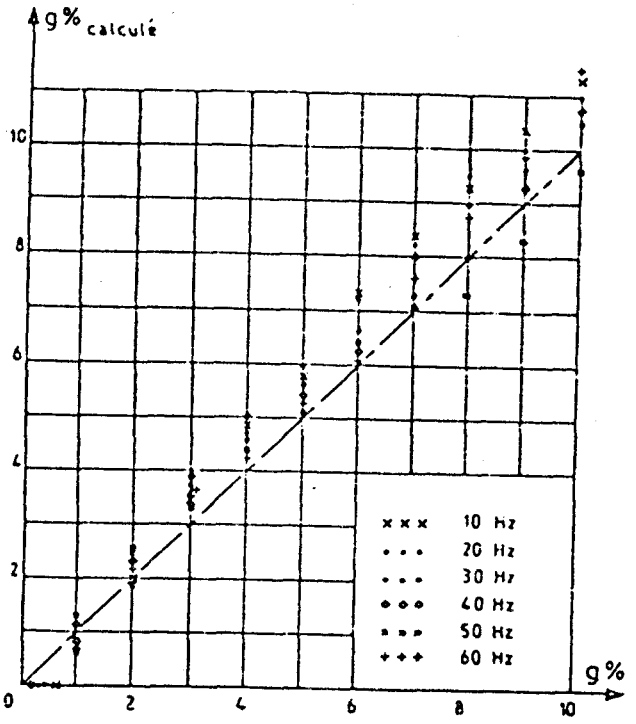


Figure 21

La précision obtenue est néanmoins suffisante pour de nombreuses applications. Elle tient au fait que la méthode prend en compte les variations importantes de T_2 avec la fréquence rotorique.

Cette précision peut être améliorée, mais au prix d'une complexité accrue. Cette méthode présente deux gros avantages :

- la phase de reconnaissance de la machine ne nécessite que des essais faciles à mettre en oeuvre.
- la simplicité des relations utilisées permet le calcul en temps réel du glissement, en n'ayant accès qu'aux trois bornes statoriques.

***

C H A P I T R E 4

COMMANDE ELECTRONIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE

La méthode de mesure indirecte du glissement, proposée ne présente d'intérêt réel que si la machine est reliée au réseau alternatif à fréquence fixe par l'intermédiaire d'un convertisseur permettant son alimentation à fréquence variable.

Ce chapitre sera consacré à la description de l'électronique de puissance et de commande du convertisseur.

I - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

La machine utilisée est un moteur asynchrone triphasé à cage qui possède les caractéristiques nominales suivantes :

6 CV, 4 pôles, 50 Hz, 380 V, 9,7A , 1455 tr/mn

La machine est couplée en étoile ; les trois phases sont traversées par des courants i_A, i_B, i_C dont la forme d'onde est représentée figure 22. Leur période est T, et l'amplitude des courants est I_d.

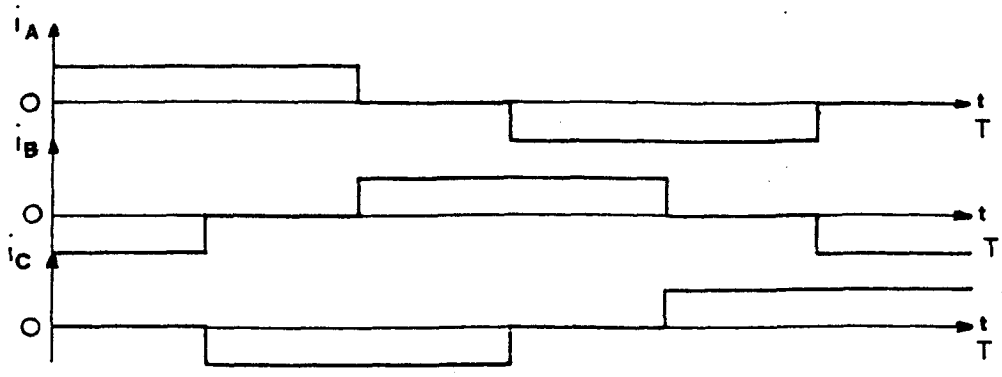


Figure 22

Ces courants sont fournis par le convertisseur à partir du réseau triphasé 50 Hz, 380 V.

Il est possible de commander la fréquence f = 1/T des courants statoriques et l'amplitude I_d de ceux-ci au moyen de deux potentiomètres extérieurs.

Le convertisseur est constitué d'un pont redresseur à thyristors,d'une inductance, et d'un commutateur de courant (figure 23).

L'inductance L est suffisamment grande pour que le courant débité par le pont redresseur soit parfaitement lissé. Sa valeur instantanée est alors égale à sa valeur moyenne I_d.

Le commutateur de courant est donc alimenté par un générateur de courant constant I_d

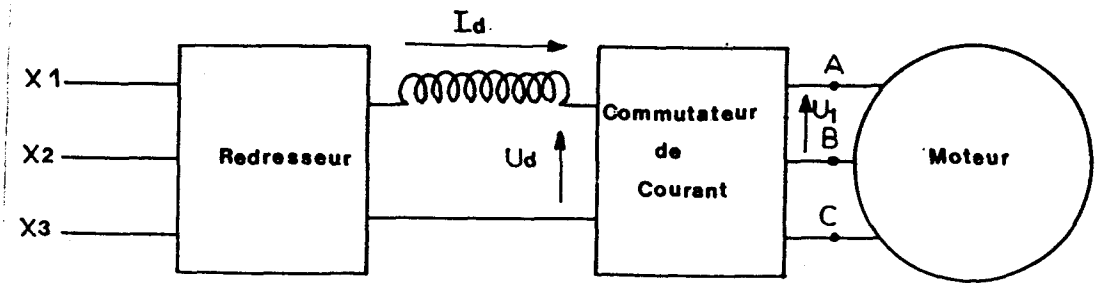


Figure 23

L'inductance de lissage utilisée a pour valeur 100mH. La valeur de son courant nominal est de 25A.

II - LE PONT REDRESSEUR

Ce pont de puissance est constitué par 6 thyristors montés en pont de Graëtz. Il est directement relié aux trois bornes de la source X_1, X_2 et X_3. Les résistances et condensateurs représentées figure 24, constituent les circuits de protection en $\frac{dv}{dt}$ des thyristors.

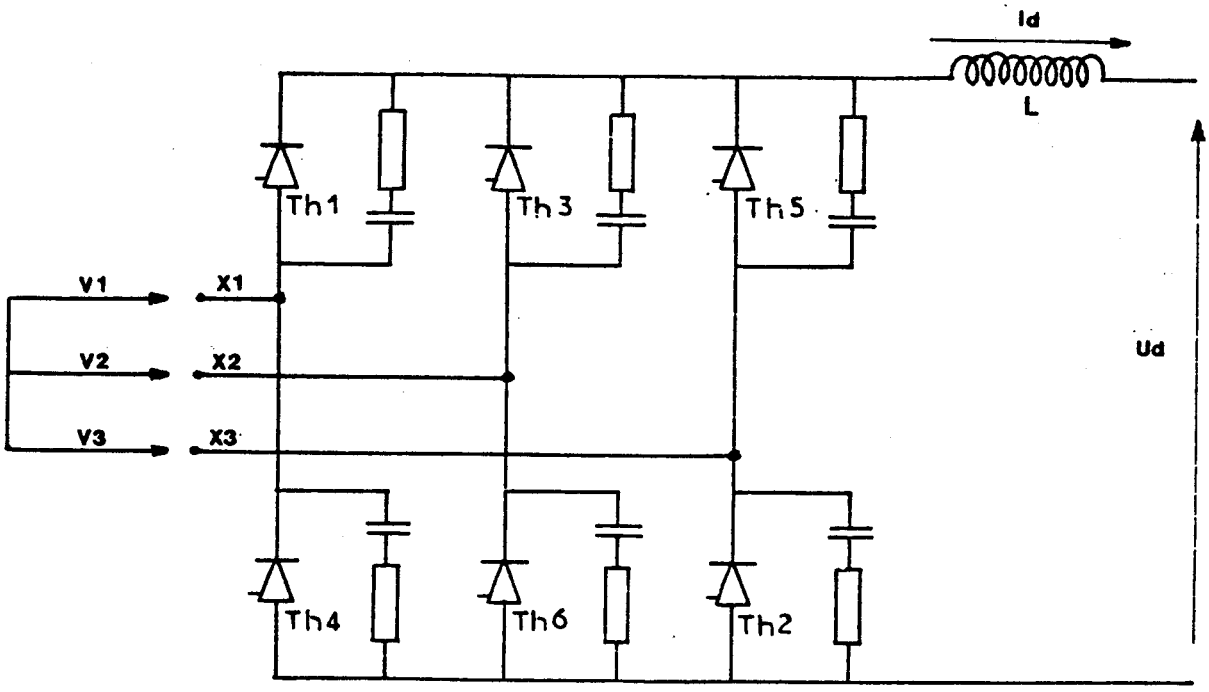


Figure 24

On désigne par v_1, v_2 et v_3 les tensions simples de la source :

$v_1 = V_m \sin \theta'$
$v_2 = V_m \sin(\theta'-2\Pi/3)$ avec $\theta'=\omega' t$ et $\omega'=2\Pi f'$ $f'=50$ Hz
$v_3 = V_m \sin(\theta'-4\Pi/3)$

Les thyristors sont amorcés dans l'ordre de leur numérotation tous les 1/6 de période. Le thyristor Th_1 est enclenché pour $\theta'=\psi+\Pi/6$.

En supposant le courant I_d parfaitement lissé et en négligeant les différentes chutes de tension, la tension redressé U_d a pour expression $U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\Pi} V_m \cos \psi$.

Quand ψ varie de 0 à $\Pi/2$, U_d varie de son maximum $\frac{3\sqrt{3}}{\Pi}$ V_m à 0.

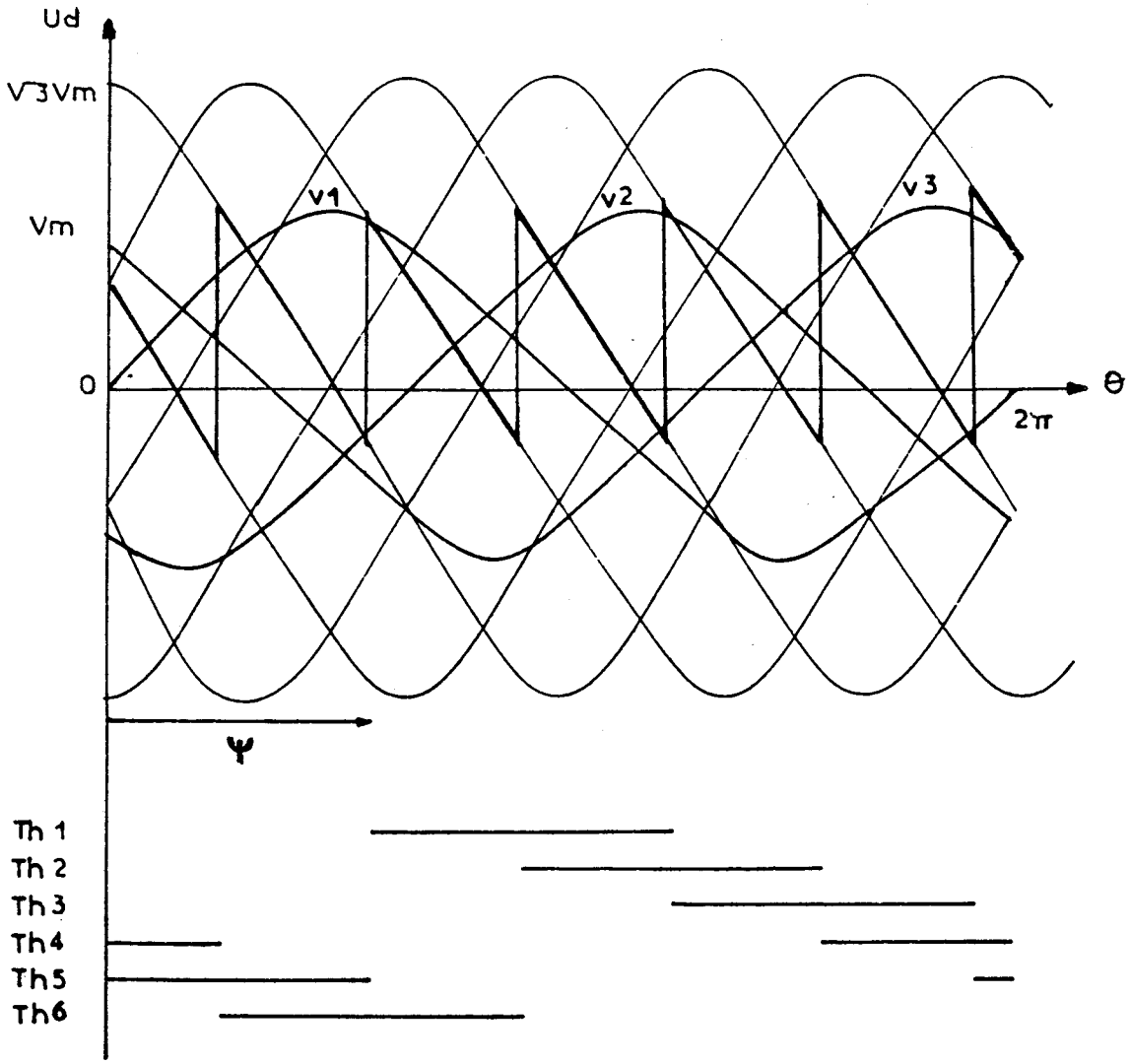


Figure 25

On a représenté figure 25, les formes d'onde des différentes tensions de la source et celle de la tension U_d pour une valeur particulière ψ ; ici, ψ =105°. On a représenté également les intervalles de conduction de chacun des thyristors.

III - LE COMMUTATEUR DE COURANT

III.1. Principe de fonctionnement

Pour obtenir à partir du courant continu I_d, fourni par le montage redresseur, les courants alternatifs nécessaires à l'alimentation du moteur asynchrone, on réalise un commutateur de courant dont le schéma de principe est donné figure 26.

On suppose que les thyrsitors représentés sur le schéma sont des interrupteurs parfaits, c'est à dire que l'on peut commander à volonté leur amorçage et leur blocage.

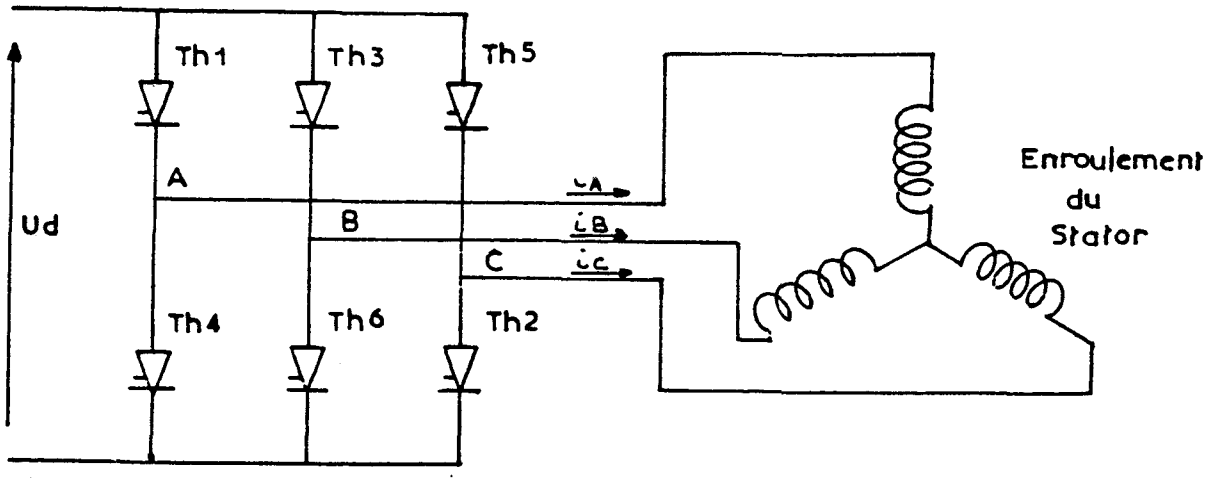


Figure 26

Si f est la fréquence souhaitée des courants statoriques, les thyristors sont enclenchés dans l'ordre de leur numérotation, tous les 1/6 de période T, avec T = 1/f. Si la durée de conduction de chacun d'eux est prise égale à T/3, il y a toujours 2 thyristors simultanément passants, l'un de numérotation paire, l'autre de numérotation impaire, et l'instant d'amorçage d'un thyristor "impair" (respectivement "pair") coïncide avec le blocage du thyristor "impair" (respectivement "pair") qui conduisait.

On a représenté figure 27, la forme d'onde des courants dans les 3 phases de la machine.

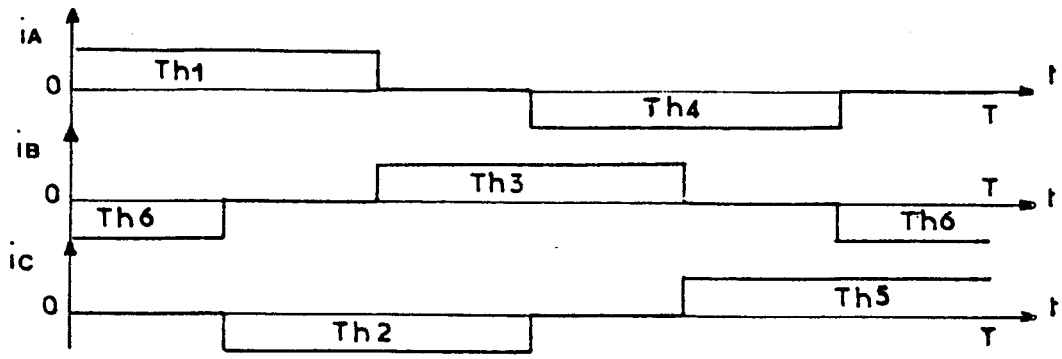


Figure 27

On a indiqué, dans chaque créneau, le numéro du thyristor passant.

III.2. Les commutations

L'obtention des formes d'onde représentées figure 27 suppose la possibilité de réaliser à volonté les commutations. Nous allons montrer que dans le cas de l'alimentation d'un moteur asynchrone, la commutation d'un thyristor à l'autre doit être forcée.

III.2.1. Nature de la commutation

C. ROMBAUT et M. BOULIER ont montré[27]que le moteur asychrone pouvait être modélisé de la façon suivante : chaque phase du moteur asynchrone est constituée d'une f.c.e.m. sinusoïdale e, de fréquence f, en série avec une inductance, N_1, approximativement égale à l'inductance cyclique de fuites totale de la machine ramenée au stator (figure 28).

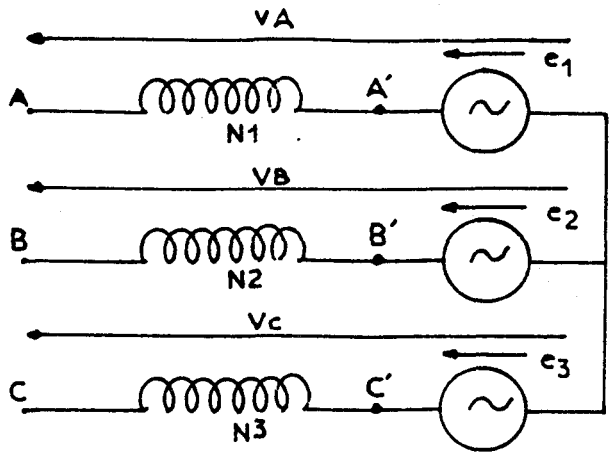


Figure 28

En dehors des commutations, le courant étant constant, la chute de tension dans les inductances est nulle. La tension simple aux bornes d'une phase devient :

$$v_A = e_1$$
$$v_B = e_2$$
$$v_C = e_3$$

Etudions une commutation, celle de Th_1 à Th_3 par exemple (figure 29).

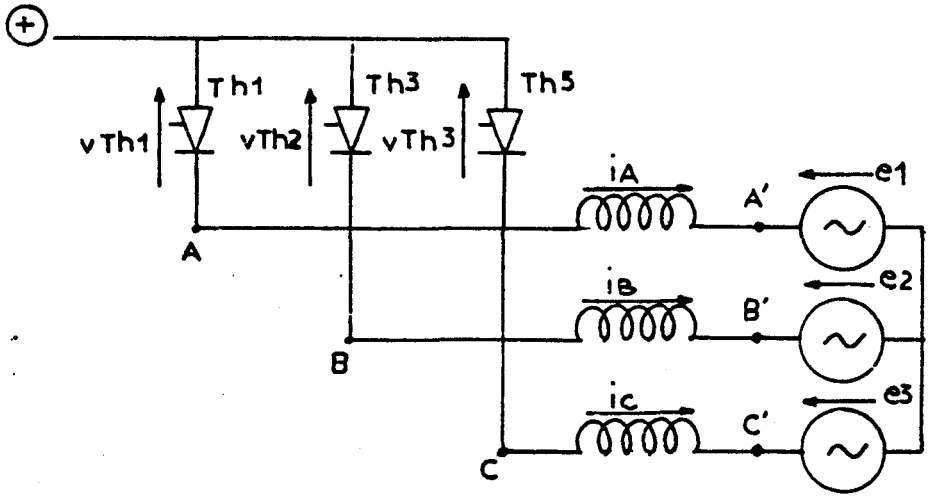


Figure 29

On a représenté figure 30, les tensions e_1 et e_2, la tension $v_A - v_B = e_1 - e_2$ en avance de 30° sur e_1. On a aussi représenté le courant i_A dont le fondamental est en retard de φ sur la tension e_1.

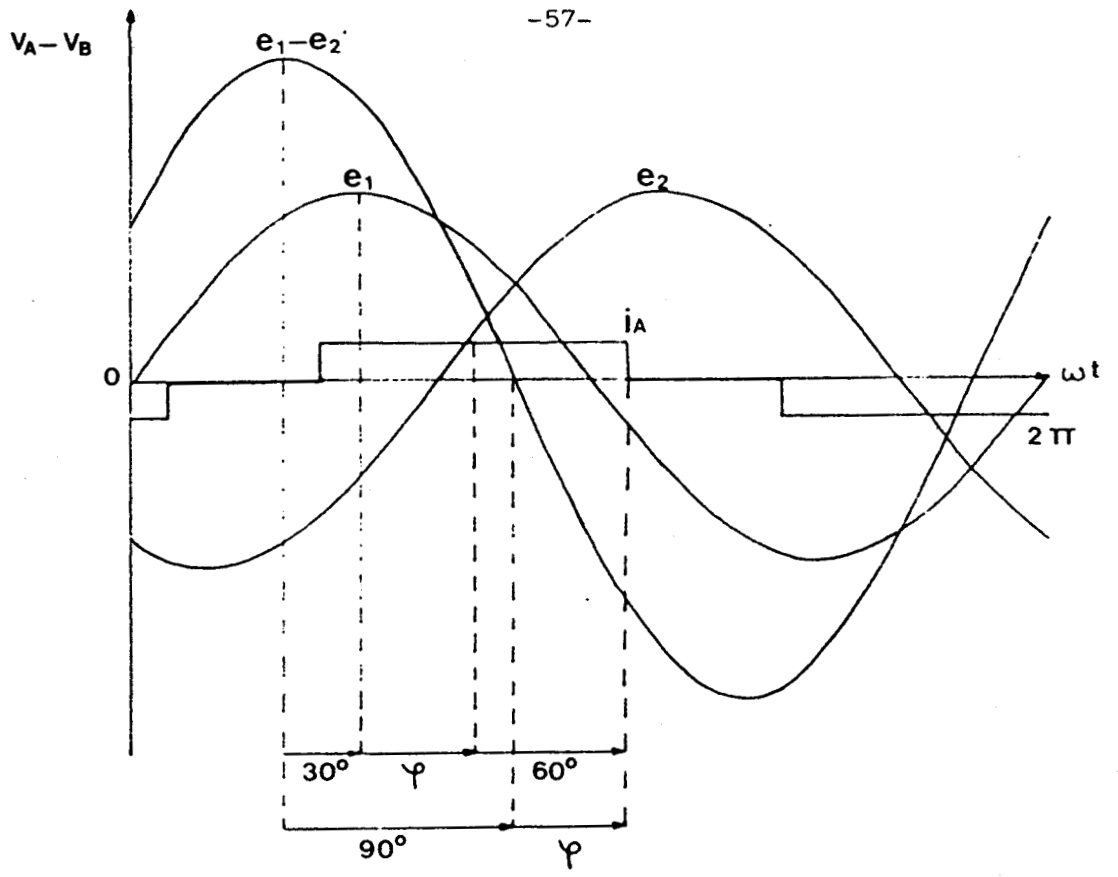


Figure 30

Quand le thyristor Th_1 est passant, la tension aux bornes de Th_3 est $v_A - v_B$. Le courant étant formé de créneaux de 120°, l'instant d'extinction de i_A devrait intervenir avec un retard, par rapport à l'instant d'annulation de $v_A - v_B$, égal à

$$\frac{1}{\omega}\left(\frac{\pi}{3} + \varphi + \frac{\pi}{6} - \frac{\pi}{2}\right) = \frac{\varphi}{\omega}$$

Donc, au moment de l'extinction de i_A qui correspond à la commutation de Th_1 à Th_3, la tension $v_A - v_B$ aux bornes de Th_3 est négative. Il est donc impossible d'amorcer le thyristor Th_3 et de réaliser la commutation.

III.2.2. Réalisation de la commutation forcée

Pour réaliser la commutation, il est nécessaire d'ajouter des condensateurs qui imposeront une tension positive aux bornes des thyristors au moment où ils doivent être amorcés. Des diodes les isoleront de la machine asyncrhone pour éviter leur décharge.

Le schéma du commutateur avec les auxiliaires de blocage est représenté figure 31.

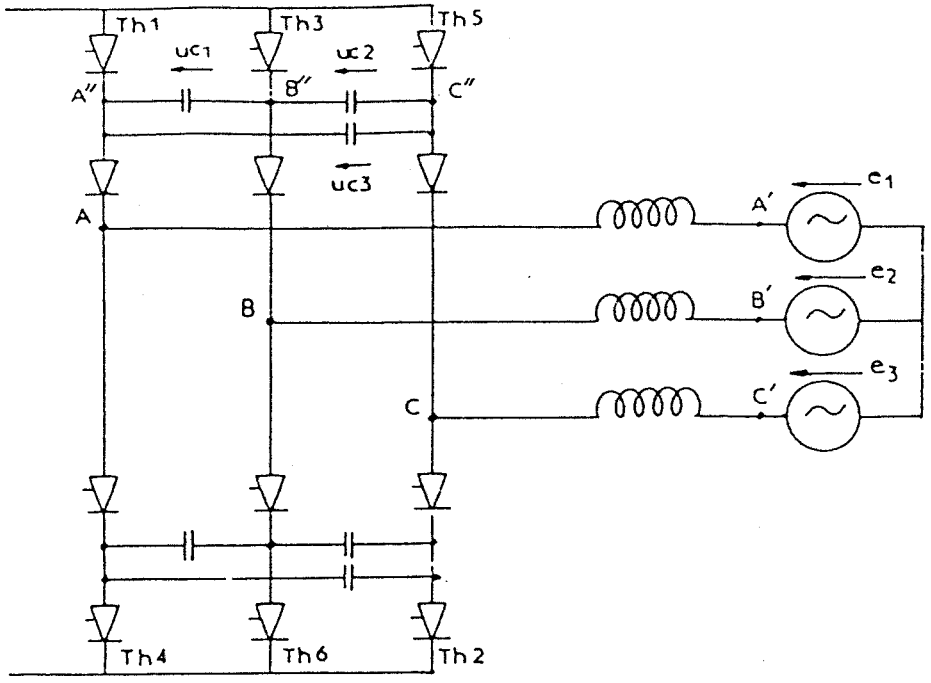


Figure 31

Comme précédemment, on étudie la commutation Th_1 à Th_3. On suppose que l'état du montage avant le déclenchement du thyristor Th_3 est celui représenté figure 32, les capacités C_1, C_2 et C_3 étant chargées de la façon suivante :

$$Uc_1 = U_o$$
$$Uc_2 = 0$$
$$Uc_3 = -U_o$$

On vérifiera que lorsque la phase de commutation est terminée, les condensateurs sont chargés de façon à permettre la commutation suivante.

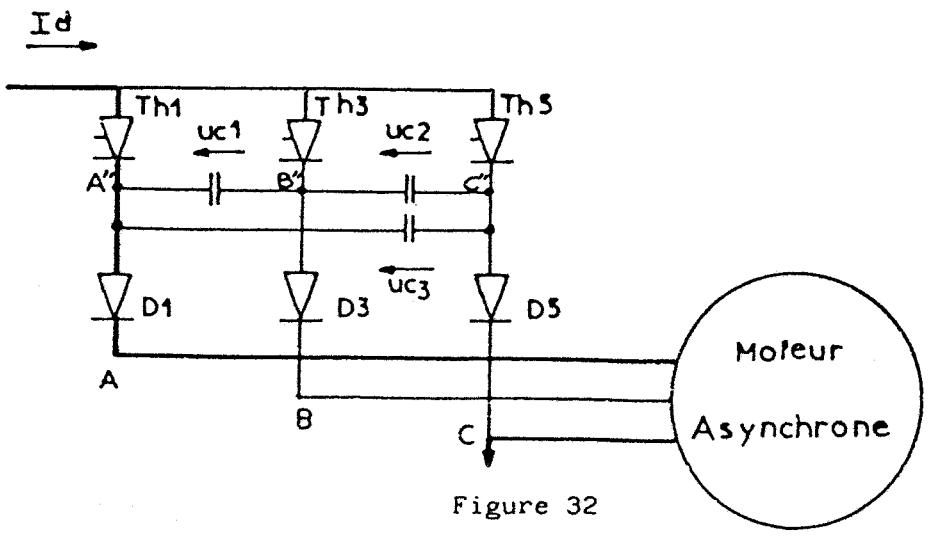


Figure 32

Juste avant la commutation de Th_1 à Th_3

la tension aux bornes de Th_3 est la même que celle aux bornes de C_1 puisque Th_1 est passant. Elle est donc positive et égale à U_o et Th_3 peut être enclenché.

A $t = t_o$, on enclenche Th_3

qui devient passant et la tension aux bornes de C_1 est appliquée aussitôt aux bornes de Th_1 qui se bloque. Le courant I_d ne pouvant varier instantanément, à cause de l'inductance de lissage, vient charger linéairement les condensateurs C_1, C_2 et C_3. Comme précédemment, il s'écoule dans les phases du moteur à travers D_1, les autres diodes restant bloquées (figure 33).

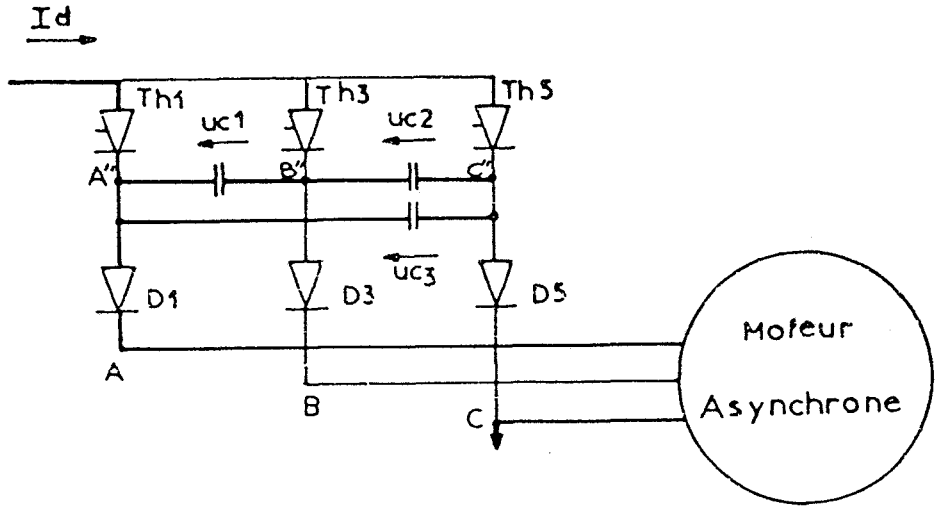


Figure 33

Le schéma électrique à partir de l'instant t_o est équivalent à celui représenté figure 34.

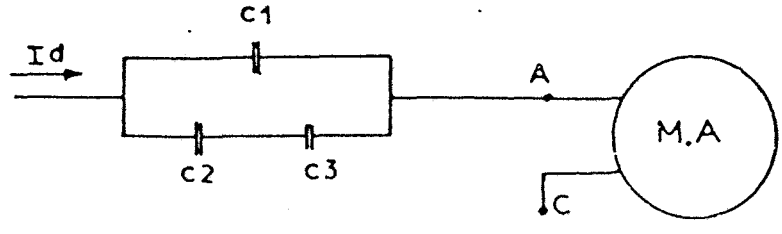


Figure 34

La tension $Uc_1 = \frac{-2I_d}{3c}(t-t_o)+U_o$ décroit linéairement, s'annule pour $t=t_1$ et devient négative. La tension aux bornes de D_3 est égale à :

$$v_{D3} = (v_A - v_B) - Uc_1$$

est aussi égale à $(e_1-e_2)-Uc_1$ puisque les mêmes phases du moteur sont traversées par les mêmes courants.

Elle s'annule et tend à devenir positive à l'instant $t=t_2$.

A $t=t_2$, la diode D_3 se met à conduire

A causo des inductances de fuites du moteur, le courant ne peut s'interrompre brutalement dans D_1. Les deux diodes D_1 et D_3 conduisent donc simultanément, figure 35.

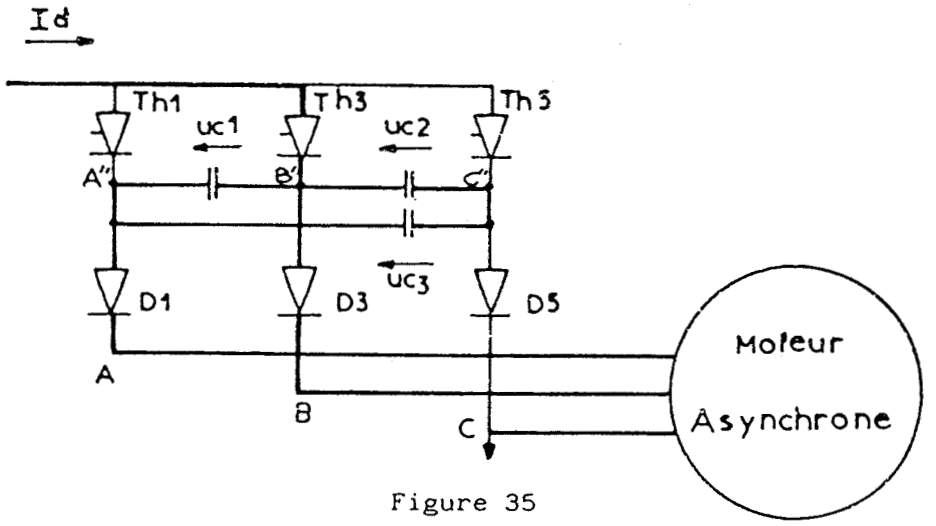


Figure 35

A partir de l'instant t_2, le schéma électrique est équivalent à celui représenté figure 36.

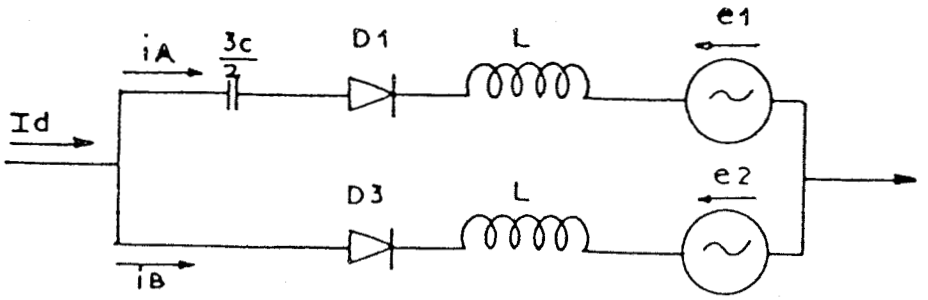


Figure 36

C'est un circuit oscillant formé par une inductance de valeur 2L et une capacité de valeur 3C/2.

La pulsation propre a pour valeur $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{3LC}}$

les courants dans C_1, C_2 et C_3 varient donc sinusoïdalement pour s'annuler à l'instant t_3, 1/4 de période propre après t_2.

$$t_3 - t_2 = \frac{1}{4} \cdot \frac{2}{\omega_o} = \frac{\pi}{2\omega_o} = \frac{\pi\sqrt{3LC}}{2}$$

Quand le courant dans les condensateurs s'annule, le courant i_A dans la diode D_1 s'annule et celle-ci se bloque. Th_3 et D_3 sont seuls passants (figure 37).

A $t = t_3$, la commutation est réalisée

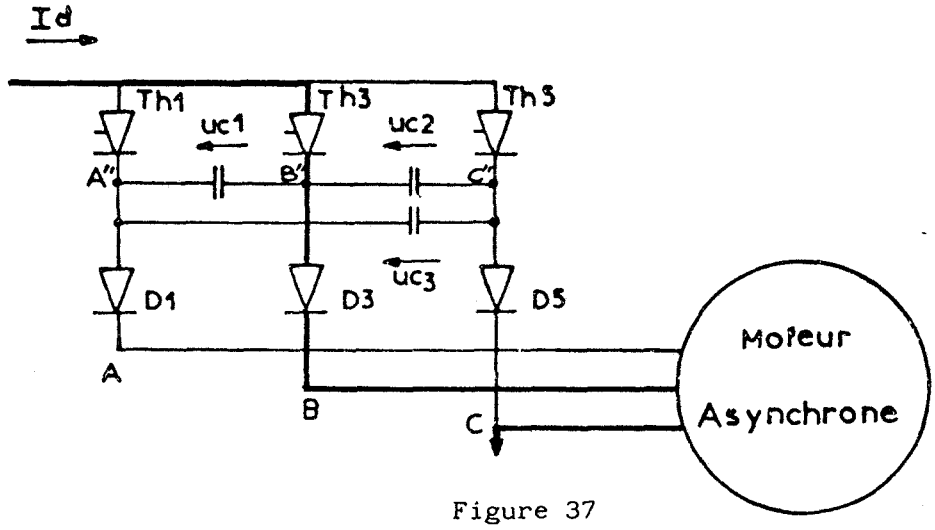


Figure 37

Puisque $I_A+I_B=I_D$ et que $I_A=0$, alors $I_B=I_D$.

Les condensateurs C_1, C_2 et C_3 sont chargés de telle manière que la commutation de Th_3 à Th_5 puisse être réalisée

$Uc_1 = -U_o$

$Uc_2 = U_o$

$Uc_3 = 0$

Figure 38, on a représenté l'allure des tensions aux bornes des condensateurs et des courants les traversant.

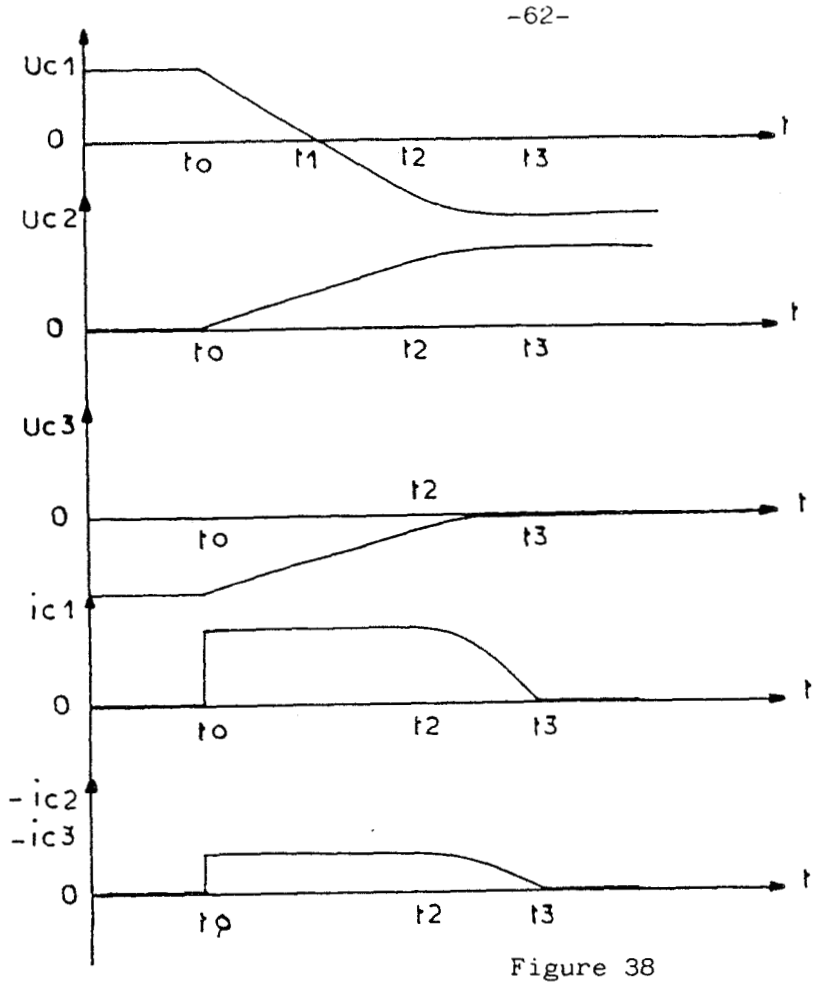


Figure 38

III.3. Initialisation du système

Lorsque les condensateurs sont correctement chargés, on peut effectuer la commutation de Th_1 à Th_3, et les condensateurs se chargent de façon à préparer la commutation de Th_3 à Th_5.

On peut, par un raisonnement similaire, généraliser ce résultat à toutes les commutations du demi-pont haut comme du demi-pont bas.

Les charges convenables des condensateurs s'effectuent d'une commutation à l'autre en régime permanent. Il est néanmoins nécessaire de prévoir un dispositif auxiliaire permettant la précharge des condensateurs avant la mise en service du commutateur.

IV - ELECTRONIQUE DE COMMANDE

Les thyristors utilisés dans le convertisseur de fréquence sont commandés par des systèmes électroniques générant leurs impulsions de gachette. Chaque pont, redresseur comme commutateur, possède son système de commande.

IV.1. Système de commande du pont redresseur

L'amorçage des thyristors se fait dans l'ordre de leur numérotation tous les 1/6 de période (§II).

Pour le démarrage et la sécurité de fonctionnement, on envoit simultanément les signaux de commande sur le thyristor qui doit être déclenché et sur celui de l'autre demi-pont, qui doit normalement être déjà conducteur.

Le système de commande permet de réguler la valeur du courant transmis à la charge.

IV.1.1. Capteur de courant

Le courant débité par le montage redresseur est proportionnel au courant efficace fourni par la source. C'est celui-ci qui sera mesuré.

Le capteur de courant est réalisé à l'aide de deux transformateurs de courant suivis d'un montage redresseur à diodes (figure 39).

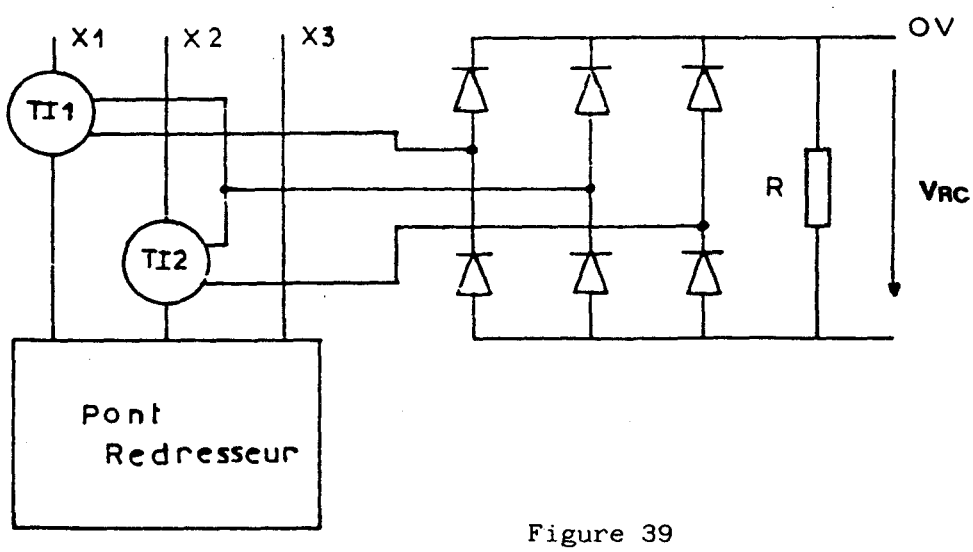


Figure 39

La résistance R a été calculée de telle sorte que la tension V_{RC} image du courant I_d, utilisée comme signal de "retour courant" soit égale à -10V pour un courant I_d de 25A.

IV.1.2. Consigne courant

La tension Vcc, servant de valeur de consigne du courant est réalisée à l'aide d'un potentiomètre.

IV.1.3. Générateur d'impulsions

Les impulsions de commande des thyristors du pont redresseurs sont réalisées à l'aide d'un circuit intégré TCA 780.

Ce circuit crée une tension en dent de scie en synchronisme avec une tension sinusoïdale extérieure. La tension en dent de scie est comparée à une tension de commande extérieure. Quand elle devient supérieure à cette tension de commande, un créneau est envoyé alternativement sur deux broches de sortie (figure 40).

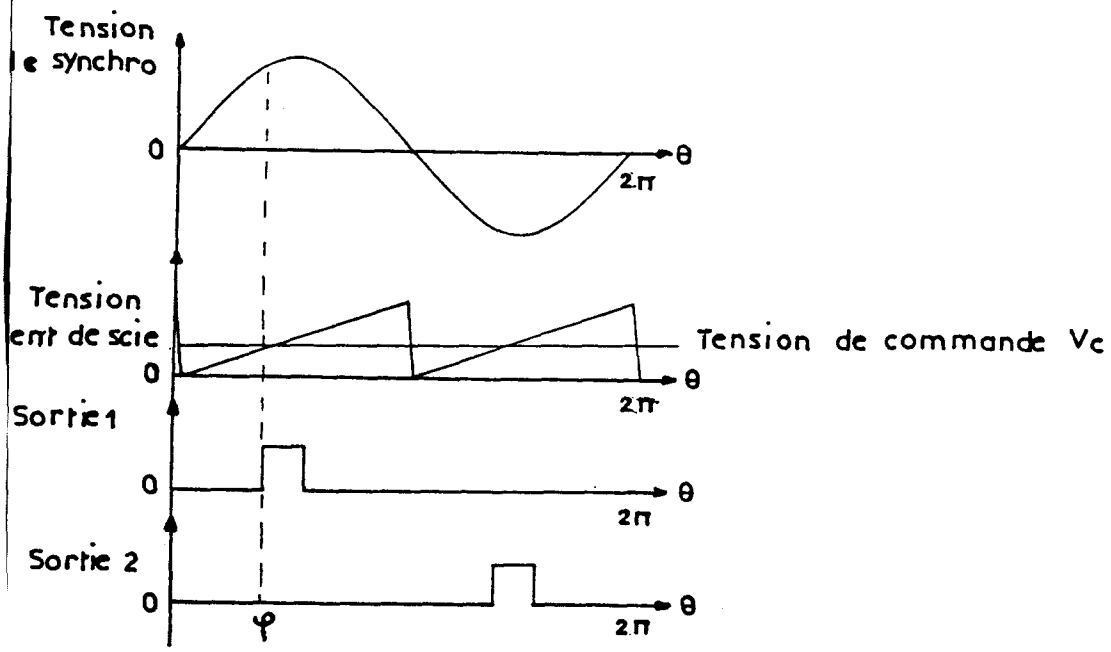


Figure 40

On utilise trois TCA 780, chacun d'eux commandant les deux thyristors connectés à une même phase, car ils doivent être enclenchés avec un décalage d'une demi-période.

Les tension de synchronisation de ces trois circuits sont donc v_1-v_3 pour les thyristors 1 et 4, v_2-v_1 pour les thyristors 3 et 6 et v_3-v_2 pour les thyristors 5 et 2.

Ces tensions sont réalisées à l'aide d'une seule tension composée, $u_{12}=v_1-v_2$, et de filtres actifs déphaseurs. Un transformateur monophasé suffit pour ramené à 20V, la valeur de u_{12}.

Les tension u_{13}^*, u_{21}^*, u_{32}^*, images de u_{13}, u_{21} et u_{32}, sont réalisées à partir de la tension u_{12}, image de u_{12} en déphasant u_{12}^* respectivement de -60°, -180°, -300° (figure 41).

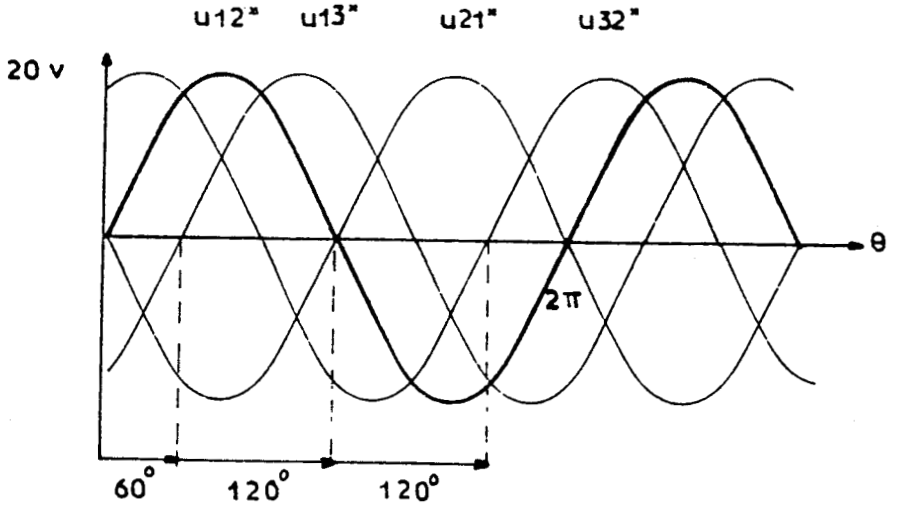


Figure 41

Un Timer LM555 module les créneaux de sortie pour obtenir des trains d'impulsions.

Un système logique aiguille les signaux issus des TCA 780 vers les thyristors en assurant le fonctionnement "en double impulsion" : on envoie simultanément les impulsions sur les deux thyristors qui doivent conduire (figure 42).

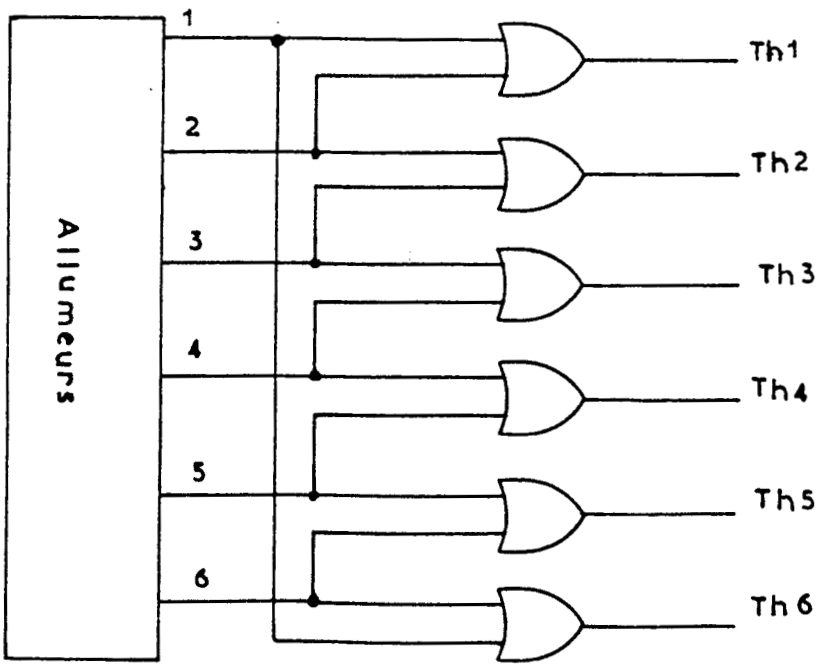


Figure 42

IV.1.4. Régulation, Tension de commande

C'est la tension de commande V_c qui détermine le retard à l'amorçage ψ des thyristors et donc la valeur du courant débité par le montage redresseur. Elle est réalisée à l'aide des tensions V_{RC} de retour courant et Vcc de consigne courant (figure 43)

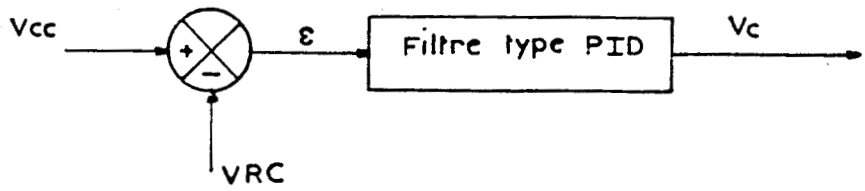


Figure 43

Un système de sécurité a été prévu en cas de surtension aux bornes du moteur pour ramener la tension Vc, et donc la valeur du courant I_d à zéro.

On a représenté figure 44, le schéma bloc du système de commande du redresseur.

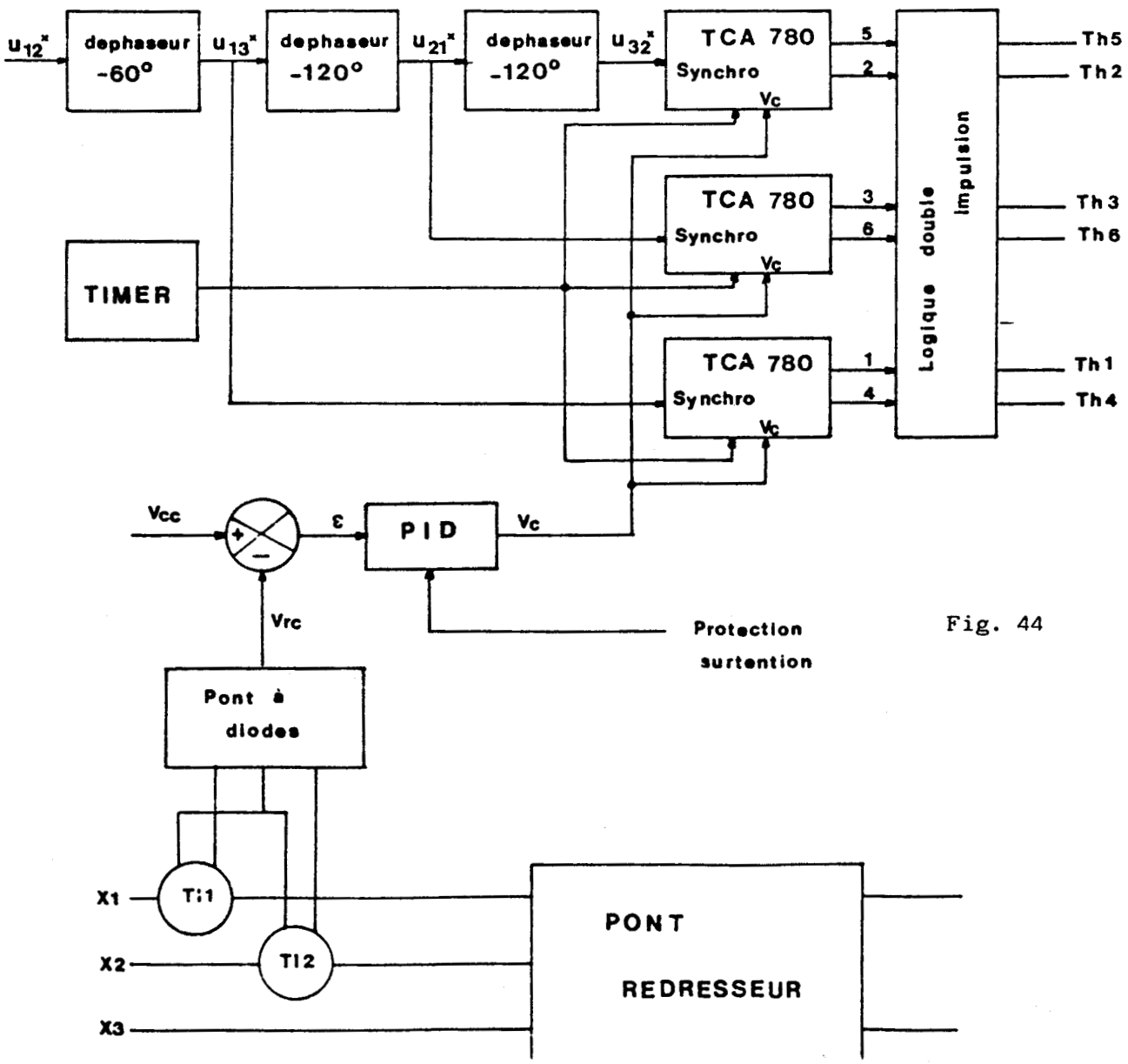


Fig. 44

IV.2. Système de commande du commutateur de courant

L'amorçage des thyristors se fait dans l'ordre de leur numérotation tous les $1/6^{eme}$ de période, cette dernière ayant une valeur variable. Comme pour le montage redresseur, on utilisera un système de commande à double impulsion.

Une horloge de fréquence six fois supérieure à la fréquence souhaitée, 6f, commande un système générant un train d'impulsions tous les $1/6^{eme}$ de période. Ces trains d'impulsions sont distribués par un démultiplexeur,aux six thyristors dans l'ordre convenable.

IV.2.1. Fréquence 6f

La tension V_f, image de la consigne fréquence est réalisée à l'aide d'un potentiomètre. Elle varie entre 0 et 10V. Elle sert de tension de commande à un convertisseur tension-fréquence (LM 331) qui délivre un signal d'horloge H dont la fréquence est six fois plus grande que la fréquence d'alimentation du moteur.

IV.2.2. Trains d'impulsions de fréquence 6f

Pour réaliser le signal qui sera démultipléxé, on utilise un Timer (LM 555). Le signal d'horloge H est cablé sur le Reset du timer. En sortie, on retrouve ce signal d'horloge modulé en train d'impulsions (figure 45).

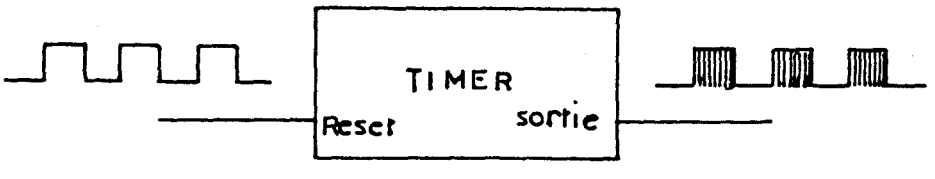


Figure 45

IV.2.3. Adressage des thyristors

Le signal d'horloge modulé est distribué vers les six thyristors chacun d'eux devant recevoir un train d'impulsions par période.

Pour cela, on utilise un démultiplexeur dont les adresses sont calculées par un compteur en anneau.

Le compteur en anneau a pour signal d'entrée, l'horloge H. A chaque front montant de l'horloge son compteur interne s'incrémente. Les trois bits de sorties A, B et C sont l'image du compteur. Ils correspondent à l'adresse envoyée au démultiplexeur (figure 46).

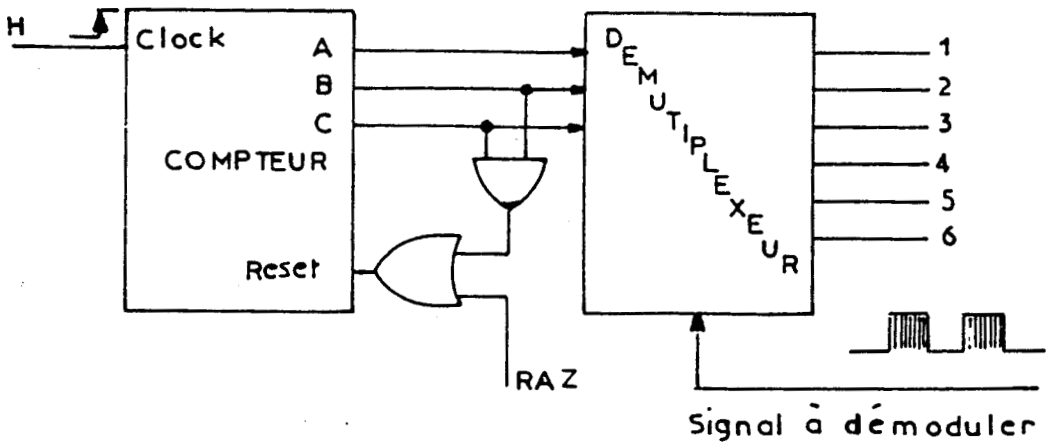


Figure 46

Après avoir adressé Th_6, il faut adresser Th_1. On crée alors un signal Reset, par logique câblée, lorsque la valeur de l'adresse est 110 (figure 47).

C	B	A	Th
0	0	0	1
0	0	1	2
0	1	0	3
0	1	1	4
1	0	0	5
1	0	1	6
1	1	0	Reset

Figure 47

La double impulsion est réalisée de la même manière que pour le système de commande du montage redresseur.

IV.2.4. Diagramme temporel

On a représenté, figure 48, le diagramme temporel des différents signaux de ce système de commande, ou F est la fréquence d'alimentation du moteur.

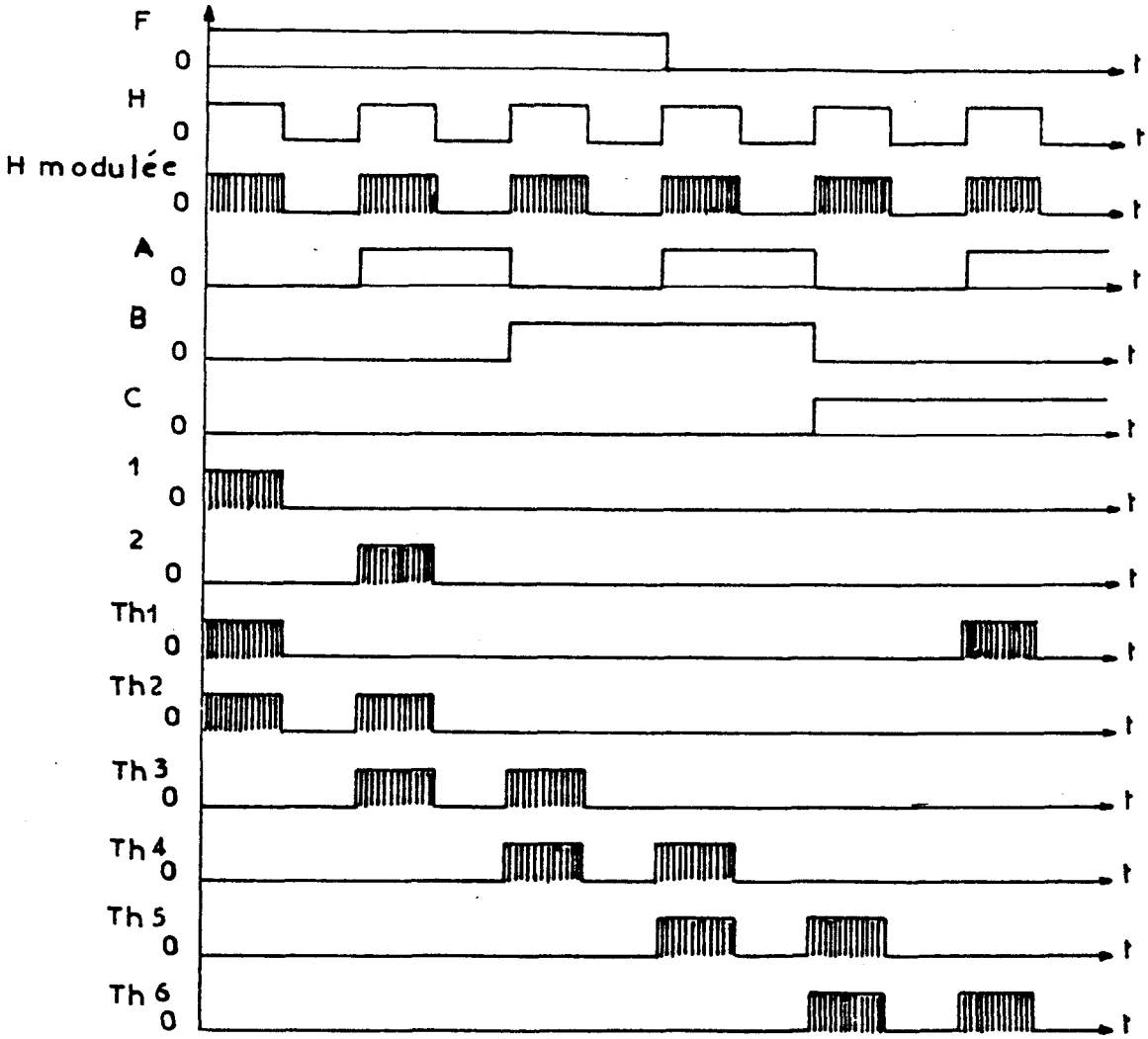


Figure 48

IV.3. Mise en puissance des impulsions de commande

Avant d'être envoyées sur les thyristors, les impulsions de commande du montage redresseur comme celles du commutateur de courant, doivent être isolées galvaniquement du montage de commande et portées à un niveau de puissance suffisant pour assurer un amorçage sûr des thyristors.

Le montage réalisé est le suivant (figure 49) :

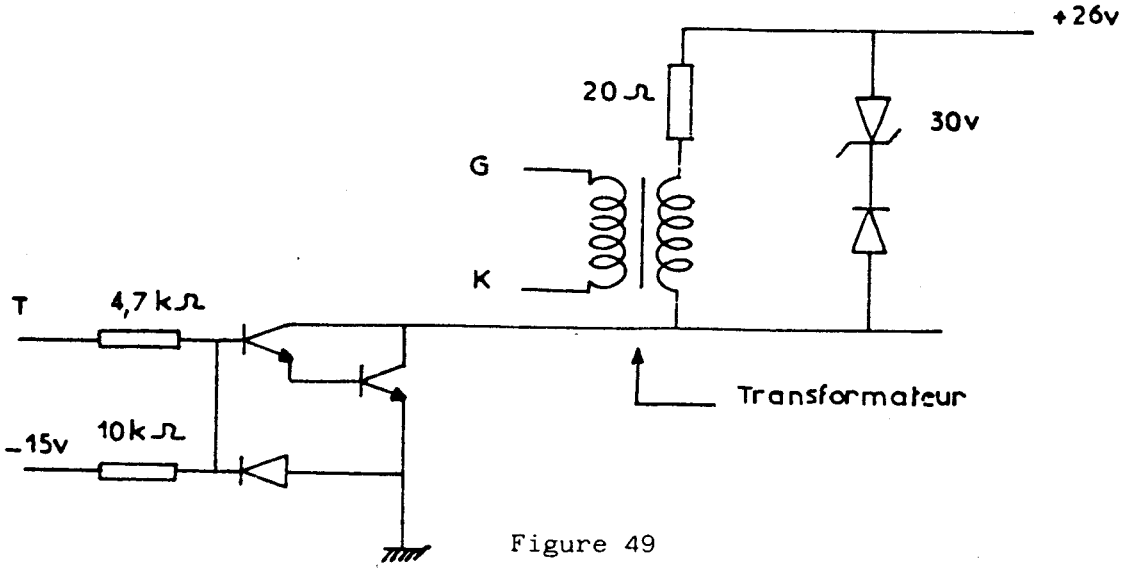


Figure 49

Le signal T correspond au train d'impulsions réalisé par le système de commande.

Lorsque le signal T est à 1 (soit +15V), le transistor est passant et le montage est équivalent à celui représenté figure 50.

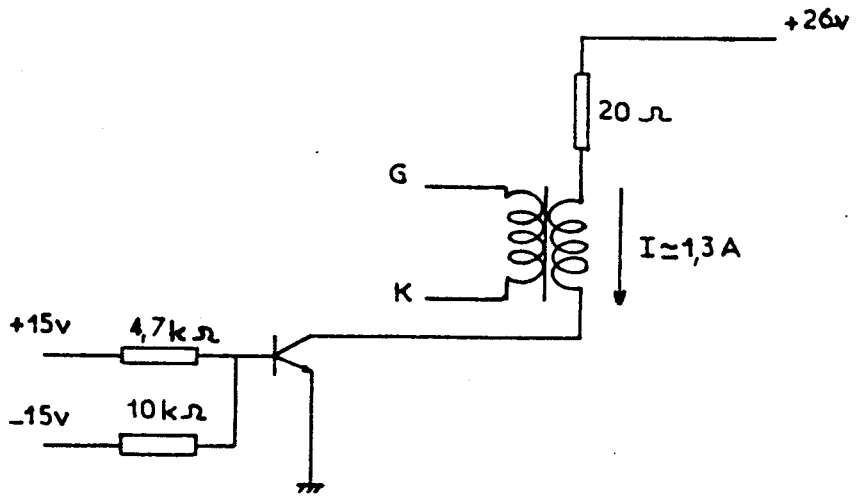


Figure 50

Le courant dans l'enroulement primaire du transformateur est environ 1,3A.

Lorsque le signal T passe à zéro, la base du transistor passe à un potentiel négatif, bloque le transistor. Le schéma équivalent est représenté figure 51.

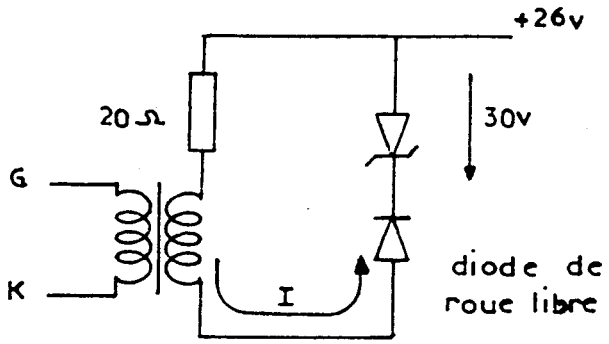


Figure 51

Pour éviter les surtensions lors du blocage du transistor, on monte une diode de roue libre. Elle permet l'évacuation de l'énergie électromagnétique emmagasinée dans le transformateur.

La diode zéner permet d'activer l'extinction du courant pendant la phase de blocage du transistor en présentant une contre tension de 30 V au passage du courant.

***

C H A P I T R E 5

MISE EN OEUVRE DE LA METHODE DE DETERMINATION INDIRECTE DU GLISSEMENT

Dans le chapitre 3, nous avons montré qu'il était possible de *calculer* le glissement d'un moteur asynchrone, alimenté par un système triphasé de tensions sinusoïdales, à partir de la seule connaissance des grandeurs statoriques ; tensions, courants, et déphasage de l'onde de courant sur celle de tension.

Dans ce chapitre, nous montrerons comment réaliser pratiquement ce calcul dans le cas où le moteur est alimenté par le convertisseur de fréquence étudié chapitre 4.

I - PRINCIPE

I.1 Mesure des résistance et réactance apparentes du moteur

. Lorsque le moteur est alimenté par un système sinusoïdal de tensions,le courant absorbé est, lui aussi, sinusoïdal. Pour un fonctionnement donné, il est possible de calculer la résistance R et la réactance X apparentes de la machine, par phase. C'est à partir de ces grandeurs R et X qu' est calculé le glissement.

. Lorsque le moteur est alimenté par un commutateur, le courant absorbé est formé de créneaux, tantôt positifs, tantôt négatifs de longueur $2\pi/3$ et de fréquence variable. la tension aux bornes de la machine est approximativement sinusoIdale, des pics de tensions apparaissant 6 fois par période, à chaque commutation. Pour un fonctionnement donné, on détermine la résistance R et la réactance X en les assimilant à celles, R_1 et X_1 présentées par le moteur au fondamental de l'onde de courant.

On désigne par :

I_d : valeur du courant supposé rigoureusement constant dans l'inductance de lissage L.

I_1m : valeur crête du fondamental du courant absorbé

I_1 : valeur efficace du fondamental du courant absorbé

Ié : valeur efficace du courant absorbé

Ud : valeur moyenne de la tension à l'entrée du commutateur de courant

U_1m : valeur crête du fondamental de la tension composée aux bornes de la machine

V_1m : valeur crête du fondamental de la tension simple aux bornes de la machine

U_1 : valeur efficace du fondamental de la tension composée aux bornes de la machine.

Le développement en série de Fourier de l'onde de courant donne tous les harmoniques impairs non multiple de 3. La valeur efficace du courant

absorbé a pour expression :

$$I_e^2 = I_1^2 + I_5^2 + I_7^2 + \ldots + I_h^2 + \ldots$$

avec I_h, la valeur efficace de l'harmonique de rang h.

En désignant par R_h, la résistance apparente présentée par la machine à cet harmonique, la puissance active consommée par phase a pour expression

$$P = R_1 I_1^2 + R_5 I_5^2 + \ldots + R_h I_h^2 + \ldots$$

En négligeant les pertes dans les redresseurs, $P = \frac{Ud\ Id}{3}$

On a donc $\frac{Ud\ Id}{3} = R_1 (I_1^2 + I_5^2 + \ldots . I_h^2 + \ldots) + I_5^2 (R_5 - R_1) + \ldots . I_h^2 (R_h - R_1) + \ldots$

Le premier terme étant important devant les autres, on peut écrire

$$P = \frac{Ud\ Id}{3} = R_1 I_e^2 \qquad (11)$$

Puisque $I_e = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ Id, on obtient :

$$\frac{Ud\ Id}{3} = \frac{2}{3} R_1 Id^2 \quad \text{et} \quad R_1 = \frac{Ud}{2Id} \qquad (12)$$

La tension aux bornes de la machine étant quasi-sinusoïdale, l'impédance présentée par le moteur au fondamental a pour expression :

$$Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{U_1}{\sqrt{3} I_1} \quad \text{or} \quad I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\Pi} Id$$

donc

$$Z_1 = \frac{\Pi}{3\sqrt{2}} \frac{U_1}{Id} \qquad (13)$$

En désignant par φ_1 le déphasage arrière du fondamental du courant absorbé par rapport au fondamental de la tension simple aux bornes de la machine,

$$\cos\varphi_1 = \frac{R}{Z_1} = \frac{Ud}{2Id} \quad \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \quad \frac{Id}{U_1}$$

$$\cos\varphi_1 = \frac{3}{\pi\sqrt{2}} \quad \frac{Ud}{U_1} \qquad (14)$$

La résistance et la réactance apparentes de la machine au fondamental auront alors pour expression

$$R_1 = Z_1 \cos\varphi_1$$

$$X_1 = Z_1 \sin\varphi_1$$

I.2. Mise en oeuvre matérielle

Le calcul du glissement est réalisé par un microprocesseur, le monochip, 8051 de Intel, qui à la particularité intéressante de posséder la multiplication et la division cablées. Le montage est réalisé à partir d'une carte "system design kit 51" pouvant posséder 64 K d'extension mémoire et plusieurs interfaces d'entrée/sortie. Elle posséde aussi un clavier permettant le dialogue utilisateur/microprocesseur et un afficheur de 24 caractères permettant le dialogue microprocesseur/utilisateur.

Pour son calcul, le microprocesseur a besoin de connaître la valeur des trois grandeurs Ud, Id, et U_1. La mesure de ces grandeurs réalisée sur le montage de puissance nécessite un montage d'interface analogique pour permettre

- le redressement des signaux alternatifs
- le filtrage des signaux bruités
- leur réduction et mise à l'échelle (tensions continues entre 0 et 10V)

- l'isolation électrique entre montage de puissance et organes de calcul.

Quand le rotor est calé, les tensions mesurées Ud et U_1 ont des valeurs très faibles par rapport à celles relevées au voisinage du fonctionnement nominal. On a donc prévu la possibilité d'utiliser une échelle 16 fois plus grande que l'échelle normale, lors de ce fonctionnement.

A la sorite de l'interface, les images de Ud, Id et U_1 , qui sont Ud* (et Ud** = 16xUd*), Id* et U_1* (et U_1** = 16xU_1*) doivent être traduites en valeurs numériques UD, ID, UM codées sur 8 bits ; c'est le rôle du convertisseur analogique/digital (A/D). Ces signaux sont donc multiplexés avant d'être traduits par le convertisseur A/D et lus par le microprocesseur. Celui-ci choisit sa voie de lecture et donne un ordre de conversion.

De plus, on souhaite avoir une image analogique du glissement calculé. On utilisera donc un convertisseur digital/analogique (D/A).

La figure 52 représente le schéma bloc du montage de traitement de l'information.

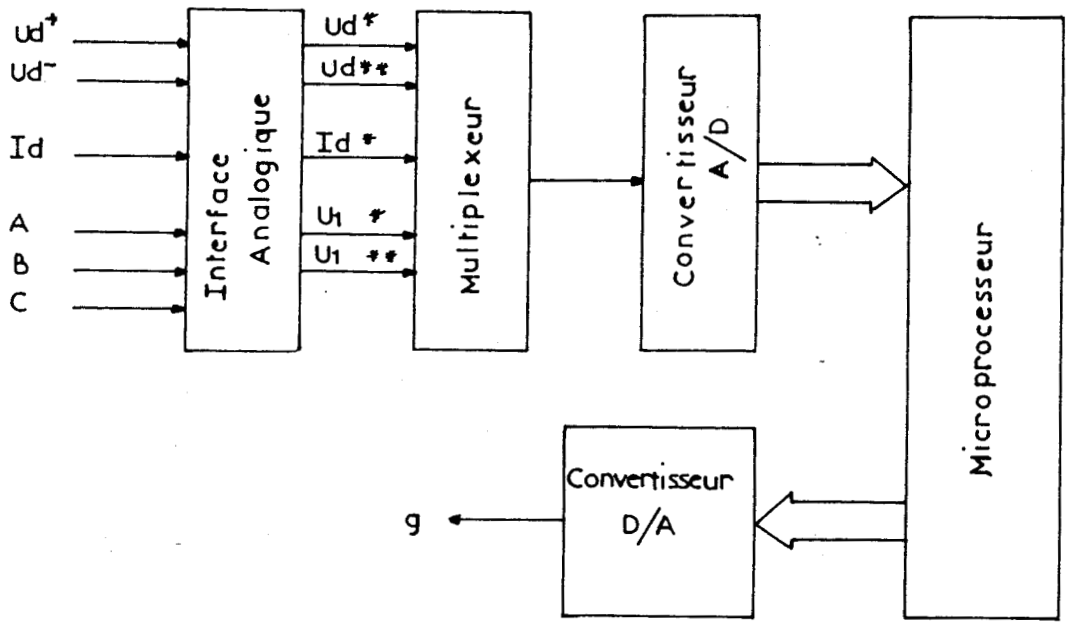


figure 52.

où

Ud* est une tension continue entre 0 et 10V image de Ud

Ud** est l'image de Ud, 16 fois plus grande que Ud*

Id* est une tension continue entre 0 et 10V image de Id

U_1* est une tension continue entre 0 et 10V image de U_1

U_1** est l'image de U_1 16 fois plus grande que U_1*

I.3. Mise en oeuvre logicelle

La méthode de détermination indirecte du glissement se décompose en deux étapes (chap.3 §2) :

- une étape de reconnaissance de la machine
- une étape de calcul du glissement, la machine étant en fonctionnement normal.

Etape de reconnaissance

Cette étape comporte elle même 3 phases, pendant lesquelles le fonctionnement du moteur est différent.

Phase 1 : calcul de r_1

2 phases du moteur sont alimentées par du courant continu. Le calculateur mesure la valeur de Ud et Id, en déduit la valeur de r_1 en tenant compte de la chute de tension dans le commutateur de courant.

Phase 2 : calcul de X_o

Le moteur alimenté en triphasé à fréquence variable tourne à vide. Par son horloge, le micorprocesseur commande le commutateur de courant qui effectue un lent balayage de fréquence. A chaque fréquence, on mesure Ud, Id et U_1 ; on calcule l'image de Z_1 et de φ_1

$$Z = \frac{UM}{ID} \quad \text{et} \quad COS = \frac{UD}{UM}$$

Ces deux grandeurs permettent de calculer la valeur de X_o pour chaque valeur de la période ou de la fréquence

Phase 3 : calcul de $\omega_r T_2$

Le rotor est immobilisé. Comme pour la phase précédente, le microprocesseur effectue un lent balayage de fréquence. Pour chaque fréquence, on mesure Ud, Id et U_1 et on calcule

$$Z = \frac{UM}{ID} \quad \text{et} \quad COS = \frac{UD}{UM}$$

Les valeurs R_c et X_c de la résistance et de la réactance apparentes sont alors

$$RC = Z.\ COS \quad \text{et} \quad XC = Z.\ SIN$$

La valeur de $\omega_r T_2$, rangée dans la mémoire AW, est calculée par la relation

$$AW = \frac{Xo-Xc}{Rc-r_1}$$

où X_o est la réactance apparente calculée à la même fréquence lors de la phase précédente.

A chaque valeur de la période (ou de la fréquence) correspond donc une valeur de $\omega_r T_2$.

Etape de calcul

Le moteur est en fonctionnement normal, le commutateur de courant étant piloté par une horloge externe commandée directement par l'utilisateur. Lors de cette phase, le microprocesseur n'a qu'un rôle d'observateur.

- Il mesure, les valeurs de Ud, Id et U_1 et la valeur de la période T de l'horloge externe.
- Il calcule ensuite les valeurs de $Z = \frac{UM}{ID}$ et $COS = \frac{UD}{UM}$

puis les valeurs de $R = Z \times COS$

$X = Z \times SIN$

- Connaissant la valeur de T, il peut déterminer la valeur de X_o mesurée à cette période, lors de la phase 2. Il calcule alors la valeur de $\omega_r T_2$ par la formule

$$AW = \frac{Xo-X}{R-r_1}$$

- Cette valeur de $\omega_r T_2$ lui permet de déterminer la période Tr (ou la fréquence fr) rotorique grâce aux essais réalisés lors de la phase 3.

On détermine Tr qui correspond à une valeur de AW aussi proche que possible de la valeur mesurée. Alors le glissement a pour valeur $G = \frac{T}{Tr}$

- A chaque boucle de calcul, le microprocesseur affiche la valeur de g.

La mesure du temps

La connaissance de la valeur de la fréquence d'alimentation est indispensable à l'application de la méthode :
en phase de reconnaissance on réalise des essais pour toute une gamme de fréquence
en phase de calcul, la connaissance de f permet de déterminer X_o et de calculer g.

Or le microprocesseur , par sa structure, est plus apte à mesurer la période d'un signal que sa fréquence. C'est la raison pour laquelle on a réalisé, dans un premier temps, un balayage de *période* plutôt qu'un balayage de fréquence lors des deux phases de reconnaissance.

Donc le microprocesseur a pour rôle de générer un signal d'horloge de période P variable, en phase de reconnaissance, et de mesurer la période P d'un signal d'horloge externe en phase de calcul. On souhaite que P puisse prendre 256 valeurs différentes allant de Po = 3,33 ms à P_1 = 33,33ms. Ces valeurs correspondent respectivement aux valeurs fo = 50 Hz et f_1 = 5 Hz de la fréquence d'alimentation du moteur.

Rangement en mémoire

Au cours des phases 2 et 3, on mémorise la valeur de grandeurs (Xo et $\omega_r T_2$) variables avec la fréquence d'alimentation. Ces valeurs sont rangées dans des tableaux en fonction de l'image mémoire de la période d'alimentation T.

Aussi, la connaissance de T nous permet de connaître immédiatement les valeurs de Xo et $\omega_r T_2$ correspondantes. Réciproquement, la connaissance de $\omega_r T_2$ permet la détermination de T.

Arbre programmatique

La solution de programme proposée peut être schématisée par un arbre programmatique mettant en évidence les différentes phases et les calculs à réaliser dans ces phases, (figure 53).

I.4. Présentation du microprocesseur 8051 et de la carte SDK 51

Ce microprocesseur hautes performances a été conçu pour des applications sophistiquées en temps réel. Sa puissance et sa souplesse d'emploi sont dûes aux nombreuses possibilités de calculs, aux structures hard d'interruption, de comptage et d'entrées/sorties qui le constituent, à la possibilité d'adresser 64K de mémoire externe.

Il existe trois versions de ce microprocesseur adaptées à l'utilisation envisagée :

- 8051 : il possède 4K de mémoire programme interne implanté en ROM. Il est utilisé pour la production en grande série d'un produit.
- 8751 : il posséde 4K de mémoire programme interne implantée en EPROM. Il est utilisé lors de la production en petite série d'un produit.
- 8031 : il ne posséde pas de mémoire programme interne. Le programme est alors implanté en mémoire externe RAM. Cette version permet la mise au point d'un prototype. C'est celle-ci qui est utilisée sur la carte SDK51.

Par la suite, nous parlerons du 8051 sachant qu'il s'agit de la famille de microprocesseurs présentés ci-dessus

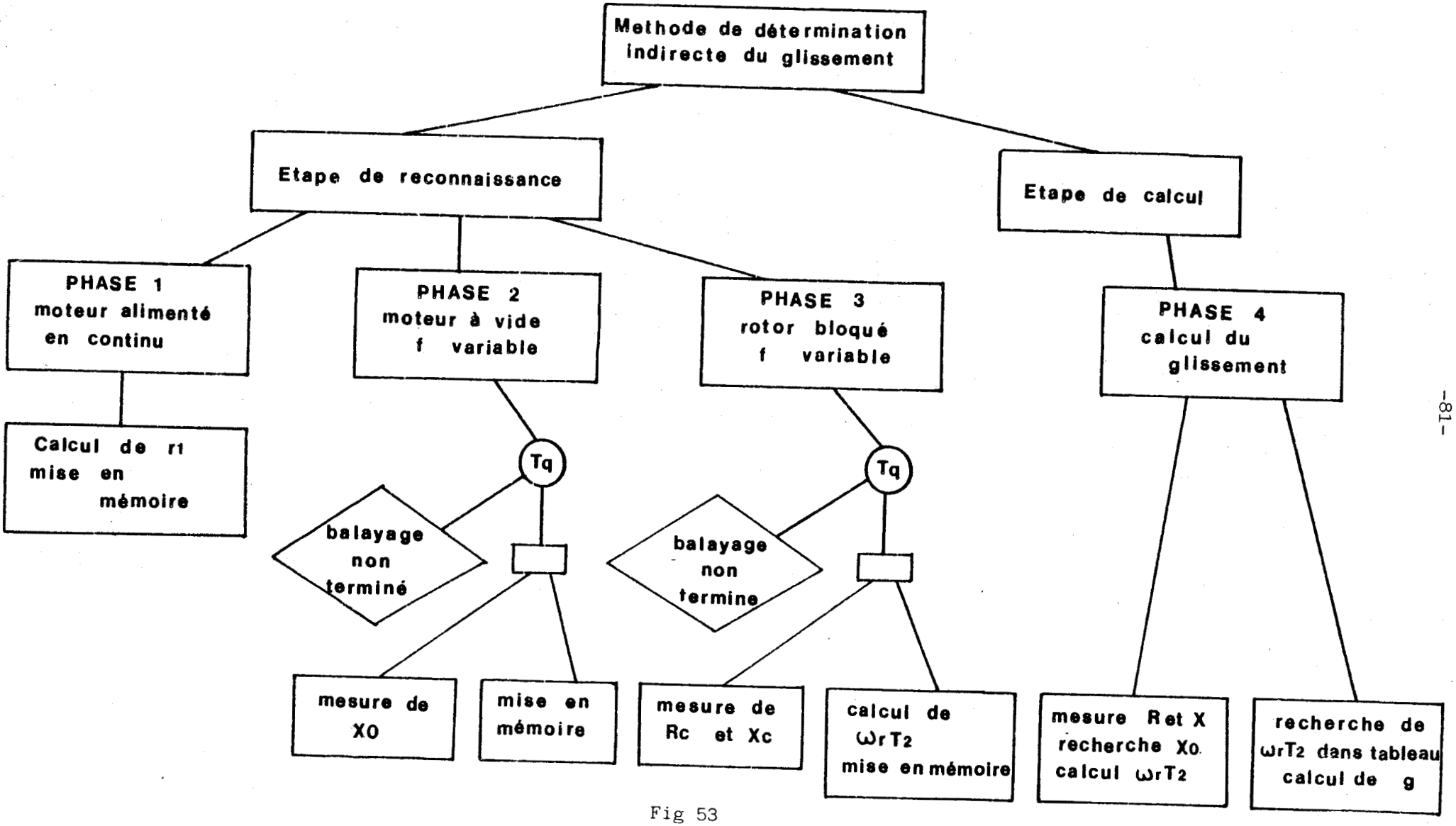

Methode de détermination indirecte du glissement
Etape de reconnaissance
Etape de calcul
PHASE 1 moteur alimenté en continu
PHASE 2 moteur à vide f variable
PHASE 3 rotor bloqué f variable
PHASE 4 calcul du glissement
Calcul de r1 mise en mémoire
Tq
Tq
balayage non terminé
balayage non termine
mesure de X0
mise en mémoire
mesure de Rc et Xc
calcul de ωrT2 mise en mémoire
mesure R et X recherche X0 calcul ωrT2
recherche de ωrT2 dans tableau calcul de g

Fig 53

Structure interne

La figure 54 représente le schéma bloc de la structure interne du 8051

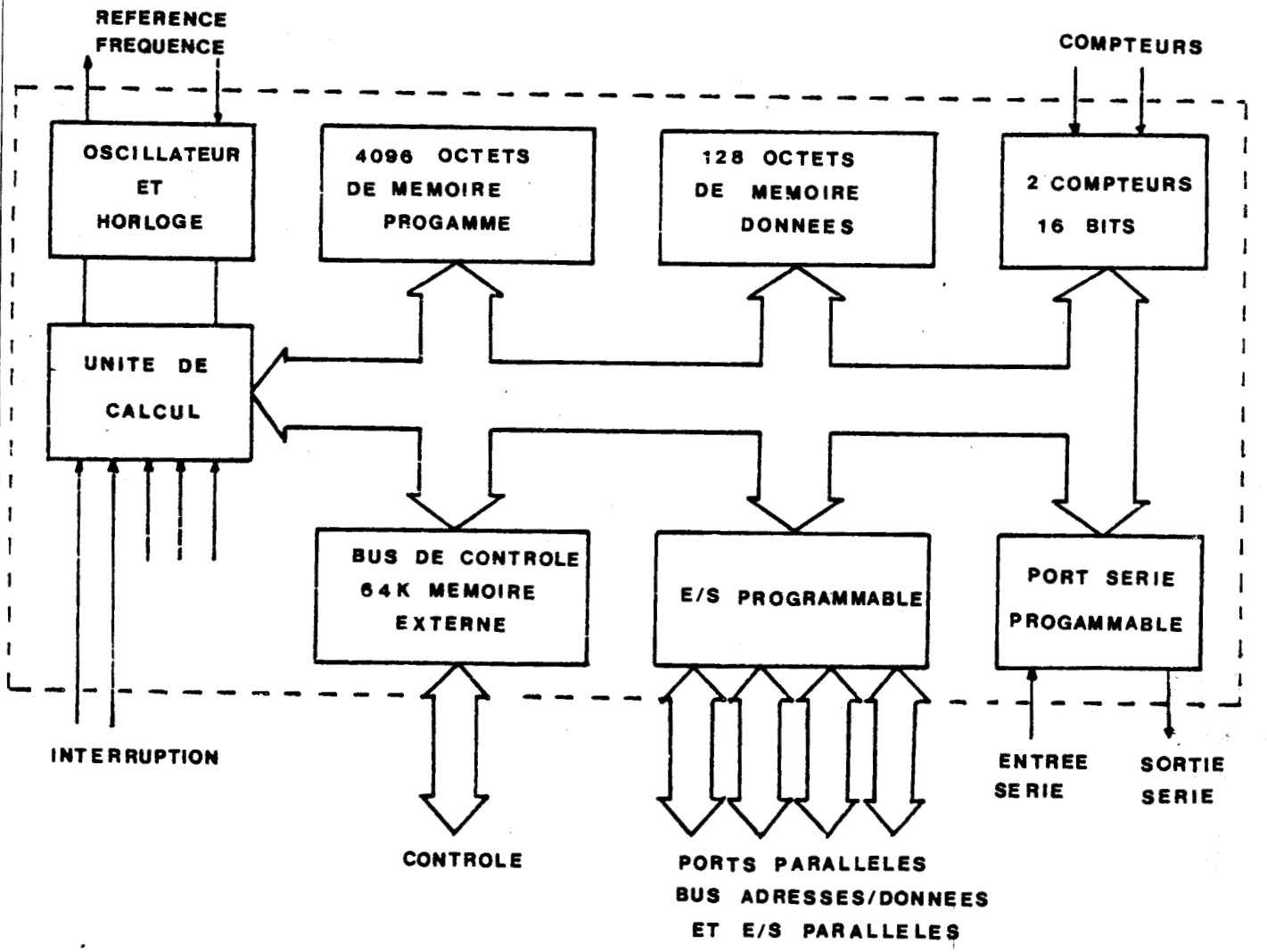


figure 54.

L'unité de calcul exécute le programme implanté en mémoire (interne ou externe suivant la version). Le registre compteur de programme PC (registre 16 bits) contient l'adresse de l'instruction à effectuer.

L'exécution d'une instruction est réalisée de la façon suivante :

- le µp lit l'instruction à effectuer et l'envoie au décodeur d'instruction
- celui-ci décode l'instruction. Cela lui permet de connaître l' adresse de l'instruction suivante qu'il range dans PC. Puis il donne les consignes de calcul à l'ALU (arithmétic and logic unit)
- les données nécessaires au calcul sont envoyées à l'ALU.
- le résultat obtenu (s'il existe) est rangé à l'emplacement indiqué par l'instruction.

Le microprocesseur est alors prêt pour l'exécution de l'instruction suivante.

Les autres blocs qui composent le schéma de la figure 54 représentent la mémoire interne et les ports d'entrée/sortie.

Les blocs sont reliés entre eux par le bus de données (date bus), le bus d'adresse (adress bus) et le bus de contrôle (control bus). Ces trois bus permettent le transfert d'informations (code instruction, données et commande) entre les différents blocs.

Possibilité de calcul

La partie arithmétique du microprocesseur permet la réalisation de nombreuses fonctions à partir de données d'origines diverses. L'ALU peut réaliser sur des mots de 8 bits, l'addition, la soustraction, le multiplication, la division, l'incrémentation et la décrémentation, l'ajustement BCD - décimal, la comparaison, les opérations logiques classiques. Elle permet aussi le calcul sur bit.

Mémoire vive interne

Elle est composée de deux parties qui sont la zone de donnée et la zone de registres.

La zone de données formées de 128 Octets est constituée de

- 4 banques de 7 registres de R_0 à R_6 . La banque utilisée est choisie par programme. Ces registres sont essentiellement utilisés pour l'adressage indirect et l'adressage de la mémoire externe.

- La pile de sauvegarde dont l'adresse de début de pile peut être choisie par programme. Cette pile LIFO (last in, first out) permet la sauvegarde de données, de registre et surtout de PC lors d'appel de sous programme, ou lors d'interruption.

- Les 128 bits adressables par programme.

La zone de registres est constituées de 128 octets de RAM.
Les registres sont des mots mémoires de fonctions spéciales

- registres de calcul : ils sont utilisés pour les opérations de l'ALU. Il servent de données source ou de résultats destination pour les calculs. les registres de calcul sont A et B

- registres d'adresse : SP (stack pointer) contient l'adresse du dernier octet contenu dans la pile et DPTR (date pointer) qui est formé de deux registres 8 bits, permet l'adressage de la mémoire externe

- registre d'état : PSWR (program status word register) est formé de flags indicateurs de l'état du système

- compteurs : ils permettent de compter le temps ou des évènements

- registres de commande : ils permettent le contrôle des interruptions, des timers, et de la liaison série.

Possibilité d'adressage

Il existe plusieurs méthodes pour adresser les opérandes sources : registre, adressage directe, indirecte par registe, immédiat, indexé.

Le jeu d'instructions disponibles contient des branchements conditionnels et inconditionnels, des appels de sous programmes, permettant d'atteindre les 64 K de mémoire externe.

Les structures hard entourant l'unité de calcul

La puissance du 8051 est aussi dûe aux structures internes d'interruption, de comptage et d'entrées/sorties.

Le 8051 possède

- 5 sources d'interruption dont 3 sont liées à des structures internes. Ces interruptions peuvent être validées ou invalidées et leurs priorités choisies par programme.

- deux compteurs de temps ou d'évenements 16 bits programmables.

Leur action de comptage peut être conditionnée par une entrée extérieure.

- 4 ports d'entrée/sortie parallèles 8 bits qui sont les ports 0,1,2,3.

Les ports 0 et 2 sont utilisés pour le transfert d'information avec la mémoire externe. Le port 3 sert de contrôle de la mémoire externe. Le port 1 sert uniquement aux E/S parallèles.

- un port d'E/S série programmable.

La carte SDK 51 (system design kit 51) a été conçue pour permettre la réalisation et la mise au point d'un prototype basé sur l'utilisation d'un 8051.

Outre le 8031, elle est constituée de composants permettant la programmation et l'utilisation de ce microprocesseur :

- un UPI
- 16 K de mémoire externe RAM
- 8 K de mémoire exterieur ROM contenant le moniteur
- un interface d'E/S parallèles 8155, les ports d'E/S du 8031 étant utilisés pour l'extension mémoire.

Carte mémoire (map)

La mémoire est divisée en deux parties, l'une interne figure 55, l'autre externe au 8031, figure 56. Leur adressage se fait de façon différente.

Mémoire interne

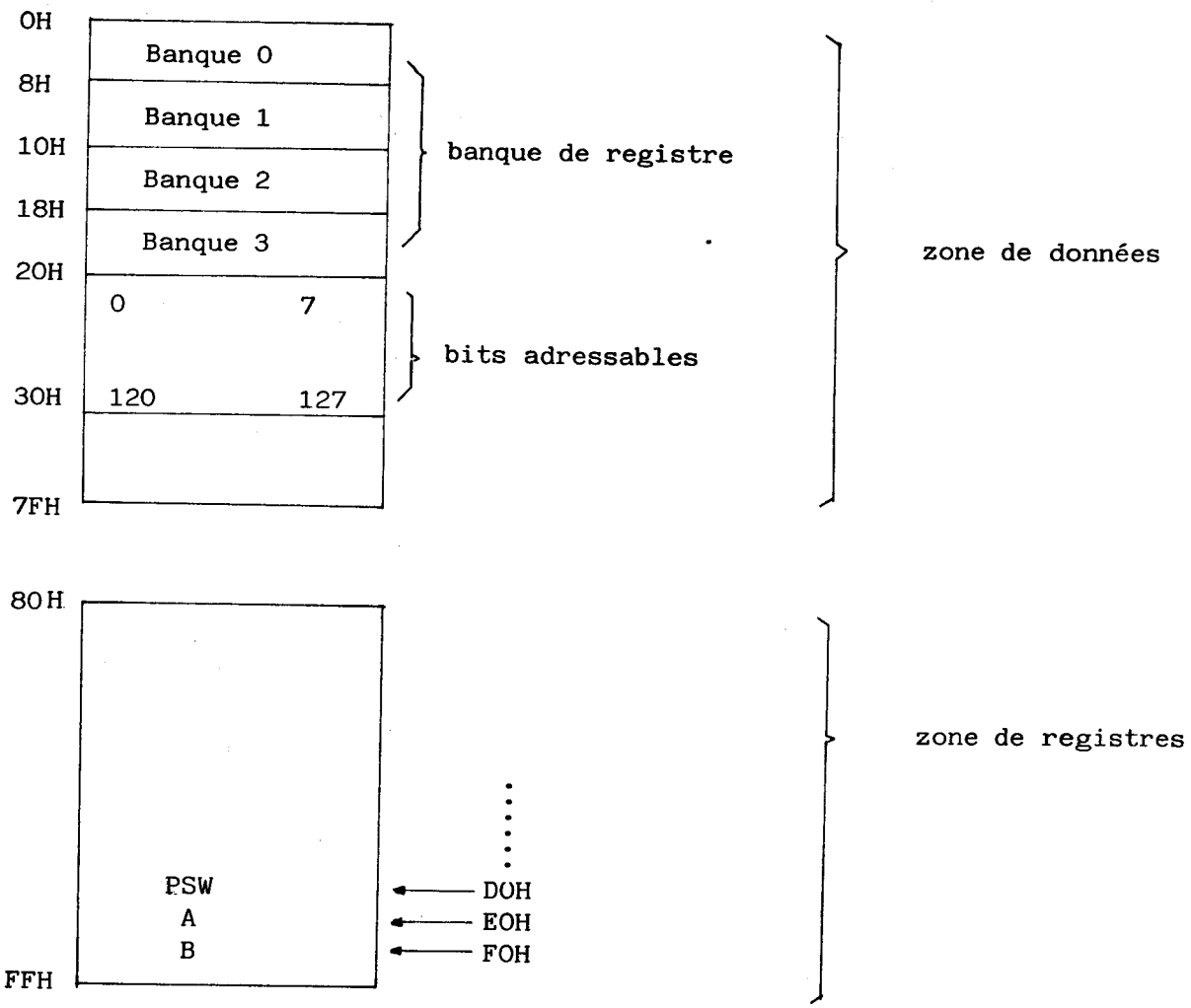


Figure 55

Mémoire externe

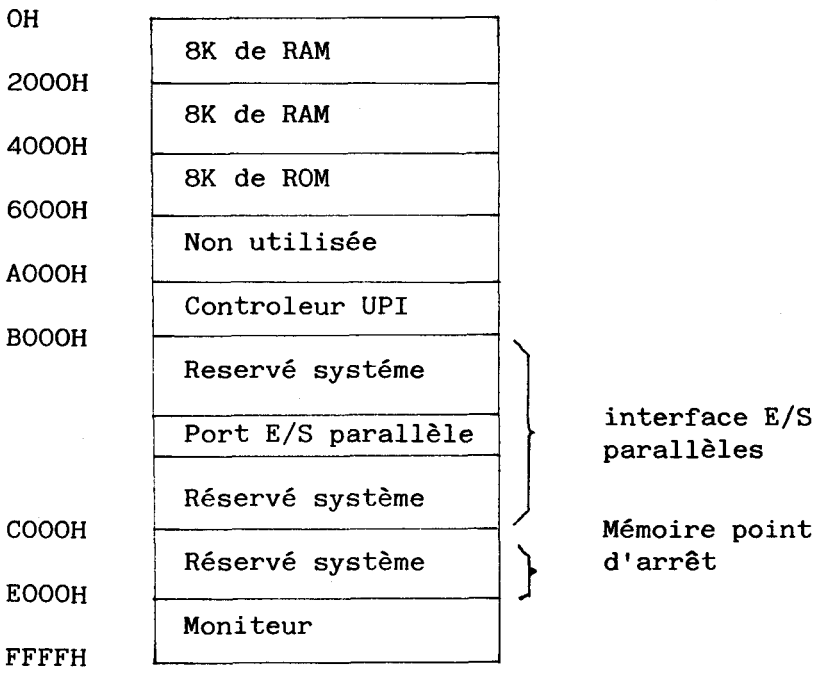


Figure 56

Le moniteur

C'est un programme implanté en EPROM qui gène la carte SDK 51.

Il permet :

- d'écrire un programme en mémoire externe à l'adresse souhaité par le programmeur
- d'assembler ou désassembler un programme ou une partie de programme
- de faire fonctionner un programme en temps réel ou en pas à pas
- de mettre des points d'arrêt sur les mémoires programme et données
- d'interdire l'écriture sur le programme (TOP)
- de sauvegarder ou de lire un programme sur cassette
- de dialoguer avec un MDS ou un télétype.

II - INTERFACE PUISSANCE - MICROPROCESSEUR

Les 3 grandeurs mesurées Ud, Id et U_1 doivent être rendues compréhensibles par le calculateur. C'est le but du montage d'interface représenté figure 52.

Celui-ci peut être divisé en deux parties :
- l'interface analogique
- la traduction des signaux en valeurs numériques

C'est à l'étude de cet interface que sera consacré ce paragraphe.

II.1. Interface analogique

Il s'agit de traduire les grandeurs réelles Ud, Id et U_1 en tensions continues entre 0 et 10 V dont la valeur est proportionnelle aux grandeurs d'origine.

On rappelle que Ud*, Id*, U_1* sont ces tensions continues et que l'on crée deux autres tensions Ud** et U_1** dont la valeur est 16 fois plus élevée que Ud* et U_1*.

En vue de simplifier les calculs ultérieurs, on réalise l'interface de telle sorte que

$$\cos\varphi_1 = \frac{Ud^*}{U_1^*} \quad \text{ou} \quad \frac{Ud^{**}}{U_1^{**}} \tag{15}$$

$$Z_1^* = \frac{U_1^*}{Id^*}$$

Z_1* étant l'image de Z_1

On rappelle d'autre part que

$$Z_1 = \frac{\Pi}{3\sqrt{2}} \frac{Um}{Id} \tag{13}$$

$$\cos\varphi_1 = \frac{3}{\Pi\sqrt{2}} \frac{Ud}{U_1} \tag{14}$$

II 1.1. Mesure de U_1

Pour réaliser la mesure de U_1, nous avons à notre disposition les tensions composées aux trois bornes A,B,C du moteur. La grandeur de sortie U_1* est une tension continue entre 0 et 10V, référencée au 0V de la carte éléctronique, dont la valeur est proportionnelle à U_1.

A partir des trois tensions composées relevées aux bornes du moteur, on réalise trois tensions simples référencées au zéro de la carte électronique. Ces tensions sont redressées par un pont de diodes. La tension obtenue est filtrée puis multipliée par un coefficient pour donner enfin la tension U_1*. La figure 57 représente le schéma de principe de ce montage.

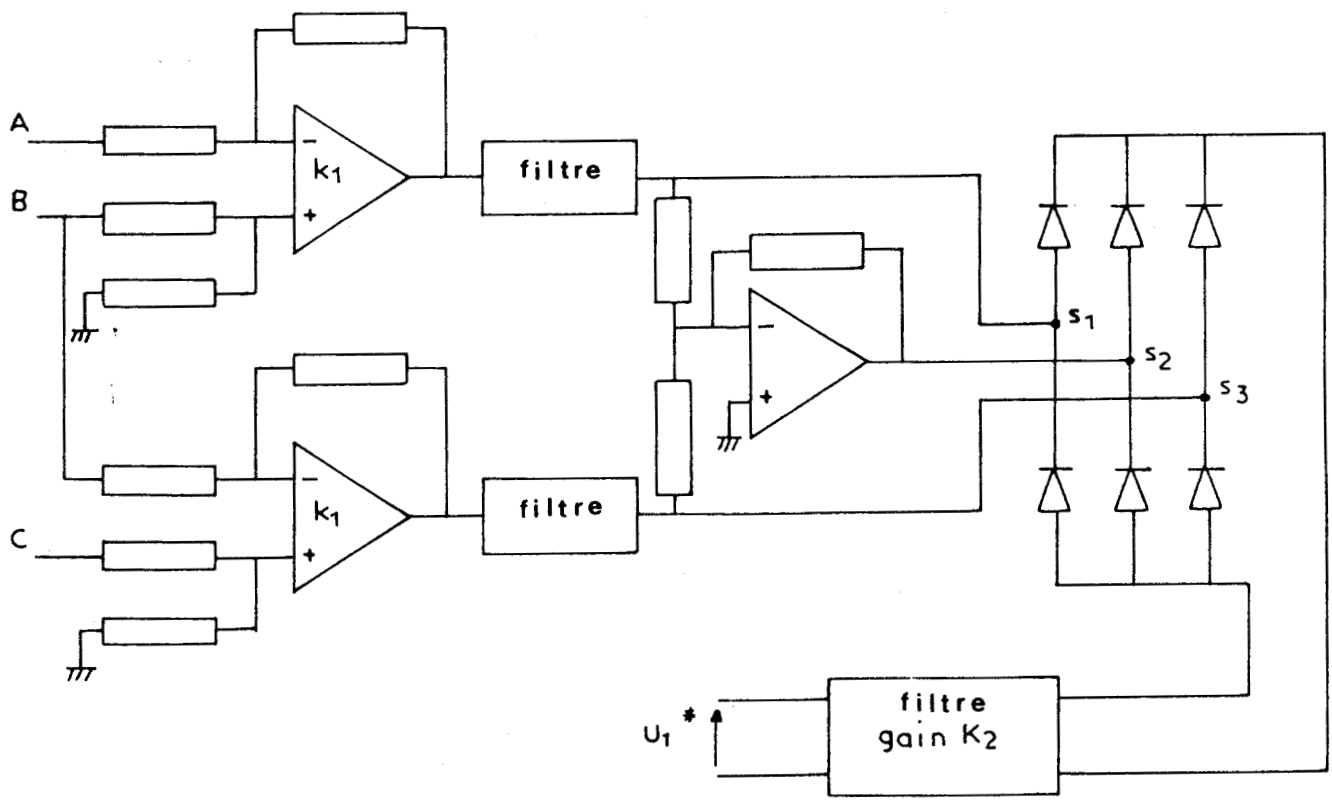


Fig. 57

Le gain K_1 a été calculé de façon à baisser fortement la tension d'entrée.

$$K_1 = 4{,}897.\ 10^{-3}$$

Les tensions bruitées sont ensuite filtrées au moyen de filtres de Rauch, figure 58.

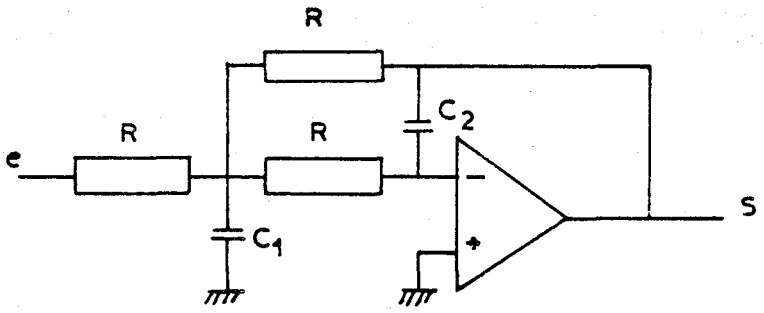


Fig. 58

Ce sont des filtres actifs du 2^d ordre à gain statique unitaire. Leur fréquence de coupure a pour expression

$$\omega_n = \frac{1}{R\sqrt{C_1 C_2}}$$

Les tensions V_{S1}, V_{S2}, V_{S3}, comptées entre les points S_1, S_2, S_3 et le zéro de la carte électronique ont pour expression

$$V_{S1} = K_1\ (V_B - V_A)$$

$$V_{S3} = K_1\ (V_C - V_B)$$

et $$V_{S2} = -\ (V_{S1} + V_{S3}) = K_1\ (V_A - V_C)$$

Les tensions sont proportionnelles aux tensions composées aux bornes du moteur. Elles sont redressées au moyen d'un pont de Graëtz utilisant des diodes sans seuil, figure 59

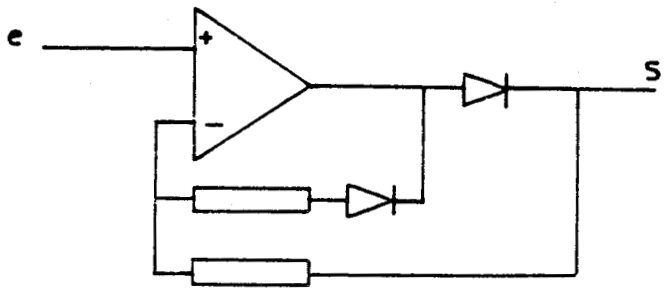


Fig. 59

Après filtrage et multiplication par un coefficient K_2, on obtient

$$U_1^* = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \quad K_1 K_2 \quad U_1\sqrt{2}$$

Cette tension continue est bien l'image de U_1, le gain K_2 est ensuite calculé de telle façon que lorsque U_1 = 380V, U_1^*=8V.

On obtient :

K_2 = 1,838

Pour obtenir U_m^{**}, le gain k_2^* est égal à 16 fois k_2.

Le schéma complet de l'interface de la tension U_1 est représenté figure 63.

II- 1.2. Mesure de Ud

Pour réaliser la mesure de la tension Ud, nous utilisons la tension à l'entrée du pont onduleur. Ud* doit être l'image de la valeur moyenne de Ud.

Pour référencer Ud* au zéro de la carte, on réalise le montage suivant (fig. 60) :

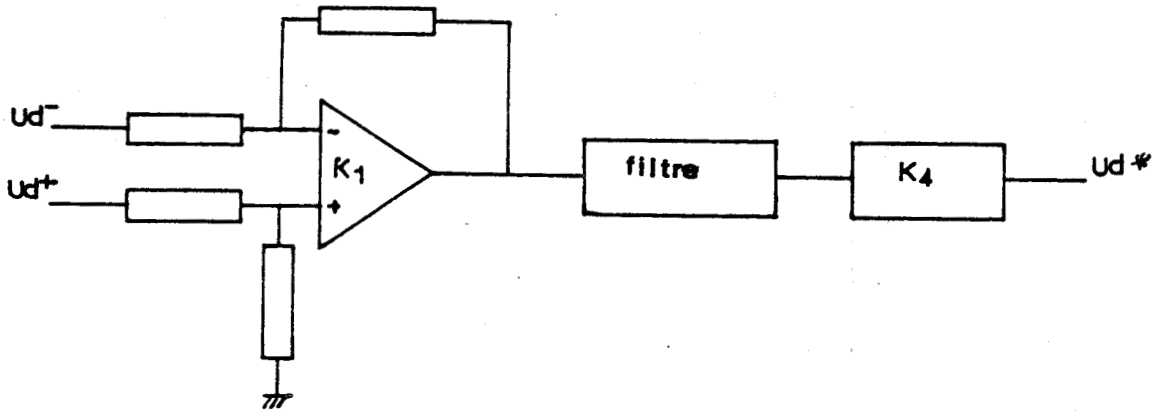


Fig. 60

Le gain K_1 à la même valeur que pour le montage précédent :

$$K_1 = 4{,}897 \cdot 10^{-3}$$

La fréquence de coupure du filtre est à 19 Hz.

Nous souhaitons réaliser l'interface de telle sorte que

$$\cos \varphi_1 = \frac{Ud^*}{U_1^*} \qquad (15)$$

Cette condition nous impose la valeur à donner à K_4

$$U_1^* = K_1 K_2 \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}}{\Pi} U_1$$

$$Ud^* = K_1 K_4 Ud$$

D'après (14) $\cos \varphi_1 = \frac{3}{\Pi\sqrt{2}} \frac{Ud}{U_1}$

Si l'on remplace Ud et U_1 par leur valeur dans cette expression, on obtient

$$\cos \varphi_1 = \frac{3K_1K_2 3\sqrt{2}\sqrt{3}}{K_1K_4\Pi^2\sqrt{2}} \cdot \frac{Ud^*}{U_1^*}$$

Pour que (15) soit vérifiée, il faut que

$$\frac{K_1 K_2}{K_1 K_4} \cdot \frac{9\sqrt{2}\sqrt{3}}{\Pi^2\sqrt{2}} = 1$$

donc $$\boxed{K_4 = \frac{9}{\Pi^2} \sqrt{3} \; K_2}$$

Or $K_2 = 1,838$ donc $K_4 = 2,9$

Pour obtenir Ud**, le gain K_4* est égal à 16 fois K_4.

Le schéma complet de l'interface de Ud est reprédenté figure 62.

II - 1.3. Mesure de Id

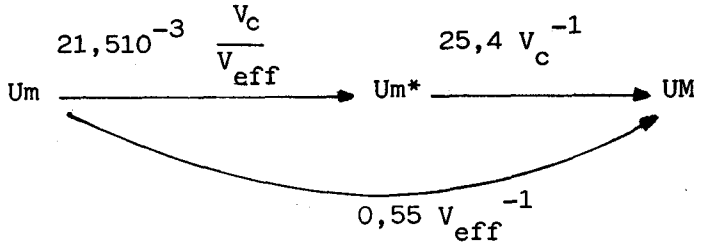
La mesure du courant Id a déjà été réalisée pour la système de commande du pont redresseur (chap 4, § IV 1.1), à l'aide de deux transformateurs de courant.

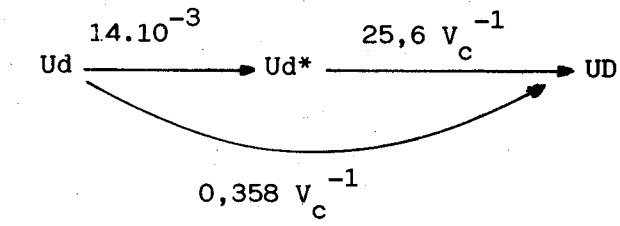
Il ne reste donc plus qu'à filtrer et inverser le signal V_{RC} issu de cette mesure.

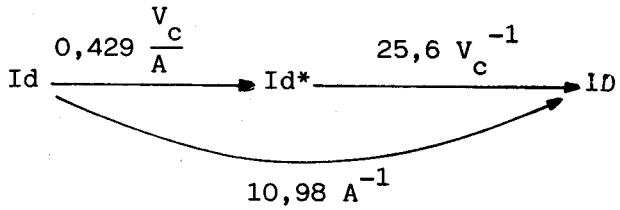
Le schéma de l'interface de Id est représenté figure 61

II - 1.4. Les échelles

A partir des gains des différents interfaces définis précédemment, nous pouvons calculer les échelles nous permettant de passer des grandeurs réelles Ud, Id, U_1, au grandeurs numériques images de ces grandeurs UD, ID, UM.







Remarque: A cause de la dispersion des composants, les gains des filtres réalisés ne correspondent pas exactement aux **gains** calculés. Les échelles données ci-dessus sont celles calculées à partir des gains expérimentalement relevés.

II - 1.5 Impédance apparente du moteur

Des grandeurs Ud, Id, et U_1, on déduit l'impédance apparente du moteur. D'après l'expression (15), l'image Z1 de Z_1 a pour valeur

$$\frac{U_1^*}{Id^*} = \frac{UM}{ID}$$

$$Z_1 = \frac{U_1}{Id} = \frac{UM}{0,55} \times \frac{10,98}{Id} = \frac{10,98}{0,55} \cdot \quad Z1 = 19,96 \quad Z1$$

où Z1 est la valeur hexadécimale image de la valeur de Z_1.

$$Z_1 \xrightarrow{0,05} Z1$$

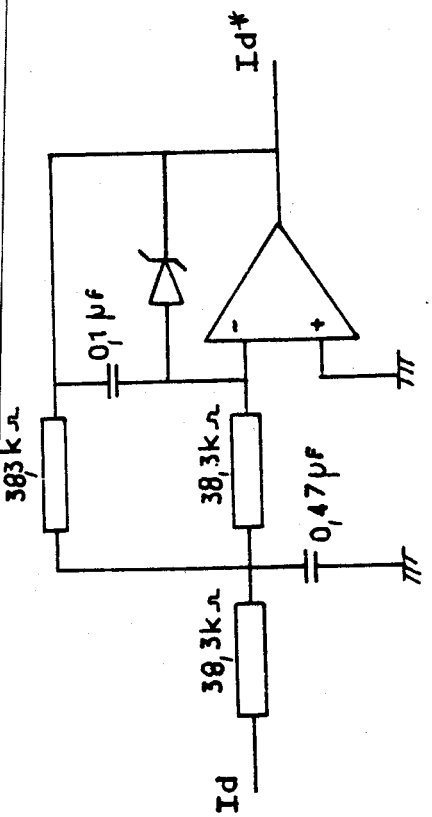

Id*
0,1 µF
38,3k Ω
38,3k Ω
0,47µF
38,3k Ω
Id

Fig.61

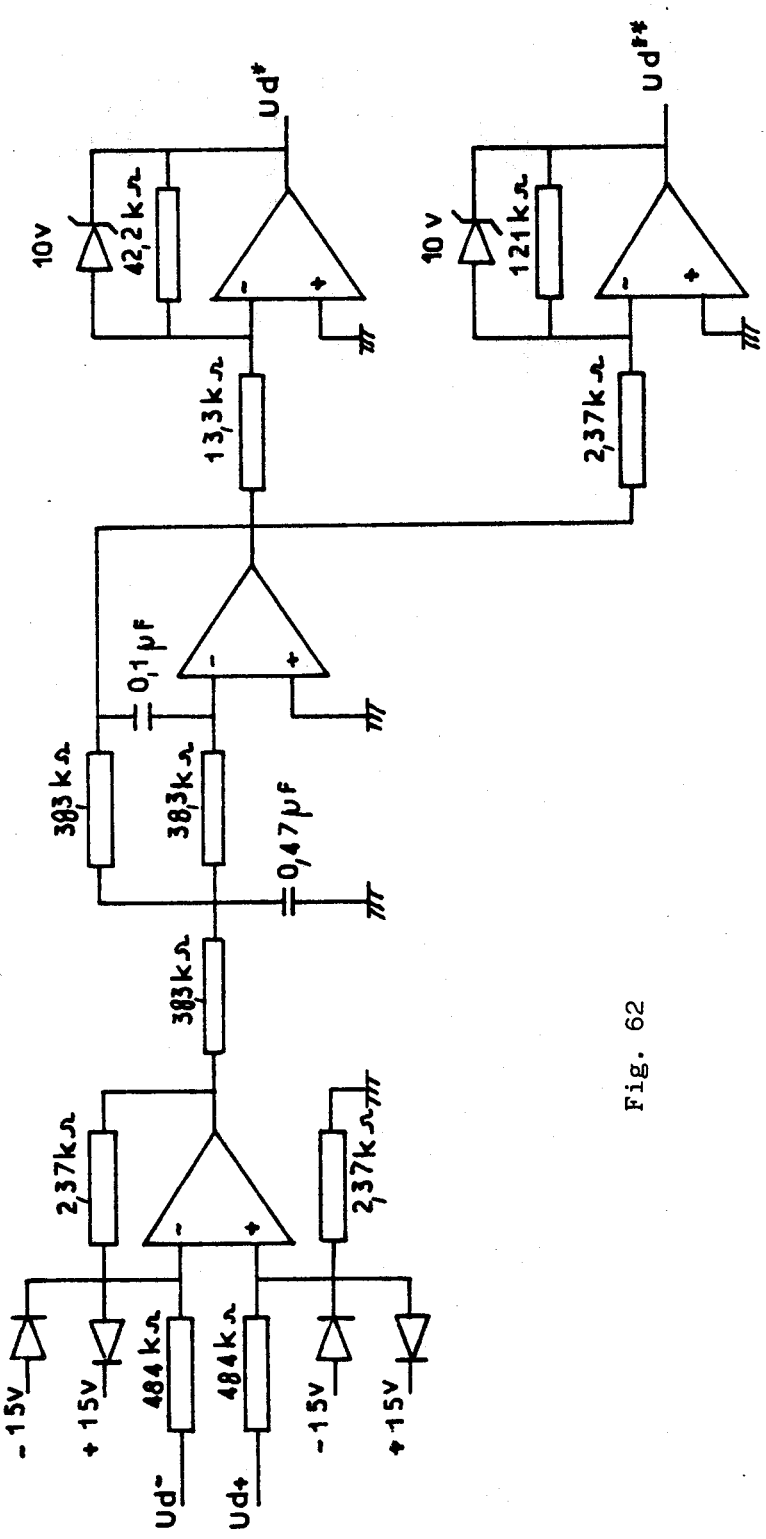

Ud*
Ud F*
10V
42,2k Ω
10 V
121k Ω
13,3k Ω
2,37k Ω
0,1 µF
38,3k Ω
38,3k Ω
0,47µF
38,3k Ω
2,37k Ω
2,37k Ω
-15V
+15V
484k Ω
484k Ω
-15V
+15V
Ud-
Ud+

Fig. 62

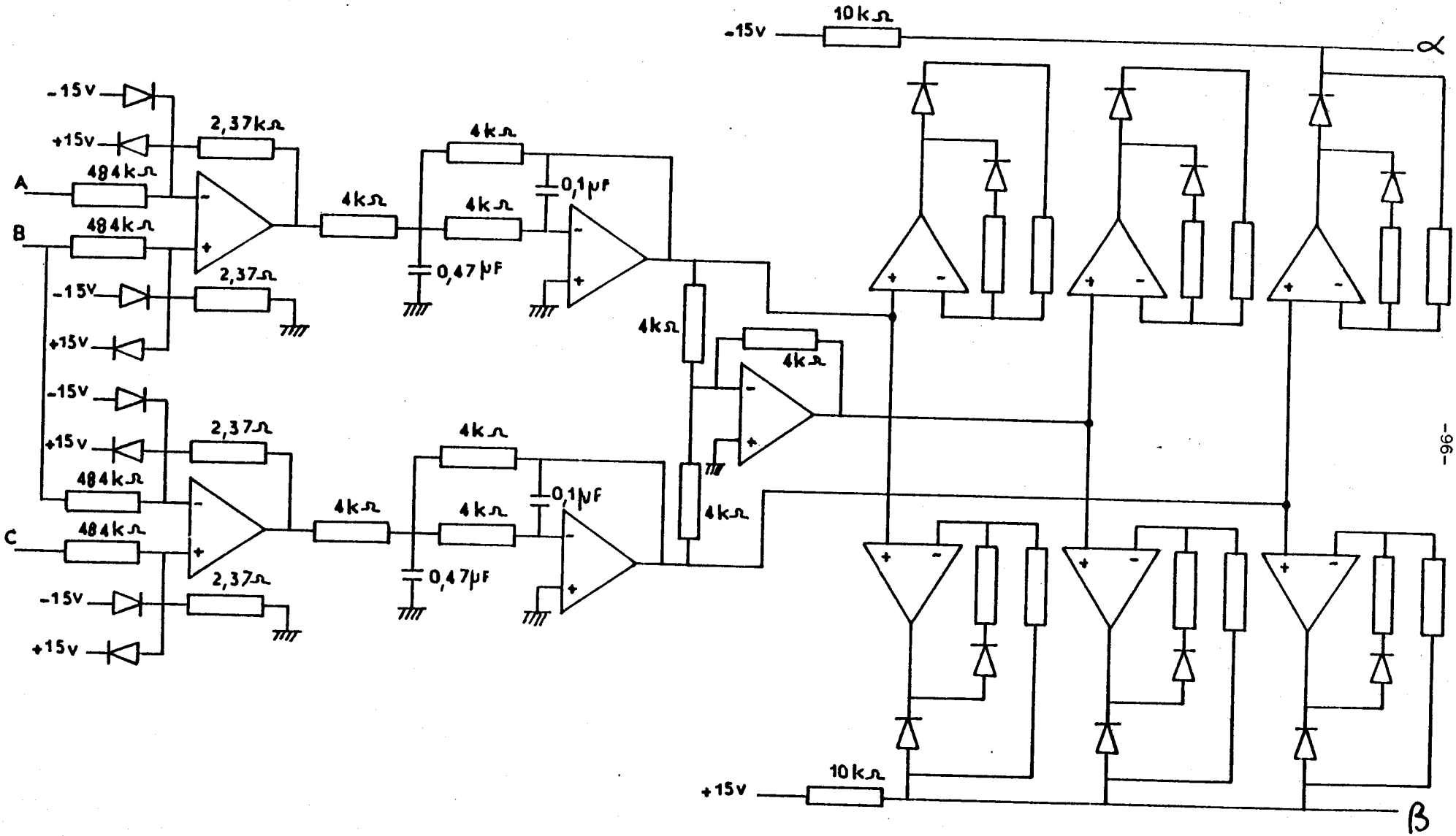


Fig. 63a

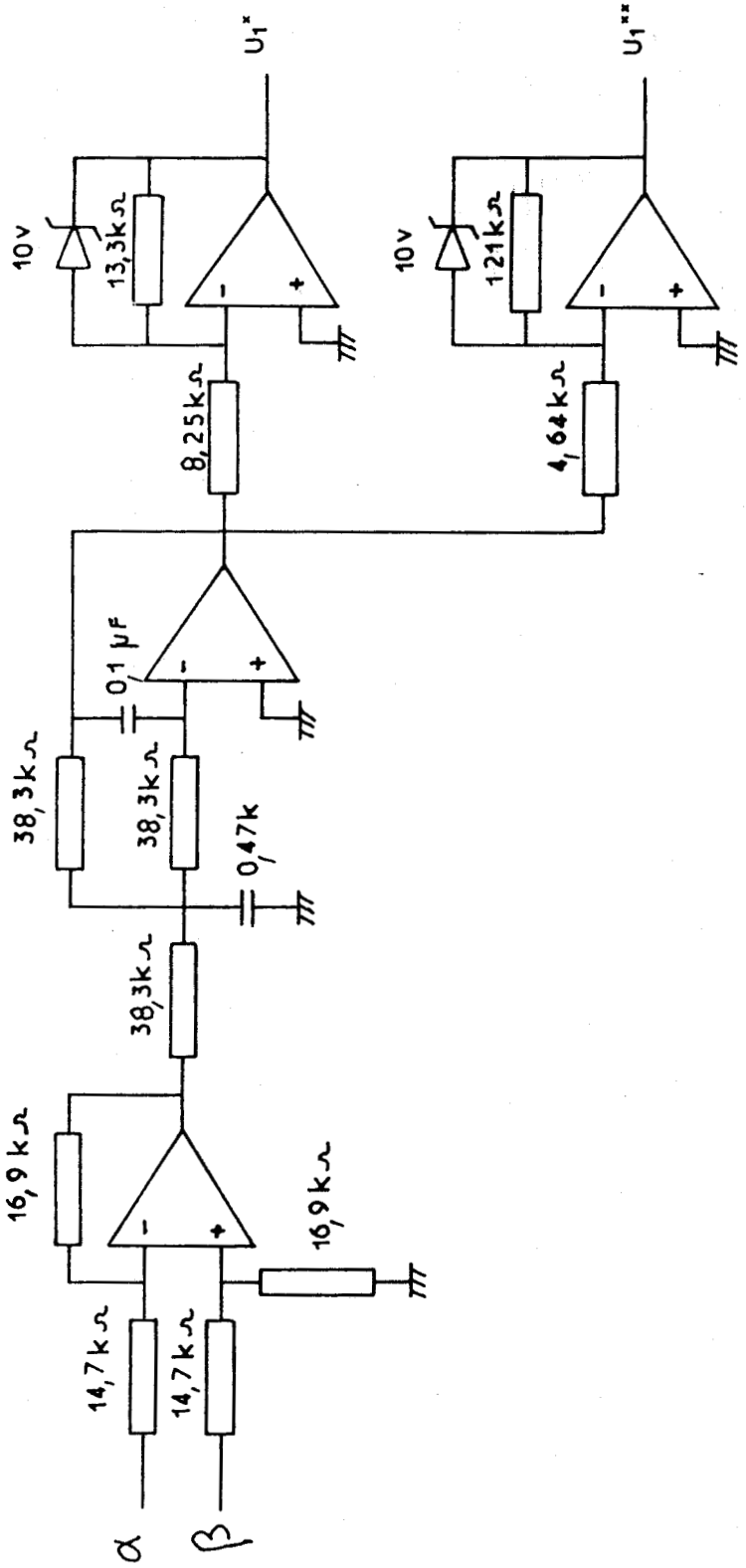

U1'
U1''
10 V
13,3 kΩ
121 kΩ
8,25 kΩ
4,64 kΩ
0,1 µF
38,3 kΩ
38,3 kΩ
0,47 k
38,3 kΩ
16,9 kΩ
16,9 kΩ
14,7 kΩ
14,7 kΩ
α
β

Fig. 63b

La mesure de R_1

est réalisée lorsque le moteur est alimenté par une tension continue.
Le moteur étant branché en étoile, la résistance mesurée est donc $2R_1$ (Fig64)

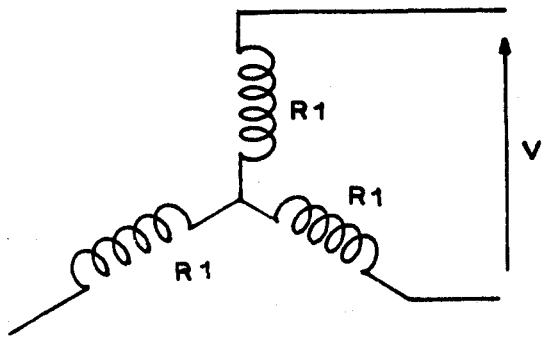


Fig. 64

La tension V d'alimentation est égale à Ud moins la chute de tension due au passage de Id dans le commutateur de courant. Pour la valeur nominale de Id, cette chute de tension a été évaluée à 4V après mesure, soit environ 1,5 unité hexadécimale.

Donc, lors de la phase de mesure de R_1, on retranchera à la valeur de UD mesurée, une unité hexadécimale (on ne posséde pas la précision de la virgule) pour tenir compte de cette chute de tension.

R_1 est défini a partir des grandeurs Ud et Id, alors que Z_1 est défini à partir de U_1 et Id. Pour la cohérence des calculs, il faut que R1, image hexadécimale de R_1, ait la même échelle que Z1.

On définit un rapport k tel que

$$R1 = k \frac{UD}{ID} = k \frac{Ud^*}{Id^*} = k \frac{K_1 K_4 Ud}{Id^*}$$

or

$$Z1 = \frac{U_1^*}{Id^*} = K_1 K_2 \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}}{\Pi} \frac{U_1}{Id^*}$$

par définition, $R_1 = \frac{Ud}{2Id}$ et $Z_1 = \frac{U_1}{Id}$

Si $U_1 = 1V$ et $Ud = 1V$, $\frac{R_1}{Z_1} = \frac{1}{2}$

Si R1 et Z1 ont même échelle alors $\frac{R1}{Z1} = \frac{1}{2}$, donc

$$\frac{R1}{Z1} = \frac{kK_1K_4\,\Pi}{K_1K_2 3\sqrt{2}\sqrt{3}} = \frac{1}{2}$$

En ramplaçant K_4 par sa valeur, on obtient

$$k = \frac{K_2 3\sqrt{2}\sqrt{3}\Pi^2}{2\Pi K_2 \sqrt{3}\ 9} = \frac{\Pi}{3\sqrt{2}} = 0,74$$

$$R1 = 0,74\ \frac{UD}{ID}$$

II - 2. Interface logique

II - 2.1. Rôle de l'interface

BIU LILLE

Il permet la communication avec le microprocesseur. Il est chargé de plusieurs tâches :

- traduire les valeurs des grandeurs Ud*, Id* et U_1* en valeurs numériques compréhensibles par le 8051
- mettre en forme l'horloge de pilotage du commutateur du courant, génerée par le microprocesseur
- permettre la mesure de période d'une horloge externe
- traduire en grandeur analogique la valeur du glissement calculée.

Les circuits utilisés

La traduction de Ud*, Id*, U_1*, Ud**, U_1** nécessiterait cinq convertisseurs analogiques/digitaux (A/D). On peut éviter cette méthode coûteuse en utilisant un multiplexeur adressé par le microprocesseur. Les signaux sont alors traduits chacun à leur tour suivant les ordres du 8051, par un seul convertisseur A/D.

Pour traduire la glissement, on utilisera un convertisseur digital/analogique (D/A).

Un circuit intégré comportant quelques portes NAND, servira d'interface entre les circuits MOS et les circuits TTL.

Les ports d'E/S utilisés

La valeur des mesures de Ud, Id, U_1 est entrée par le port A du 8155.

La valeur du glissement à traduire est sortie sur le port B du même circuit.

le port 1 du 8031 sert, de port de commande des différents circuits, chacun de ses bits étant adressable indépendemment des autres. C'est aussi sur ce port que l'on trouve l'horloge H.

Enfin, la broche de l'interruption 1 sera reliée à l'horloge externe dont il faut mesurer la fréquence.

II - 2.2 Traduction des grandeurs mesurées

Le multiplexeur est un 4051 Fauchild et le convertisseur A/D est un AD 570

Les signaux Ud*, Id*, U_1* sont cablés respectivement sur les entrées Y_o, Y_1 et Y_2 du multiplexeur, et Ud**, Id*, U_1** sur les entrées Y_4, Y_5 et Y_6. Les bits d'adressage du multiplexeur A_o, A_1 et A_2 sont reliés respectivement, via une porte NAND, aux bits 2,3,7 du port 1. On peut alors dresser une table de vérité donnant la voie adressée en fonction de la valeur des bits du port 1.

Port 1			Voie
7	3	2	adressée
1	1	1	Id*
1	1	0	Ud*
1	0	1	U_1*
0	1	1	Id*
0	1	0	Ud**
0	0	1	U_1**

Les entrées utilisées du multiplexeur ont été choisies pour simplifier la programmation. En effet, nous avons vu qu'il est nécessaire de pouvoir choisir l'échelle des mesures faites sur Ud et U_1. Grâce au choix de ces entrées, les adresses entre les mesures précises et non précises ne se différencient que d'un seul bit : le bit 7.

Ce bit sert donc de flag, pour le choix de l'échelle, le reste du programme de mesure restant invariant quelle que soit l'échelle choisie. C'est pour cela que le signal Id* est entré deux fois, puisqu'il n'y a pas de mesure précise sur cette grandeur.

Le bit, $\overline{E}$ de mise en haute impédance des E/S du multiplexeur est connecté au bit 1 du port 1 via une porte NAND.

La voie sélectionnée sort par la broche Z du multiplexeur pour rentrer par la broche IN du convertisseur A/D.

Toutes les entrées analogiques du multiplexeur sont découplées par des condensateurs de valeur 100 nF. Ils permettent un temps de réponse plus court du multiplexeur lors du passage d'une voie à l'autre.

Le microprocesseur donne un ordre de conversion au convertisseur A/D par le bit 4 du port 1 relié à $\overline{CONV}$. Ce dernier indique que la conversion est terminée en positionnant sa broche $\overline{DR}$ à zéro. Celle-ci est reliée au bit 5 du port 1. La valeur mesurée est alors entrée sur le port A du 8155.

II. 2.3. Traduction du glissement

La valeur calculée de g est présente sur le port B du 8155. Ce port est relié aux 8 entrées parallèles du convertisseur D/A. Le bit 6 du port 1 est connecté au bit $\overline{CE}$ et $\overline{CS}$, dont le passage à zéro donne l'ordre de conversion. Alors, sur le bit Vout, on trouve la valeur analogique de G.

II. 2.4. Horloge de commande

Cette horloge générée par le microprocesseur, est sortie sur le bit 0 du port 1. Son niveau haut est donc à 5V. On souhaite l'avoir à 15V. Pour cela, le signal passe par une porte NAND du 74 LS05, la sortie étant portée à 15V.

II. 2.5. Horloge externe

Cette horloge a un niveau haut à 15V. Par un diviseur de tension, on l'amène à 5V. puis le signal passe par une porte NAND du 74 LS05, pour entrer au bit correspondant à l'interruption 1.

II. 2.6. Configuration des ports d'E/S

En début de programme, il est nécessaire d'indiquer au microprocesseur et au 8155 si les ports sont utilisés en entrée ou en sortie.

Les ports utilisés sont

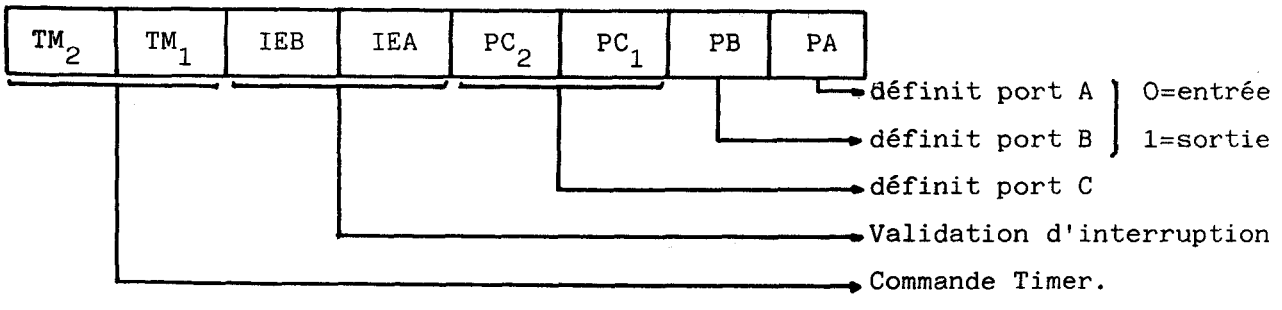
- le port A du 8155 configuré en entrée
- le port B du 8155 configuré en sortie
- le port 1 du 8051 dont tout les bits sont configurés en sortie sauf le bit 5.

Configuration du 8155

Le 8155 possède trois ports d'E/S parrallèles, A (8 bits),B (8 bits) et C (4 bits) configurables.

Seuls A et B sont utilisés.

Le registre de commande (oommand register) permet la configuration



On souhaite que A soit configuré en entré et B en sortie. La valeur du registre sera donc 02H.

Ce registre a pour adresse 0B800H en mémoire externe.

Le port A a pour adresse 0B801H et le port B, 0B802H. Dans la partie programme correspondant à l'initialisation, nous trouverons les ins-

tructions suivantes :

```
MOV DPTR,£0B800H          ;configuration des ports d'E/S
MOV A,£02H                ;A en entree
MOVX àDPTR,A              ;B en sortie
```

Lors d'une entrée d'information par le port A, nous rencontrerons les instructions suivantes :

```
MOV DPTR,£0B801H          ;DPTR pointe le port A
MOVX A,àDPTR              ;l'information de port A passe dans Acc
```

Lorsqu'on veut sortir une information présente dans l'accumulateur sur le port B, on écrit

```
MOV DPTR,£0B802H          ;DPTR pointe le port B
MOVX àDPTR,A              ;l'information a sortir est envoyee sur port B
```

Configuration du port 1 du 8051

Ce port de 8 bits est configurable bit par bit, par programme. Il a pour adresse, en mémoire externe, 90H. Il est aussi adressable par bit : du bit de poids faible au bit de poids fort, ils ont pour adresse 90H à 97H.

Pour configurer une ligne en entrée, il faut "écrire" un 1 sur cette ligne , un zéro indique qu'elle est configurée en sortie.

On configure le port à l'aide d'instructions **logiques**(ORL, ANL) ayant pour source le port P_1.

On souhaite que tous les bits du port 1 soient des sorties sauf le bit 5. On va donc "écrire" le mot 0010 0000 B=20H sur le port 1 avant toute tentative de lecture ou d'écriture.

Donc, lors de l'initialisation, nous écrirons les instructions suivantes :

```
ORL 90H,£20H              ;P1 BIT5 en entree
ANL 90H,£20H              ;P1 autres bits en sortie
```

Les instructions de calcul sur bit du 8051 peuvent être appliquées sur les bits du port 1, comme s'il s'agissait de bits de la RAM interne.

La fig. 69 représente le schéma de cet interface.

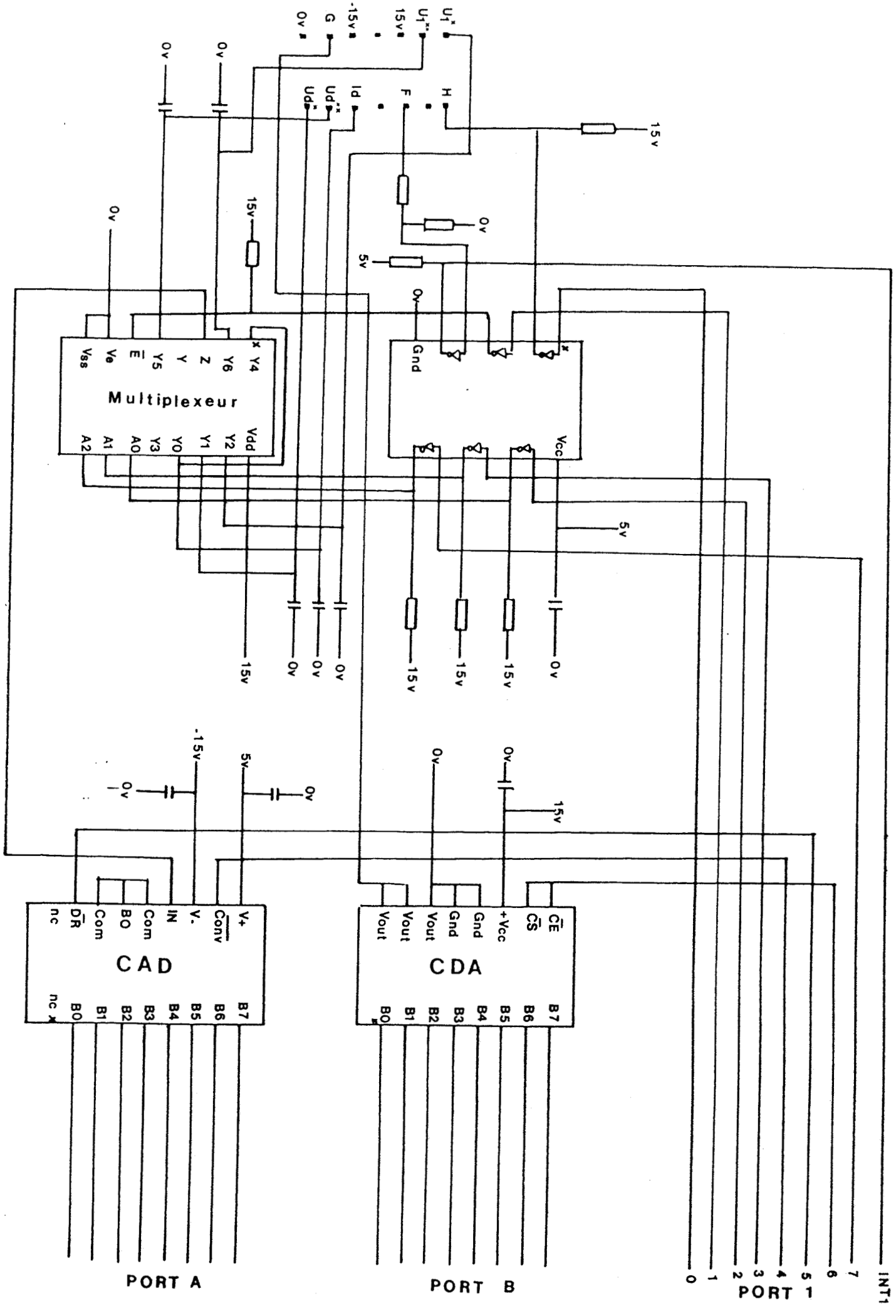


Fig. 69

III - CALCUL DU GLISSEMENT

Après avoir lu les informations venant de l'extérieur, le microprocesseur doit calculer, à l'aide de celles-ci, la valeur instantanée du glissement.

La structure interne du microprocesseur a été conçue pour le traitement de mot de 8 bits. Nous prendrons comme convention que tout mot sera écrit de la façon suivante :

MOT

II. 1. Opérations spéciales

Les opérations utilisées pour le calcul du glissement sont celles qui sont disponibles dans le jeu d'instructions du 8051. Il est cependant nécessaire de donner quelques précisions quant à l'utilisation de certaines d'entre elles.

Il faut aussi définir certains signes qui seront utilisés tout au long de ce chapitre.

II. 1.1. Le signe égal

Le signe "=" est un signe d'affectation, c'est à dire que la valeur de la mémoire située à droite du signe = est affectée à la mémoire située à gauche

exemple : C = A + B

La valeur de A + B est placée dans C.

On peut donc trouver le genre d'expression suivante :

A = A + B

avec B ≠ 0.

II. 1.2. Multiplication et division

La multiplication et la division sont des opérations spéciales puisqu'elles ont deux registres A et B qui servent à la fois de source et de destination.

La multiplication

Les deux monbres à multiplier doivent se trouver dans A et B.

Alors $\underline{A} \times \underline{B} = \underline{B}\ \underline{A}$

Le résultat est un mot de 16 bits qui se trouve dans les registres A et B concaténés : les 8 bits de poids fort sont dans, B et le 8 bits de poids faible sont dans A

On écrira que $\underline{B} = \underline{A} * \underline{B}$

$\underline{A} = \underline{A} \times \underline{B}$

La division

Le dividende est placé dans A, le diviseur dans B

Alors $\underline{A} : \underline{B} = \underline{A}$ reste $\underline{B}$

La division réalisée est une division euclidienne. Le quotient obtenu est dans A, et le reste dans B.

On écrira que $\underline{A} = \dfrac{\underline{A}}{\underline{B}}$

$\underline{B} = \underline{\text{reste}}$

Un problème se pose lorsqu'on souhaite réaliser une division dont le diviseur est plus grand que le dividende. En effet si A est plus petit que B, la valeur de A après la division est zéro, et la valeur de B est le dividende. Le calcul du cosinus nécessite ce genre d'opération. On a donc réalisé un sous programme appelé DIVISION qui permet d'obtenir un

résultat différent de zéro et inférieur à 1.

Le dividende se trouve dans DIVD et le diviseur dans DIVR

Alors DIVD : DIVR = 0, QUOT

Le résultat a pour valeur celle contenue dans QUOT multipliée par $2^{-8} = 0{,}0625$

On écrira que $\frac{\text{DIVD}}{\text{DIVR}} \prec = \text{QUOT}$

Le signe $\prec$ signifie division dont le résultat est inférieur à 1;

II. 2. Mémoires utlisées

Les informations traitées au cours du programme sont rangés dans des emplacements mémoire situés en RAM interne.

Chaque mot de 8 bits porte un nom suivant son utilisation.

II. 2.1. Grandeurs mesurées

Les grandeurs mesurées sont, dans tous les cas, des mots de 8 bits. Elles occupent donc trois positions mémoire :

- UD — contient la valeur de Ud
- ID — contient la valeur de Id
- UM — contient la valeur de U_1

II. 2.2. Phase 1

On mesure la valeur de r_1. A cause des échelles choisies, cette valeur est inférieure à 1. Elle sera représentée par

0, RES1L

II. 2.3. Phase 2

Cette phase correspond au calcul de X_o, réactance apparente lorsque le moteur tourne à vide. Elle nécessite le calcul de cos φ_1 et sin φ_1, puis le calcul de l'impédance apparente.

L'échelle de cos φ_1 et sin φ_1 est 1

0, COS contient la valeur de cos φ_1

0, SIN contient la valeur de sin φ_1

L'impédance comme la réactance variant beaucoup avec la fréquence, il est nécessaire de les représenter par les mots de 16 bits.

ZH , ZL contient le valeur de Z_1

XOH , XOL contient la valeur de X_o

II. 2.4. Phase 3

Après avoir calculé la valeur des résistance et réactance apparentes Rc et Xc on calcule la valeur de la constante de temps $\omega_r T_2$.

0, RC contient la valeur de Rc

0, XC contient la valeur de Xc

AW contient la valeur de $\omega_r T_2$.

II. 2.5. Phase 4

C'est la phase de calcul du glissement.

0, R contient la valeur de R

XH , XL contient la valeur de X_1

AW , AWL contient la valeur de $\omega_r T_2$

FREQ contient l'image mémoire de la période du signal d'horloge extérieur.

PERIO contient l'image mémoire réelle de la période du même signal

GH contient la valeur héxadécimal du glissement multipliée par 2^{-8}

II.3. Analyse phase par phase des calculs réalisés

II.3.1. Phase 1 : calcul de r_1

La valeur de r_1 est donnée par :

$$r_1 = \frac{Ud}{2Id}$$

On retire 1 de la valeur de UD à cause de la chute de tension dans le commutateur de courant et on multiplie la valeur de r_1 par 0,74 = 0,BDH pour la mise à l'échelle (voir §II 1.5).

Alors 0, RES1L = (UD - 1) / ID * BDH

III.3.2. Phase 2 : calcul de X_o

La valeur de X_o est donnée par :

$$\cos \varphi_1 = \frac{3}{\Pi\sqrt{2}} \frac{Ud}{U_1} \qquad Z_1 = \frac{\Pi}{3\sqrt{2}} \frac{U_1}{Id}$$

$$X_o = Z_1 \sin \varphi_1$$

Calcul du cos φ_1 0, COS = UD / UM

Calcul de Z_1 ZH = UM / ID

ZL = reste / ID

Pour déterminer la valeur de $\sin\varphi_1$, on a crée une table donnant le sinus en fonction du cosinus. Il suffit donc de rechercher dans cette table la valeur du sinus 0, SIN

Calcul de X_o XOL = 0, SIN *0, ZL +

0, SIN x ZH

XOH = 0, SIN * ZH + retenue de l'addition précédente

III.3.3. Phase 3 : calcul de $\omega_r T_2$

La valeur de $\omega_r T_2$ est donnée par :

$$\cos\varphi_1 = \frac{3}{\Pi\sqrt{2}} \frac{Ud}{U_1} \quad \text{et} \quad Z_1 = \frac{\Pi}{3\sqrt{2}} \frac{U_1}{Id}$$

$Rc = Z_1 \cos\varphi_1$ et $Xc = Z_1 \sin\varphi_1$

alors $\omega_r T_2 = \frac{X_o - X_c}{Rc - r_1}$

Calcul du cos φ_1 $\quad 0, \underline{\text{COS}} = \dfrac{\underline{\text{UD}}}{\underline{\text{UM}}}$

Calcul de Z_1 $\quad \underline{\text{ZH}} = \dfrac{\underline{\text{UM}}}{\underline{\text{ID}}}$

$\underline{\text{ZL}} = \dfrac{\underline{\text{reste}}}{\underline{\text{ID}}}$

Recherche de sin φ_1 $\quad 0, \underline{\text{SIN}}$ dans la table.

Calcul de Xc

Lors de cet essai, le microprocesseur choisit son échelle de mesure. Un flag indique l'échelle choisie.

- l'échelle est celle de Ud* et U_1*. Alors

$$0, \underline{\text{XC}} = 0, \underline{\text{SIN}} * \underline{\text{ZL}} \quad \text{(ZH est nul)}$$

- l'échelle choisie est celle de Ud** et U_1**. Il faut diviser la valeur de Xc par $2^8 = 16$.

Alors $\quad 0, \underline{0 \;\; \text{XC}} = \underbrace{\underline{\text{ZL}} * 0, \underline{\text{SIN}} + \underline{\text{ZH}} \times 0, \underline{\text{SIN}}}_{\text{4 bits haut .}}$

$$0, \underline{\text{XC} \;\; 0} = \underbrace{\underline{\text{ZH}} * 0, \underline{\text{SIN}} + \text{retenue}}_{\text{4 bits bas.}}$$

Calcul de Rc

- l'échelle est celle de Ud* et U_1*

Alors $0,\underbrace{0\ RC}_{} = 0,\underbrace{COS}_{} * \underbrace{ZL}_{}$ (ZH est nul)

- l'échelle est celle de Ud** et U_1**. On divise la valeur de RC par 16.

Alors $0,\underbrace{0\ RC}_{} = \underbrace{\underbrace{ZL}_{} * 0,\underbrace{COS}_{} + \underbrace{ZH}_{} \times 0,\underbrace{COS}_{}}_{}$

4 bits haut

$$0,\underbrace{RC\ 0}_{} = \underbrace{\underbrace{ZH}_{} * 0,\underbrace{COS}_{} + \text{retenue}}_{}$$

4 bits bas.

Calcul de $\omega_r T_2$

Le numérateur est un mot de 16 bits moins un mot de 8 bits. Il est donc de 16 bits. AW étant faible, on multiplira le numérateur par 2^3. Il sera placé dans les mémoires

$$\underbrace{TRAV}_{}\quad\underbrace{XC}_{}$$

Le numérateur est un mot de 8 bits moins un mot de 8 bits. C'est donc un mot de 8 bits. Il sera placé dans $\underbrace{RC}_{}$

Donc $\underbrace{XC}_{} = \underbrace{XOL}_{} - \underbrace{XC}_{}$

$$\underbrace{TRAV}_{} = \underbrace{XOH}_{} - \text{retenue}$$

La multiplication par 2^3 se fait en effectuant 3 rotations sur la gauche sur le mot formé par ces deux mémoires.

Il faut maintenant diviser un nombre de 16 bits par un nombre de 8 bits

$$\underbrace{AW}_{} = \left(\frac{\underbrace{TRAV}_{}}{\underbrace{XC}_{}} + \frac{\underbrace{XC}_{} + \underbrace{reste}_{}}{\underbrace{XC}_{}} \right)$$

Le reste est celui de la division de TRAV par XC.

III. 3.4 Phase 4 : Détermination du glissement

On détermine le glissement de façon suivante :

$$\cos\varphi_1 = \frac{3}{\Pi\sqrt{2}} \quad \frac{Ud}{U_1} \quad \text{et} \quad Z_1 = \frac{\Pi}{3\sqrt{2}} \quad \frac{U_1}{Id}$$

$$R = Z_1 \quad \cos\varphi_1 \quad \text{et} \quad X = Z_1 \quad \sin\varphi_1$$

Alors $\omega_r T_2 = \frac{Xo - X}{R - r_1}$

On repère dans la table la valeur de T_r à la quelle correspond la valeur de $\omega_r T_2$ calculée. Si T est la période d'alimentation on a

$g = \frac{T}{T_r}$

Calcul de $\cos\varphi_1$

0, COS = UD / UM

ZH = UM / ID

0, ZL = reste / ID

Recherche de $\sin\varphi_1$ dans la table

0, SIN

L'échelle des mesures est toujours celle de Ud* et U_1*

Calcul de X

0, XL = 0, SIN * 0, ZL +

0, SIN x ZH

XH = 0, SIN * ZH + retenue

Calcul de R

$$0, \underline{R} = 0, \underline{COS} *\ 0, \underline{ZL} +$$

$$0, \underline{COS} *\ \underline{ZH}$$

Calcul de $\omega_r T_2$

Cette fois, $\omega_r T_2$ a pour expression $\frac{Xo - X}{R - r_1}$

Comme lors de la phase précédente, le numérateur est multiplié par 2^3. Il sera placé dans

$$\underline{XH} \quad \underline{XL}$$

Le dénominateur sera placé dans $\underline{R}$

Alors $\underline{XL} = \underline{XOL} - \underline{XL}$

$$\underline{XH} = \underline{XOH} - \underline{XH} - \text{retenue}$$

Puis on effectue 3 rotations à gauche sur le mot de 16 bits pour le multiplier par 2^3.

Le diviseur est $\underline{R} = \underline{R} - \underline{RES1L}$

De la même façon que pour l'étape précédente, on effectue la division. Le résultat sera calculé cette fois sur 16 bits.

$$\underline{AW} = \frac{\underline{XH}}{R} + \frac{\underline{XL} + \underline{reste}}{R}$$

$$\underline{AWL} = \frac{\underline{reste}}{R}$$

Les restes sont toujours ceux de la division effectuée juste avant.

Calcul du glissement

La courbe donnant AW en fonction de la période est décroissante. Deux cas peuvent se présenter :

- la fréquence rotorique du moteur appartient à la gamme de fréquences de balayage utilisée au cours de la reconnaissance. ALors $\omega_r T_2$ aura sa valeur comprise entre les deux extrémités de la table.

- La fréquence rotorique du moteur est plus faible que la plus basse des fréquences utilisée lors de la reconnaissance. Alors $\omega_r T_2$ est trop faible pour appartenir à la table. T_r et donc g, sont calculés en faisant une extrapolation linéaire de la table.

Les images mémoire de la période forment une application affine. Pour que le rapport de deux périodes puisse donner une valeur non erronée du glissement, il faut transformer cette application affiné en une application linéaire.

On va calculer une image mémoire réelle de la période à partir de l'image mémoire utilisée jusqu'à maintenant

$$\underline{PERIO} = \underline{FREQ} + \underline{ALPHA}$$

Le coefficient α qui représente l'ordonnée à l'origine sera calculé ultérieurement.

La plus petite valeur de la table donnant $\omega_r T_2$ en fonction de T est AW (FF), FF étant l'image mémoire de la plus grande période de la table.

$$* \quad \underline{AW} > \underline{AW(FF)}$$

On recherche alors dans la table, le premier AW(Ro) tel que

$$\underline{AW} < \underline{AW(Ro)}$$

Alors le glissement à pour valeur

$$\underline{GH} = \frac{\underline{PERIO}}{\underline{Ro} + \underline{ALPHA}}$$
$$2$$

$$* \underbrace{AW} < \underbrace{AW(FF)}$$

Extrapolation linéaire : $\omega_r T_2$ est inversement proportionnel à la période réelle.

La plus grande image mémoire réelle de la période de la table est

$$\frac{\underbrace{FFH} + \underbrace{ALPHA}}{2}$$

Alors $0, \underbrace{GH} = \dfrac{\underbrace{PERIO}}{\dfrac{\underbrace{FF} + \underbrace{ALPHA}}{2}} * \left(\dfrac{\underbrace{AW}}{\underbrace{AW(FF)}} + \dfrac{\underbrace{AWL} + \underbrace{reste}}{\underbrace{AW(FF)}} \right)$

IV - MESURE DU TEMPS

En phase de reconnaissance, le microprocesseur génère une horloge de période variable qui servira à l'électronique de commande du commutateur de courant. En phase 4, cette horloge est remplacée par une horloge externe dont le 8051 doit mesurer la période.

IV. 1. Compteur de temps (Timer)

Le 8051 possède deux compteurs de temps ou d'évènements internes (Timer/ Even Counter). Seul le Timer 1 sera utilisé, le Timer 0 étant réservé au système.

Par programme, on choisit s'il est utilisé pour compter le temps (son entrée est reliée à l'horloge externe) ou les évenements (son entrée est relié à une source externe).

Pour mesurer le temps, le compteur sera utilisé en Timer, et son entrée sera reliée à un quartz de fréquence 12 MHz.

IV. 1.1. Fonctionnement du Timer

Le Timer 1 est formé de deux registres 8 bits concaténés

TH1 TL1

Le signal provenant du quartz passe par un diviseur par douze, sa fréquence en sortie est donc de 1 MHz. A chaque coup d'horloge, c'est à dire toutes les 1 µ s, le compteur s'incrémente, jusqu'à obtenir la valeur FFFFH. Au coup d'horloge suivant, il y a dépassement (over flow). Alors le Timer crée une interruption.

Le timer 1 peut fonctionner suivant plusieurs modes :
- compteur 16 bits
- compteur 8 bits
- compteur 8 bits avec réinitialisation à une valeur prédéfinie (auto-reload mode)

Nous utiliserons le timer en compteur 16 bits.
La figure 66 représente le schéma de ce timer.

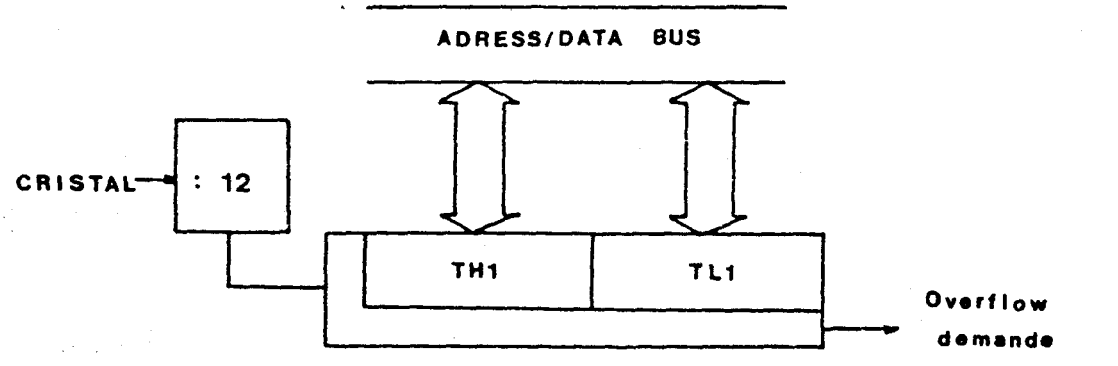


Fig. 66

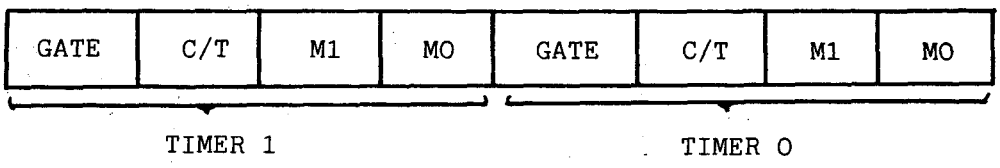
IV. 1. 2. Commande du timer

Pour indiquer au microprocesseur le mode de fonctionnement de son timer, son démarrage, on initialise les registres de commande qui sont TMOD (timer mode), TCON (timer control)

Timer mode

La valeur de ce registre indique le mode de fonctionnement des deux timers

(MSB) (LSB)



M1 MO : Ces deux bits déterminent le mode de fonctionnement du compteur pour un compteur 16 bits M1 MO = O1

C/T ; Ce bit est à 1 s'il s'agit d'un compteur d'évènements
s'il s'agit d'un compteur de temps

GATE : L'activité du compteur peut être conditionnée par une entrée extérieure ($\overline{INT1}$ pour Timer 1). Cette entrée est une source d'interruption externe. En mode GATE (bit à 1), lorsque $\overline{INT1}$ est à 1, l'activité du Timer 1 est normale. Quand $\overline{INT1}$ passe à zéro, le compteur s'interrompt Dans ce mode, la source $\overline{INT1}$ garde sa propriété d'interruption.

Timer control

Ce registre permet le contrôle de l'activité des Timers, et la validation des interruptions émises lors d'un overflow.

(MSB) (LSB)

TF1	TR1	TFO	TRO	IE1	IT1	IEO	ITO

TF1 : C'est le bit d'indication de dépassement (over flow). Il se met à 1 lorsque le Timer 1 tend à dépasser sa valeur maximale. Il est remis à zéro quand l'interruption est traitée.

TR1 : Sa mise à 1 par programme ordonne la mise en activité du timer 1. Lorsqu'il est remis à zéro, le timer s'arrête.

TFO et TRO sont les équivalents de TF1 et TR1 pour le timer O.
Les autres bits concernent les interruptions.

IV. 2. Les interruptions

L'utilisation d'un timer entraîne des interruptions dans le programme. Lorsqu'il y a demande d'interruption, le microprocesseur termine l'action en cours, sauvegarde dans la pile la valeur de PC (pointing conter), affecte à PC l'adresse correspondante au vecteur d'interruption de la source qui a demandé l'interruption. A cette adresse se trouve le programme d'interruption qui est exécuté. Lorsque le décodeur d'instruction rencontre l'instruction
RETI (return interrupt) la pile restitue la valeur de l'adresse sauvegardée, et le programme interrompu continu.

Le 8051 possède 5 sources d'interruption possibles :

- 2 sources externes $\overline{\text{INT0}}$
  $\overline{\text{INT1}}$
- 2 sources provenant des compteurs internes : TIMER 1
  TIMER 0
- 1 source provenant du port d'E/S série.

Lorsqu'une demande d'interruption arrive par l'une des 4 premières source, le flag de demande d'interruption se met à 1. Ces quatre flags se trouvent dans le registre TCON.

On a représenté ci-dessous les correspondances entre les flags et les sources d'interruption

source d'interruption	flag de demande d'interruption
$\overline{\text{INT0}}$	IE0
TIMER0	TF0
$\overline{\text{INT1}}$	IE1
TIMER1	TF1

Ces flags passent à 1 lors d'une demande d'interruption. Ils reviennent à la valeur 0 quand le programme d'interruption est exécuté.

A chaque source d'interruption correspond un vecteur d'interruption c'est à dire une adresse dans la mémoire programme. Une interruption provoque un branchement immédiat à cette adresse.

source d'interruption	vecteur d'interruption
$\overline{\text{INT0}}$	3(0003H)
TIMER0	11(000BH)
$\overline{\text{INT1}}$	19(0013H)
TIMER1	27(001BH)

Les sources d'interruption ne sont pas toujours toutes utilisées.

Pour éviter qu'un parasite vienne créer une interruption non prévue, il est possible d'"invalider" les interruptions grâce au registre IE (Interrupt Enable Register)

(MSB) (LSB)

EA	-	-	ES	ET1	EX1	ET0	EX0

EA : (Enable all control bit) : Sa mise à zéro inhibe toute interruption provenant des 5 sources.

ET1 : (Enable Timer 1 control bit) : Sa mise à zéro inhibe les interruptions provenant du timer 1.

EX1 : (Enable External interrupt 1 control bit) : Sa mise à zéro inhibe les interruptions provenant de $\overline{\text{INT1}}$

ES : (Enable serial port control bit) : Sa mise à zéro inhibe les interruptions provenant du port série.

ET0 et EX0 sont les flags correspondant au timer 0 et à $\overline{\text{INT0}}$

Il est possible que deux interruptions provenant de sources différentes arrivent au même instant. Elles ne peuvent être traitées en même temps. Le registre IP (Interrupt priority control register) fixe leur priorité.

(MSB) (LSB)

-	-	-	PS	PT1	PX0	PT0	PX0

L'ordre de priorité d'origine est le suivant :

Port série	PS	priorité la plus basse
Timer 1	PT1	
$\overline{\text{INT1}}$	PX1	
Timer 0	PT0	
$\overline{\text{INT0}}$	PX0	priorité la plus haute

Cet ordre peut être modifié. Quand le bit de priorité d'une source est à 1, cette source est prioritaire sur toutes celles dont le bit priorité est à zéro. Entre sources ayant même bit de priorité, l'ordre original est respecté.

L'interruption d'une source prioritaire peut interrompre le programme d'une source non prioritaire, comme elle interromprait le programme de fond.

Par contre l'interruption d'une source non prioritaire ne peut interrompre le programme d'une source prioritaire. La demande d'interruption est mémorisée. Elle sera traitée lorsque le programme d'interruption prioritaire sera terminé.

IV. 3. Réalisation d'une horloge à fréquence variable

Nous utilisons, le Timer 1 car le Timer 0 est réservé au système. La période P de l'horloge à réaliser doit pouvoir varier de P_0=3,33 ms à P_1=33,3 ms, puisque celle-ci à une fréquence six fois plus élevée que la fréquence d'alimentation.

A chacune des 256 valeurs que peut prendre P, on associe un nombre T entre 0 et 255, dont la valeur hexadécimale est rangée dans la mémoire FREQ.

IV. 3.1. Principe de réalisation

P étant la période de l'horloge, le signal est à 1 pendant P/2 puis à zéro pendant P/2.

Le Timer 1 aura donc pour rôle de compter le temps entre de transion d'horloge, c'est à dire P/2.

Si on définit par

$\frac{1}{2}$ P_o, le temps de base

$\frac{1}{2}$ $\frac{P_1 - P_o}{256}$, le temps de pas

alors, la relation liant T à P est la suivante :

P = temps de base + Tx temps de pas.

On souhaite que l'horloge ait la période correspondante à l'image mémoire T. On compte donc le temps de base puis T fois le temps de pas, puis on inverse la sortie.

L'arbre programmatique représenté figure 67 résume les opérations à effectuer dans le programme d'interruption du Timer 1.

la mémoire TEMPS est l'image du temps restant avant un changement d'état de l'horloge

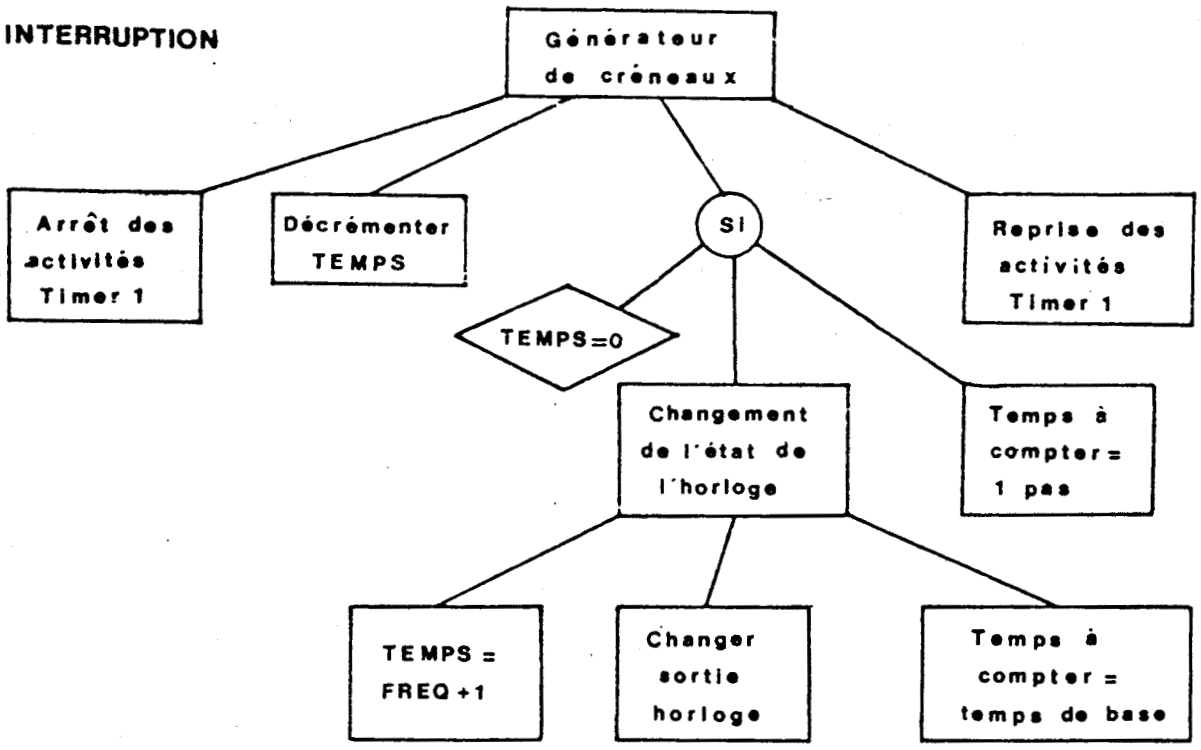


FIG. 67

IV. 3.2. Initialisation et commande

La sortie de l'horloge se fait sur le bit o du port 1 (fig.69).

Toutes les µs, la valeur du double registre du Timer 1 est incrémentée, jusqu'à l'overflow. Il faut donc calculer les valeurs initiales des registres pour que l'interruption arrive au bout d'un temps correspondant à un pas ou au temps de base.

Temps de base

La valeur du temps de base est $\frac{3,33}{2}$ = 1,665 ms = 1665 µ s.

Il y a environ 25 µs perdues lors de l'éxécution du programme d'interruption.

Il reste donc 1665-25 = 1640 µs soit 668H
10000H-668H=F998H.

Les valeurs d'intialisation des registres sont

TH1 = F9H TL1 = 98H

Pas

La valeur du temps correspondant à un pas est $\frac{1}{2}\ \frac{33,33-3,33}{256}$ = 58 µ s

Le programme d'interruption ne dure que 10 µ s. Il reste donc 58 µs - 10µ = 48 µs soit 30 H

10000H-48H = FFDOH
Les valeurs d'initialisation des registres sont

TH1 = FFH TL1 = DOH

Les registres de commande

Lors de la période d'initialisation générale, toute les interruptions sauf $\overline{\text{INTO}}$ sont inhibées.

IE = E1

L'interruption 0 reste toujours prioritaire

IP = E1

L'activité des timers est stoppée

TCON = 03

On indique le mode de fonctionnement du timer 1

TMOD = 10

```
ANL IP,£0E1H                    ;IP=0E1 priorite d'interruption a 0
ANL IE,£0E1H                    ;IE=0E1 masquage interruption sauf 0
ANL TCON,£3H                    ;TCON=03 arret timers
MOV TMOD,£10H                   ;TMOD=3 mode de fonctionnement timers
```

L'activité du timer 1 est conditionnée par la mise à 1 du bit TR1 (8E).

La validation de son interruption se fait sur le bit ET1 (AB)

```
SETB 8EH
SETB 0ABH
```

IV. 4. Mesure de la période d'un signal extérieur

Tout au long de la phase 4, le commutateur de courant est piloté par une horloge externe dont on souhaite mesurer la période.

Ce signal est entrée sur l'interruption $\overline{INT1}$ du 8051 et le Timer 1 est utilisé dans le mode GATE. Il va donc compter le temps pendant lequel le signal d'horloge est à 1. Quand celui-ci passe à zéro, il crée une interruption, et le compteur s'arrête. La valeur de la mémoire image de la période est sauvegardée puis réinitialisée. Quand le signal extérieur passe à 1, le compteur est réactivé et réalise une nouvelle mesure.

Le méthode de mesure du temps est la même que celle utilisée pour la réalisation de l'horloge. Ainsi, à une même valeur de l'image mémoire de la période correspond la même période.

Le microprocesseur doit compter le nombre de fois où l'on a un temps correspondant au pas, après avoir laissé le temps de base.

Le programme d'interruption de $\overline{INT1}$ à été écrit de façon à pouvoir garder inchangé le programme d'interruption du timer 1.

La mémoire TEMPS servant de compteur de nombre de pas est initialisée à la valeur 00H = FFH + 1H.

L'image mémoire de la période est alors le complément de TEMPS. Lors de l'interruption de fin de comptage du temps de base, TEMPS est décrémenté. Il est donc nécessaire d'ajouter une unité à la valeur initiale du compteur.

Cette méthode de calcul du temps n'est valable que si l'horloge

externe a une période au moins égale à deux fois celle du temps de base. Si cette limite n'est pas respectée, le résultat contenu dans FREQ sera erroné.

L'arbre programmatique représenté fig.68 résume les actions à entreprendre lors du programme d'interruption de $\overline{INT1}$.

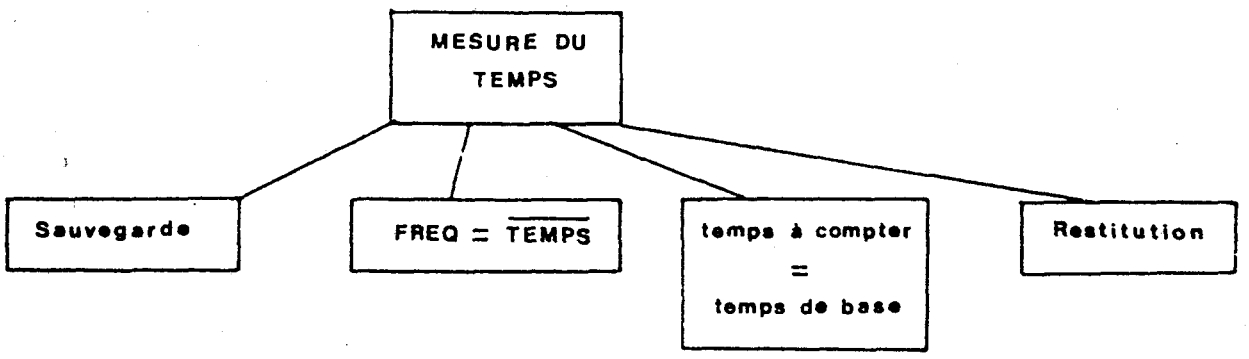


FIG. 68

Le programme d'interruption du Timer 1 restant inchangé, les valeurs d'initialisation des registres du Timer 1 restent, elles aussi, inchangées.

Le registre TMOD est initialisé à la valeur 90H (mode GATE).
En plus des commandes sur le Timer s'ajoute des commandes sur l'interruption 1.

IT1 (8A) est positionné à 1 pour indiqué que l'interruption provient d'un front descendant du signal.

EX1 (AA) est positionné à 1 pour valider l'interruption.

IV. 5. Sauvegarde

Les interruptions provoquées par le Timer 1 ou un signal extérieur, interviennent à n'importe quel moment au cours de l'éxécution du programme de fond. les programmes d'interruption utilisent des registres. Il en modifie donc le contenu .

Pour le bon fonctionnement de l'ensemble du programme, il faut que les programmes d'interruption soient transparents pour le programme de fond, c'est à dire que l'état des registres après l'éxécution d'un sous

programme d'interruption soit le même que celui au moment du branchement à ce sous programme.

Pour cela, on effectue au début du sous programme, une sauvegarde des registres utilisés au moyen d'une instruction PUSH. En fin de programme, la valeur de ces registres est restituée par une instruction POP.

V - UTILITAIRES ET PROGRAMME GENERAL

V.1. Sous programmes moniteur

Le moniteur de la carte SDK 51, implanté en ROM, possède un certain nombre de programmes utilitaires :

- effacement de l'écran (NEW LINE)
- écriture de texte
- écriture d'une valeur héxadécimale
- entrée d'un caractère sur clavier
- temporisation (DELAY).

Au cours du programme principal, nous utiliserons ces sous programmes qui nous permettront le dialogue "utilisateur - microprocesseur".

V 1.1. Effacement de l'écran(1)

Ce sous programme permet de nettoyer l'écran et de positionner le pointeur sur le caractère le plus à gauche. Il envoie donc au buffer écran les ordres suivants :

retour chariot (carriage return CB=ODH)
saut de ligne (ligne feed LF = CAH)

Ce sous programme est utilisé avant l'écriture d'un texte ou d'un nombre sur l'écran.

Appel du sous programme : LCALL OEOOFH
Registre modifié : ACC.

V. 1.2. Ecriture de texte (2)

Ce sous programme permet l'écriture sur l'écran d'un texte d'au plus 24 caractères. Le message à envoyer est implanté en mémoire program- sous forme de bytes ASCII.

L'appel de ce sous programme suppose donc au préalable la mise en mémoire du message.

Chaque caractère qui peut être utilisé possède sa traduction ASCII. La figure 69 donne la correspondance entre chaque caractère et sa traduction formée par les bits A_6 A_5 A_4 A_3 A_2 A_1 A_0.

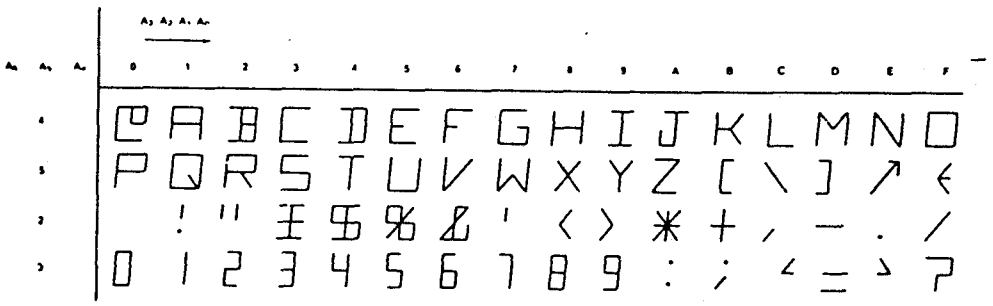


Fig. 69

Le message est mémorisé de la façon suivante :

- la première valeur est, en héxadécimal, le nombre de caractères qui forment le message (26=1AH maximum).
- les autres valeurs sont les caractères du message codés en ASCII.

Dans les registres R2 et R3, on indique l'adresse du premier caractère.

Appel du sous programme : MOV R2, adresse haute
MOV R3, adresse basse
LCALL OE01EH

Registres modifiés : ACC, DPTR

V. 1.3. Ecriture d'une valeur de 2 bytes (3)

Ce sous programme inscrit sur l'écran la valeur héxadécimale d'un nombre de 16 bits. Dans R2 et R3 sont rangés respectivement les partie haute

et basse de ce nombre. Le rôle de ce sous programme et donc de traduire les chiffres de ce nombre en grandeurs ASCI puis de les afficher sur l'écran.

Appel du sous programme : MOV R2, partie haute du nombre
MOV R3, partie basse du nombre
LCALL OE018H

Registre modifié : ACC.

V 1.4. Entrée d'un caractère sur clavier (4)

Ce sous programme attend que l'utilisateur frappe un caractère sur le clavier, lit le caractère de la touche appuyée, et place sa valeur ASCII dans l'accumulateur (le bit de parité est mis à zéro).

Appel du sous programme : LCALL OE009H
Registre modifiés : ACC,C,DPTR.

V.1.5. Temporisation

Ce sous programme ne sert pas au dialogue utilisateur microprocesseur. Il introduit un délai dans l'exécution du programme. La valeur de ce délai est de 100 µs multiplié par le paramètre d'entrée 16 bits rangé R2 et R3.

Appel du sous programme : MOV R2, valeur haute du paramètre
MOV R3, valeur basse du paramètre
LCALL OE012H

Registres modifiés : ACC,DPTR, R5.

V.1.6. Utilisation des sous programmes

Le sous programme de temporisation est utilisé en phase de reconnaissance. En phase 2 et 3, on effectue un lent balayage en fréquence. On utilise alors de sous programme juste après un changement de fréquence pour

permettre au système de se stabiliser avant la mesure.

A l'aide des autres sous programmes, le microprocesseur, indique la phase de calcul dans laquelle on entre, et affiche la valeur du glissement. L'utilisateur autorise les mesures en appuyant sur la touche "blanc".

Dialogue pendant le déroulement du programme

Pour simplifier, on désigne par le numéro placé entre parenthèses, le sous programme utilisé.

Initialisation :

- effacement de l'écran (1)

Phase 1 : Essai à courant continu

- affichage de "PHASE 1 COURANT CONTINU" (2)
- entrée d'un caractère "blanc" (20H) sur clavier (4)

L'utilisateur doit alors mettre sous tension le montage, ce qui précharge les condensateurs et alimente deux phases du moteur, puis appuie sur "blanc".

- Effacement de l'écran (1)

Le microprocesseur fait la mesure de r_1 et mémorise sa valeur.

Phase 2 : Essais à vide

- affichage de "PHASE 2 MOTEUR A VIDE" (2)
- entrée d'un caractère "blanc" (20H) sur clavier (4)

L'utilisateur fait cesser la charge des condensateurs et permet l'alimentation normale du moteur à vide. Il appuye ensuite sur "blanc".

- Effacement de l'écran (1)

Le microprocesseur effectue son balayage de fréquence, mesure à chaque fois Xo, et le mémorise.

- Affichage de "ARRETEZ LE MOTEUR" (2)
- entrée d'un caractère "blanc" (20H) sur clavier (4)

L'utilisateur coupe l'alimentation du moteur puis appuie sur "blanc".

- Effacement de l'écran.

Phase 3 :Essais à rotor calé

- Affichage de "PHASE 3 ROTOR CALE" (2)
- Entrée d'un caractère "blanc" (20H) sur clavier (4)

L'utilisateur cale le rotor puis permet l'alimentation de la machine. Il appuie ensuite sur "blanc"

- Effacement de l'écran (1)

Le microprocesseur effectue son balayage de fréquence, mesure à chaque fois Rc et Xc, puis calcule et mémorise ω_r T_2.

- Affichage de "ARRETEZ LE MOTEUR" (2)
- Entrée d'un caractère "blanc" (20 H) sur clavier (4)

L'utilisateur coupe l'alimentation du moteur puis appuie sur "blanc".

- Effacement de l'écran (1)

Phase 4 : Mesure indirecte du glissement

- Affichage de "PHASE 4 MESURE GLISS" (2)
- Entrée d'un caractère "blanc" (20H) sur clavier (4)

Le moteur chargé est alimenté par le convertisseur, piloté par sa propre horloge. L'utilisateur appuie sur "blanc".

- Effacement de l'écran (1)

Le microprocesseur fait les mesures de R et X et calcule le glissement

- Affichage de "GLISS= 0," ou GLISS= 1, MOTEUR CALE" (2)
- Affichage de la valeur décimale du glissement sur 4 chiffres concaténés au message GLISS= 0,XXXX, si le moteur n'est pas calé (3)

Retour au dernier effacement d'écran.

Remarque : seul le caractère "blanc" peut être introduit par l'utilisateur, tout autre caractère n'est pas pris en compte.

V. 2. Mémoires prédéfinies

Certaines zones mémoires doivent être initialisées à des valeurs prédéterminées. C'est entre autre, le cas des mémoires contenant les différents messages à afficher.

V. 2.1. Messages affichés

Les messages doivent être codés en ASCII et précédés de leur longueur codée en héxadécimal. La traduction se fait à partir du tableau de la figure 80.

V.2.2. La table des sinus

Pour calculer la réactance apparente X1 du moteur, il nous faut une méthode de détermination de $\sin \varphi_1$ à partir de la connaissance de $\cos \varphi_1$.

Les méthodes de calcul direct, basées sur des convergence de suites nécessitent un temps de calcul prohibitif.

Il est préférable de mettre en mémoire les valeurs du sinus en fonction des 256 valeurs possibles que peut prendre le cosinus. Cette méthode utilise 256 positions mémoires, mais ne nécessite que 3 instructions réalisées en 6 µs.

La valeur du cosinus codée en héxadécimal se présente sous la forme :

0,COS . Le sinus sera donc codé de la même façon:

0,SIN . La valeur de COS, ainsi que celle de SIN peuvent varier de 00H à FFH.

La table est implantée en mémoire de l'adresse 1100H à l'adresse 11FFH, pour les cosinus variant respectivement de 00H à FFH. L'adresse basse

d'une valeur du SIN est donc égale à la valeur du COS correspondant. La détermination de la valeur de SIN va être réalisée par adressage indexé.

Le port 2 sert de bus adresse haute à la mémoire externe : on lui donne la valeur 11H.

L'index est le registre Ro : on lui donne la valeur de COS. Il ne reste plus qu'à faire un transfert d'information entre la mémoire externe et l'accumulateur.

V. 3. Mémoire de rangement

Lors des phases 2 et 3 de reconnaissance, le microprocesseur mémorise les valeurs de Xo et $\omega_r T_2$ rn fonction de la valeur de la mémoire image de la période FREQ.

De la même façon que pour la table des sinus, on utilise l'adressage indexé.

On définit 3 tables de 256 valeurs :
- XOL : 8 bits de poids faible de Xo entre 1200 H et 12FFH
- XOH : 8 bits de poids fort de Xo entre 1300H et 13FFH
- AW : valeur de $\omega_r T_2$ entre 1400H et 14FFH.

Au registre Ro on donnera la valeur de FREQ.

V. 4. Filtrage des courbes

Les fonctions donnant Xo et $\omega_r T_2$ en fonction de T sont décroissantes. Or, à cause de la précision des calculs et des mesures, les courbes représentant ces fonctions ne sont pas parfaitement monotones.

En phase 4, le rapport $\frac{Xo-X}{R-R1}$ est comparé aux valeurs de $_rT_2$ de la table mémorisée en phase 3 ; on recherche la première valeur de $\omega_r T_2$ plus grande que $\frac{Xo-X}{R-R1}$ dans le sens des T décroissants.

Si la fonction n'est pas monotone, la période rotorique repérée risque de ne pas correspondre à la période rotorique recherchée. Il est alors nécessaire de "lisser" la courbe.

Puisque les essais réalisés montrent que l'erreur commise ne portent que sur 1 ou 2 unités héxadécimales, une procédure très simplifiée de lissage suffit :

Soit la suite (Un) des valeurs décroissantes de $\omega_r T_2$ en fonction de Tr. Si $Un+_1 > Un$, alors $Un+_1 = Un$.

On procéde de la même manière pour lisser la courbe donnant Xo en fonction de Tr.

V.4.1. Filtrage de Xo

pour simplifier la programmation, on commence le traitement de la courbe par la plus petite valeur de Xo et donc par la plus grande valeur de la période. Xo est représenté par un nombre de 16 bits.

L'arbre programmatique de la figure 70 représente le traitement de la courbe Xo en fonction de Tr.

Ro et R_1 sont les registres qui permettent l'adressage de deux points voisins. XOH_n et XOL_n sont les valeurs hautes et basse de Xo pointées par le registre Rn.

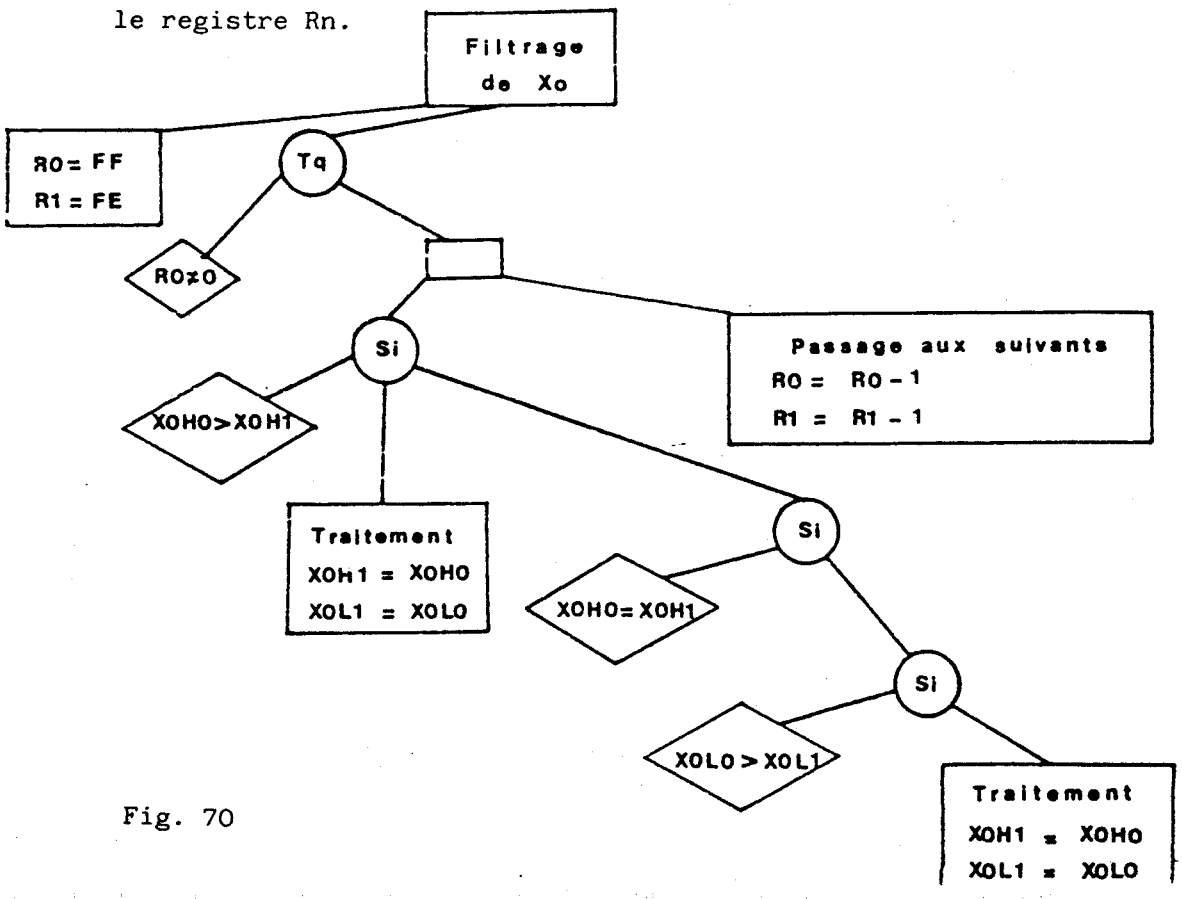


Fig. 70

V.4.2. Filtrage de $\omega_r T_2$

La valeur de $\omega_r T_2$ étant codée sur un mot de 8 bits, le filtrage en est notablement simplifié. On commence encore par les plus grandes valeurs de la période et donc les plus petites valeur de AW. La figure 71 représente l'arbre programmatique du filtrage de cette courbe.

Ro et R_1 sont les registres permettant l'adressage de deux points voisins AWn est la valeur de $\omega_r T_2$ codée sur 8 bits et pointée par le registre Rn.

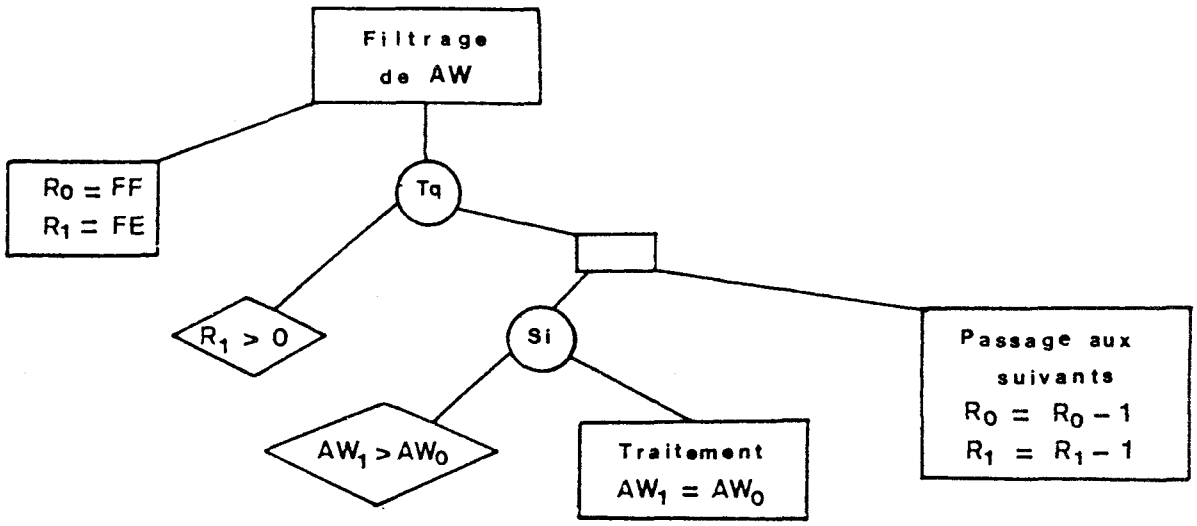


Fig. 71

V. 5. Tests de validité des résultats de la phase 4

Pendant la phase 4, le microprocesseur calcule le glissement du moteur. Durant cette phase, il est nécessaire de vérifier la validité des résultats, surtout aux limites de fonctionnement, c'est à dire, au fonctionnement à vide, et lorsque le moteur est calé.

En effet, les mesures des grandeurs d'entrées Ud, Id et U_1, sont des mesures instantanées contrairement à celles des phases de reconnaissance où on effectue une moyenne sur 256 valeurs. Elles sont donc sensibles aux perturbations. Une erreur d'une unité sur le calcul de X ou de R suffit pour donner un résultat aberrant.

V. 5.1. Fonctionnement à vide : g tend vers zéro

Lorsque le moteur tourne à vide, la réactance apparente X1 est

égale à Xo.
On a alors

$$\omega_r T_2 = \frac{Xo-X1}{R-r1} = 0$$

Si à cause d'une mesure imprécise, la valeur de X1 est supérieure à Xo(une unité suffit), alors Xo - X1 est inférieur à zéro, c'est donc un nombre très grand en héxadécimal. La valeur calculée de $\omega_r T_2$ est elle aussi très grande, ce qui entrainera une valeur de g égale à 1.

Le microprocesseur nous indiquera que le moteur est calé alors qu'il tourne à vide.

Pour s'affranchir de cette erreur de mesure, il suffit de tester le bit de retenue après la soustraction Xo-X1. Si la retenue (carry) est à 1, alors, c'est que les mesures nous ont donné une trop grande valeur de X1. Dans ce cas, on pose Xo-X1=0 et le glissement affiché est nul.

V.5.2. Le moteur est calé : g est égal à 1

Lorsque le moteur est calé, la période rotorique est égale à la période des courants d'alimentation. Dans ces conditions, la valeur de $\omega_r T_2$ est égale à celle calculée lors de l'essai de la phase 3.

Si à cause de l'imprécision des mesures, cette valeur est supérieure à celle obtenue lors de l'essai à rotor calé, la période rotorique trouvée sera plus petite que la période des courants d'alimentation et donc fr sera supérieur à f ce qui donne g supérieur à 1.

Deux cas peuvent se présenter :

- le moteur est alimenté à fréquence élevée et fr n'entre plus dans la gamme des fréquences utilisées lors la reconnaissance. fr n'a donc pas d'image mémoire et le calcul de g est impossible

- le moteur est alimenté à plus basse fréquence et fr a une image mémoire. Le calcul de g entraine le calcul de

$$\frac{T}{Tr}$$

Ce calcul nous donne la partie décimale du résultat qui est très faible car T est très peu supérieur à Tr.

On trouvera donc une valeur très faible de g ce qui veut dire que le moteur tourne presque à vide.

Pour éviter cette erreur, on vérifie que :

- la valeur de $\omega_r T_2$ calculée est plus petite que la valeur supérieure de la table. Le cas échéant, on impose g = 1
- l'image mémoire de Tr, si elle existe est supérieure à celle de T. Sinon, on pose g = 1.

V.6. Traduction Hexadécimale - Décimale de g.

On souhaite afficher sur l'écran la valeur décimale du glissement calculé.

En image mémoire, il est sous la forme

$$g = 0, \overline{GH}$$

On souhaite l'obtenir sous la forme

$$g = 0,XXXX$$

où X représente un chiffre décimal.

Nous avons $g = \overline{GH} \times 2^{-8}$

Or $0,0039 < 2^{-8} < 0,0040$.

La méthode utilisée consiste à additionner autant de fois que la valeur hexadécimalecontenue dans GH, la valeur décimal 39. A chaque addition, on réalise un ajustement décimal.

Cet ajustement est simplifié par l'utilisation de l'intruction DA A (Décimal - ajust Accumulator for Addition) du 8051.

Utilisée après une addition, cette instruction a le rôle suivant

- si les 4 bits de poids faible de l'accumulateur sont strictement supérieurs à 9, alors 6 est ajouté à la valeur de A. Cette addition met la retenue (carry) à 1.

- si les 4 bits de poids fort de A sont strictement supérieurs à 9 ou la retenue est à 1, l'accumulateur est additionné à 60, la retenue se met à 1.

L'ajustemement décimal consiste donc à ajouter 00,06,60, ou 66 à la valeur contenue dans l'accumultateur. Cette instruction *ne traduit* pas un nombre héxadécimal en un nombre décimal, mais ajuste la valeur héxadécimale obtenue par la somme de deux valeurs décimales.

La valeur décimale du glissement à trouver est sous la forme

$$0,\ \underbrace{GD}\ ,\ \underbrace{Acc}$$

Les mémoires sont initialisées à zéro.

A chaque boucle de calcul, on ajoute 39 à la valeur de l'accumulateur puis, on fait un ajustement décimal.

Si la retenue (carry) passe à 1, la valeur de GD est incrémentée puis réajustée par l'instruction DA A.

La valeur contenue dans GH indique le nombre de boucles à effectuer.

VI - SOUS-PROGRAMME DE MESURES

Il est inportant de déterminer r_1, X_o, et $\omega_r T_2$ avec le plus de précision possible, car les valeurs obtenues servent de base au calcul du glissement. Ce sont les paramètres caractéristiques du moteur que l'on détermine une fois pour toutes, lors de la phase de reconnaissance.

Puisqu'ils sont déterminés à partir des grandeurs d'entrées Ud, Id et U_1, on mesure 256 fois par seconde leur valeur et on en prend la moyenne.

En phase 4, la rapidité souhaitée du calcul empêche ces mesures moyennées.

Il est donc nécessaire d'utiliser deux sous programmes de mesures, l'un effectuant la moyenne de 256 mesures pour chaque variable (MESURE), l'autre n'en réalisant qu'un seule (MESURE RAPIDE).

VI. 1. Adressage des voies

L'adressage des voies du multiplexeur se fait par les bits 2,3 et 7 du port 1 d'adresse respective 92H, 93H, et 97H.(§ II.2.2.).

L'initialisation du multiplexeur se fait en mettant à 1 le bit 1 du port 1 d'adresse 91H.

La demande de conversion servant de commande au convertisseur A/D est faite en mettant à zéro le bit 4 du port 1 d'adresse 94H. Celui-ci indique que la conversion est terminée en mettant à zéro le bit 5 du port 1 (adresse 95H).

Le temps de conversion est d'environ 25 µs.

Si l'on considére que le choix de l'échelle a déjà été fait (positionnement de 97H), on peut écrire les instructions permettant l'adressage des différentes voies.

```
SETB 92H                    ;ADRESSE ID
SETB 93H

SETB 93H                    ;ADRESSE DE UD
CLR 92H

SETB 92H                    ;ADRESSE UM
CLR 93H
```

La commande du multiplexeur et du convertisseur se fait par les instructions suivantes :

	Activation	Désactivation
Multiplexeur	SETB 91H	CLR 91H
Convertiseur A/D	CLR 94H	SETB 94H

Après chaque activation du convertisseur, le microprocesseur attend le signal de fin de conversion pour continuer ses calculs. Cette attente est réalisée par l'instruction

```
JB 95H,$
```

Le bit 95H est relu, tant qu'il n'est pas à zéro.

IV. 2. Moyenne des mesures

Pour réaliser la moyenne des mesures, on procède de la façon suivante.

Pour Id, par exemple, on définit, $\underbrace{\text{ID}}$ $\underbrace{\text{IDB}}$ comme étant la somme des mesures déjà effectuées. En début de programme, ces deux mémoires sont initialisées à la valeur 0.

A chaque mesure, la nouvelle valeur de Id* est additionnée à la valeur contenue dans, $\underbrace{\text{ID}}$ $\underbrace{\text{IDB}}$. Au bout des 256 mesures, la valeur codée sur 8 bits de la moyenne est contenue dans Id. En effet, faire une division par $256 = 2^8$ consiste à déplacer la virgule de 8 places vers la gauche.

$$\underline{ID} \qquad \underline{IDB}\ 2^{-8} = \underline{ID}\ ,\ \underline{IDB}$$

La partie entière de la valeur trouvée est $\underline{ID}$

IV. 3. Tests sur les mesures

Les gains de l'interface analogique ont été calculés de telle sorte que

$$0,\ \underline{COS} = \frac{\underline{UD}}{\underline{UM}}$$

Il peut arriver que la valeur trouvée de UD, soit légèrement supérieure à celle de UM, ce qui peut se produire à rotor calé quand le moteur est alimenté à très basse fréquence.

Alors Ud et U_1 sont très faibles et voisins et cos φ_1 pratiquement égal à 1.

Dans ce cas, on peut rectifier par programme la valeur des mesures en imposant

$$UM = UD + 1$$

VI. 4. Utilisation des mesures de précision

L'interface analogique a été conçu pour permettre des mesures dites "de précision", c'est à dire que l'échelle utilisée est 16 fois plus grande que l'échelle normale (§ 1.2.).

Le choix de l'échelle de mesure se fait en initialisant la valeur du bit 7 du port 1, d'adresse 97H (§ II.2.2.) :

97H = 1, Um* et Ud* sont adressées (mesures non précises)

97H = 0, Um* et Ud** sont adressées (mesures précises)

Cette échelle de précision a été réalisée pour être utilisée lors de l'essai à rotor calé.

Pour que l'erreur commise par le microprocesseur sur le calcul de COS ne soit pas trop importante, il est nécessaire d'avoir de la précision sur les valeurs de Ud et U_1. Ce n'est pas le cas pour les autres phases de calcul.

VI. 4.1. Mesures lors de l'essai à rotor calé

L'utilisation systèmatique de l'échelle de précision pose quelques problèmes car, lorsque la fréquence d'alimentation du moteur se rapproche de la fréquence nominale, U_1**, tend à devenir supérieur à 10V : le gain de l'échelle de précision devient trop important.

En début de sous programme MESURE, on effectue une mesure de Ud*. Si sa valeur est supérieure ou égal à 10H (16) l'utilisation de l'échelle de précision est impossible et le bit 7 ainsi qu'un flag, sont positionnés à 1. Celui-ci servira, dans le programme principal, à reconnaître l'échelle utilisée.

Puis, le sous-programme MESURE est effectué normalement.

VI. 4.2. Mesures lors des autres phases

Lors des autres phases, l'échelle de précision n'est pas utilisée. Le bit 7 est positionné à 1 dans le programme principal, puis le sous-programme MESURE est appelé au delà du test de choix d'échelle.

Lors de la phase 4, on ne connaît pas l'état du moteur et il est possible que celui-ci soit calé. Dans ce cas Ud* et U_1* ont des valeurs très faibles. L'utilisation de l'échelle de précision impliquerait les mêmes tests, les mêmes mesures et le mêmes calculs que ceux de la phase 3. Puisque, lors de la phase 4, on souhaite faire le calcul de g en temps réel, on choisit de ne jamais utiliser cette échelle : le sous-programme MESURE RAPIDE affecte la valeur 1 au bit 7.

VI. 4.3. Appel des sous-programmes

Phase 1 et 2 :
Mise à 1 du bit 7
Appel du sous-programme MESURE à l'adresse 0C70H.

Phase 3 :

Appel du sous-programme MESURE à l'adresse OC5OH

En sortie FLAG est à zéro si ce sont des mesures de précision.

Phase 4 :

Appel du sous-programme MESURE RAPIDE à l'adresse OD7OH.

A la sortie de ces sous-programmes les mémoires UD, ID et UM contiennent les valeurs de Ud* (Ud**), Id* et U_1* (U_1**).

VII - SOUS-PROGRAMME DE DIVISION

Les calculs effectués au cours des différentes phases imposent parfois la division d'un nombre héxadécimal par un nombre héxadécimal plus grand (§ II.1.2.).

On a donc réalisé le sous-programme DIVISION qui permet de diviser le dividende $\underline{\text{DIVD}}$ par le diviseur $\underline{\text{DIVR}}$. En sortie de sous-programme, le quotient est sous le forme 0, $\underline{\text{QUOT}}$.

VII. 1. Principe

La valeur contenue dans QUOT est en fait, le résultat de la division de DIVD par DIVR multiplié par $2^8 = 256$. On a

$$\underline{\text{QUOT}} = \frac{\underline{\text{DIVD}}}{\underline{\text{DIVR}}} \times 2^8$$

L'instruction de division du 8051 permet de calculer le quotient euclidien résultat de la division d'un nombre de 8 bits par un nombre de 8 bits. Cette division ne peut être utilisée dans ce cas, car la valeur contenue dans DIVR est supérieure à celle de DIVD.

Il est inutile de multiplier le dividende par 2^8 ou diviser le quotient par 2^{-8} car le problème de calcul de quotient reste le même.

La méthode de calcul consiste donc à essayer de répartir α multiplication par 2 du numérateur et β divisions par 2 du dénominateur sans perte d'information dividende et diviseur étant toujours codés sur 8 bits, de de telle sorte que $\alpha + \beta = 8$.

Si les valeurs maximales de α et β atteintes sans perte d'information sont telle que $\alpha + \beta < 8$, alors on effectue la division. La quotient obtenu, alors égal à $\frac{\text{DIVD}}{\text{DIVR}} * 2^{\alpha+\beta}$, est mémorisé. Le reste devient le nouveau quotient c'est à dire que l'on continue le traitement en essayant de le multiplier par 2 jusqu'à ce que $\alpha+\beta = 8$.

On note qu'une multiplication par 2 d'un nombre binaire correspond à une rotation ou déplacement à gauche des bits de ce nombre.

Le bit de poids fort du premier nombre a été éliminé. On peut donc réaliser une multiplication par 2 sans perte d'information lorsque le bit de poids fort du nombre à multiplier est un zéro (le nombre est inférieur à 128).

De la même manière, la division par 2 d'un nombre binaire correspond à une rotation à droite des bits de ce nombre. La division par 2 est possible sans perte d'information lorsque le bit de droite est un zéro.

VII.2. Algorithme de calcul

Le compteur cpt, contient le nombre de rotation à effectuer. Il est initialisé à la valeur 8.

On commence par essayer de rendre le diviseur le plus petit possible. Pour cela, on le divise par 2, en effectuant une rotation à droite autant de fois qu'il y a de zéro à droite du nombre. Le compteur cpt est décrémenté à chaque rotation.

On essaie ensuite de rendre le numérateur le plus grand possible en effectuant des rotations à gauche autant de fois qu'il y a de zéros à gauche du nombre. On décrémente le compteur à chaque opération.

Deux cas peuvent se présenter :

- le compteur atteint la valeur zéro.

Il ne reste plus alors qu'à faire la division euclidienne des nouveaux dividendes et diviseur. Le quotient obtenu est alors le résultat souhaité.

- la valeur du compteur n'est pas nulle, mais plus aucune rotation sans perte d'information n'est possible.

Il y a, là encore, deux alternatives ;

* A cause des rotations effectuées, la valeur du dividende est supérieure à celle du diviseur. On effectue alors la division euclidienne.

dividende = diviseur x quotient + reste.

La valeur du quotient est mise en mémoire, concaténée aux valeurs déjà calculées. Le reste dont la valeur est inférieure au diviseur, devient le nouveau dividende. On reprend alors l'algorithme au traitement du numérateur en ayant soin, à chaque rotation effectuée, de multiplier le quotient mémorisé par 2.

* Le dividende est toujours plus petit que le diviseur. Alors, le dividende est sous la forme 1XXX XXXX (X : indiférant) puisque la rotation à gauche est impossible, et le diviseur est sous la forme 1XXX XXX1 puisque la rotation à droite est impossible et que diviseur > dividende.

Supposons que les rotations à droite sur le diviseur et à gauche sur le dividende soient encore possibles. Alors, on peut effectuer les calculs équivalents suivants :

2 dividende = (quotient x diviseur) + 2 reste

ou dividende = (quotient x $\frac{\text{diviseur}}{2}$) + reste.

Les valeurs de quotient et reste sont identiques. La forme des valeurs de dividende et diviseur nous permet d'affirmer que quotient = 1. Nous obtenons

2 dividende = diviseur + 2 reste

dividende = $\frac{\text{diviseur}}{2}$ + reste.

Mais, ce calcul n'est pas réalisable puisque plus aucune rotation n'est possible. On choisit d'effectuer une rotation sur le diviseur, en sachant que le bit perdu est un 1. Alors

dividende = $\frac{\text{diviseur}-1}{2}$ + $\frac{1}{2}$ + reste

puisque le quotient a toujours la valeur 1. Cette valeur 1 est mise en mémoire concaténée à la valeur du quotient déjà calculée. Le reste, R, trouvé lors de la division de dividende par $\frac{\text{diviseur-1}}{2}$ a pour valeur reste + $\frac{1}{2}$ et à son bit de gauche égal à zéro puisqu'il est inférieur à $\frac{\text{diviseur-1}}{2}$.

Le nouveau dividende devrait être reste = R - $\frac{1}{2}$. Pour prendre en compte la demi unité, on effectue immédiatement une rotation à gauche sur R (ce qui est possible car le bit de gauche est zéro et que la valeur du compteur n'est pas nulle) et on soustrait l'unité.

Le compteur est décrémenté et on reprend l'algorithme au traitement du numérateur.

cas particulier : Si le dividende est égal au diviseur-1, et que l'on se trouve dans la dernière situation étudiée, on a

$$\text{dividende} = (2 \times \frac{\text{diviseur-1}}{2}) + 0$$

On transforme cette équation pour arriver à

$$\text{dividende} = \frac{\text{diviseur-1}}{2} + \frac{\text{diviseur-1}}{2}$$

La valeur de R est, dans ce cas, $\frac{\text{diviseur-1}}{2}$ et quotient = 1.

On calcule le nouveau dividende de la même manière que précédemment. La figure 72 représente l'organigramme de cette méhtode.

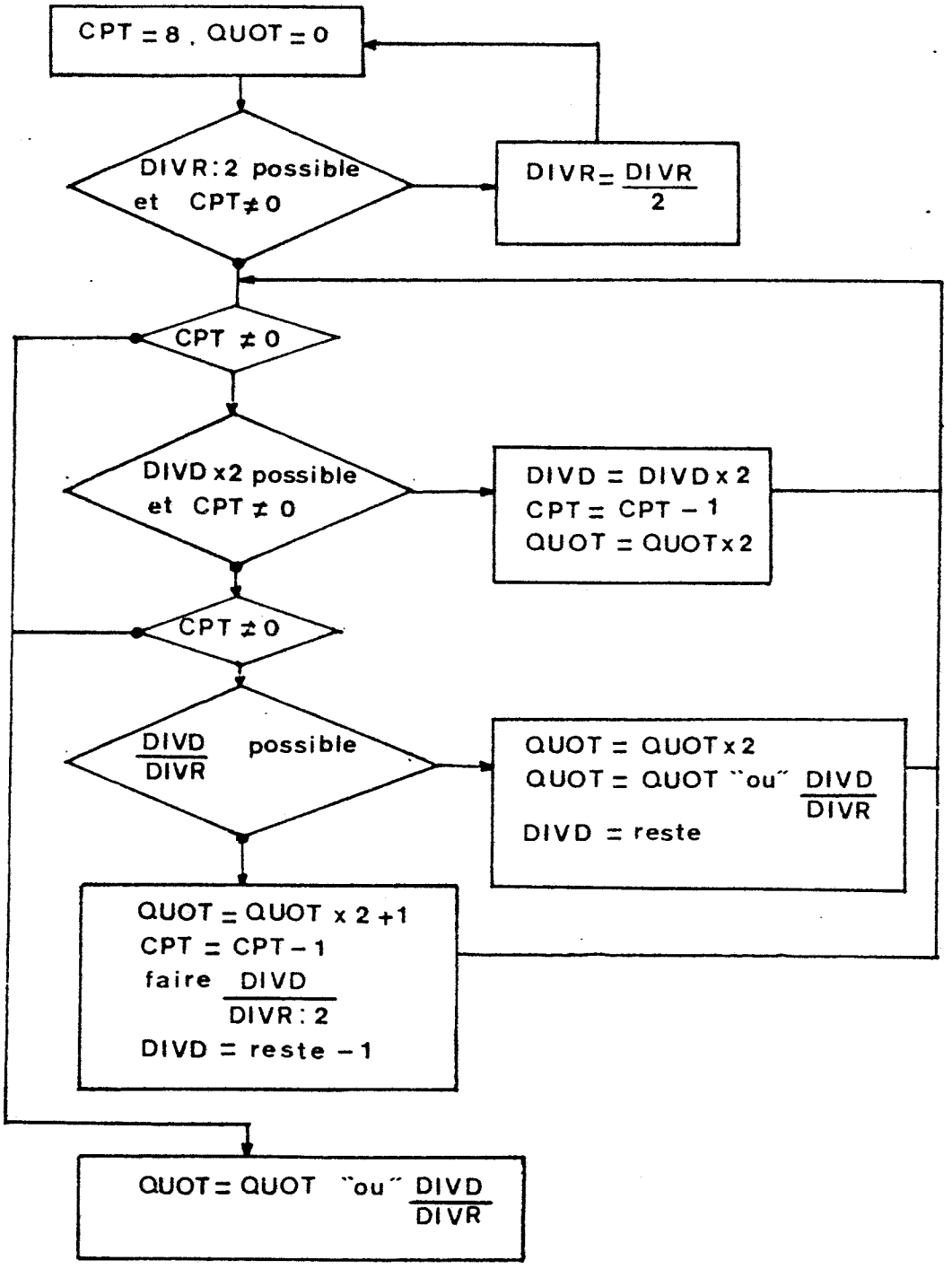


Fig. 72.

VII. 3. Modalités d'utilisation

Le sous-programme se trouve à l'adresse 0D00H.

Les grandeurs d'entrée de ce sous programme sont

la valeur du dividende (DIVD)

la valeur du diviseur (DIVR)

Aucun test n'est fait pour vérifier que dividende < diviseur.

La grandeur de sortie est la valeur du quotient (QUOT) .

C H A P I T R E 6

RESULTATS ET CONCLUSIONS

Les essais ont pour but de comparer les valeurs du glissement calculé, g', par le microprocesseur à celles, g, mesurées par un essai direct, d'évaluer le temps de réponse du système et d'en estimer les perfomances.

I - LE MOTEUR ASYNCHRONE UTILISE

Nous avons testé la méthode de mesure du glissement par un microprocesseur, sur un moteur à cage Leroy Sommer de caractéristiques nominales :

6ch, 4 pôles ; 50Hz; 380V ; 9,7A

Le moteur a son stator en étoile, et est alimenté par le commutateur de courant présenté au chapitre 4.

II - LA CHARGE ENTRAINEE

Pour comparer les valeurs de g' et de g, depuis l'arrêt du moteur jusqu'à l'obtention de sa vitesse à vide, pour différentes valeurs de la fréquence d'alimentation, on impose la vitesse du moteur asynchrone au moyen d'une génératrice à courant continu reliée à une source réversible de tension variable.

L'excitation de cette machine est maintenue constante et sa vitesse est commandée par la valeur de la tension d'induit (fig.73).

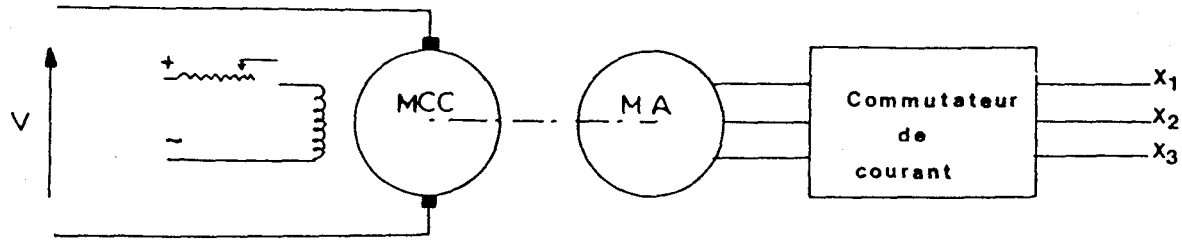


Fig.73

III - PHASES DE RECONNAISSANCE

III. 1. Mesure de la résistance r_1

Puisque la valeur de r_1 est faible Ud = $2r_1$ Id est également faible et l'angle de retard à l'amorçage des thyristors est voisin de $\Pi/2$. La tension redressée est très ondulée, la mesure de sa valeur moyenne est donc délicate.

L'imprécision sur les mesures de Ud et la digitalisation de cette mesure limitent la précision obtenue.

On obtient cependant 0,09H soit $r_1 = 0{,}703\,\Omega$.
La valeur de cette résistance mesurée directement par un essai à courant continu donne $r_1 = 0{,}720\,\Omega$.

II. 2. Mesure de Xo en fonction de f

La mesure de Xo nécessite normalement de faire des essais au synchronisme. On a cependant montré que l'essai à vide, bien qu'introduisant une erreur

sur la mesure de Xo, en donne une bonne approximation. Il a surtout l'avantage de ne pas nécessiter de moteur auxiliaire.

A toutes les fréquences, on maintient le flux à sa valeur nominale. Puisque g est presque nul, fr est très faible donc, maintenir le flux constant équivaut à maintenir le courant constant (cf chapitre 1).

A partir de la table mise en mémoire par le microprocesseur, lors de l'essai à vide, on a tracé la courbe donnant Xo en fonction de la fréquence, figure 74.

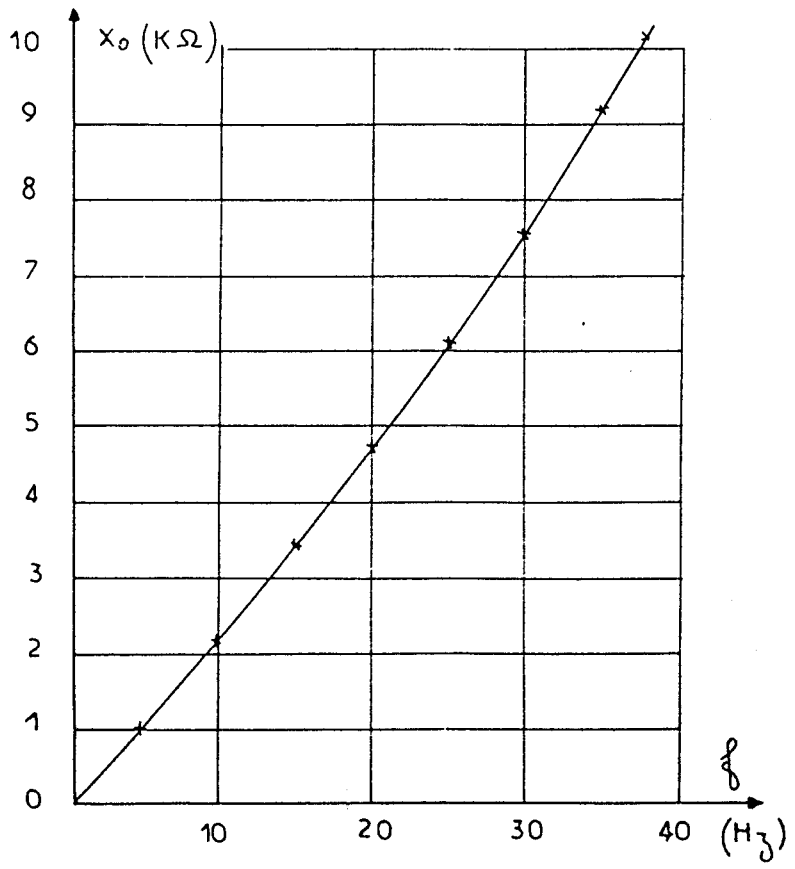


Fig.74

Cette courbe est pratiquement une droite ce qui confirme que Lμ est à peu près indépendante de la fréquence.

III. 3. Mesure de $\omega_r T_2$ en fonction de fr

On calcule $\omega r\ T_2$ à partir des valeurs de Rc et Xc mesurées lors de l'essai à rotor calé. Celui-ci est effectué à courant égal au courant nominal pour toutes les fréquences.

Figure 75, on a représenté les valeurs de $\omega r\ T_2$ en fonction de fr, à partir des résultats mémorisés dans la table.

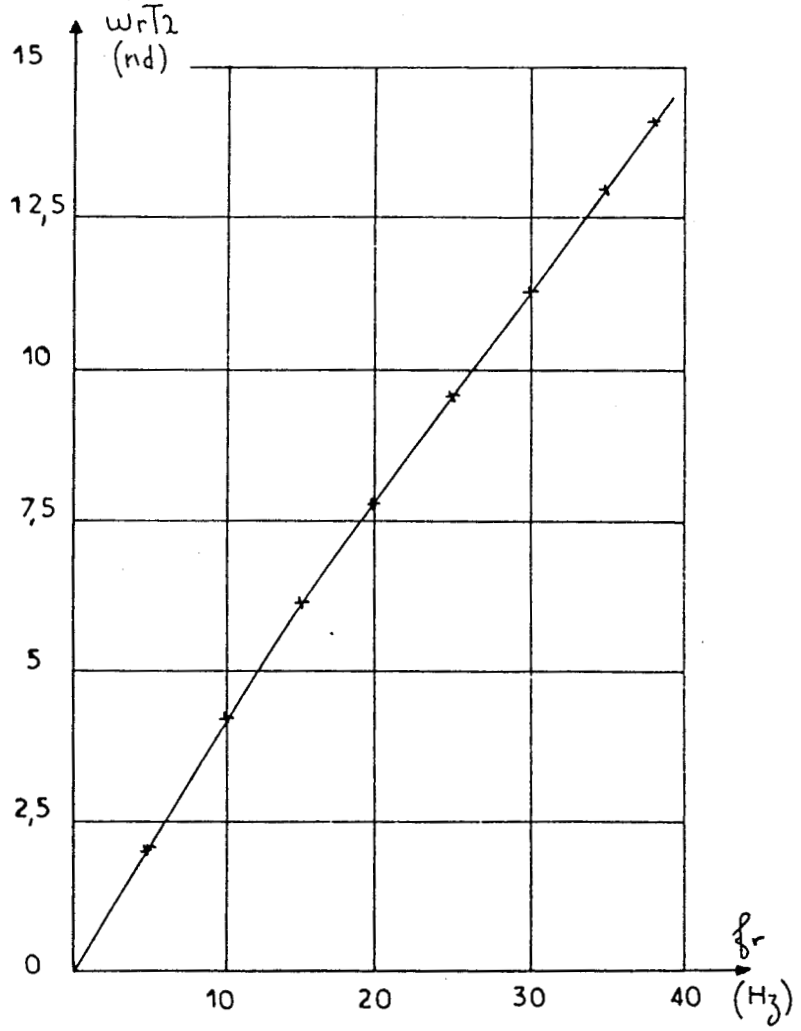


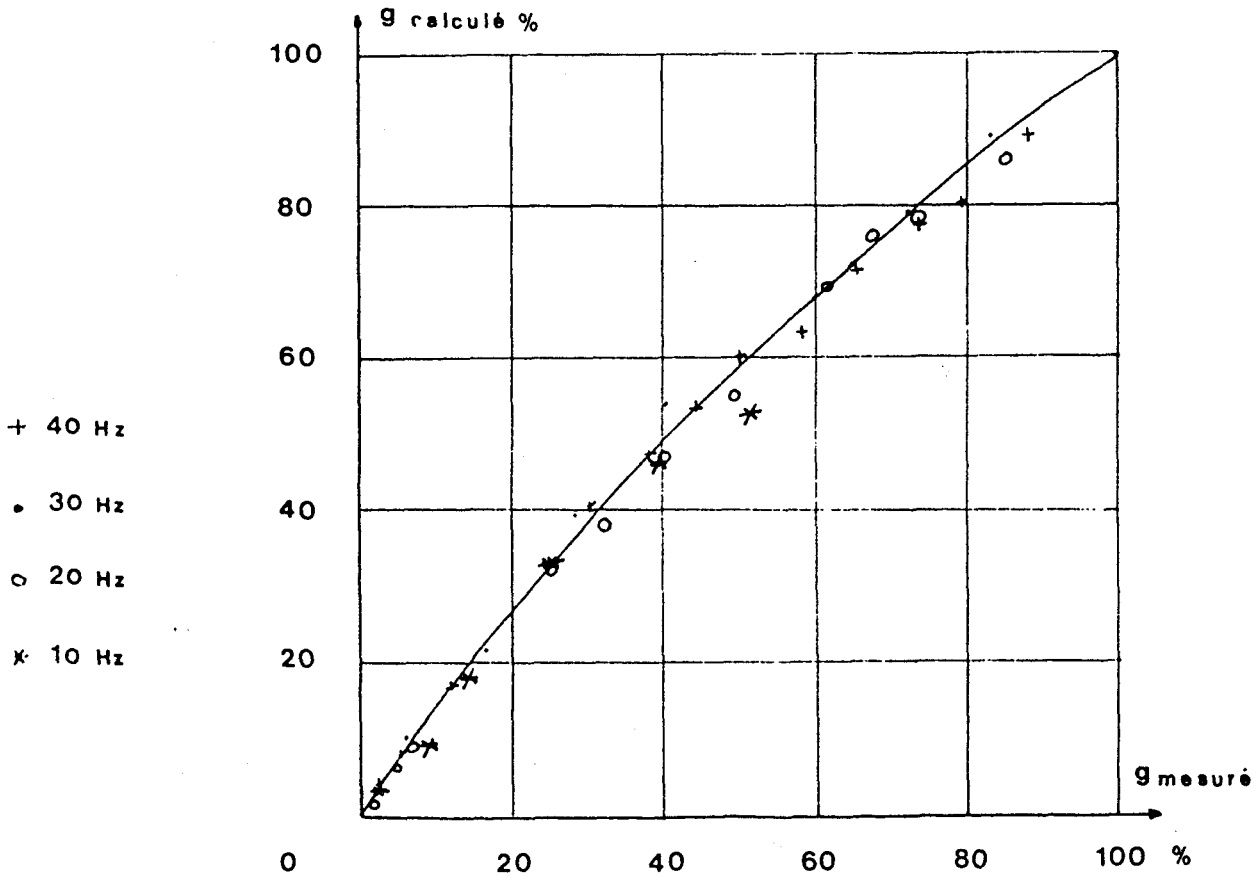
Fig.75

La courbe obtenue est à peu près une droite et s'incurve un peu pour les fréquences les plus élevées ; la méthode d'extrapolation choisie au chapitre 5 §III. 3.4. est ici, tout à fait justifiée.

IV - MESURE DU GLISSMENT, RESULTATS

Pour différentes valeurs de la fréquence des courants d'alimentation, on fait varier la vitesse de la machine asynchrone au moyen de la machine à courant continu. On mesure la fréquence des courants statoriques et la vitesse réelle de la machine pour en déduire le glissement g. On compare sa valeur à celle g', affichée par le microprocesseur.

La figure 76 donne les variations de g' en fonction de g .



Les résultats obtenus sont quasi-indépendants de la fréquence, et sont exacts pour g = 0 et g = 1 puisque le procédé néglige le glissement à vide.

Les écarts observés entre la courbe donnant g' en fonction de g et la courbe idéale, représentée par la première bissectrice, sont essentiellement imputablesà la simplicité de l'algorithme utilisé. Cependant, au moins pour les valeurs usuelles de g, le dispositif donne une bonne indication de la vitesse de la machine.

Le temps de calcul est d'environ 5ms, de plus la fonction g'(g) est toujours monotone, on voit donc l'intérêt que peut présenter un tel dispositif dans une boucle de régulation du convertisseur.

BIBLIOGRAPHIE

[1] G. SEGUIER
l'Electronique de puissance
Dunod Ed. 1981

[2] H. BUHLER
Electronique de réglage et de commande
Dunod Ed. 1979

[3] F. ANDRZEJEWSKI, J. FERENS
Regulation de vitesse d'un moteur asynchrone dans un système de commande numérique
CONUMEL 80 Lyon

[4] C. CONRATH
Commande à microprocesseur d'une machine asynchrone autopilotée. Application à un système de levage
COMUNEL 83 Toulouse

[5] P. FELLER
Speed control of an a c motor by state variables feed back with decoupling
Congrès IFAC Lausane Sept 1983

[6] B. DAVART, JC. HAPIOT, H. FOCH
Apport d'un programme de simulation numérique globale lors de l'élaboration de commande numérique d'ensembles convertisseur-machine
CONUMEL 80 Lyon

[7] A. CONSOLI, L. FORTUNA, A. GALLO
A microcomputer systeme for estimating the parameters of an induction motor model
Congrès IFAC Lausane Sept 1983

[8] A. CONSOLI
Parameters estimation of inverter fed induction motor
CONUMEL 80 Lyon

[9] F. HILLENBRAND
A Method for Determining the speed and the rotor flux of the asynchronous machine by measuring the terminal quantities only
Congrès IFAC Lausane Sept 1983

[10] B.de FORNEL, CL. REBOULET, M. BOIDIN
Speed control by microprocessor for an induction machine fed by a static converter
Congrès IFAC Lausane Sept 1983

[11] ABBONDANTI, M. BRENNEN
Variable speed induction motor drives use electronic slip calculator based on motor voltages and currents
IEEE Transactions IA Vol 11.11. n° 5 Sept/Oct 1975

[12] E. CORNELL, T. LIPO
Modeling and design of controlled current induction motor drive system
IEEE Transaction IA Vol 11.13 n° 4 July/August 1977

[13] B. de FORNEL, JC HAPIOT, C. REBOULET, M. BOIDIN
Numerical speed control of a current fed asynchronous machine
Congrès ICEM 1980 Athènes

[14] G. CHOLET
Commande par microprocesseur d'un commutateur de courant pour moteur asynchrone de traction
CONUMEL 1983 Toulouse

[15] JC HAPIOT, M. PIETRZAK-DAVID, JL. BACH
Regulation de vitesse d'une machine asynchrone alimentée en courant sans capteur de vitesse
CONUMEL 1983 Toulouse

[16] L. DENONCIN, B. DETEMERMAN
Commande des machines alternatives alimentées pour onduleur de courant
Congrès AIM Liege Octobre 1983

[17] Brevet Télémécanique

[18] G. SEGUIER, F. NOTELET, J. PILLAIS
Détermination indirecte du glissement du moteur asynchrone triphasé pour la commande des équipements à vitesse variable
MECO TUNIS 1982

[19] G. SEGUIER, F. NOTELET
Electrotechnique industrielle
Technique et documentation Ed. Paris

[20] C. ROMBAUT, G. SEGUIER, JP SIX
Conditions d'emploi des gradateurs pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone à cage
Revu E. Vol XII n° 12 1977

[21] M. BOULIER, C. ROMBAUT, G. SEGUIER
Six thyristor AC Chopper feeding a 3 phase asynchronous motor : motor model allowing the calculus of the control characteristics
Congrès IFACS Lausane 1983

[22] R. CHAUPRADE, F. MILSANT
Commande électrique des moteurs alternatifs
Eyrolles Ed. Paris

[23] P. BOULET, F. NOTELET, M. ROMBAUT
Parameters of 3 phase asynchronous motor fed by variable frequency and voltage supply
IMACS TC-1 Liege Mai 1984

[24] F. NOTELET
Thèse dr ès Sciences n° 227 Lille

[25] F. NOTELET, P. BOULET, G. SEGUIER
Identification des paramètres du moteur asynchrone triphasé permettant de calculer le glissement à des fins de commande et de protection
1 rst IASTED Sym. on Applied Informatics
Lille, Mars 1983 Vol 2 pp 141-144

[26] M. ROMBAUT, J. PILAIS, C. ROMBAUT,G. SEGUIER
Elaboration du glissement en vue de la conduite du moteur asynchrone alimenté par un convertisseur de fréquence
Colloque Internationnal SEE Nice Mai 1984

[27] C. ROMBAUT, M. BOULIEZ, JP. SIX
Etude analitique de l'ensemble gradateur-moteur asynchrone
AIM Liege Octobre 1983.

****
** TABLE DE MATIERES **
****

INTRODUCTION p1.

CHAPITRE 1 : LE MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTE A TENSION ET A FREQUENCE VARIABLES p 5.

I. Schémas équivalents et relations générales p5.

I.1. Principe de fonctionnement p5.

I.2. Modélisation p6.

I.3. Calcul des puissances et du couple p8.

II. Fonctionnement du moteur à fréquence et tension nominales p9.

II.1. Calcul du couple électromagnétique p9.

II.2. Calcul du courant absorbé p12.

II.3. Calcul du flux résultant p14.

III. Fonctionnement du moteur à fréquence variable p15.

III.1. Relation entre le couple électromagnétique et le flux p16.

III.2. Etude du fonctionnement à flux constant p17.

III.2.1. Calcul du couple électromagnétique p17.

III.2.2. Calcul du courant absorbé p18.

III.2.3. Calcul de la tension d'alimentation p20.

III.3. Approximation du fonctionnement à flux constant : le fonctionnement à V_1/ω constant p21.

III.4. Etude du fonctionnement à courant constant p24.

III.4.1. Calcul du couple électromagnétique p24.

III.4.2. Calcul du flux résultant p26.

IV. conclusion p28

IV.1. Mode d'alimentation donnant le fonctionnement optimal p28.

IV.2. Une grandeur caractéristique : la fréquence rotorique p28.
IV.3. Commande pour un fonctionnement optimal du moteur p29.
IV.4. Approximation linéaire p29.

CHAPITRE 2 : LA VARIATION DES PARAMETRES DU MOTEUR ASYNCHRONE p30.

I. Introduction p30.
II. Etude de l'impédance magnétisante p33.
II.1. Essai au synchronisme p33.
II.2. Essai à vide p35.
II.3. Conclusion p36.
III. Etude de la résistance rotorique et de l'inductance de fuites totale p37.
III.1. Essais réalisés p37.
III.2. Variation de r'_2 et de N_1 et fonction de fr pour différentes valeurs de f p37.
III.3. Approcimation des valeurs de r'_2 et N_1 p40.
IV. Variations des constantes de temps du moteur asynchrone p40.
V. Conclusion P42.

CHAPITRE 3 : PRINCIPE DE LA DETERMINATION INDIRECTE DU GLISSEMENT p44.

I. Principe utilisé pour la détermination indirecte du glissement p45.
II. Mise en oeuvre du procédé p47.
II.1. Reconnaissance de la machine p47.
II.2. Détermination du glissement p48.
II.3. Critique de la méthode p48.

CHAPITRE 4 : COMMANDE ELECTRONIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE P50.

I. Principe de fonctionnement p50.
II. Pont redresseur p52.
III. Le commutateur de courant p54.
III.1. Principe de fonctionnement p54.
III.2. Les commutations p55.

III.2.1. Nature de la commutation p55.
III.2.2. Réalisation de la commutation forcée p57.
III.3. Initialisation du système p62.
IV. Electronique de commande p62
IV.1. Système de commande du pont redresseur p63
IV.1.1. Capteur de courant p63.
IV.1.2. Consigne courant p64.
IV.1.3. Générateur d'impulsion p64.
IV.1.4. Régulation, Tension de commande p66.
IV.2. Système de commande du commutateur de courant p67.
IV.2.1. Fréquence 6f p67.
IV.2.2. Trains d'impulsions de fréquence 6f p67.
IV.2.3. Adressage des thyristors p67.
IV.2.4. Diagramme temporel p69.
IV.3. Mise en puissance des impulsions de commande p69.

CHAPITRE 5 : MISE EN OEUVRE DE LA METHODE DE DETERMINATION INDIRECTE DU GLISSEMENT P72.
I. Principe p73.
I.1. Mesure des résistance et réactance apparentes du moteur p73.
I.2. Mise en oeuvre matérielle p75.
I.3. Mise en oeuvre logicielle p77.
I.4. Présentation du microprocesseur 8051 et de la carte SDK51 p80.
II. Interface puissance-microprocesseur p88.
II.1. Interface analogique p88.
II.1.1. Mesure U_1 p89.
II.1.2. Mesure de Ud p91
II.1.3. Mesure de Id p93
II.1.4. Les échelles p93
II.1.5. Impédance apparente du moteur p94.
II.2. Interface logique p99.
II.2.1. rôle de l'interface p99.
II.2.2. Traduction des grandeurs mesurées p100.
II.2.3. Traduction du glissement p101.
II.2.4. Horloge de commande p101.

II.2.5. Horloge externe p102.
II.2.6. Configuration des ports d'E/S p102.
III. Calcul du glissement p105.
III.1. Opérations spéciales p105.
III.1.1. Le signe égal p105.
III.1.3. Multiplication et division p106.
III.2. Mémoires utilisées p107.
III.2.1. Grandeurs mesurées p107.
III.2.2. Phase 1 p107.
III.2.3. Phase 2 p108.
III.2.4. Phase 3 p108.
III.2.5. Phase 4 p108.
III.3. Analyse phase par phase des calculs réalisés p109.
III.3.1. Phase 1 : calcul de r_1 p109.
III.3.2. Phase 2 ; calcul de Xo p109.
III.3.3. Phase 3 : calcul de $\omega_r T_2$ p110.
III.3.4. Phase 4 ; détermination du glissement p113.
IV. La mesure du temps p116.
IV.1. Compteur de temps (Timer) p116.
IV.1.1. Fonctionnement du Timer p116.
IV.1.2. Commande du Timer p117.
IV.2. Les interruptions p119.
IV.3. Réalisation d'une horloge à fréquence variable p121.
IV.3.1. Principe de réalisation p122.
IV.3.2. Initialisation et commande p123.
IV.4. Mesure de la période d'un signal extérieur p125.
IV.5. Sauvegarde p126.
V. Utilitaires et programme général p127.
V.1. Sous programmes moniteur P127.
V.1.1. Effacement de l'écran p127.
V.1.2. Ecriture de texte p128.
V.1.3. Ecriture d'une valeur de 2 bytes p128.
V.1.4. Entrée d'un caractère sur clavier p129.
V.1.5. Temporisation p129.
V.1.6. Utilisation des sous programmes p129.
V.2. Mémoires prédéfinies p132.
V.2.1. Messages affichés p132.
V.2.2. La table des sinus p132.

V.3. Mémoires de rangement p133.
V.4. Filtrage des courbes p133.
V.4.1. Filtrage de Xo p134.
V.4.2. Filtrage de $\omega_r T_2$ p135.
V.5. Tests de validité des résultats de la phase 4 p135.
V.5.1. Fonctionnement à vide : g tend vers zéro p135.
V.5.2. Le moteur est calé : g est égal à 1 p136.
V.6. Traduction hexadécimale - Décimale de g p137.
VI. Sous programme de mesure p139.
VI.1. Adressage des voies p139.
VI.2. Moyenne des mesures p140.
VI.3. Tests sur les mesures p141.
VI.4. Utilisation des mesures de précision p141.
VI.4.1. Mesures lors de l'essai à rotor calé p142.
VI.4.2. Mesures lors des autres phases p142.
VI.4.3. Appel des sous-programmes p142.
VII. Sous programme de division p143.
VII.1. Principe p143.
VII.2. Algorithme de calcul p144.
VII.3. Modalités d'utilisation p147.

CHAPITRE 6 : RESULTATS ET CONCLUSIONS p148.

I. Le moteur asynchrone utilisé p148.
II. La charge entrainée p149.
III. Phases de reconnaissance p149.
II.1. Mesure de la résistance r_1 p149.
II.2. Mesure de Xo en fonction de f p149.
III.3 Mesure de $\omega_r T_2$ en fonction de fr p151.
IV. Mesure du glissement, résultats. p152.

BIBLIOGRAPHIE p154.

TABLE DES MATIERES p157.

BIBLIOTHEQUE UNIVERSITAIRE SECTION DE SCIENCES LILLE

RESUME

Surtout dans les équipements à vitesse variable, la commande et la protection du moteur asynchrone triphasé demandent la connaissance de la grandeur caractérisant le mieux le fonctionnement de la machine, son glissement ou, ce qui revient au même, sa fréquence rotorique. Pour les moteurs à cage, la mesure du glissement nécessitait un capteur tachymétrique dont le coût et les inconvénients s'opposaient à l'automatisation de nombreux équipements.

L'objet de cette thèse est de montrer comment on peut déterminer indirectement le glissement à partir des seules grandeurs statoriques : fréquence, tension, courant et déphasage.

L'auteur rappelle d'abord les procédés de variation de vitesse du moteur asynchrone, les avantages de la commande à flux constant, et montre l'intérêt pour celle-ci de la connaissance de la fréquence rotorique.

Un algorithme simple permet la détermination de cette fréquence à partir des grandeurs statoriques à condition d'avoir, dans une phase préalable de reconnaissance préalable, relevé les paramètres caractéristiques de la machine. Mais ces paramètres varient ; il est possible de prendre en compte ces variations par une utilisation judicieuse de l algorithme.

L'auteur présente ensuite l'équipement prototype réalisé qui nécessite l'emploi d'un microprocesseur : convertisseur, électronique de commande, régulateur, interfaçage avec le microprocesseur.

Celui-ci guide l'utilisateur pendant la phase de reconnaissance, mémorise les informations recueillies. Ensuite, en fonctionnement normal à partir de ces informations et des grandeurs mesurées, il calcule et affiche le glissement.

MOTS CLES

Machine asynchrone

Convertisseur puissance

Vitesse variable

Glissement

Commande numérique

Temps réel

Microprocesseur