

وزارة الجامعات والبحث العلمي
Ministère aux Universités et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

REGLAGE DE VITESSE D'UN MOTEUR
ASYNCHRONE
CONCEPTION D'UNE CARTE
D'INTERFACE

Proposé par :
Mr B.HEMICI
Mr O.STIHI

Etudié par :
Mr K.HENTABLI
Mr T.L.BENMEBAREK

Dirigé par :
Mr B.HEMICI
Mr O.STIHI

PROMOTION
JUIN 1992

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

الدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE - المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*REGLAGE DE VITESSE D'UN MOTEUR
ASYNCHRONE
CONCEPTION D'UNE CARTE
D'INTERFACE*

Proposé par :

Mr B.HEMICI

Mr O.STIHI

Etudié par :

Mr K.HENTABLI

Mr T.L.BENMEBAREK

Dirigé par :

Mr B.HEMICI

Mr O.STIHI

PROMOTION

JUIN 1992

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

مكتبة المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail, à mes très chers parents, qui ont sacrifié toute leur vie afin de nous offrir tout ce qu'il y a de mieux dans ce bas monde. Qui m'ont appris le respect des valeurs humaine et le sens de la réalité.

Ainsi qu'à toute la famille.

T.L. BENMEBAREK

Je dédie ce modeste travail à:

-Ma très chère mère à qui je doit tout.

-Mon cher père.

-A mes frères et soeurs.

-A mon neveu Walid.

-A toute la famille.

K. HENTABLI

REMERCIEMENTS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Nos remerciements vont à tout le personnel du Génie électrique en général et en particulier à nos directeurs de recherches messieurs B.HEMICI et O.STIHI qui nous ont apporté aide et assistance tout au long de la concrétisation de ce mémoire .

Nos remerciements vont à Mrs R.TAHMI et A.BENSENOUCI qui ont bien voulu être membres de notre jury.

Nos remerciements vont également à M^{me} et M^r R.BOUBERTAKH pour l'aide morale et matérielle qu'ils nous ont apportée.

Nous tenant à remercier aussi M^{rs} A.DJEFFAL , A.M.BAHI , L.BARAZANE , M.S.BOUCHEKIT , K.RACHID , R.ILOUL et H.MADI et tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce modeste travail.

Que tous les étudiants des spécialités Automatique et Electrotechnique trouvent ici l'expression de notre reconnaissance et respect.

SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

GLOSSAIRE.

INTRODUCTION GENERALE.

CHAPITRE I: ETUDE THEORIQUE ET MODELISATION.

I.1.INTRODUCTION	2
I.2.ETUDE THEORIQUE	2
I.2.1.REDRASSEUR	3
I.2.2.ONDULEUR DE COURANT	3
I.2.3.MOTEUR ASYNCHRONE	4
I.3.MODELISATION	6
I.3.1.TRANSFORMATION DE PARK	7
I.3.2.CHOIX DU REFFERENTIEL	7
I.3.3.MODELISATION DE L'ONDULEUR	8
I.3.4.MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE	8
I.3.5.MODELISATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR MOTEUR	11
I.3.6.MODELISATION DE L'ENSEMBLE ONDULEUR, REDRESSEUR MOTEUR, ASYNCHRONE	12
I.4.SIMULATION ET INTERPRETATION	14
I.5.CONCLUSION	15

CHAPITRE II: OBSERVATEUR

II.1.INTRODUCTION	20
II.2.EQUATIONS DU SYSTEME A REGLER	20
II.2.OBSERVATEURS	21
II.2.1.THEORIE GENERALE	22
A.DEFINITIONS ET PRINCIPE	22
B.RELATIONS FONDAMENTALES	23
C.CONDITIONS D'EXISTANCE ET CHOIX DE LA DYNAMIQUE	
DE L'OBSERVATEUR	23
II.3.OBSERVATEUR D'UN SYSTEME MONOSORTIE	24
II.4.OBSERVATEUR D'UN SYSTEME MULTISORTIES	26
II.5.INTERPRETATION	28

CHAPITRE III : REGLAGE PAR ORIENTATION DE FLUX

III.1.INTRODUCTION	35
III.2.REGLAGE PAR FLUX ORIENTE	35
III.2.1.MODELE THEORIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE	35
III.2.2.THEORIE DU FLUX ORIENTE	36
III.2.3.REGULATION	38
III.2.4.CHOIX ET DIMENSIONNEMENT DES REGULATEURS	39
III.3.INTERPRETATION	42

CHAPITRE IV : REGLAGE D'ETAT

IV.INTRODUCTION	48
IV.1.LOI DE COMMANDE	48
IV.2.STRUCTURE OPTIMALE DE REGLAGE D'ETAT	49
IV.3.METHODES DE DETERMINATION DES COEFFICIENTS DU REGLAGE D'ETAT	50
IV.4.POLES ET EQUATIONS CARACTERISTIQUES	51
IV.5.DETERMINATION DE LA CONTRE REACTION D'ETAT	51
IV.6.DETERMINATION DU COEFFICIENT DE L'INTERVENTION DIRECTE DE LA GRANDEUR DE CONSIGNE	52
IV.7.GENERALISATION AU CAS MULTIVARIABLE	52
IV.8.REGLAGE D'ETAT AVEC OBSERVATEUR	53
IV.9.STRUCTURE GENERALE	53
IV.10.PRINCIPE DE SEPARATEUR	54
IV.11.DECOUPPAGE	54
IV.12.STRUCTURE DU REGLAGE D'ETAT AVEC DECOUPPAGE	55
IV.13.METHODE DE BUHLER	56
IV.14.INTERPRETATION	60
IV.15.CONCLUSION	61

CHAPITRE V : IBM PC ET INTERFACES

V.INTRODUCTION	69
V.1.ARCHITECTURE DE L'IBM PC	69
V.2.INTEL 8088	70
V.3.GENERALITES SUR LES INTERFACES	72
V.4.L'INTERFACE PROGRAMMABLE PARALLELE: P.P.I 8255	73

CHAPITRE VI : CONCEPTION D'UNE CARTE D'INTERFACE

VI.1.INTRODUCTION	82
VI.2.PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT	82
VI.2.1.AMPLIFICATION	83
VI.2.2.BLOC DE DECODAGE	84
VI.2.3.MULTIPLÉXAGE ET DEMULTIPLÉXAGE	85
VI.2.4.CONVERSION	85
VI.2.5.ECHANTILLONNAGE	86
VI.2.6.VEROULLAGE	87
VI.2.7.FILTRAGE	89
VI.3.ORGANIGRAMME	90
VI.4.SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA CARTE D'INTERFACE	91
SCHEMA ELECTRIQUE DE LA CARTE D'INTERFACE	92

CONCLUSION GENERALE

BIBLIOGRAPHIE

ANNEXE

GOLOSSAIRE.

NOTATIONS :

R_s	: RESISTANCE STATORIQUE.
R_r	: RESISTANCE ROTORIQUE.
L_s	: INDUCTANCE CYCLIQUE STATORIQUE.
L_r	: INDUCTANCE CYCLIQUE ROTORIQUE.
L_m	: INDUCTANCE CYCLIQUE MUTUELLE.
U_{ds}	: TENSION STATORIQUE.
U_{qs}	: TENSION STATORIQUE.
U_{dr}	: TENSION ROTORIQUE.
U_{qr}	: TENSION ROTORIQUE.
I_{ds}	: COURANT STATORIQUE.
I_{qr}	: COURANT ROTORIQUE.
I_{dr}	: COURANT ROTORIQUE.
I_{qs}	: COURANT STATORIQUE.
J	: MOMENT D'INERTIE DU ROTOR.
T_L	: COUPLE DE CHARGE.
ω_s	: VITESSE STATORIQUE.
ω_r	: VITESSE ROTORIQUE.
P	: NOMBRE DE PAIRE DE POLES.
f	: COEFFICIENT DE FROTTEMENT.
X_r	: VECTEUR D'ETAT ESTIME.
X_R	: VECTEUR D'ETAT DU REGULATEUR.
X_S	: VECTEUR D'ETAT DU SYSTEME.
X	: VECTEUR D'ETAT GLOBAL.
A_c, B_c, C_c	: ELEMENTS DU SYSTEME CONTINU.
A_d, B_d, C_d	: ELEMENTS DU SYSTEME ECHANTILLONNE.
A, B, C	: ELEMENTS DU SYSTEME GLOBAL

INTRODUCTION

Vu les avantages que présente le moteur asynchrone et plus particulièrement le moteur à cage d'écurueil par rapport aux autres machines électriques (robustesse, longue durée de vie, son prix peu élevé, facilité d'emploi...), on présentera dans ce mémoire, différentes techniques de réglage numériques, essayant ainsi d'élargir le champ d'application de ce moteur.

Ces techniques nécessitant l'emploi de microprocesseur, on essaiera par la même occasion de concevoir une carte d'interface pouvant être utilisée sur n'importe quel IBM PC ou compatible ayant un microprocesseur de type INTEL 8088 qui est le courant sur le marché algérien.

ORGANISATION DU MEMOIRE.

Ce mémoire se divise en six chapitres.

Chapitre I: On introduira dans cette partie une nouvelle méthode de modélisation de l'association Redresseur, Onduleur, Moteur Asynchrone, réduisant ainsi le nombre d'équations différentielles, donc facilité d'implantation du modèle sur le microprocesseur et minimisation du temps de calcul.

Chapitre II: On présentera la théorie générale donnant la structure d'un observateur d'état; introduite par D.G. LUENBERGER; d'un système linéaire (ou linéarisé). On donnera une méthode pour la réalisation d'un observateur minimal associé à un système mono-sortie, qui sera généralisée pour un système multi-sorties.

Chapitre III: La première technique de réglage numérique étudiée dans ce chapitre, a été introduite dans les années 70 avec l'apparition de la théorie du flux orienté. Pour cette raison on abordera cette théorie "dite classique" afin de pouvoir faire une étude comparative avec les techniques de réglage qui seront détaillées dans le chapitre suivant.

Chapitre IV: Dans ce chapitre, on donnera la structure d'un réglage d'état, on développera les relations générales de ce réglage pour des systèmes monovariabiles, puis on fera une généralisation pour les systèmes multivariabiles. On présentera en particulier, deux méthodes, l'une faisant appel à la forme canonique et l'autre permettant le découplage.

On décrira brièvement la structure de réglage d'état avec observateur et que ce type de réglage nécessite la connaissance des grandeurs d'états, qui sont généralement difficiles voir impossible à mesurer.

Chapitre V: Dans cette partie, on donne quelques brèves notions sur l'IBM PC en décrivant son bus et l'un de ces microprocesseur; INTEL 8088.

On introduira ensuite les interfaces et on présentera en détail l'interface CPU M8088 qu'on utilisera dans la conception d'une carte d'interface.

Chapitre VI: Ce chapitre est la conséquence directe des chapitres précédents.

On terminera notre travail par une conclusion générale.

CHAPITRE I

ETUDE THEORIQUE MODELISATION

1. INTRODUCTION

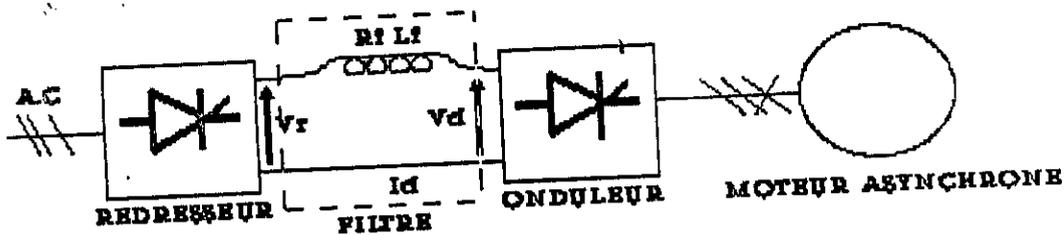
Avec le développement de l'électronique de puissance et de l'informatique, de nouvelles méthodes de réglages des moteurs électriques ont vu le jour, évitant ainsi l'emploi des régulateurs analogiques et les différents problèmes qui leur sont associés.

Pour mieux utiliser ces nouvelles techniques, on essaiera dans ce chapitre de trouver une modélisation du système à régler permettant de réduire le plus possible, le nombre des équations différentielles.

2. ETUDES THEORIQUE

Dans cette partie, on établira les équations mathématiques des différents organes électriques constituant notre système:

- redresseur à thyristors avec self de lissage.
- onduleur de courant autocommuté.
- moteur asynchrone à cage d'écureuil.



Fig(I.1):Schéma de principe.

I.2.1. REDRESSEUR

On utilise un redresseur à thyristors classique, la valeur moyenne de la tension redressée est :

$$V_R = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U \cos \alpha \quad (I.1)$$

Pour la commande du redresseur, on remplacera $\cos \alpha$ par une commande en arccos de la forme :

$$\cos \alpha = \frac{V_c}{V_p} \quad (I.2)$$

où V_p est la tension de référence et V_c et la nouvelle tension de commande de l'angle d'ammorçage des thyristors.

L'équation (I.1) devient alors :

$$V_R = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \frac{U}{V_p} V_c \quad (I.3)$$

L'équation du redresseur et du filtre est :

$$V_R = L_F \frac{dI_d}{dt} + R_F I_d + V_d \quad (I.4)$$

I.2.2. ONDULEUR DE COURANT

L'onduleur de courant à thyristors autocommutées fournit au moteur des courants périodiques en crénneaux. En choisissant la position de l'axe des ordonnées telle que les courants soient des fonctions paires, le développement en série de FOURIER donne :

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \dots \right]$$

$$i_b = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{5} \cos \left(5\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{7} \cos \left(7\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \dots \right]$$

$$i_c = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \left[\cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{5} \cos \left(5\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{7} \cos \left(7\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) - \dots \right]$$

(I.5)

I.2.3. MOTEUR ASYNCHRONE

Vu la grande complexité que présente le moteur asynchrone, son étude est facilitée par les hypothèses simplificatrices suivantes [3], [4]:

-les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.

-l'effet de peau est négligeable ainsi que l'effet d'encochage.

-la saturation du circuit magnétique et les courants de FOUCAULT sont négligeables.

-la machine est symétrique à entrefer constant.

-le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté.

En tenant compte de ces hypothèses, on obtient sous forme matricielle les équations suivantes:

$$[u_{a,b,c}]_s = R_s [i_{a,b,c}]_s + \frac{d}{dt} [\varphi_{a,b,c}]_s \quad (I.6)$$

$$[u_{a,b,c}]_r = R_r [i_{a,b,c}]_r + \frac{d}{dt} [\varphi_{a,b,c}]_r \quad (I.7)$$

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques sont:

$$[\varphi_{a,b,c}]_s = [L_s] [i_{a,b,c}]_s + [L_m] [i_{a,b,c}]_r \quad (I.8)$$

$$[\varphi_{a,b,c}]_r = [L_r] [i_{a,b,c}]_r + [L_m] [i_{a,b,c}]_s \quad (I.9)$$

avec

$$[u_{a,b,c}]_s = [u_{as} \ u_{bs} \ u_{cs}]^T$$

$$[u_{a,b,c}]_r = [u_{ar} \ u_{br} \ u_{cr}]^T$$

$$[i_{a,b,c}]_s = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$$

$$[i_{a,b,c}]_r = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$$

$$[\varphi_{a,b,c}]_s = [\varphi_{as} \ \varphi_{bs} \ \varphi_{cs}]^T$$

$$[\varphi_{a,b,c}]_r = [\varphi_{ar} \ \varphi_{br} \ \varphi_{cr}]^T$$

et

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{sp} & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sp} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_{sp} \end{bmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{rp} & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rp} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_{rp} \end{bmatrix}$$

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

En substituant (I.8) et (I.9) dans (I.6) et (I.7) on obtient:

$$[u_{a,b,c}]_s = R_s [i_{a,b,c}]_s + [L_s] \frac{d}{dt} [[L_m] [i_{a,b,c}]_r] \quad (I.10)$$

$$[u_{a,b,c}]_r = R_r [i_{a,b,c}]_r + [L_r] \frac{d}{dt} [[L_m] [i_{a,b,c}]_r] \quad (I.11)$$

A ce niveau, on remarque que l'étude du système tel qu'il est réellement, pose beaucoup de problèmes du fait que le système d'équations obtenue est à coefficients variables. D'où la nécessité de trouver un modèle mathématique équivalent au moteur réel et où les coefficients seraient constants.

I.3. MODELISATION

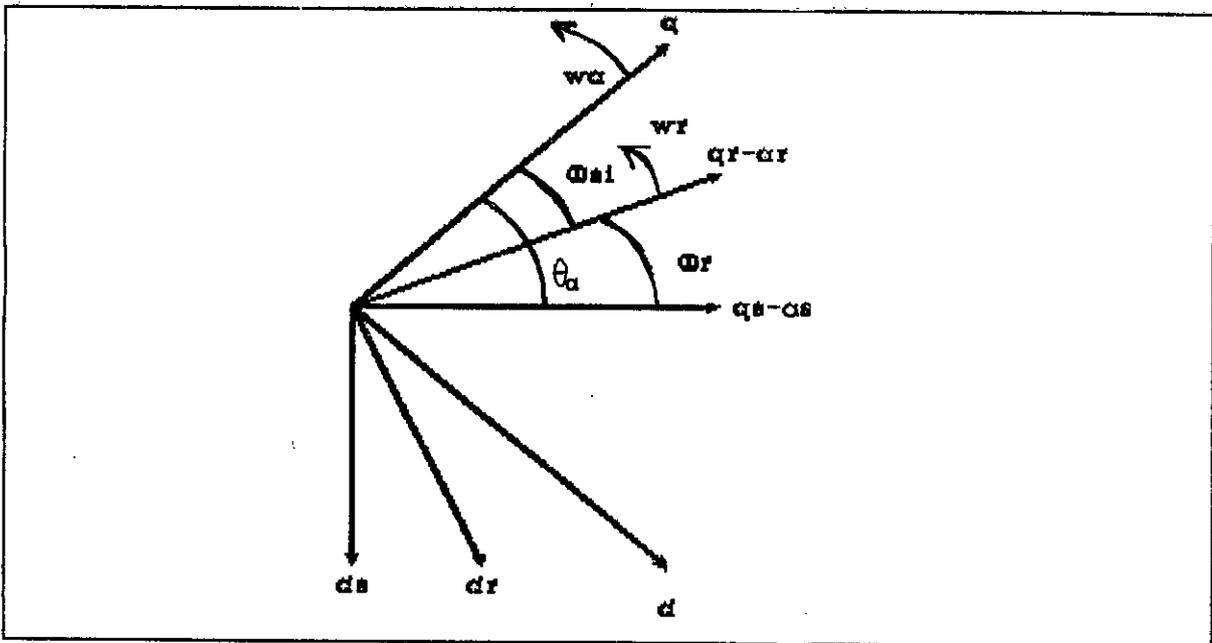
Afin de résoudre le problème précédemment rencontré, on est obligé de recourir à certaines transformations usuelles. Dans notre étude on adoptera la transformation de PARK pour ses commodités de calcul.

I.3.1. TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de PARK permet le passage d'un système triphasé réel (a,b,c) à un autre système orthogonal (d,q,o) qui lui est équivalent, voir Fig.(I.2).

as: phase statorique, qs-ds axes liés au stator, qr-dr axes liés au rotor, q-d nouveaux axes. Notre système étant isolé de la terre et supposé parfaitement symétrique la composante homopolaire est nulle. Le passage du système (a,b,c) au système (d,q) se fera donc par l'intermédiaire de la matrice de PARK généralisée:

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



Fig(I.2):Diagramme des phases.

comme suit:

$$[g_{qd}] = [A] [g_{a,b,c}] \quad (I.12)$$

avec:

$$[g_{dq}] = [g_d \ g_q]^T$$

$$[g_{a,b,c}] = [g_a \ g_b \ g_c]^T$$

où g est une grandeur physique qui peut être un courant, une tension ou un flux.

I.3.2.CHOIX DU REFERENTIEL.

La transformation de PARK peut être faite suivant différents référentiels.

Dans ce qui suit on optera pour le référentiel lié au champ tournant, du fait que les courants i_d et i_q deviennent continus,

donc le modèle du moteur se rapprochera le plus du moteur à courant continu.

On prendra dans ce qui suit $\omega_s = \omega_r$.

I.3.3. MODELISATION DE L'ONDULEUR.

Des équations (I.5) et (I.12) on obtient:

$$i_{qs} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[1 - \frac{2}{35} \cos 6\omega_s t - \frac{2}{143} \cos 12\omega_s t - \dots \right] \quad (\text{I.14})$$

$$i_{ds} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[1 - \frac{12}{35} \cos 6\omega_s t - \frac{24}{143} \cos 12\omega_s t - \dots \right] \quad (\text{I.14})$$

et cela en tenant compte du fait qu'à l'instant $t=0s$, les axes q et a sont alignés.

Si on néglige les amplitudes des harmoniques supérieures [1], les courants s'écriront:

$$i_{qs} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \quad (\text{I.15})$$

$$i_{ds} = 0 \quad (\text{I.16})$$

Si on considère de plus, qu'il n'y a pas de dissipation d'énergie dans l'onduleur, alors la puissance électrique à sa sortie est égale à celle qui y entre [3].

$$V_d I_d = \frac{3}{2} (v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs}) \quad (\text{I.17})$$

D'après les équations (I.15) et (I.16), l'éq.(I.17) devient

$$V_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{qs} \quad (\text{I.18})$$

I.3.4. MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE.

I.3.4.1. EQUATIONS DE TENSIONS.

D'après l'équation (I.12) on a:

$$[u_{dq}]_s = [A] [u_{a,b,c}]_s \quad (\text{I.19})$$

$$[u_{dq}]_r = [A] [u_{a,b,c}]_r \quad (\text{I.20})$$

donc,

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \quad (\text{I.21})$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \varphi_{ds} \quad (\text{I.22})$$

$$u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \quad (\text{I.23})$$

$$u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \quad (\text{I.24})$$

Du fait que le moteur est à cage d'écureuil,

$$[u_{a,b,c}]_r = [0] \quad \text{ce qui implique } [u_{dq}]_r = [0]$$

I.3.2.4. EQUATION DES FLUX.

$$[\varphi_{dq}]_s = [A] [\varphi_{a,b,c}]_s \quad (I.25)$$

$$[\varphi_{dq}]_r = [A] [\varphi_{a,b,c}]_r \quad (I.26)$$

on a,

$$\varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (I.27)$$

$$\varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (I.28)$$

$$\varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (I.29)$$

$$\varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (I.30)$$

I.3.4.3. EQUATIONS DE PUISSANCE ET DE COUPLE.

La puissance instantannée est donnée par

$$p(t) = u_{as} i_{as} + u_{bs} i_{bs} + u_{cs} i_{cs}$$

qui devient en utilisant la transformation de PARK:

$$p(t) = (3/2) (u_{ds} i_{ds} + u_{qs} i_{qs}) \quad (I.31)$$

En substituant l'eq. (I.21) et (I.22) dans l'eq. (I.31) et en multipliant par dt on obtient:

$$dW_{em} = [(3/2) R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2)] + [(3/2) \omega_s (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) dt] + [(3/2) (d\varphi_{ds} i_{ds} + d\varphi_{qs} i_{qs})] \quad (I.32)$$

tel que :

- le premier terme représente l'énergie perdue par effet Joule.
- le second représente l'énergie transformée du stator au

rotor.

-le troisième représente la variation d'énergie mécanique.
Le couple électromagnétique devient:

$$T_{em} = \frac{dW_{em}}{\Omega_s dt} = \frac{3}{2} P [\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}] \quad (I.33)$$

En substituant les équations (I.27) à (I.30) dans l'éq (I.33) on obtient:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} P [\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}] \quad (I.34)$$

or $T_{em} = T_{mec}$

donc

$$T_{mec} = \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{f}{p} \omega_r + T_l \quad (I.35)$$

I.3.5. MODELISATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR MOTEUR.

Si on considère que le courant I_d est parfaitement lissé; invariant dans le temps; on aura d'après les éq. (I.15), (I.16), (I.23), (I.24) et (I.34):

$$\frac{d\varphi_{qr}}{dt} = -(\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} - R_r i_{qr} \quad (I.37)$$

D'après les éq. (I.27) et (I.28) on tire,

$$i_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \quad (\text{I.38})$$

$$i_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (\text{I.39})$$

En substituant ces équations dans (I.36) et (I.37) les équations finales du modèle onduleur-moteur sont:

$$\frac{d\Phi_{dr}}{dt} = (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} \quad (\text{I.40})$$

$$\frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -(\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs} \quad (\text{I.41})$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} p^2 \frac{L_m}{J} \Phi_{dr} i_{qs} - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{p}{J} T_1 \quad (\text{I.42})$$

I.3.6. MODELISATION DE L'ENSEMBLE ONDULEUR REDRESSEUR MOTEUR.

En multipliant l'éq. (I.4) par $\pi/3\sqrt{3}$ [2] on a:

$$\begin{aligned} \frac{\pi}{3\sqrt{3}} V_R = \frac{\pi^2}{18} L_F \frac{d}{dt} \left[\frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \right] + \left[\frac{\pi^2}{18} R_F \right] \left[\frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \right] \\ + \frac{\pi}{3\sqrt{3}} V_d \end{aligned} \quad (\text{I.43})$$

En posant :

$$\begin{aligned}
 V_R' &= \frac{\pi}{3\sqrt{3}} V_R \\
 L_d &= \frac{\pi^2}{18} L_F \\
 I_d' &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \\
 R_d &= \frac{\pi^2}{18} R_F \\
 V_d' &= \frac{\pi}{3\sqrt{3}} V_d
 \end{aligned} \tag{I.44}$$

En utilisant les éq. (I.3) et (I.44),

$$V_R' = L_d \frac{d}{dt} I_d' + R_d I_d' + V_d' \tag{I.45}$$

$$\begin{aligned}
 V_R' &= \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U}{V_p} V_c \\
 I_d' &= i_{qs} \\
 V_d' &= v_{qs}
 \end{aligned} \tag{I.46}$$

En remplaçant les eq. (I.15) à (I.18), (I.27) et (I.28) dans (I.22), on obtient l'éq. (I.47)

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{R_s + R_d + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2}}{L_s + L_d - \frac{L_m^2}{L_r}} i_{qs} + \frac{\frac{L_m R_r}{L_m^2}}{L_s + L_d - \frac{L_m^2}{L_r}} \varphi_{qr}^- \\
 &\quad - \frac{\frac{L_m}{L_r}}{L_s + L_d - \frac{L_m^2}{L_r}} \varphi_{dr}^+ + \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U}{V_p} V_c}{L_s + L_d - \frac{L_m^2}{L_r}}
 \end{aligned} \tag{I.47}$$

D'où les équations finales du modèle Redresseur-Onduleur-Moteur sont:

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{R_s + R_d + \frac{L_m^2 R_r}{L_r^2}}{L_s + L_d - \frac{L_m^2}{L_r}} i_{qs} + \frac{\frac{L_m R_r}{L_m^2}}{L_s + L_d - \frac{L_m^2}{L_r}} \phi_{qr} - \frac{\frac{L_m}{L_r}}{L_s + L_d - \frac{L_m^2}{L_r}} \phi_{dr} + \frac{\sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U}{V_p}}{L_s + L_d - \frac{L_m^2}{L_r}} V_c \quad (I.48)$$

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} = (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{dr} \quad (I.49)$$

$$\frac{d\phi_{qr}}{dt} = (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{qr} - \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs} \quad (I.50)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} p^2 \frac{L_m}{J} \phi_{dr} i_{qs} - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{p}{J} T_l \quad (I.51)$$

I.4. SIMULATION ET INTERPRETATION.

On utilisera pour la simulation numérique des différents modèles le logiciel SIMNON pour sa facilité de programmation, sa rapidité et sa précision de calcul. Il permet en plus de simuler des systèmes non linéaires, linéaires, discrets et cela en faisant des connections interactives entre eux.

Les courbes obtenues par simulation sont représentées ci-dessous:

-Les fig.(I.3) et (I.7) représentent la vitesse du moteur

asynchrone du point de repos à l'établissement du régime permanent.

Le démarrage du moteur alimenté en courant est plus lent que celui alimenté en tension, car dans le premier cas le courant est limité, alors que dans le second il ne l'est pas (on limite la tension).

-Les Fig.(I.4) et (I.8) représentent le couple électromagnétique du moteur.

Au démarrage, le couple augmente rapidement et dépasse sa valeur nominale car il doit vaincre l'inertie du rotor et le couple résistant.

-Les Fig.(I.5), (I.9) et (I.6), (I.10) représentent respectivement les flux rotoriques φ_{qr} et φ_{dr} .

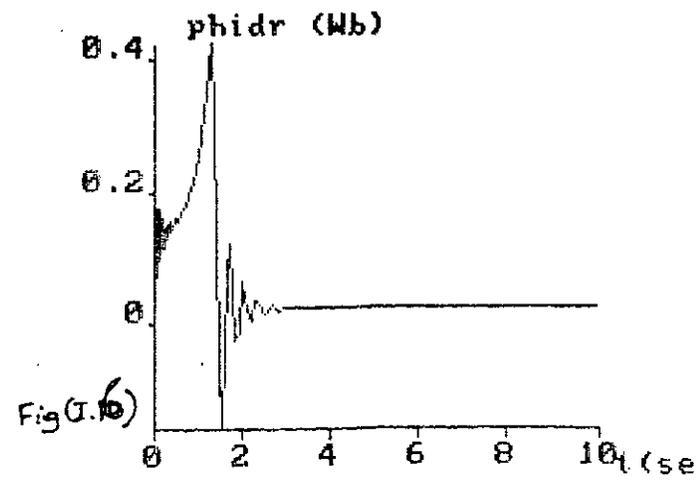
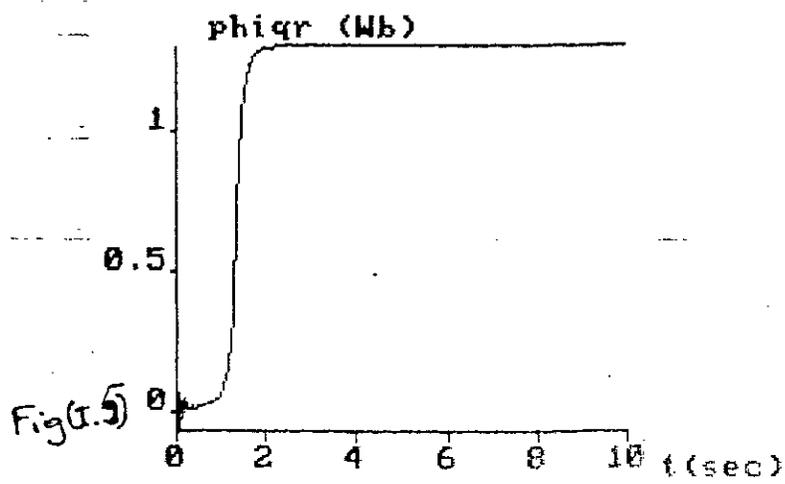
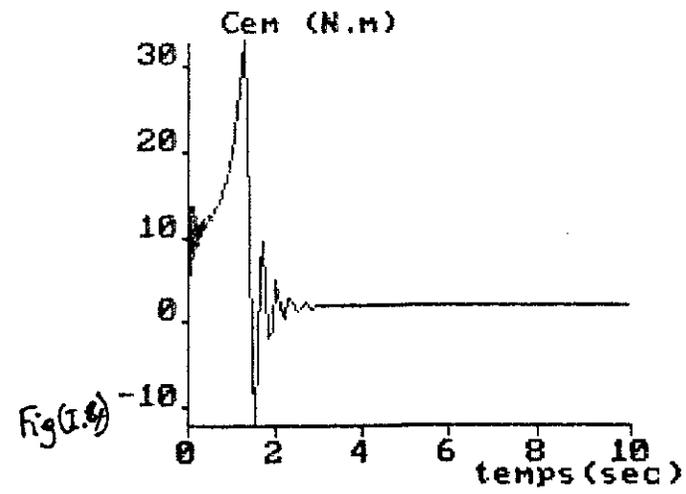
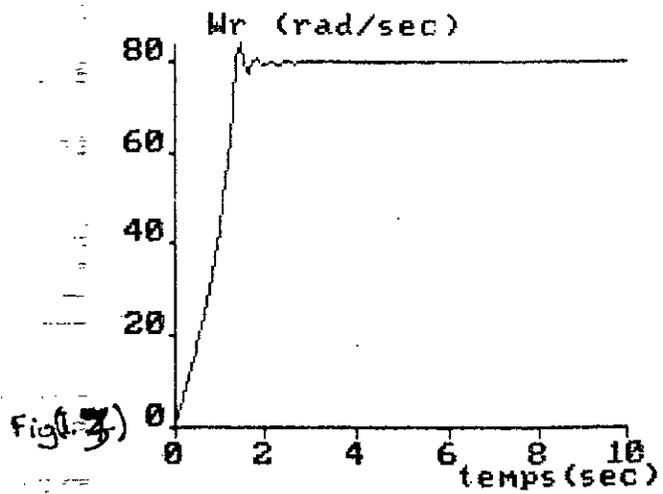
-La Fig.(I.11) représente le courant statorique qui ne diffère du courant réel que par un coefficient de proportionnalité.

Ce courant est intimement lié au couple électromagnétique vu qu'un couple important nécessite une puissance importante, d'où l'augmentation de courant.

Dans notre cas, pendant le démarrage le courant augmente avec l'augmentation du couple, puis diminue lorsque ce dernier chute brusquement. Au régime permanent, le couple se stabilise, le courant atteindra alors sa valeur nominale.

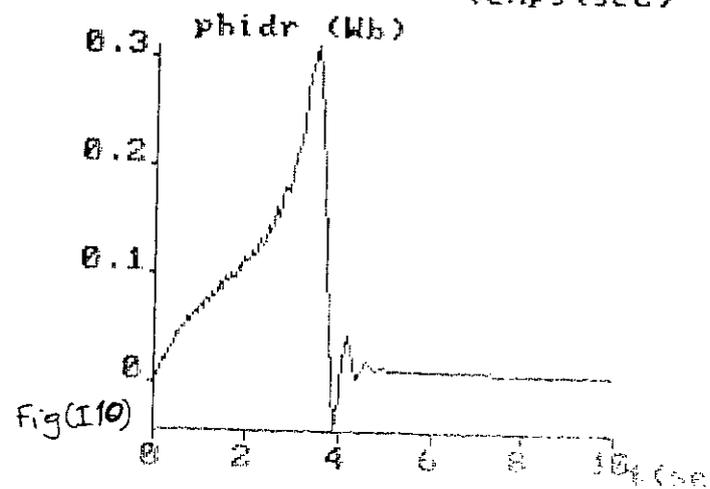
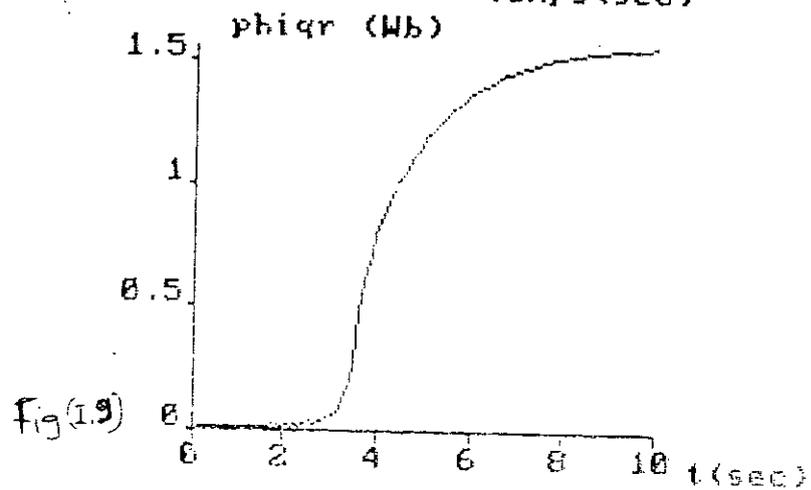
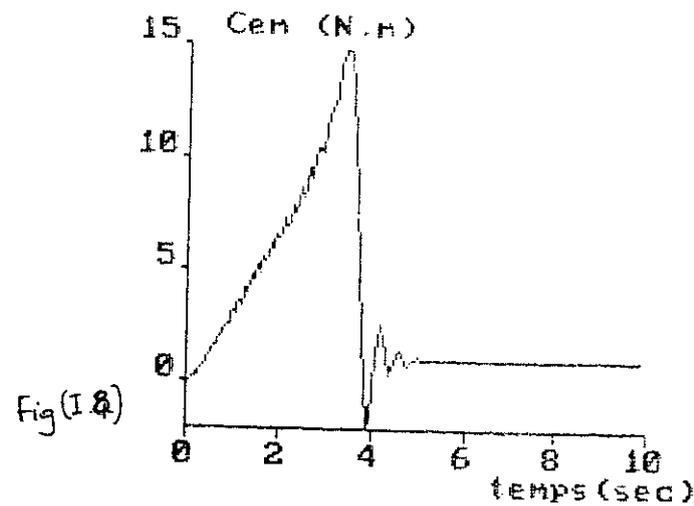
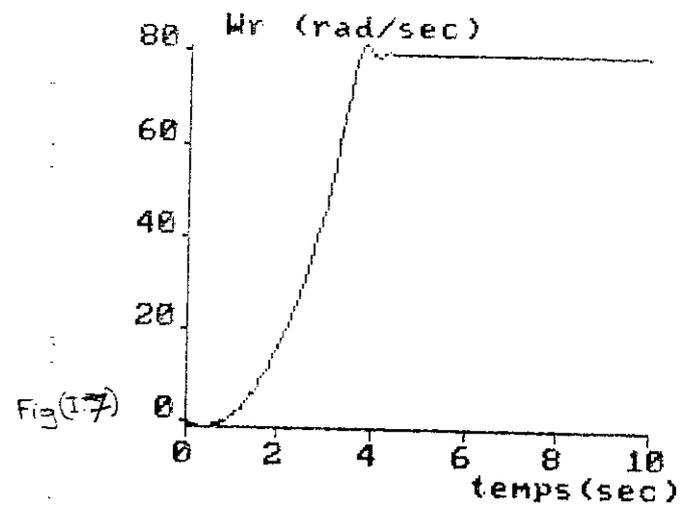
I.5.CONCLUSION.

Le premier modèle présente un temps de réponse nettement meilleur que celui du second. Malgré cela, on préférera le second (redresseur, onduleur, moteur) car ses courbes se rapprochent plus de la réalité que celles du premier. En effet, un courant continu fourni par un redresseur n'est jamais parfaitement lissé surtout pendant le régime transitoire.



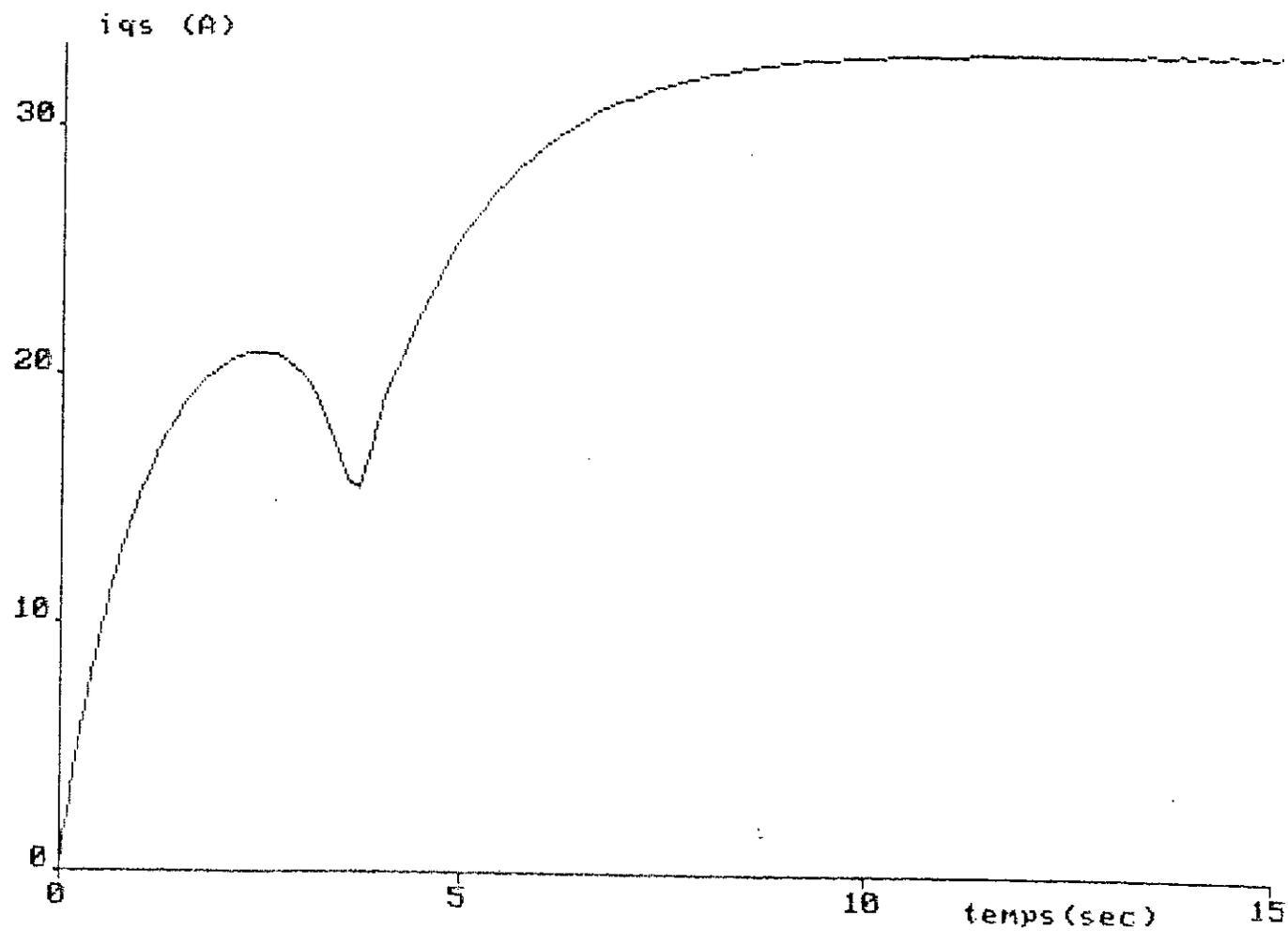
SIMULATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE

16



SIMULATION DE L'ASSOCIATION REDRESSEUR-ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONES

11



Fig(I11) SIMULATION DE L'ASSOCIATION REDRESSEUR-ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE ◀

CHAPITRE II

OBSERVATEUR.

II.1 INTRODUCTION

La compensation par réaction d'état suppose que les composantes du vecteur d'état impliquées dans la matrice de contre-réaction d'état sont directement accessibles, ce n'est toujours pas le cas dans la pratique où on n'a accès qu'aux entrées et sorties et éventuellement à quelques autres états. Il faut donc pouvoir adapter une méthode qui n'utilise que les entrées et les sorties du système à régler.

Une telle technique consiste à recourir à la théorie des OBSERVATEURS OU ESTIMATEURS D'ETATS, qui permet la reconstitution des variables non directement accessibles.

Dans ce chapitre, on établira les équations de base pour le système à régler; à savoir les équations d'états du système linéarisé puis échantillonnées. On présentera ensuite la théorie générale donnant la structure d'un observateur d'état introduite par D.G. LUENBERGER, on donnera une méthode pour la réalisation d'un observateur minimal associé à un système mono-sortie, puis on généralisera les résultats obtenus pour un système multi-sorties.

A noter que l'emploi des estimateurs n'est possible que si le système est observable. En ce qui concerne la vérification de l'observabilité d'un système, voir [9].

II.2 EQUATION DU SYSTEME A REGLER

Comme on l'a établi au chapitre précédent, les équations différentielles régissant l'ensemble Redresseur, Onduleur, Moteur Asynchrone présentent un système non linéaire. Comme le traitement des systèmes non linéaires est très compliqué, on essaie de linéariser notre système par introduction de petites variations autour d'un point de fonctionnement selon [4]. Cependant, les résultats obtenus ne sont valables que dans un certain domaine de fonctionnement.

La linéarisation du système d'équations (I.48), (I.49), (I.50) et

(I.51) autour d'un point de fonctionnement pris dans le régime établi, fournit le système d'équations d'état continues:

$$\begin{aligned} \dot{X}_s(t) &= A_c X_s(t) + B_c U(t) + E_c V \\ Y(t) &= C_c X_s(t) \end{aligned} \tag{II.1}$$

avec:

$$A_c = \begin{bmatrix} -N/D & L_m R_r (L_r^2 D) & -L_m w_{ro} / (L_r D) & L_m \varphi_{dro} / (L_r D) \\ R_r L_m / L_r & -R_r / L_r & -(w_{so} - w_{ro}) & \varphi_{dro} \\ 0 & (w_{so} - w_{ro}) & -R_r / L_r & \varphi_{qro} \\ -3p^2 L_m \varphi_{dro} / (L_r J) & 0 & 3p^2 L_m i_{qso} / (2L_r J) & -f/J \end{bmatrix}$$

$$B_c = \begin{bmatrix} \sqrt{3} U / (V_p D) & 0 \\ 0 & -\varphi_{dro} \\ 0 & \varphi_{qro} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad E_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -P/J \end{bmatrix} \quad C_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

et,

$$N = R_r + R_s + (L_m / L_r)^2 R_r \quad D = L_r + L_s - (L_m)^2 / L_r$$

L'échantillonnage du système continu donne le système d'équations discret selon [9],[10]:

$$X_s[k+1] = A_d X_s[k] + B_d U[k] + E_d V \tag{II.2}$$

$$Y[k] = C_d X_s[k]$$

A noter que le choix de la période d'échantillonnage satisfait les considérations faites dans [8],[9].

II.3 OBSERVATEURS

Puisque qu'il n'est pas facile de mesurer le flux, son observation s'impose. Il s'agit dans ce cas d'une estimation de sa grandeur. Dans ce but, on part des équations d'état du système

discret (II.2).

$$X_s[k+1] = A_d X_s[k] + B_d U[k] \tag{II.3}$$

$$Y[k] = C_d X_s[k]$$

où l'on néglige l'influence de la grandeur de perturbation.

II.2.1 THEORIE GENERALE

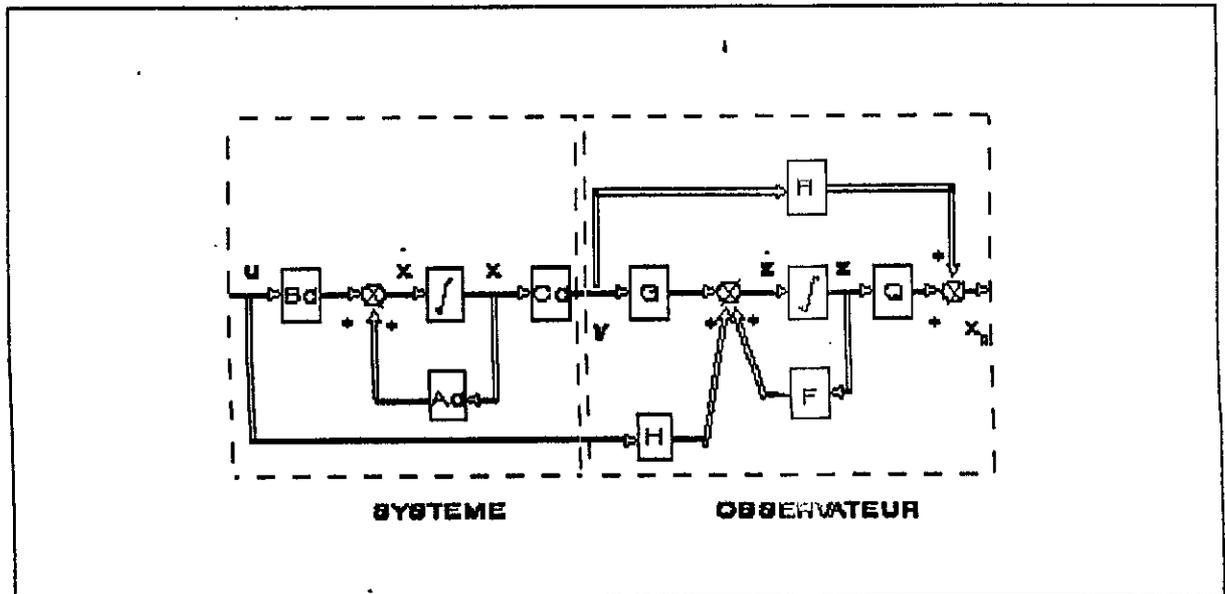
A. DEFINITIONS ET PRINCIPE

Un observateur est un système dynamique linéaire invariant à partir de la connaissance de ses entrées et de ses sorties.

L'observateur sera décrit par:

$$Z[k+1] = F Z[k] + G Y[k] + H U[k] \tag{II.4}$$

$$X_r[k] = Q Z[k] + R Y[k]$$



Fig(II.1): Structure générale d'un observateur.

Dans ces équations:

- 1- Z est le vecteur d'état de l'observateur, Y et U sont ses vecteurs d'entrées.
- 2- F est la matrice d'évolution de l'observateur, G et H sont les matrices d'application des entrées, Q est sa matrice d'observation, R est l'analogue de la matrice de transmission directe D.

B- RELATIONS FONDAMENTALES

Le système et l'observateur étant supposés linéaires. La relation liant X_s et Z est sous la forme:

$$Z[k] = L X_s[k] + \epsilon[k] \quad (\text{II.5})$$

et on peut écrire à partir des équations du système (II.3) et de l'observateur (II.4)

$$L X_s[k+1] + \epsilon[k+1] = F (L X_s[k] + \epsilon[k]) + G Y[k] + H U[k] \quad (\text{II.6})$$

$$(L A_d - F L - G C_d) X_s[k] + (L B_d - H) U + \epsilon[k+1] - F \epsilon[k] = 0 \quad (\text{II.7})$$

relation qui doit être vraie quels que soient U et X_s .

La matrice L existera donc effectivement si sont vérifiées les conditions:

$$L A_d - F L = G C_d \quad L B_d = H, \quad \epsilon[k+1] = \epsilon[k] \quad (\text{II.8})$$

La première condition est satisfaite si A_d et F n'ont pas de valeurs propres communes. La seconde condition définira la matrice H. Quant à la troisième elle nous servira à définir la dynamique de l'observateur.

C. CONDITIONS D'EXISTENCE ET CHOIX DE LA DYNAMIQUE DE L'OBSERVATEUR.

On choisira en conséquence la dynamique de l'observateur plus rapide que celle du système à observer (plus la dynamique est

rapide, plus la réalisation est délicate). D'après l'éq. (II.8) les valeurs propres de F doivent être évidemment situées à l'intérieur du cercle unité.

En régime établi ($\epsilon=0$, $X_r=X_s$).

$$\begin{aligned} X_s[k+1] &= A_d X_s[k] + B_d U[k] \\ &= Q Z[k+1] + R Y[k+1] \\ &= Q L X_s[k+1] + R C_d X_s[k+1] \end{aligned} \quad (\text{II.9})$$

Soit

$$[Q \ R] \begin{bmatrix} L \\ C_d \end{bmatrix} = I_n \quad (\text{II.10})$$

Cela est possible si

$$\text{rang } [Q \ R] \geq n \quad \text{rang } \begin{bmatrix} L \\ C_d \end{bmatrix} \geq n$$

n: étant la dimension du système à régler.

le rang étant limité par le nombre des colonnes, cette seconde condition s'écrit:

$$\text{rang } \begin{bmatrix} L \\ C_d \end{bmatrix} = n \quad (\text{II.11})$$

Si le système possède p sorties, C_d à p lignes et L devra en avoir (n-p) qui est l'ordre de l'observateur.

II.4 OBSERVATEUR D'UN SYSTEME MONO-SORTIE

C est une matrice ligne. La condition (II.11) montre qu'il doit être possible de prendre pour L une matrice (n-1, n), l'observateur étant d'ordre (n-1). Supposons que le système (II.3) est observable, nous l'écrirons dans une base où \tilde{A} est sous forme compagne, et C sous la forme [0 0 ... 0 1] avec:

$$\tilde{A} = M^{-1} A M = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & -a_0 \\ 1 & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 1 & 0 & -a_{n-2} \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 1 & -a_{n-1} \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

où M est la matrice de transformation qui permet d'avoir la forme canonique d'observabilité selon le procédé établi dans [8],[11]. avec $\det(zI-A)=z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + a_0$ qui est le polynôme caractéristique de A. Comme nous cherchons un observateur de degré (n-1); choisissons, en travaillons sur A transformée de A, la matrice F (n-1,n-1) est de la forme :

$$F = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & -f_0 \\ 1 & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 1 & 0 & -f_{n-3} \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 1 & -f_{n-2} \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

LUENBERGER a proposé une solution simple, permettant de réaliser:

$$L A - F L = G C \quad (II.14)$$

elle utilise la matrice L (n-1,n) et la matrice colonne G (n1,1)

$$L = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & l_0 \\ 1 & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & 1 & 0 & l_{n-3} \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 1 & l_{n-2} \end{bmatrix} \quad G = \begin{bmatrix} g_{n-1} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ g_1 \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

avec $l_i = -f_i \quad (i=0 \dots 1)$

$$g_k = f_k(a_{n-1} - f_{n-2}) - a_{n-1} + f_{n-k-2} \quad (k=1 \dots n-2)$$

$$g_{n-1} = -f_0(f_{n-2} - a_{n-1}) - a_0$$

il est possible de déterminer un observateur d'ordre (n-1) avec une dynamique arbitraire, on a alors:

$$[Q \ R] \begin{bmatrix} L \\ C \end{bmatrix} = I_n$$

$$[Q \ R] = \begin{bmatrix} L \\ C \end{bmatrix}^{-1}$$

$$= \begin{bmatrix} 0 & \dots & \dots & \dots & -f_0 \\ 1 & 0 & \dots & \dots & \cdot \\ \cdot & \dots & \dots & \dots & \cdot \\ \cdot & \dots & \dots & \dots & \cdot \\ 0 & \dots & \dots & 1 & 0 & -f_{n-3} \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 1 & -f_{n-2} \end{bmatrix}^{-1}$$

$$[Q \ R] = \begin{bmatrix} 1 & \dots & \dots & \dots & 0 & f_0 \\ 0 & 1 & \dots & \dots & \dots & \cdot \\ \cdot & \dots & \dots & \dots & \dots & \cdot \\ \cdot & \dots & \dots & \dots & \dots & \cdot \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 1 & f_{n-2} \end{bmatrix}$$

Soit les matrices Q(n,n-1) et R(n,1) suivantes

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & 1 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} f_0 \\ \cdot \\ \cdot \\ f_{n-2} \\ 1 \end{bmatrix}$$

toutes les conditions sont ainsi vérifiées. on a toujours

$$H = L B$$

L'état reconstitué s'obtient par

$$X_r[k+1] = Q Z[k] + R Y[k]$$

D'où l'état du système en multipliant par la matrice de passage M.

$$\dot{X}_r = M X_r$$

A noter que le système mono-sortie est défini par ses matrices A, B et C.

II.5 OBSERVATEURS D'UN SYSTEME MULTI-SORTIES

Dans le cas général où le vecteur de sortie est de dimension p, une méthode permet de réduire l'ordre de l'estimateur jusqu'à (n-p), elle est effectuée en deux étapes:

a- A partir de la matrice d'observabilité on fait une décomposition en p sous système de dimension n_i observables par une seule sortie chacun, selon le procédé présenté dans [11],[7] et [10] et on obtient la forme canonique observable

$$Ad = \left[\begin{array}{cccc|cccc|cccc} 0 & 0 & \dots & 0 & * & 0 & 0 & \dots & * & \dots & 0 & 0 & \dots & * \\ 1 & 0 & & 0 & * & 0 & 0 & \dots & * & & 0 & 0 & & * \\ 0 & 1 & & 0 & * & 0 & 0 & & * & & & & & * \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & & & & & \vdots \\ 0 & 0 & & 1 & * & 0 & 0 & & * & & * & * & & * \\ \hline 0 & 0 & \dots & 0 & * & 0 & 0 & \dots & * & \dots & 0 & 0 & \dots & * \\ 1 & 0 & & 0 & * & 0 & 0 & & * & & 0 & 0 & & * \\ 0 & 1 & & 0 & * & 0 & 0 & & * & & & & & * \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & & & & & \vdots \\ 0 & 0 & & 1 & * & 0 & 0 & & 1 & * & * & * & & * \\ \hline \vdots & & & & & & & & & & & & & \\ \hline 0 & 0 & \dots & 0 & * & 0 & 0 & \dots & * & \dots & 0 & 0 & \dots & * \\ 1 & 0 & & 0 & * & 0 & 0 & & * & & 0 & 0 & & * \\ 0 & 1 & & 0 & * & 0 & 0 & & * & & & & & * \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & & & & & \vdots \\ 0 & 0 & & 1 & * & 0 & 0 & & * & & * & * & & 1 & * \end{array} \right]$$

$$C_d = \left[\begin{array}{cccc|cccc} 0 & 0 & \dots & 1 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & & * & & 0 & 0 & & 0 \\ \vdots & & & & & & & & \\ \vdots & & & & & & & & \\ 0 & 0 & & * & & 0 & 0 & & 0 \\ 0 & 0 & & * & & 0 & 0 & & 1 \end{array} \right]$$

La matrice B_d est une matrice pleine.

Avec $\sum d_i = n$, n étant la dimension du système à observer.
et d_i étant l'indice d'observabilité du sous système S_i .

b- on travaillera alors sur chacun des sous-système .

Soit alors le sous-système S_i

$$\begin{aligned} X_i[k+1] &= A_{ii} X_i[k] + \phi_i Y[k] + B_i U[k] \\ R_i &= C_{ii} X_i \\ Y[k] &= \theta R \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

avec:

$$\begin{aligned} A &= A_d + \phi C \\ C &= \theta C_m \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

La reconstruction du vecteur X_r peut être assurée, d'après les résultats précédents par un observateur (n_i-1) défini par

$$\begin{aligned} Z_i[k+1] &= F_i Z_i[k] + G_i R_i[k] + L_i [\phi_i Y[k] + B_i U[k]] \\ X_i[k] &= Q_i Z_i + R_i r_i \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

Où $(\phi_i Y[k] + B_i U[k])$ étant l'entrée de sous-système S_i .

La reconstitution du vecteur d'état global $X=[X_1 \dots X_p]$ pourra être assurée par p observateurs de degré (n_i-1) .

La dimension de l'observateur global sera

$$\sum_{i=1}^p (n_i-1) = n-p \quad (\text{II.15})$$

puis on revient à l'état X_r en multipliant par la matrice M .

II.6. INTERPRETATION.

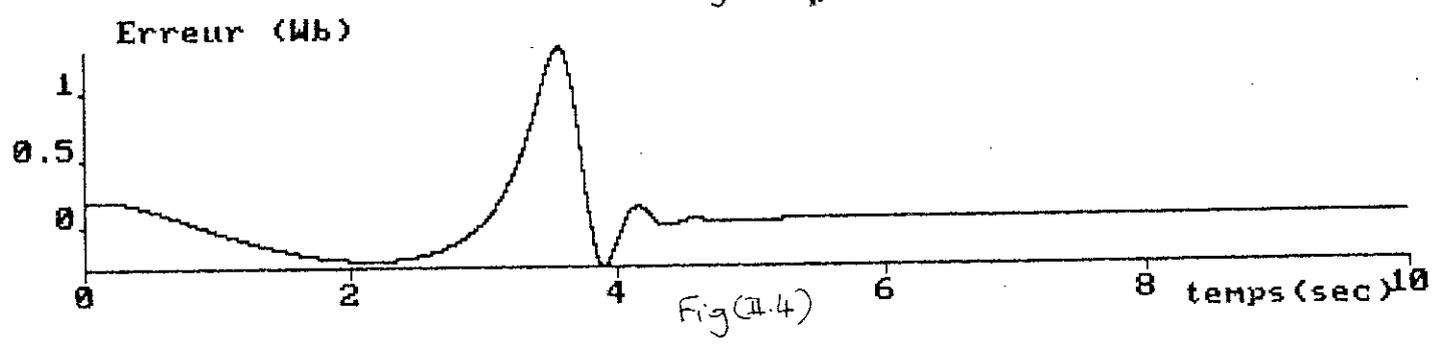
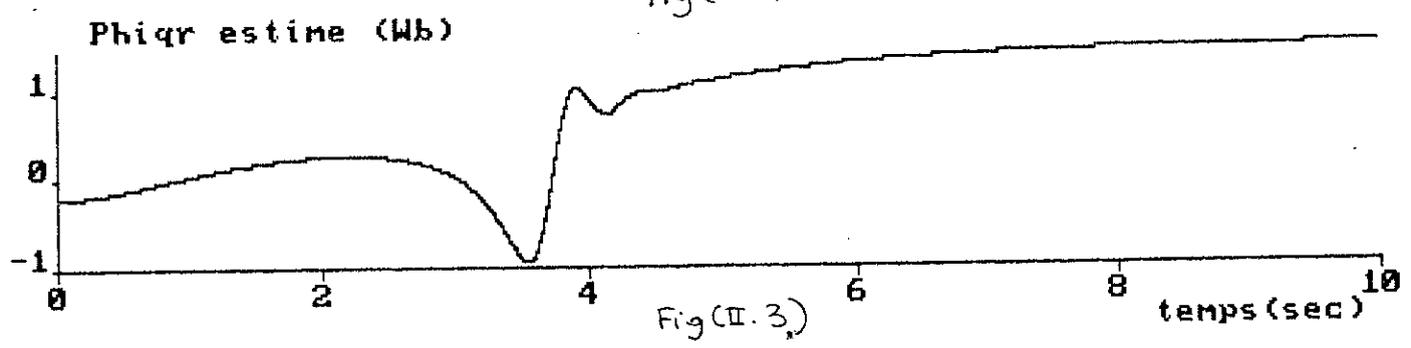
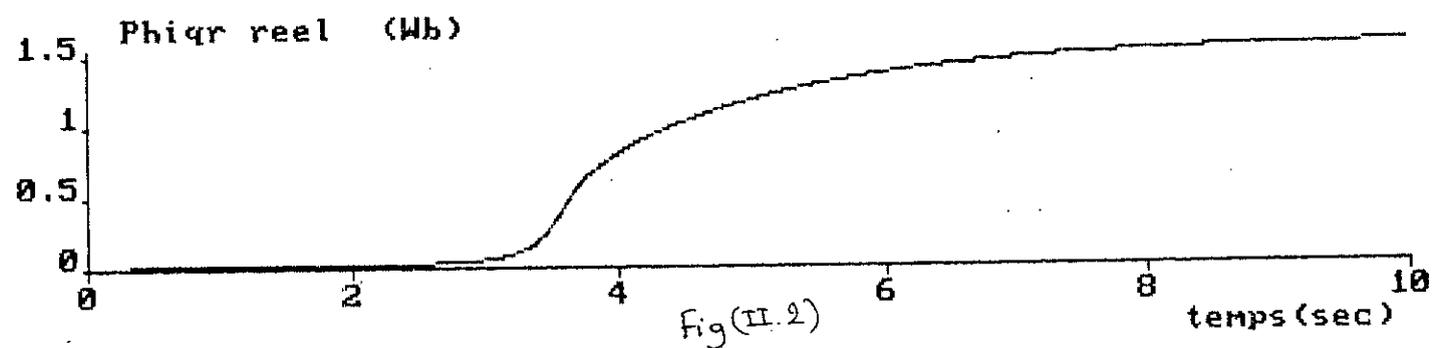
La Fig.(II.4) représentant l'erreur d'estimation entre le flux φ_{qr} estimé et réel; Fig.(II.3) et (II.2); montre que pendant le régime dynamique (transitoire) l'estimateur est loin de nous fournir une valeur plus ou moins proche du flux rotorique réel. Il en est de même pour l'erreur d'estimation des flux φ_{dr} réel et estimé représentés respectivement par les Fig (II.5), (II.6) et (II.7).

On justifiera cela par le fait que la théorie de notre estimateur a été élaborée pour un modèle linéarisé autour d'un point de fonctionnement et ne sera valable que pour de faibles variations autour de ce point.

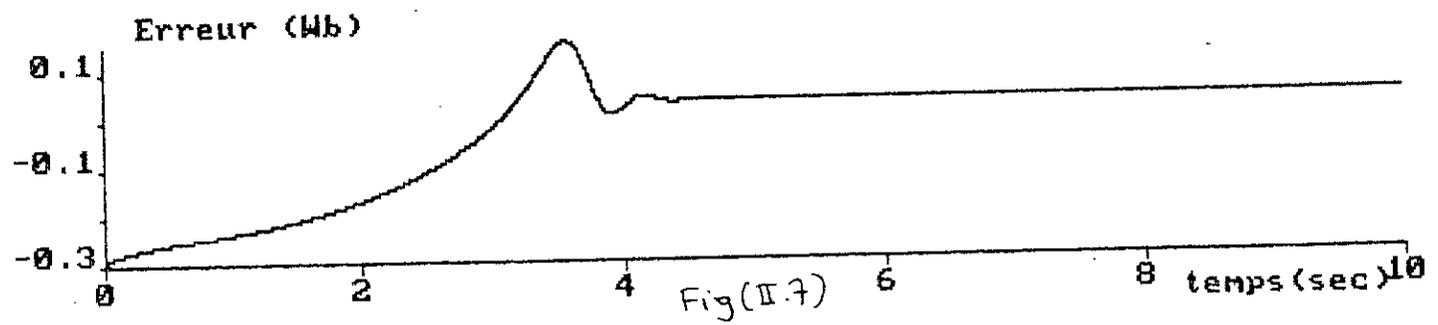
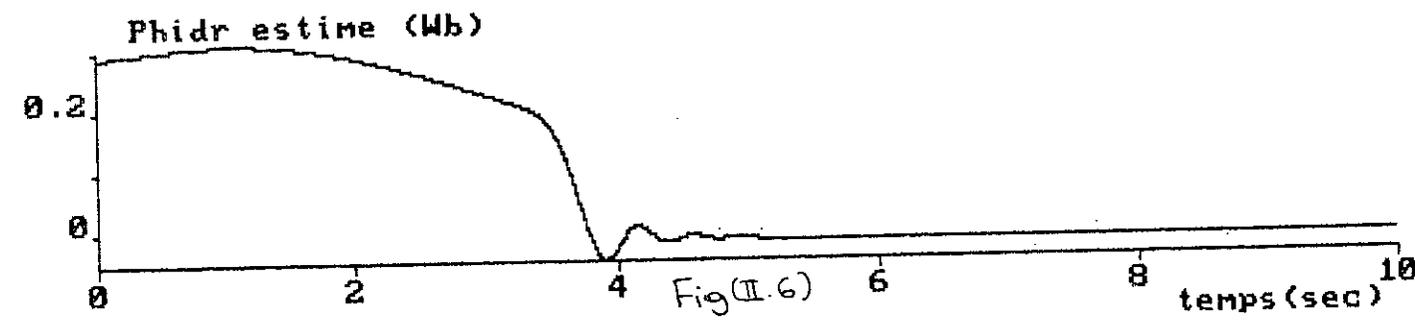
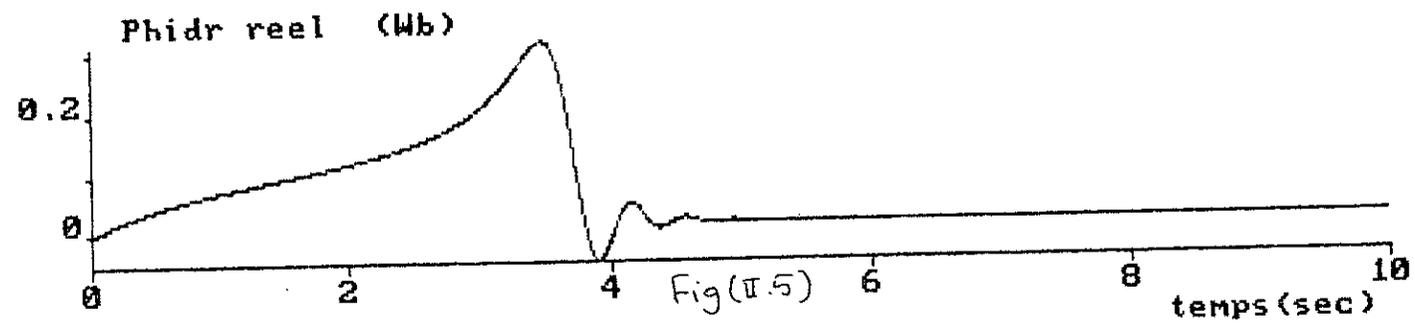
Pour vérifier la validité de notre observateur, on a été amené à introduire une petite variation de vitesse lorsque le régime établi est atteint, on remarque alors que l'erreur d'estimation est plus faible dans le cas du flux φ_{qr} ; Fig (II.8), (II.9) et (II.10), que pour le cas du flux φ_{dr} ; Fig (II.11), (II.12) et (II.13).

Donc on peut dire que le flux φ_{dr} est plus sensible aux perturbations que φ_{qr} .

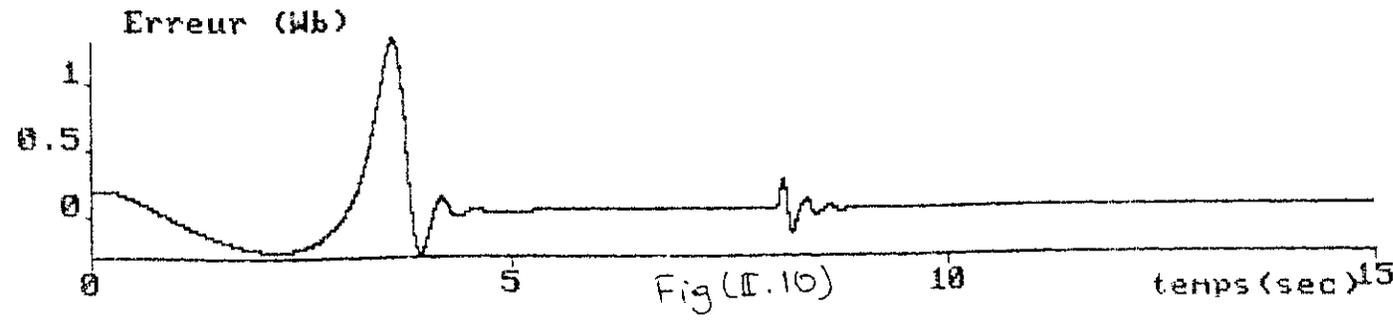
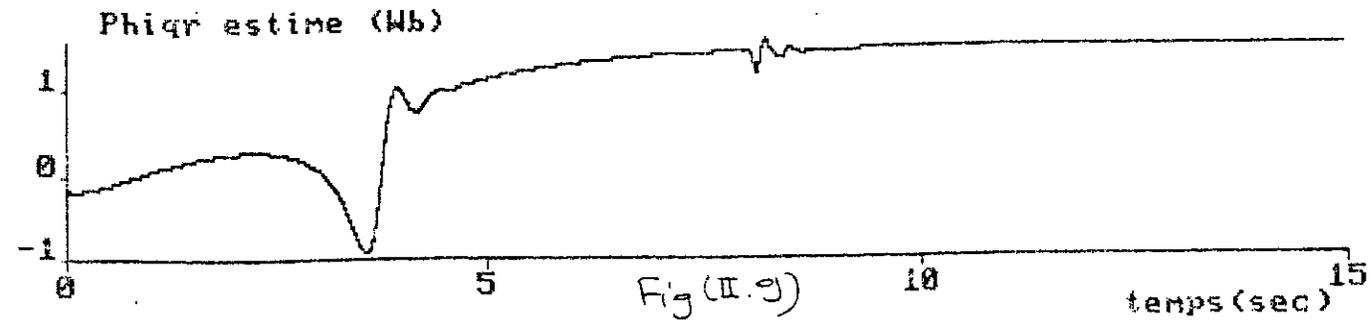
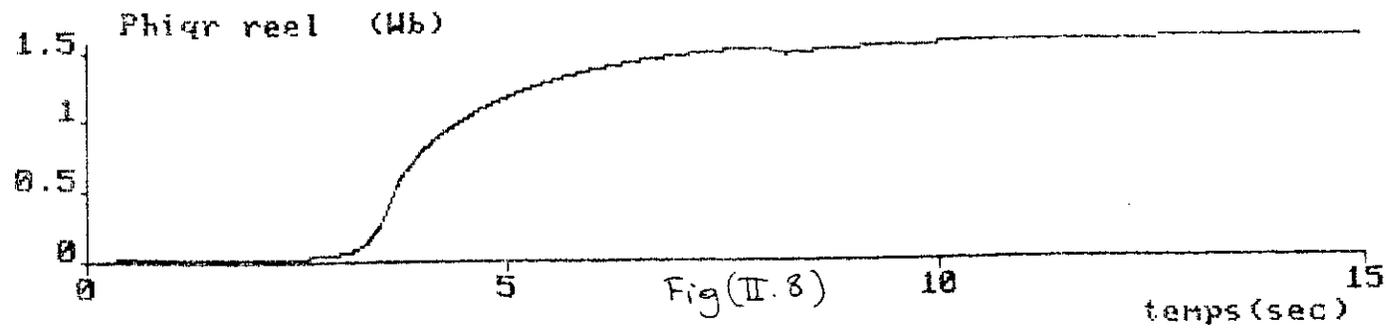
On déconseillera en plus l'utilisation de cet estimateur dans des applications où le régime dynamique est prépondérant par rapport au régime statique.



> Flux Rotoriques Φ_{qr} , reel, estime et l'erreur d'estimation

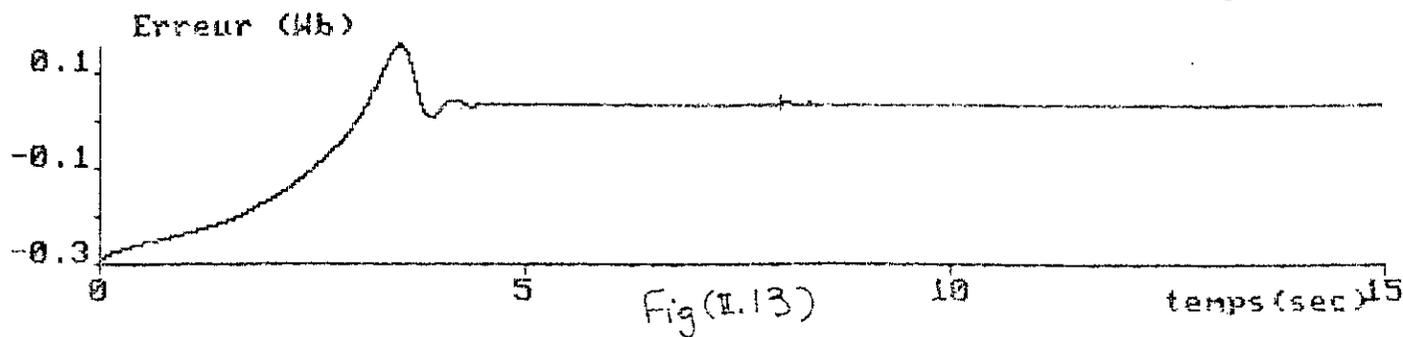
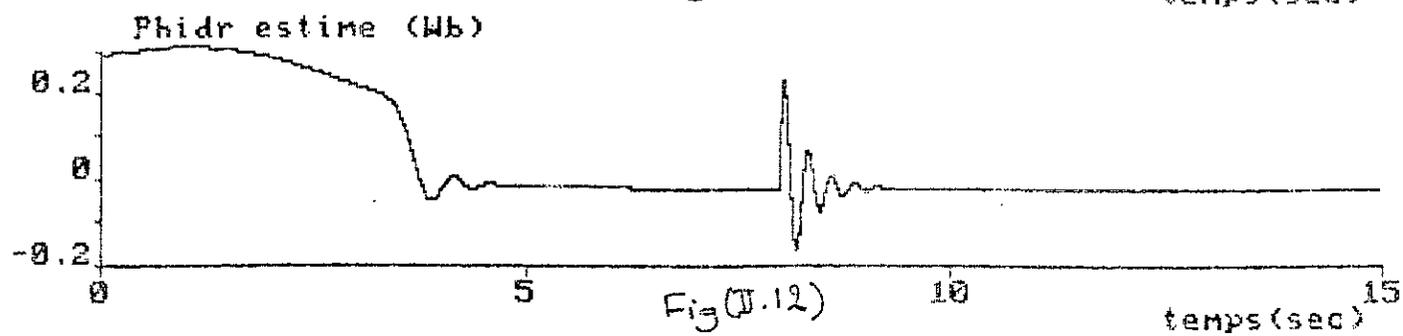
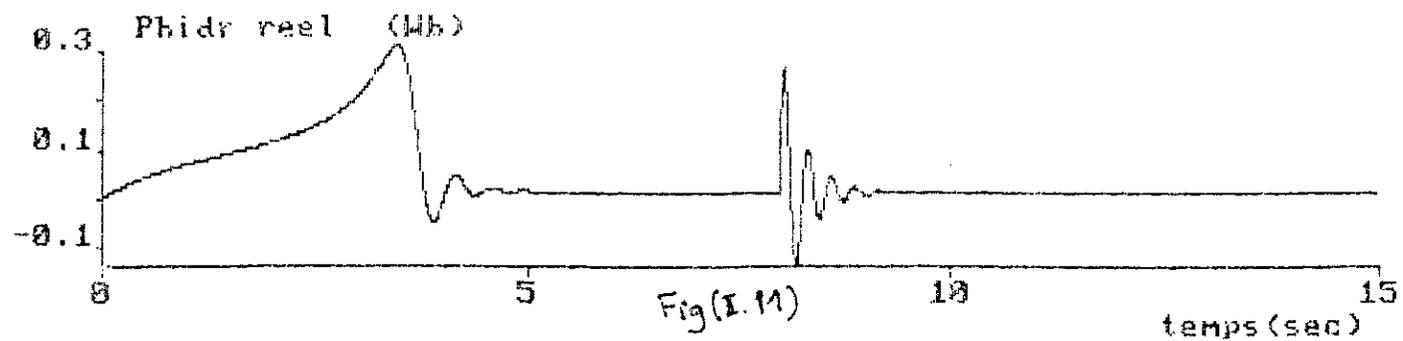


Flux Rotoriques Phidr , reel , estime et l'erreur d'estimation



Flux rotorique Φ_{qr} soumis a une perturbation de vitesse

33



> Flux rotorique Phidr soumis a une perturbation de vitesse

CHAPITRE III

REGLAGE PAR ORIENTATION DE FLUX

III.1. INTRODUCTION.

Vu le couplage complexe qui existe entre les variables d'entrées, de sorties et internes de la machine asynchrone, la commande consistant à contrôler le couple par le glissement fréquentiel et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence, ne donne pas de performances dynamiques appréciables à cause du manque de connaissances sur ces quantités.

Avec l'introduction de la théorie du flux orienté en 1971, les études faites sur le retour d'état et l'évolution de l'électronique; spécialement l'informatique; de nouvelles théories de commandes ont vu le jour.

Ces techniques ont permis l'utilisation du moteur asynchrone en l'assimilant à un moteur à courant continu d'où la possibilité de découplage tant recherchée.

De nos jours le moteur asynchrone connaît une grande popularité tant dans le milieu industriel que scientifique, remplaçant ainsi dans de nombreux domaines le moteur à courant continu.

III.2. REGLAGE PAR FLUX ORIENTE.

III.2.1. MODELE THEORIQUE DU MOTEUR ASYNCHRONE.

En appliquant la transformation de PARK par rapport au référentiel au champ tournant, le système d'équations (I.1) à (I.3) devient:

$$\frac{d\phi_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} + \omega_{sl} \phi_{dr} = 0 \quad (\text{III.1})$$

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} - \omega_{sl} \phi_{qr} = 0 \quad (\text{III.2})$$

$$\Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (\text{III.3})$$

$$\Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (\text{III.4})$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (\text{III.5})$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \Phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (\text{III.6})$$

On élimine les courants rotoriques des équations (III.1) et (III.2) en utilisant les équations (III.5) et (III.6),

$$\frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + \omega_{sl} \Phi_{dr} = 0 \quad (\text{III.7})$$

$$\frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \Phi_{qr} = 0 \quad (\text{III.8})$$

L'équation mécanique devient:

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \Phi_{dr} - i_{ds} \Phi_{qr}) \quad (\text{III.9})$$

Les équations (III.7), (III.8) et (III.9) représentent alors le modèle choisit.

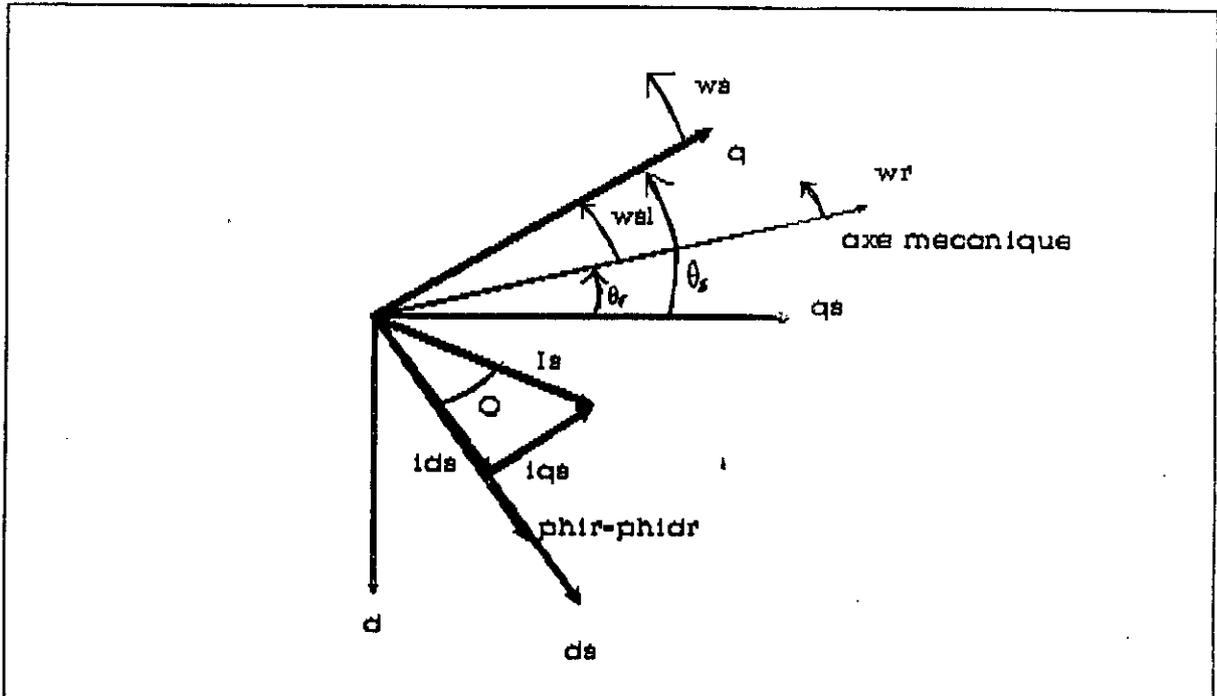
III.2.2. THEORIE DU FLUX ORIENTE.

Afin d'avoir un bon découplage, il est préférable de satisfaire les conditions suivantes:

- $\varphi_{qr}=0$ la composante du flux suivant l'axe q est nulle.
- $d\varphi_{qr}/dt=0$ pas de variation de φ_{qr} .
- $\varphi_{dr}=cte.$ on impose une valeur à φ_{dr} .

De ces conditions on déduit que le flux rotorique total est orienté suivant l'axe d et est égal à φ_{dr}

$\varphi_r = \varphi_{dr}$. Voir Fig(III.1)



Fig(III.1): Diagramme des phases

Avec:

d^s-q^s : axes liés au stator.

d^r-q^r : axes liés au rotor.

$d-q$: axes liés au champs tournant.

i_s : courant statorique total.

$tg\theta = i_{qs} / i_{ds}$

Les équations (III.7), (III.8) et (III.9) deviennent,

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\Phi_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \right) i_{qs} \quad (\text{III.10})$$

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r - L_m i_{ds} \quad (\text{III.11})$$

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \Phi_r \\ &- \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} + T_l + f \omega_r \end{aligned} \quad (\text{III.12})$$

Au régime permanent, le flux rotorique devient constant, l'équation (III.11) devient alors,

$$\Phi_r = L_m i_{ds} \quad (\text{III.13})$$

en substituant l'éq. (III.13) dans (III.10), la vitesse de glissement sera:

$$\omega_{sl} = \frac{R_r}{L_r} \text{tg} \theta \quad (\text{III.14})$$

III.2.3. REGULATION.

La structure globale de commande par flux orienté est présentée sur la Fig(III.2).

Les consignes imposées à cette structure sont:

- la vitesse de rotation du moteur ω_r^* .
- le flux rotorique total Φ_r^* par l'intermédiaire d'un bloc de défluxage.

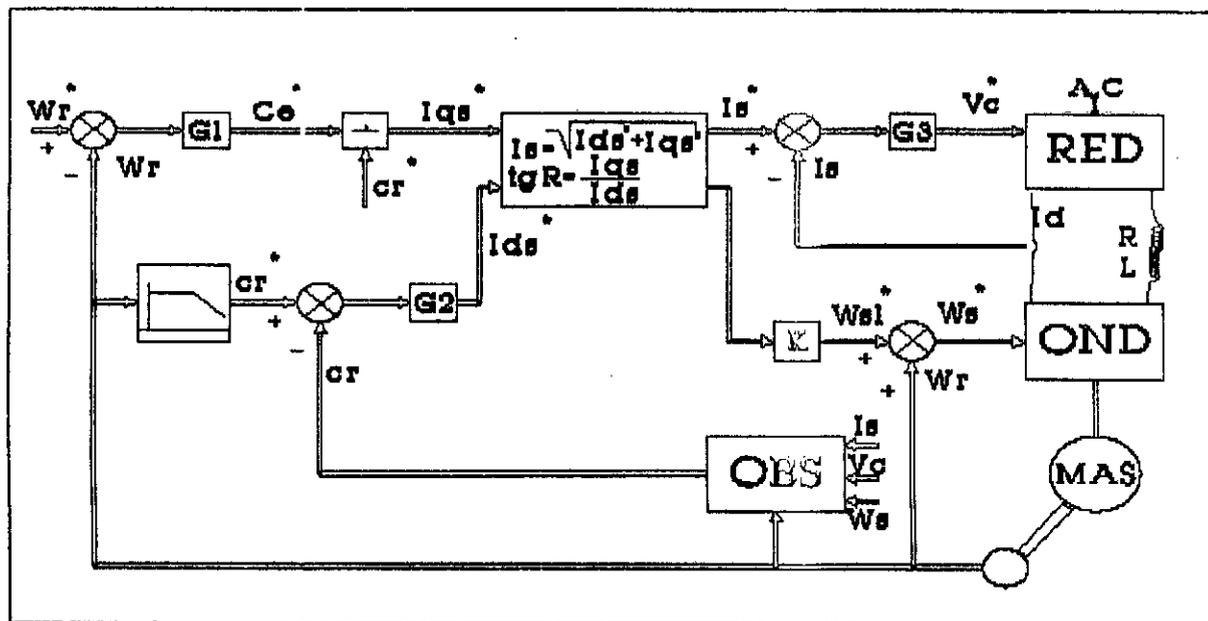


Fig. (III.2): Structure de commande par flux orienté.

L'écart $(w_r^* - w_r)$ où w_r représente la vitesse mesurée, sera amplifié puis filtré par le bloc G_1 . A la sortie de ce bloc, on obtient un couple de consigne T_e qui divisé par $K_1 \varphi_r$ ($K_1 = 3pL_m / 2L_r$) donne le courant de consigne i_{qs}^* .

L'écart $(\varphi_r^* - \varphi_r)$ où φ_r représente le flux rotorique estimé, sera de même amplifié et filtré par le bloc G_2 . A la sortie de G_2 on récupère i_{ds}^* .

De ces nouvelles consignes on déduit,

$$I_s^* = \sqrt{i_{qs}^{*2} + i_{ds}^{*2}}$$

$$\omega_{s1}^* = K_2 \frac{i_{qs}^*}{i_{ds}^*}$$

En sommant ω_{s1}^* et w_r on obtient ω_s^* qui agit directement sur l'onduleur de courant.

Le Réglage de courant, se fera alors d'une manière simple et classique.

III.2.4. CHOIX ET DIMENSIONNEMENT DES REGULATEURS.

D'après les éq. (III.11), (III.13), (I.) et (I.) et en négligeant T_1 et V_d , on obtient les équations différentielles suivantes:

$$\begin{aligned} \frac{L_r}{R_r} \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r - L_m i_{ds} \\ \frac{J}{f} \frac{d\omega_r}{dt} + \omega_r - \frac{p}{f} T_1 \\ \frac{L_d}{R_d} \frac{di_s}{dt} + i_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U}{V_p R_d} \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

Par conséquent, la fonction de transfert de chaque équation devient:

$$G_n(s) = \frac{K_n}{1 + T_n s} \quad n=1, 2, 3 \quad (\text{III.16})$$

En définissant les constantes suivantes:

$$\begin{aligned} K_1 = L_m, \quad K_2 = \frac{p}{f}, \quad K_3 = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{U}{V_p R_d} \\ T_1 = \frac{L_r}{R_r}, \quad T_2 = \frac{J}{f}, \quad T_3 = \frac{L_d}{R_d} \end{aligned}$$

Comme pour chaque fonction de transfert $G_n(s)$ est du premier ordre, un correcteur de type P.I. suffit.

DIMENSIONNEMENT DU CORRECTEUR ANALOGIQUE.

Le régulateur est régi par la fonction de transfert,

$$G_R(s) = \frac{1 + T_r s}{T_i s}$$

où les constantes de temps T_r et T_i sont déterminées afin qu'elles garantissent une bonne stabilité et un bon amortissement des phénomènes transitoires.

Un choix optimal, est de compenser la constante de temps dominante T_n au moyen de T_r , alors que T_i sera choisie telle que $T_i = 2 \cdot K_n$ selon le critère de méplat avec $n=1, 2, 3$.

La reconstitution de I_s, φ_r et ω_r se fait par les schémas blocs représentés sur la Fig(III.3)

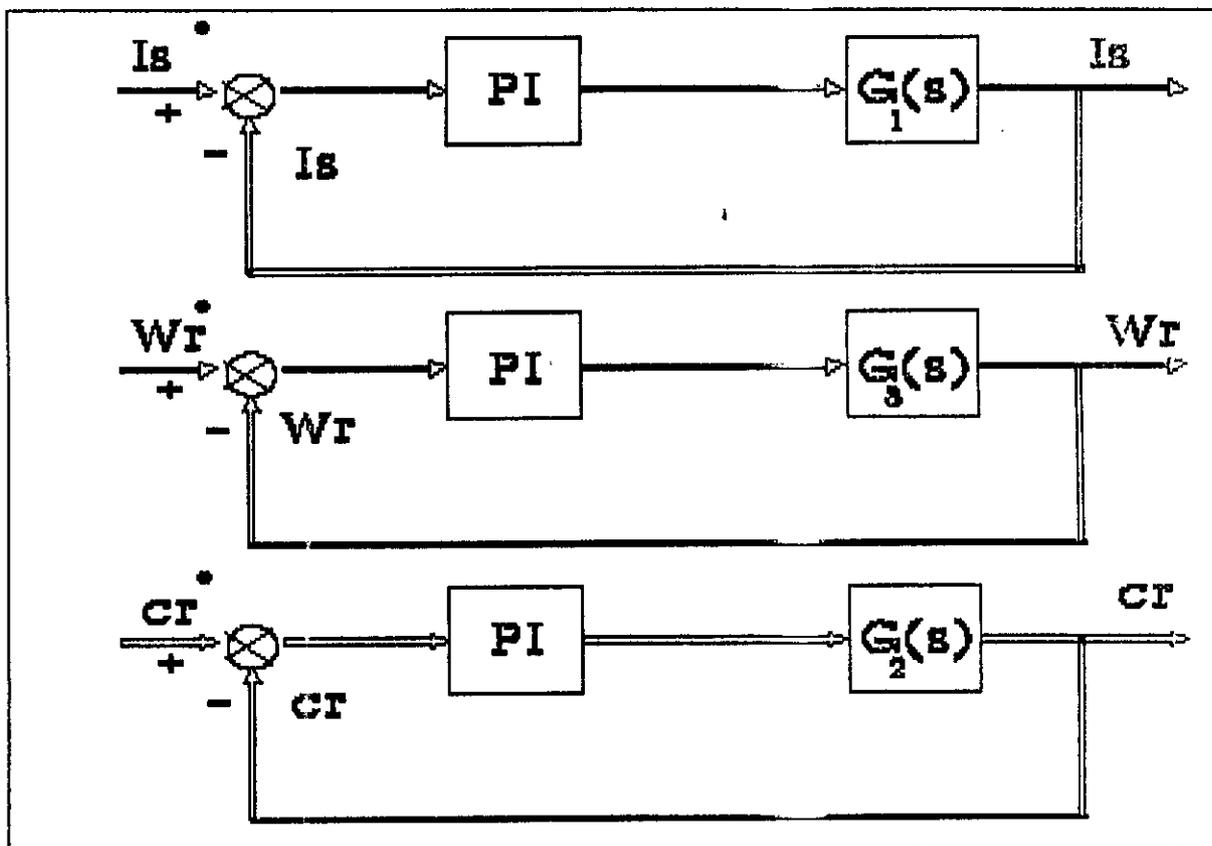


Fig.(III.3) : Boucles de réglages analogiques.

DIMENSIONNEMENT DU CORRECTEUR NUMERIQUE.

Dans le cas d'un régulateur P.I. discret, sa fonction de transfert est donnée par:

$$D_R(z) = K_p + K_i \frac{z}{z-1} \quad (\text{III.17})$$

on peut faire appel à l'approximation suivante pour z , à savoir,

$$z = e^{sT} \approx \frac{1 + \frac{sT}{2}}{1 - \frac{sT}{2}} \quad (\text{III.18})$$

Lorsqu'on introduit cette approximation dans (III.17) on obtient,

$$D(z) \approx K_p + K_i \frac{1 + \frac{sT}{2}}{sT} = \frac{1 + s(K_p + \frac{K_i}{2}) \frac{T}{K_i}}{s \frac{T}{K_i}} \quad (\text{III.19})$$

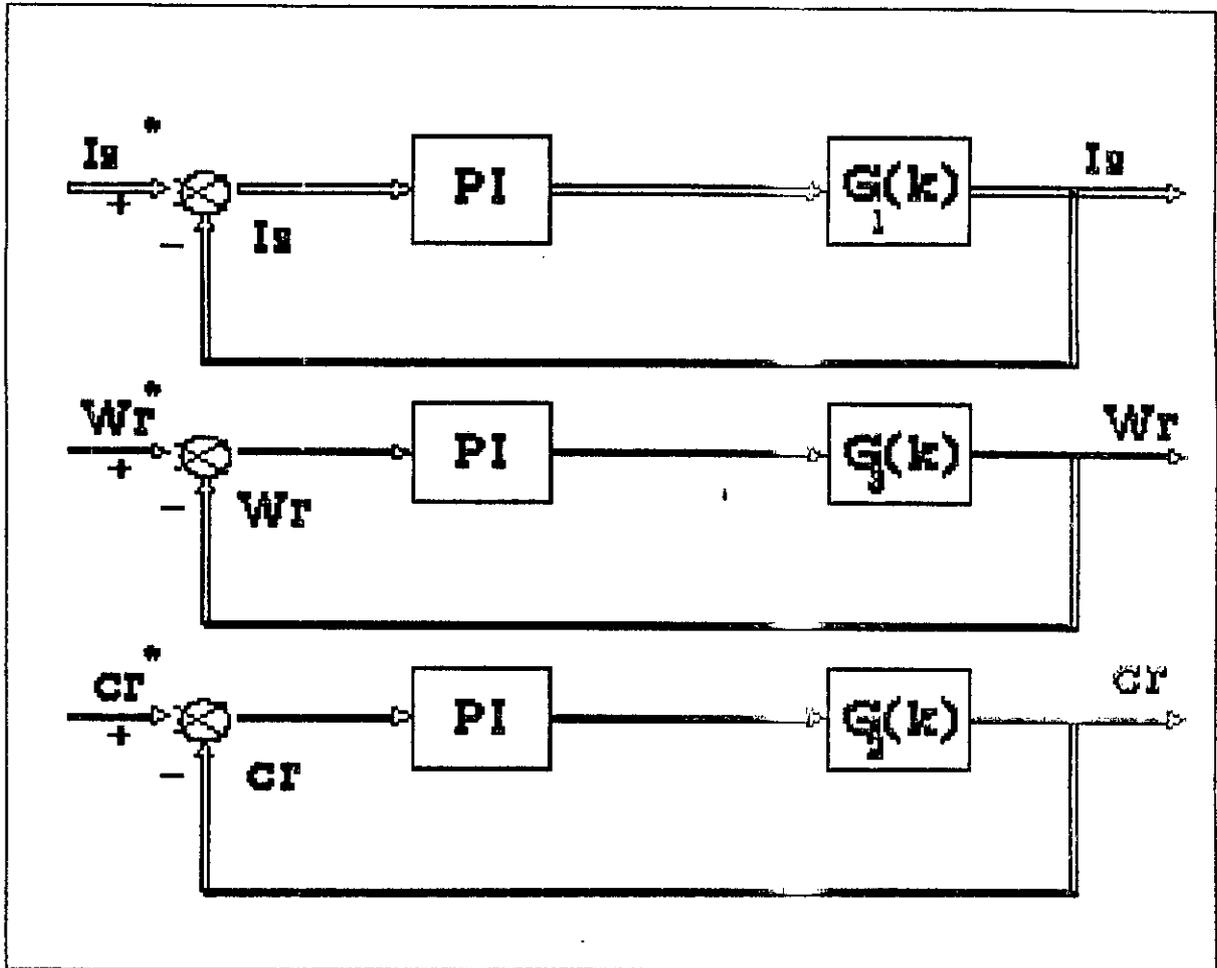
Puisque la période d'échantillonnage est très petite, une comparaison du régulateur P.I. continue avec l'approximation (III.19) donne, lorsque les constantes de temps T_r et T_i sont connues,

$$K_i = \frac{T}{T_i}$$

$$K_p = \frac{T_r - \frac{T}{2}}{T_i}$$

Les schémas blocs de reconstitution de I_r , φ_r et w_r sont représentés sur la Fig.(III.4):

III.3. INTERPRETATION.



Fig(III.4): schémas blocs du réglage numériques.

-La commande par orientation de flux améliore nettement les performances dynamiques du système; temps de réponse et amortissement appréciables; voir Fig(III.5), (III.6) et (III.7).

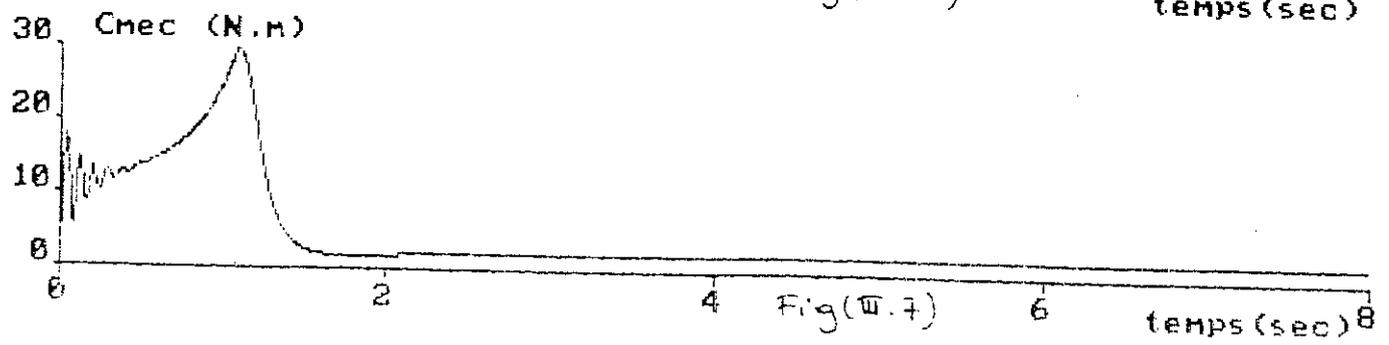
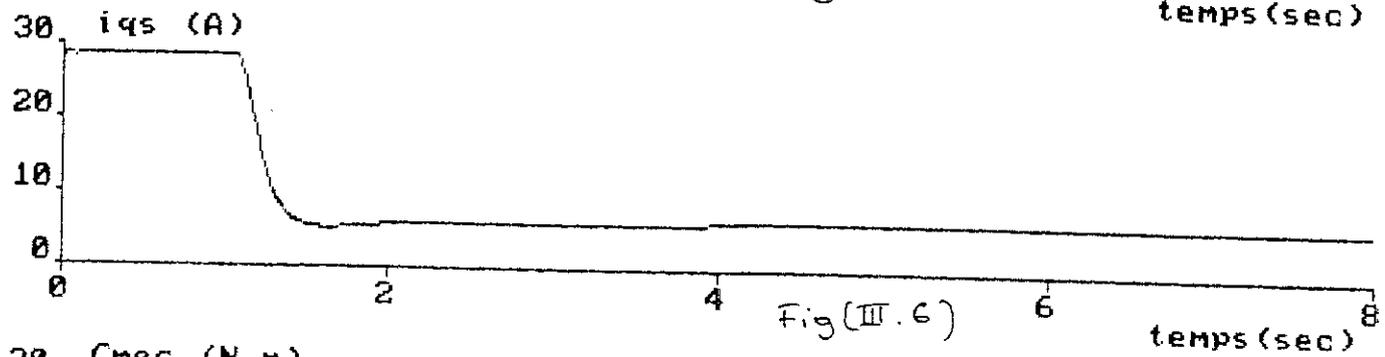
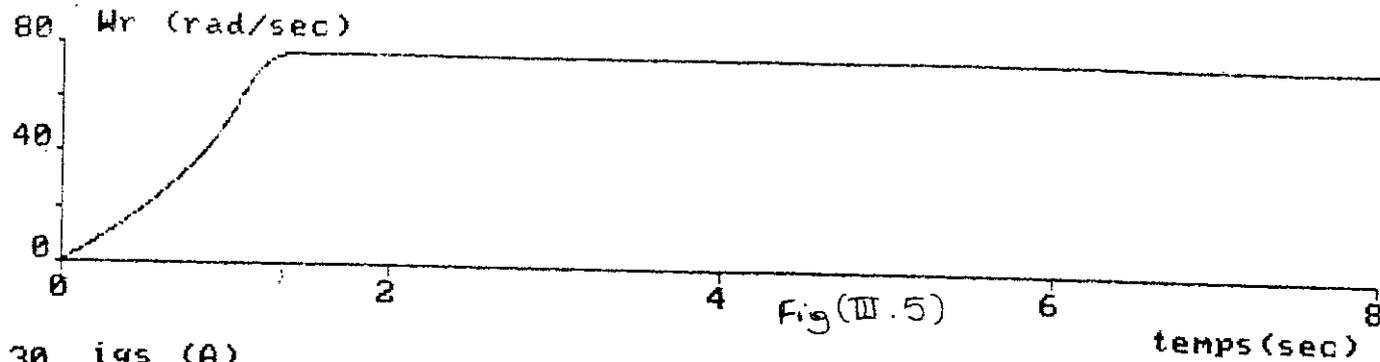
-Pendant le démarrage, la grande variation de la vitesse, donne naissance à des courants de consignes importants dépassant les normes admises. Afin d'éviter une éventuelle détérioration des différents organes constituant notre système, on impose une limitation, ce qui explique la valeur constante que prend le courant i_{qs} pendant tout ce temps là. Voir Fig(III.6).

-A l'établissement du régime permanent on varie brusquement le couple de charge du moteur; Fig(III.10). La vitesse rotorique n'est perturbée que pendant un très bref instant (insignifiant), alors que le courant augmente, Fig(III.9) et

(III.8). Donc la chute de tension est compensée par l'augmentation du courant de consigne.

Remarque:

Pour de grandes variations du couple, les régulateurs deviennent inefficaces. Cela est essentiellement à la non validité de l'estimateur dont toute la théorie a été faite sur un modèle linéaire (point de fonctionnement bien déterminé et petites plage de variations).



Reglage de courant et de vitesse par la methode classique

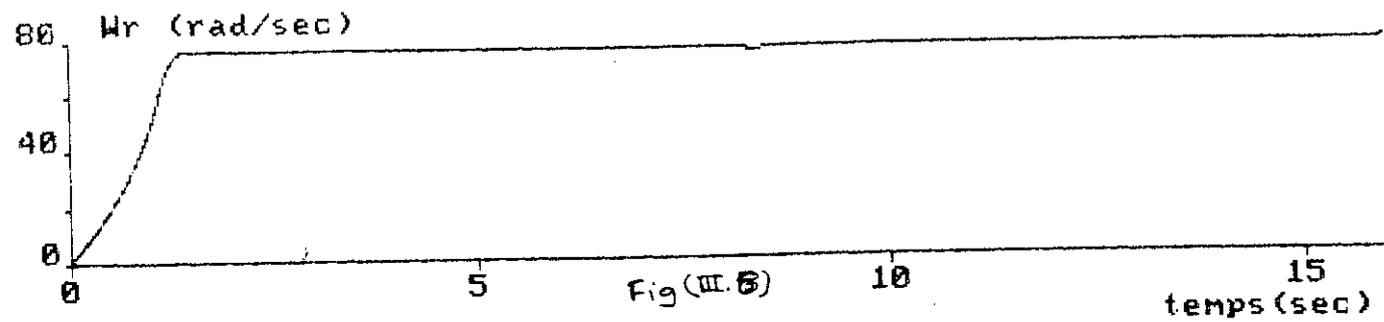


Fig (III.8)

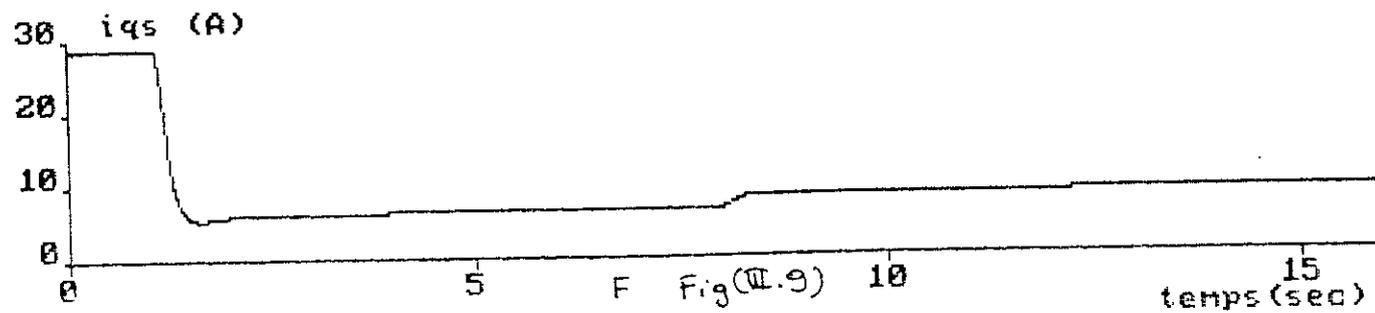


Fig (III.9)

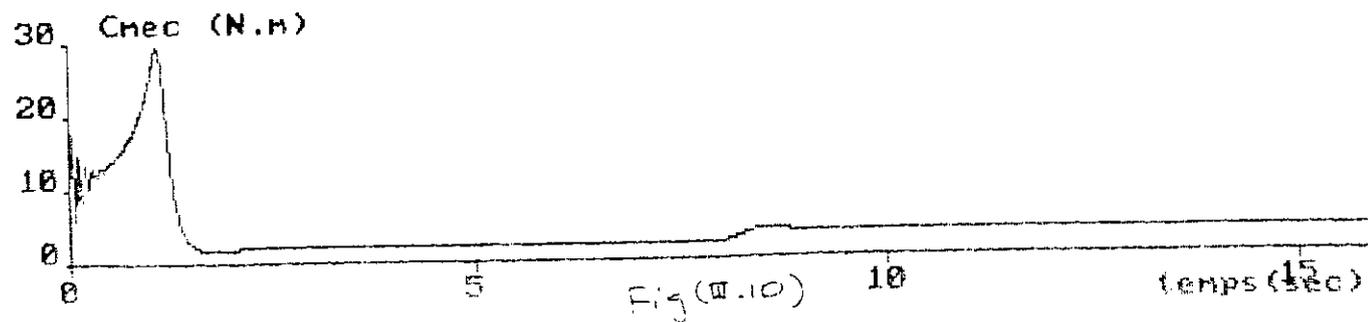


Fig (III.10)

) Reglage par la methode classique avec variation du couple de charge *

CHAPITRE IV

REGLAGE D'ETAT

IV. INTRODUCTION.

Le réglage d'état constitue une méthode de réglage moderne. La plupart des systèmes de commandes modernes utilisent l'espace d'état comme champ de travail. Cette méthode commence à s'introduire dans le domaine des réglages industriels. En effet, dans beaucoup de cas, on obtient une qualité de réglage meilleure par rapport à celle du réglage classique.

Le réglage d'état se base sur la structure optimale obtenue après minimisation du critère quadratique.

Dans cette partie, on développera d'abord les relations générales du réglage d'état, dans le cas des systèmes monovariables puis on passera ensuite à l'étude des systèmes multivariables. On présentera deux méthodes, l'une qui fait appel à la forme canonique de réglage et l'autre qui permet un découplage.

Toutefois, le réglage d'état nécessite la connaissance des grandeurs d'état. Comme dans la plupart des cas, ces grandeurs ne peuvent pas être mesurées directement, on fait appel à des observateurs d'état comme on l'a mentionné au chapitre précédent. On décrira ensuite brièvement la structure de réglage d'état avec observateur et on énoncera le principe de séparation.

Enfin, on traitera le problème du découplage par le réglage d'état. Ce problème revêt une grande importance dans le domaine des systèmes multivariables.

IV.1. LOI DE COMMANDE.

L'objectif de la commande est de chercher un retour sur la base de la valeur d'état, qui permet d'avoir une trajectoire de la sortie du procédé à commander ou d'améliorer ses performances. La minimisation d'un critère quadratique constitue l'un des moyens de parvenir à la détermination d'une structure optimale de réglage par retour d'état pour les systèmes linéaires. Dans ce qui suit nous considérons le critère quadratique présenté par [5].

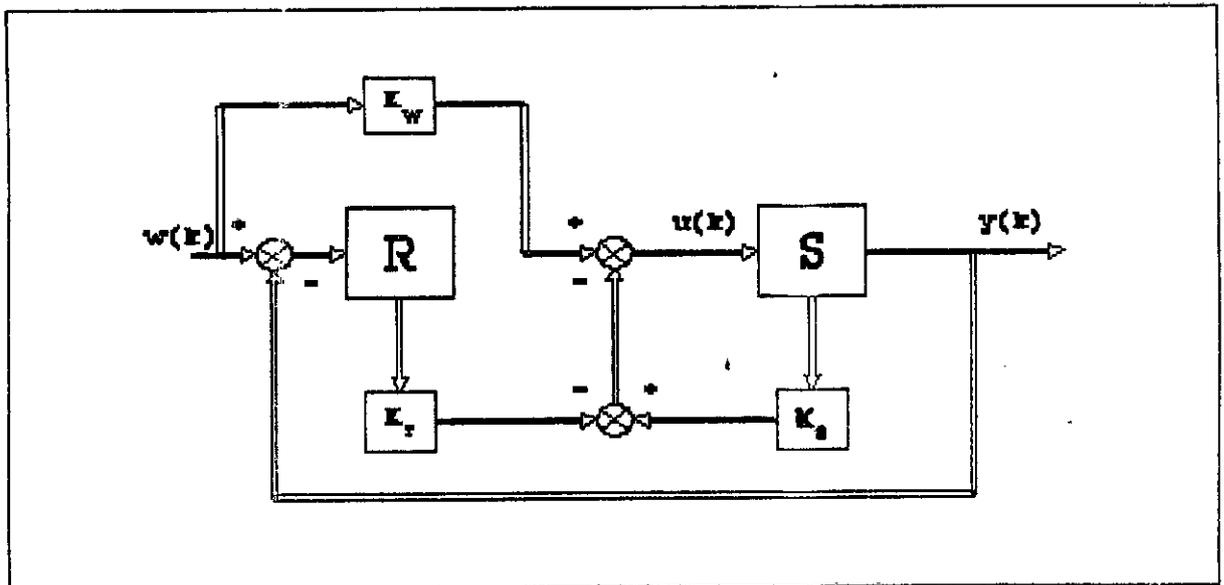
$$J = \sum_{k=0}^{k-1} [e(k)^T Q e(k) + U(k)^T R U(k)] \quad (IV.1)$$

La commande $U[k]$ ainsi déterminée est de la forme

$$U[k] = -K_s X_s[k] + K_r X_R[k] + K_w V(k) \quad (IV.2)$$

IV.2. STRUCTURE OPTIMALE DE REGLAGE D'ETAT.

La structure optimale de réglage d'état d'un système multi-variable est donnée par la fig.(IV.1)



Fig(IV.1): Structure optimal du réglage d'état.

Dans ce cas, on voit la contre réaction d'état, d'une part du système à régler par l'intermédiaire du bloc contenant la matrice K_s , d'autre part du régulateur par l'intermédiaire du bloc contenant la matrice K_r . Il existe également l'intervention directe du vecteur de consigne par l'intermédiaire du bloc contenant la matrice K_w .

Ce mode de commande est parfois appelé commande multi-variables de type P.I. par analogie avec les régulateurs classiques, comportant une action proportionnelle et une action intégrale. En fait, il est possible de montrer [8] que la contre-réaction d'état est donc équivalente à un circuit de réglage classique qui possède, en toute généralité, un régulateur P.D, en plus de l'action intégrale.

Enfin, comme on fait appel au réglage d'état, le système doit être commandable, donc satisfaire le critère de commandabilité. voir [8].

IV.3. METHODES DE DETERMINATION DES COEFFICIENTS DU REGLAGE D'ETAT.

Pour le système à régler; dans le cas monovariabale; on peut établir les équations d'état suivantes :

$$\begin{aligned} X_o[k+1] &= A_d X_o[k] + b_d u[k] \\ y[k] &= c_d^T X_o[k] \end{aligned} \quad (IV.3)$$

Dans ces équations, on suppose à priori le cas d'un système réel avec $d=0$. Il est parfois nécessaire d'introduire un régulateur intégrateur dans la boucle de réglage dont l'équation d'état aux différences est donnée par:

$$X_R[k+1] = X_R[k] + w[k] - y[k] \quad (IV.4)$$

En effet, on montre [9] qu'il garantit l'annulation de l'écart de réglage en régime établi.

L'introduction de celui-ci, conduit aux équations globales suivantes:

$$X[k+1] = A_d X[k] + b_d u[k] + b_w w[k] \quad (IV.5)$$

$$y[k] = c^T X[k]$$

avec

$$A = \begin{bmatrix} A_d & 0 \\ -c_d^T & 1 \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} b_d \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad c_d^T = [c^T \ 0] \quad (IV.6)$$

$$x[k] = \begin{bmatrix} x_o[k] \\ x_R[k] \end{bmatrix}$$

Après un bref calcul, on trouve,

$$X[k+1] = A_G X[k] + b_{Gw} w[k] \quad (IV.7)$$

avec

$$A_G = A - b k^T$$

$$b_{Gw} = b_w + b_{kw} K_w$$

$$(IV.8)$$

$$k^T = [k_s^T \ -k_r]$$

les coefficients k_s^T , k_r et k_w sont à déterminer.

IV.4. POLES ET EQUATIONS CARACTERISTIQUES.

On désire imposer les pôles du système global en boucle fermée qui sont donnés par les valeurs propres de la matrice F_G . L'équation caractéristique s'écrit à l'aide des pôles,

$$\det(zI - A_G) = (z - z_1) (z - z_2) \dots (z - z_1) \dots (z - z_n) = 0$$

Cette relation peut s'exprimer sous la forme d'un polynôme :

$$P(z) = z^n + \alpha_{n-1} z^{n-1} + \dots + \alpha_1 z + \alpha_0 = 0$$

La relation entre les pôles et les coefficients du polynôme caractéristique, est donnée par le théorème VIETE.

Afin d'obtenir un comportement dynamique satisfaisant du réglage d'état, il est indispensable de choisir les pôles à imposer, de manière adéquate. comme le montre [8].

IV.5. DETERMINATION DE LA CONTRE REACTION D'ETAT.

Pour des raisons pratiques, on fait appel à la forme canonique de réglage. T est la matrice de transformation qui doit être déterminée selon le procédé montré dans [8].

La détermination de k^T passe par cette représentation. Sachant que le vecteur retour d'état doit être calculé de façon à avoir:

$$\det(zI - A_{Gr}) = \det(zI - A_r - b_r k_r^T)$$

où A_{Gr} , A_r et b_r sont respectivement les formes canoniques de réglage de A_G , A et b .

ainsi on trouve:

$$k_r^T = [k_{r1} \ k_{r2} \ \dots \ k_{rn}]$$

avec,

$$k_{ri} = a_{i-1} - a_{i-1} \quad i=1, 2, \dots, n$$

et le retour d'état recherché est alors donné par:

$$k^T = k_r^T T$$

à noter que les a_i sont les coefficients du polynôme caractéristique global en boucle ouverte:

$$\det(zI - A) = 0$$

IV.6. DETERMINATION DU COEFFICIENT DE L'INTERVENTION DIRECTE DE LA GRANDEUR DE CONSIGNE.

Une possibilité pour déterminer les coefficients de k_w , consiste à compenser avec l'anticipation introduite, un pôle du système global fermé.

On peut montrer alors que [8]

$$k_w = -k_r / (1 - z_i) \quad (\text{IV.9})$$

où z_i est le pôle à compenser.

IV.7. GENERALISATION AU CAS MULTIVARIABLES.

Dans le cas général d'un système ayant plusieurs entrées. On cherche la matrice de réaction K sous la forme $K = K_1 + K_2$. Cela se fera en deux étapes, selon [12]:

1^{ère} étape: On introduit un retour d'état tel que l'équation résultante soit commandable par une seule entrée u_1 .

On forme la matrice non singulière Q de dimension (nxn) selon le plan de sélection donné dans [11].

On définit la matrice S de dimension (mxn)

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & e & 0 & \dots & 0 & e_3 & 0 & \dots \end{bmatrix}$$

$\begin{matrix} & & & I & & & & I & & \\ & & & \nu_1^{\text{ère}} \text{col.} & & & & (\nu_1 + \nu_2)^{\text{ème}} \text{col.} & & \end{matrix}$

où e_i représente la $i^{\text{ème}}$ colonne de la matrice identité de dimension (mxm). Les ν_i sont les indices de commandabilité.

On peut maintenant calculer la matrice K_1 par,
 $K_1 = S Q^{-1}$

2^{ème} étape: On appliquera ensuite le résultat établi dans le cas monovariante, pour la paire $(A - BK_1, b_1)$, où b_1 est le $i^{\text{ème}}$ vecteur colonne de la matrice B. On trouve alors la matrice K_2 de dimension (mxn) sous forme,

$$K_2 = \begin{bmatrix} k \\ 0 \\ : \\ : \\ 0 \end{bmatrix}$$

où k représente le vecteur de contre réaction d'état.

IV.8. REGLAGE D'ETAT AVEC OBSERVATEUR.

Il est possible de combiner le réglage d'état avec l'observateur lorsque le vecteur d'état est obtenu indirectement à l'aide d'un observateur ou d'un estimateur d'état, pour cela, on utilise le vecteur d'état de ce dernier pour le réglage d'état.

Dans cette section, on présentera la structure générale du réglage d'état avec observateur; et on formulera le principe de séparation.

IV.9. STRUCTURE GENERALE.

La Fig. (IV.2) montre schématiquement la structure générale du

réglage d'état avec observateur.

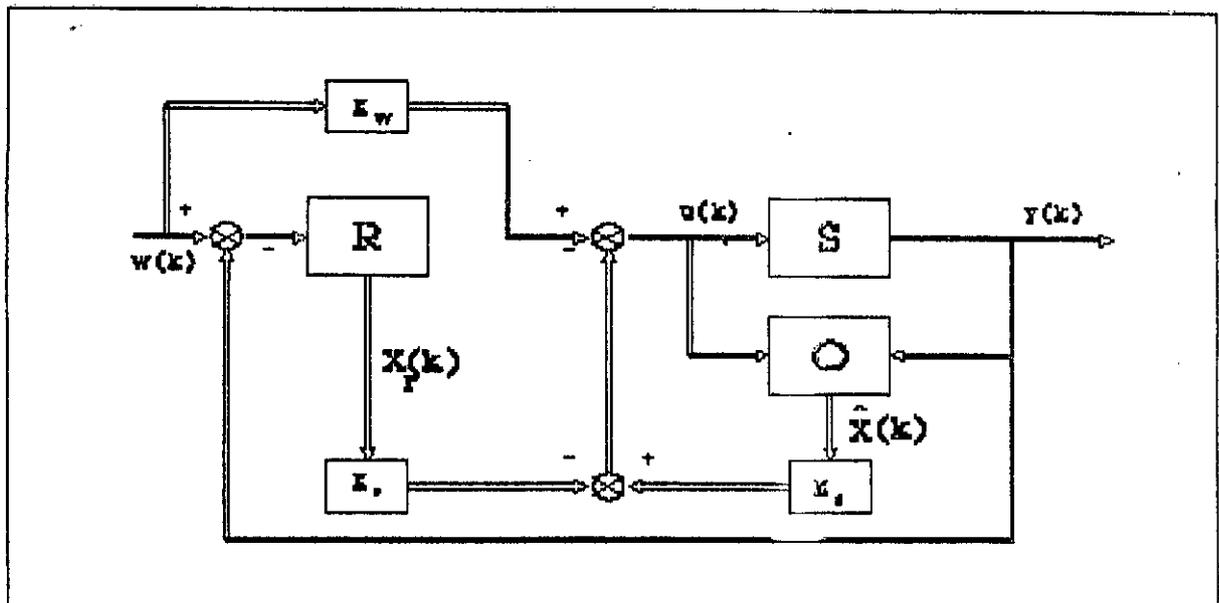


Fig.(IV.2): Structure générale du réglage d'état avec observateur.

L'observateur O est influencé par la grandeur de commande $U[k]$ et par la grandeur de sortie $Y[k]$ du système à régler S. Comme on l'a vu au chapitre précédent, l'observateur fournit le vecteur d'état observé $X_r[k]$. On utilise alors, ce dernier pour la contre-réaction d'état par l'intermédiaire de la matrice K_s . Un régulateur intégrateur R est influencé par la différence entre le vecteur de consigne $W[k]$ et le vecteur de sortie $Y[k]$. Son vecteur d'état $X_R[k]$ contribue par l'intermédiaire de la matrice K_r à la contre-réaction d'état.

En plus, sur le vecteur de commande $U[k]$ agit l'intervention directe de la grandeur de consigne par l'intermédiaire de la matrice K_w .

IV.10. PRINCIPE DE SEPARATION.

On montre [8],[7] que lors du réglage d'état avec estimateur, on peut dimensionner séparément le réglage d'état et l'observateur; ceci facilite fortement la synthèse du réglage du

système complet qui se divise en deux sous-systèmes d'ordre inférieur. de plus, si l'observateur est stable, sa présence (une fois adapté aux conditions initiales) n'a aucune influence sur le comportement dynamique du système à régler.

A noter que, l'observateur doit être plus rapide que le réglage d'état afin de ne pas trop déranger le comportement transitoire lors de variation de la grandeur de perturbation.

IV.11. DECOUPLAGE.

Dans le cadre général de la commande des systèmes multivariables une attention considérable a été accordée au concept de découplage.

Dans cette optique, on cherche le plus souvent à compenser le système de sorte :-- que chaque entrée affecte seulement une sortie --, ce qui permet de dire que le système multivariable a été transformé en un ensemble de systèmes monovariables indépendants, qui peuvent être, dès lors, traités par les méthodes classiques .

Dans cette partie, on présente le découplage d'un système multivariable à l'aide du réglage d'état d'après la méthode proposée par BÜHLER , [9].

Le nombre de sorties étant supposé égal au nombre d'entrées.

IV.12. STRUCTURE DU REGLAGE D'ETAT AVEC DECOUPLAGE.

La figure ci-dessous présente la structure du réglage d'état permettant le découplage du système global.

Le bloc contenant la matrice K_v est indispensable pour garantir le découplage entre le nouveau vecteur de commande $U_0[k]$ et le vecteur de sortie $Y[k]$, cette matrice est dite MATRICE D'ENTREE DE DECOUPLAGE. Les matrices K_s , K_r et K_w ont la même signification que celle donnée précédemment.

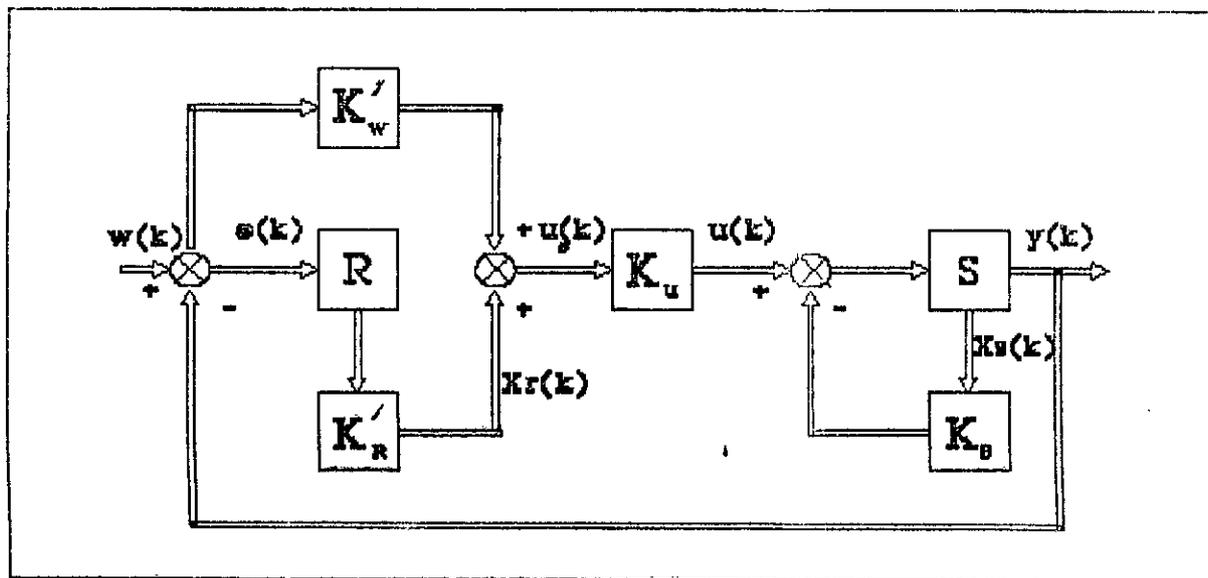


FIG. (IV.3) STRUCTURE GENEALE DU REGLAGE D'ETAT AVEC DECOUPLAGE

IV.13.METHODE DE BUHLER.

Pour le système à régler, on part des équations établies précédemment (IV.3).

Le régulateur intégrateur est donné par son équation d'état aux différences, (IV.4).

En ce qui concerne le vecteur de commande, son équation est donné par:

$$U[k] = -K_s X_s[k] + K_u U_0[k] \tag{IV.10}$$

et

$$U_0[k] = K_r X_R[k] + K_w W[k] \tag{IV.11}$$

Lorsqu'on introduit la relation (IV.11) pour le vecteur de commande dans l'équation d'état aux différences (IV.3), on obtient

$$X_s[k+1] = (A_d - B_d K_s) X_s[k] + K_u U_0[k] \tag{IV.12}$$

Il s'agit de l'équation d'état aux différences du système à régler avec contre réaction d'état.

On fait appel à la suite de pondération $G[k]$ donnée par le calcul numérique de la réponse impulsionnelle [9].

$$G[k] = C_d (A_d - B_d K_s)_{k-1}^{k-1} B_d K_u \quad (\text{IV.13})$$

pour $k \geq 1$.

On impose la condition suivante

$$G[1] = I_m \quad (\text{IV.14})$$

où I_m matrice identité (m,m) et m nombre d'entrée;

Ce choix est justifié par le fait que le système ne doit pas présenter de retard.

Avec les relations (IV.12) et (IV.13), on obtient

$$C_d B_d K_u = I_m \quad (\text{IV.15})$$

d'où l'on tire la matrice d'entrée découplage

$$K_u = (C_d B_d)^{-1} \quad (\text{IV.16})$$

afin que le découplage soit possible, il est indispensable que le produit $(C_d B_d)$ donne une matrice régulière.

Pour déterminer la matrice de contre réaction d'état K_s du système à régler, on impose pour $k=2$

$$G[2] = \Lambda \quad (\text{IV.15})$$

Où Λ doit être une matrice (m,m) diagonale pour garantir le découplage, et on démontre que [9] le découplage est aussi garanti pour $k > 2$. à l'aide de la relation (IV.12), on obtient

$$C_d (A_d - B_d K_s) B_d K_u = \Lambda \quad (\text{IV.16})$$

Après un bref calcul, on tire

$$K_s = (C_d B_d)^{-1} (C_d A_d - \Lambda C_d) \quad (\text{IV.17})$$

pour le vecteur de sortie, on peut établir l'équation au différences suivante

$$Y[k+1] = C_d X_s[k+1] \quad (IV.18)$$

et d'après les relations (IV.13) et (IV.15) on trouve

$$Y[k+1] = \Lambda Y[k] + U_0[k] \quad (IV.19)$$

puisque la matrice Λ est une matrice diagonale, on aboutit à m équations aux différences scalaires du premier ordre

$$Y_i[k+1] = \lambda_i Y_i[k] + U_{0i}[k] \quad (IV.20)$$

L'équation d'état matricielle (IV.13) du régulateur intégrateur peut également être décomposée selon ses éléments et on trouve

$$X_{Ri}[k+1] = X_{Ri}[k] + W_i[k] - Y_i[k] \quad (IV.21)$$

de la même manière, on peut décomposer la relation (IV.13) étant donné que les matrices K_r et K_w sont des matrices diagonales, on aura

$$U_{0i}[k] = K_{ri} X_{ri}[k] + K_{wi} W_i[k] \quad (IV.22)$$

on voit alors qu'il existe m sous-systèmes indépendants. Il est possible d'introduire pour chaque sous-système un vecteur d'état selon

$$X_i[k] = \begin{pmatrix} Y_i[k] \\ X_{Ri}[k] \end{pmatrix}$$

qui est de dimension deux.

On peut maintenant réunir les relations (IV.20), (IV.21) et (IV.22) en une seule équation matricielle de la forme

$$X_1[k+1] = \begin{bmatrix} \lambda_1 & K_{r1} \\ -1 & 1 \end{bmatrix} X_1[k] + \begin{bmatrix} K_{w1} \\ 1 \end{bmatrix} W_1[k] \quad (\text{IV.23})$$

on obtient son équation caractéristique par

$$P_1(z) = z^2 - (1 + \lambda_1) z + (\lambda_1 + K_{r1}) \quad (\text{IV.24})$$

qu'on peut l'exprimer sous la forme suivante

$$P_1(z) = z^2 + \alpha_{11} z + \alpha_{10} \quad (\text{IV.25})$$

où les coefficients sont en relation avec les pôles selon

$$\alpha_{11} = -(z_{11} + z_{12}) ; \alpha_{10} = z_{11} z_{12}$$

donc, à chaque sous-système, on peut imposer deux pôles.

Ainsi il est possible de déterminer les coefficients λ_1 et K_{r1} pour chaque sous-système.

$$\lambda_1 = z_{11} + z_{12} - 1$$

$$K_{r1} = z_{11} z_{12} - (z_{11} + z_{12}) + 1$$

A noter qu'aux niveau du système global fermé, on peut donc imposer au total (2 m) pôles qui se composent des pôles imposés aux m sous-systèmes.

Pour déterminer les coefficients K_{w1} de l'intervention directe des grandeurs de consigne, on fait appel aux relations établies précédemment, (IV.9). on tire

$$K_{w1} = \frac{K'_{r1}}{1 - z_{11}} \quad (\text{IV.26})$$

z_{il} est, avec $l=1$ ou 2 , le pôle qu'on désire compenser.

On retrouve la structure du réglage d'état d'après le calcul suivant

$$K_r = K_u K_r \quad (IV.27)$$

$$K_w = K_u K_w$$

En effet l'algorithme de réglage d'état ne change pas lors de découplage. Ce sont uniquement les éléments des matrices $K=[K_s \ -K_r]$ et K_w qui prennent des valeurs numériques différentes. on obtient pour la matrice du système global fermé

$$F_G = \begin{bmatrix} A_d - B_d K_s & B_d K_r \\ -C_d & I_m \end{bmatrix}$$

F_G est une matrice de dimension (n_1, n_1) , avec $n_1=n+m$. Par le procédé développé précédemment, on peut imposer $(2m)$ pôles avec la matrice de contre réaction d'état $K = [-K_s \ K_r]$ en garantissant simultanément le découplage du système global fermé. Il reste encore $(n - m)$ pôles qui ne peuvent pas être imposés. En général on doit les déterminer afin de vérifier la stabilité et le bon amortissement du système global fermé. Pour plus de détails nous renvoyons le lecteur à l'ouvrage [9].

IV.14. INTERPRETATION.

Nous simulons le fonctionnement de la machine soumise à un réglage d'état en partant de conditions initiales nulles, avec un couple de charge de la forme $T_1 = A W_r + B$.

Des Fig. (IV.4), (IV.5) et (IV.6), nous déduisons que les caractéristiques dynamiques (temps de réponse, dépassement) ne sont pas très performantes.

Au régime permanent le courant tend à chuter pour se stabiliser à sa valeur de consigne.

Afin d'étudier la sensibilité du réglage sous l'effet d'une

éventuelle variation de la charge et une augmentation de la vitesse de consigne, nous effectuons les deux essais suivants:

-une fois le régime établi atteint, nous appliquons une variation de la charge sous forme d'échelon. Nous constatons une très faible variation de la vitesse avant de reprendre sa valeur imposée, Fig.(IV.7). Le courant augmente, sous l'effet de la charge; fig.(IV.8); et le couple mécanique se stabilise à la valeur donnée au couple de charge. Fig(IV.9).

Les Fig.(IV.10), (IV.11) et (IV.12) présentent l'effet d'une augmentation de la vitesse de consigne lorsque le régime permanent est atteint. La vitesse suit fidèlement sa consigne, après un transitoire caractérisé par un dépassement de 15% environ.

Le courant augmente lentement puis se stabilise à une valeur supérieure à celle imposée par la consigne (ceci est dû à la non linéarité du système et le fort couplage entre les grandeurs de sorties). Le couple mécanique présente un transitoire très rapide avec une grande augmentation de sa valeur puis se stabilise à la valeur du couple de charge.

La remarque qu'on peut faire est que durant le régime transitoire les performances souhaitées ne sont pas atteintes, ceci est dû essentiellement à la limitation des commandes qui semblent insuffisantes lors des grandes variations.

Les mêmes remarques peuvent être faites dans le cas du réglage d'état avec découplage; Figures (IV.13) à (IV.18).

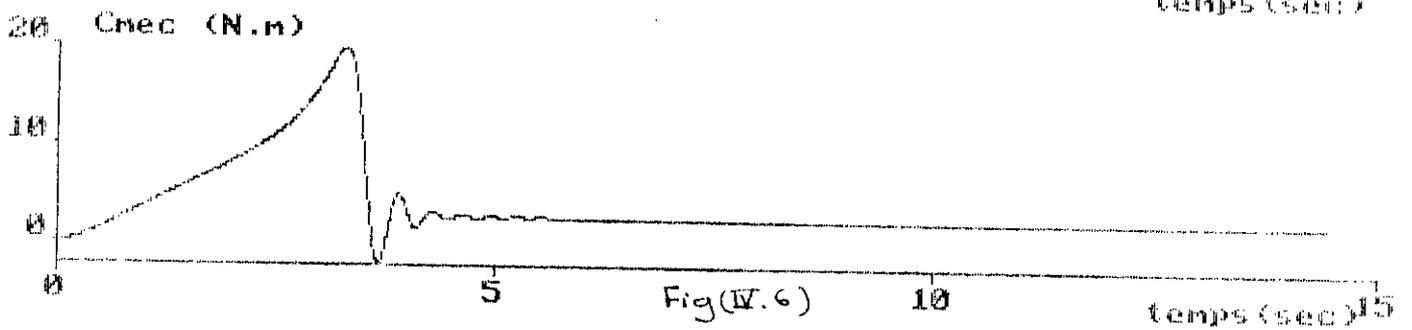
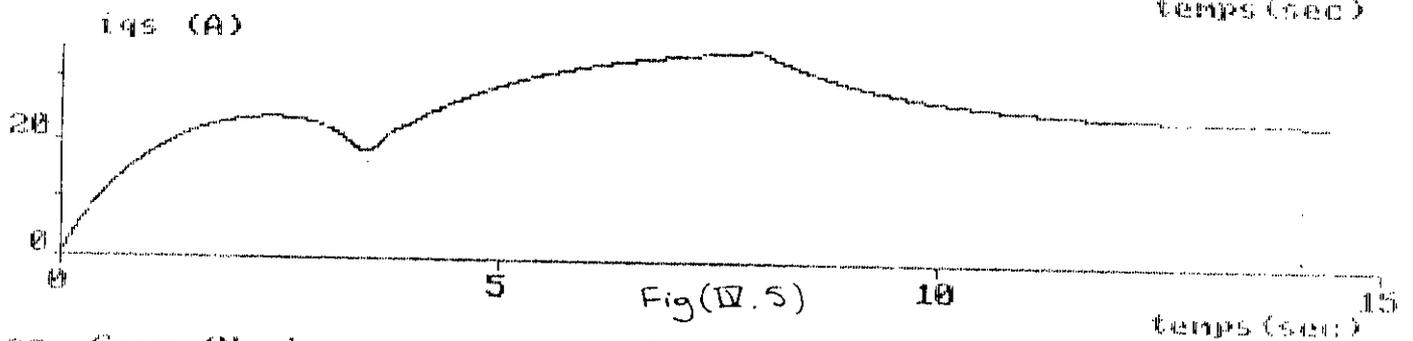
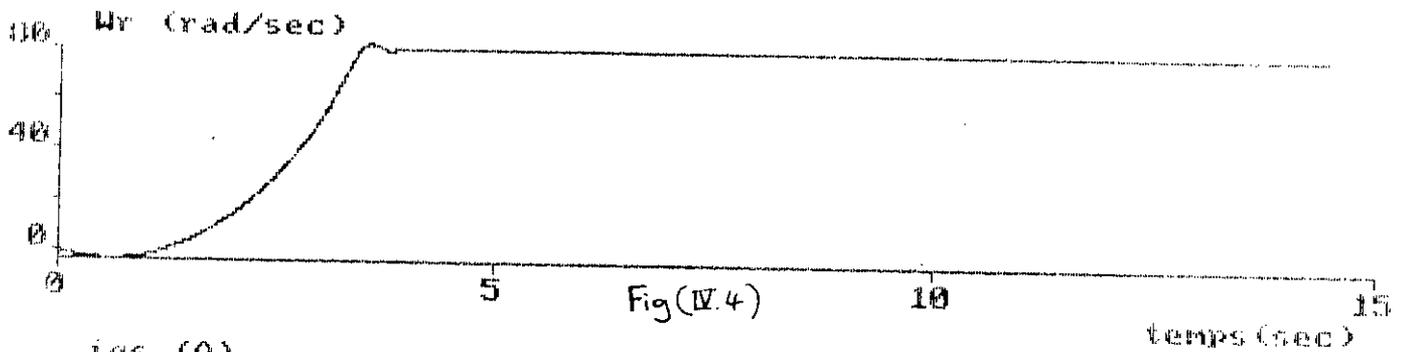
Toutefois, lorsqu'on applique une augmentation de la vitesse de consigne, Fig(IV.19), (IV.20) et (IV.21), on constate une faible variation du courant pendant un laps de temps relativement court, effet dû au couplage non négligeable du système.

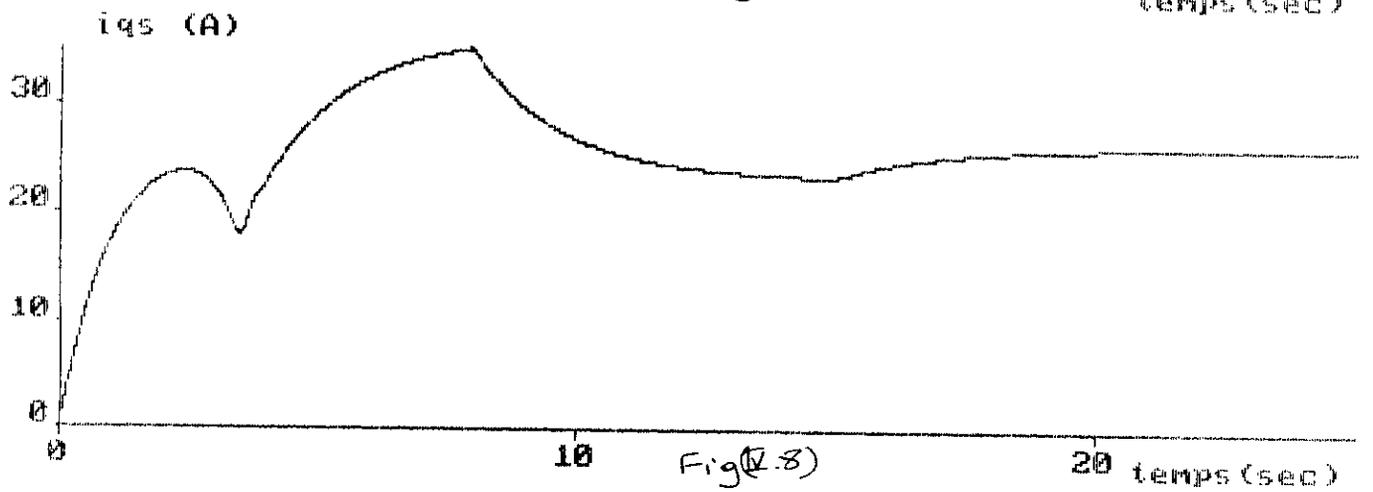
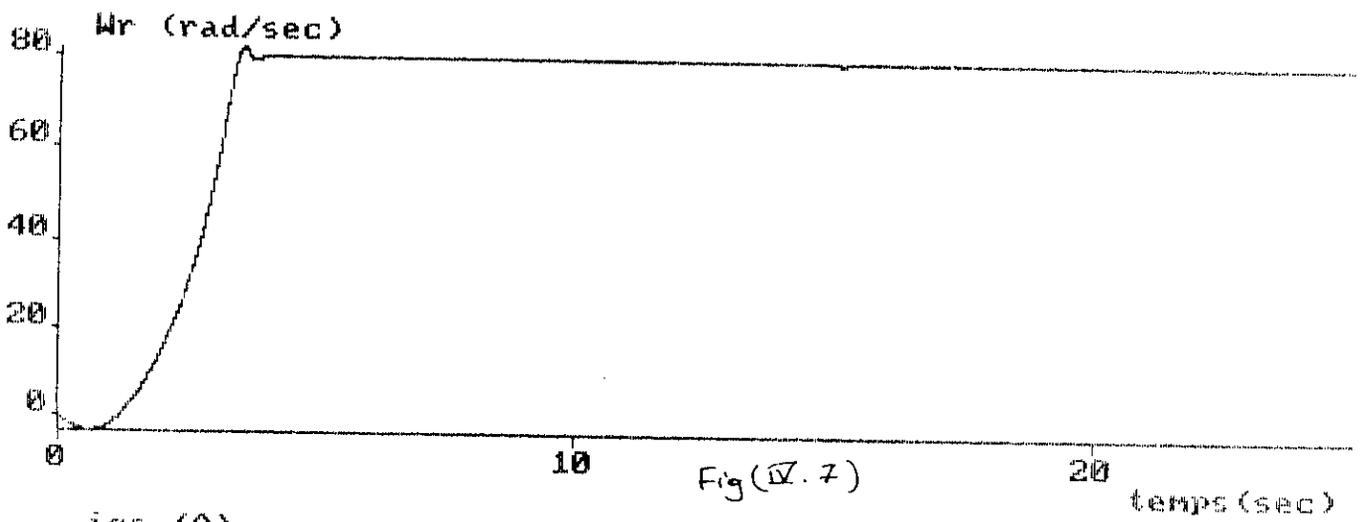
Une comparaison des résultats obtenues sans et avec découplage montre qu'on obtient un comportement dynamique plus satisfaisant dans le cas du découplage que pour le réglage d'état simple.

IV.15. CONCLUSION.

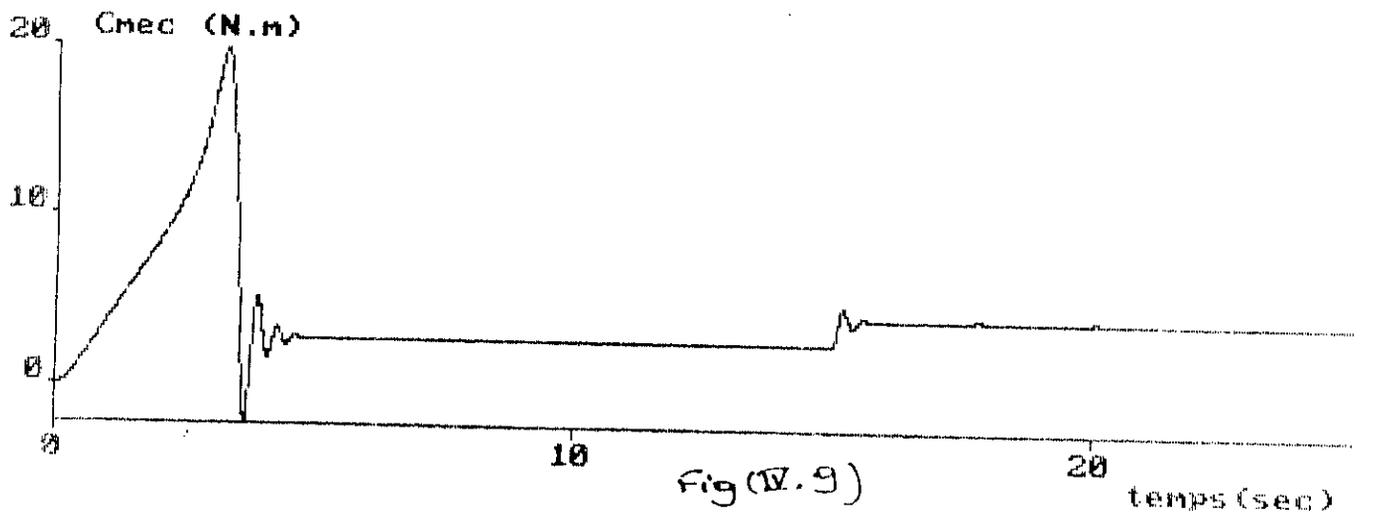
La commande par réglage d'état sans et avec découplage se révèle très performante lorsqu'elle est utilisée pour une fonction de régulation, mais une maîtrise correcte du système semble souvent plus difficile à obtenir lorsque la structure d'action envisagée est utilisée pour une fonction d'asservissement, c'est-à-dire lors de modifications imposées à la grandeur de consigne.

A noter qu'une telle solution trouvée par linéarisation n'est valable que pour de petites variations autour du point de fonctionnement.





Reglage d'état avec variation du couple de charge



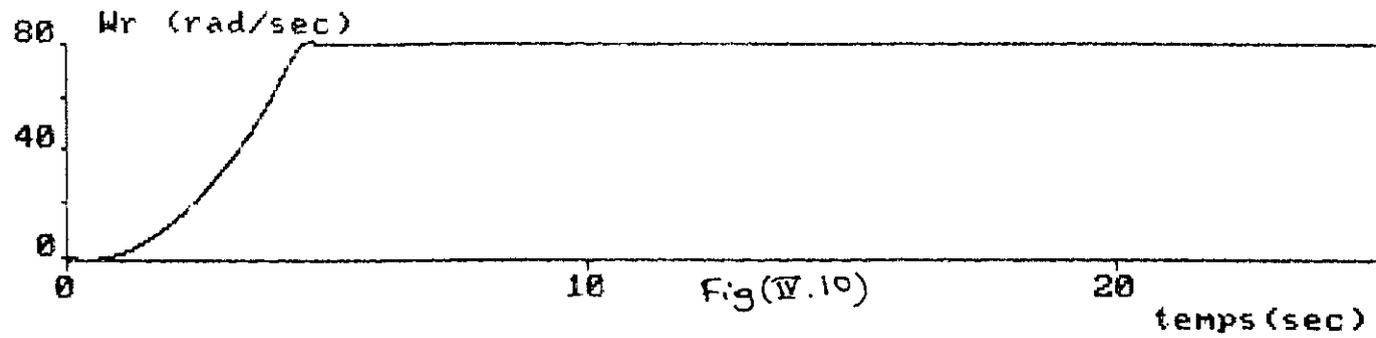


Fig (V.10)

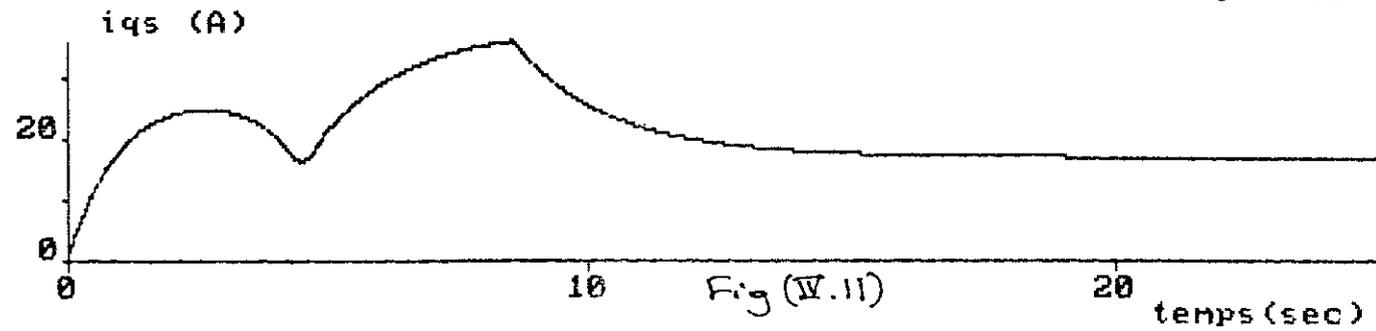


Fig (V.11)

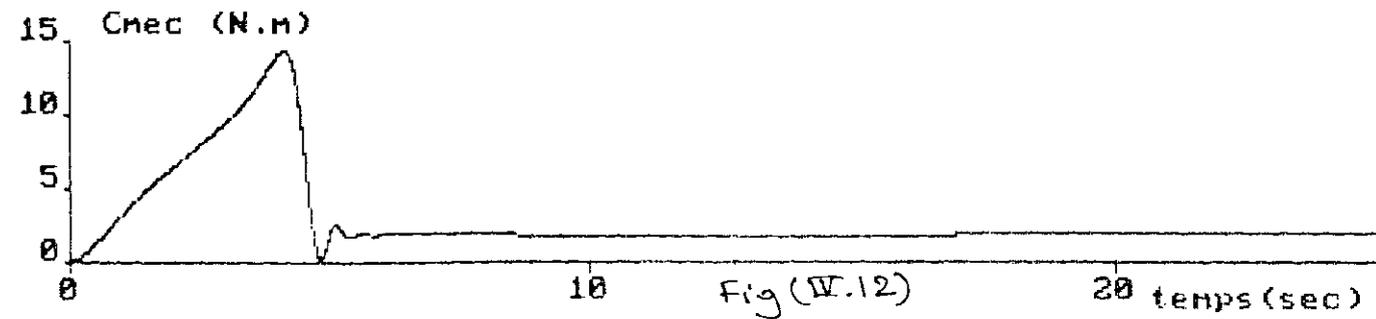
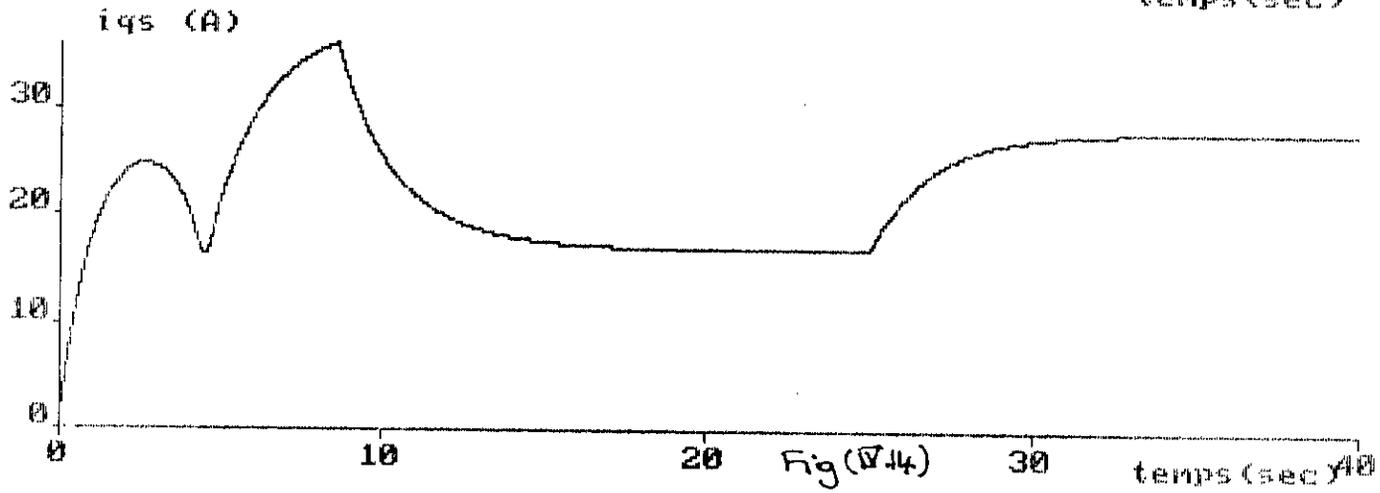
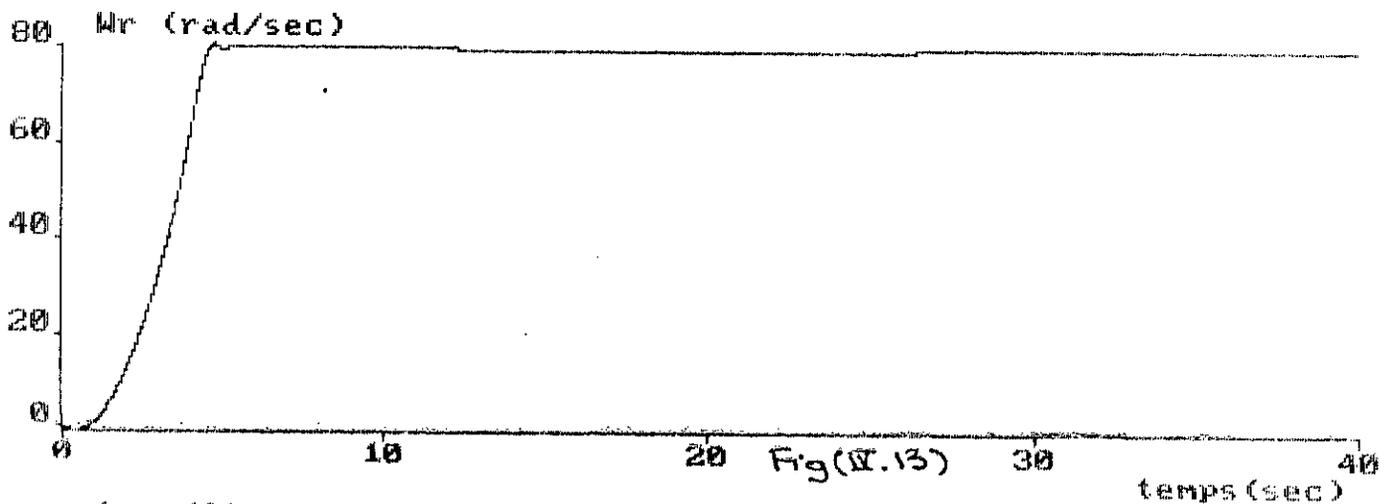
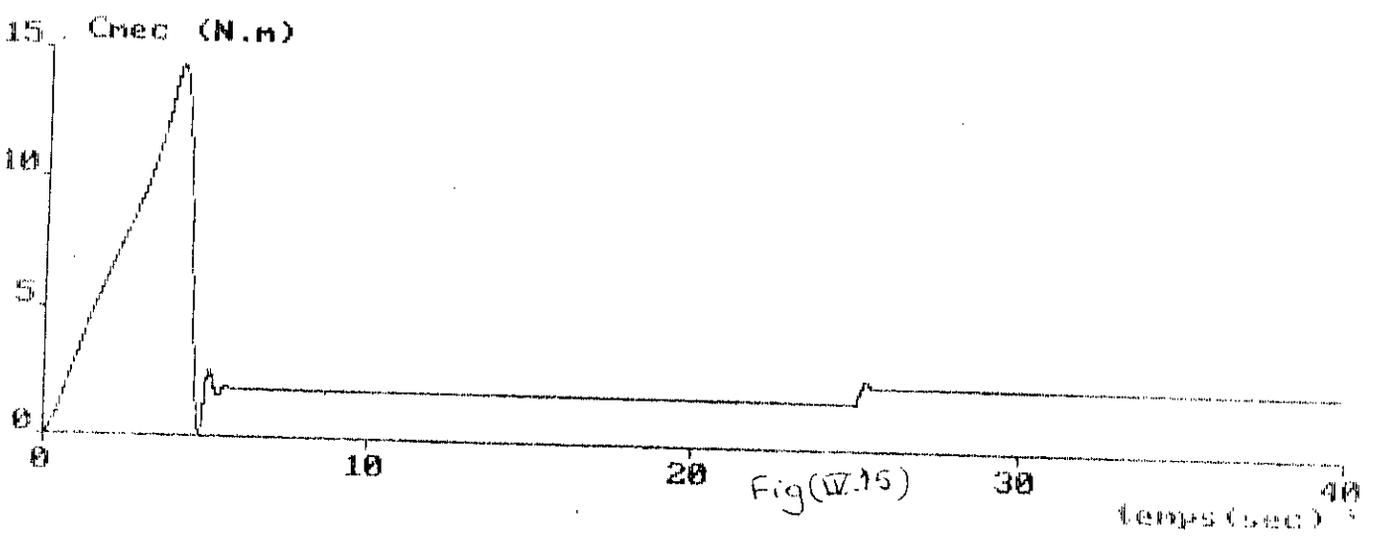


Fig (V.12)

Reglage de vitesse et de courant par Retour d'Etat avec Decouplage 4



Reglage d'état decouple avec variation du couple de charge



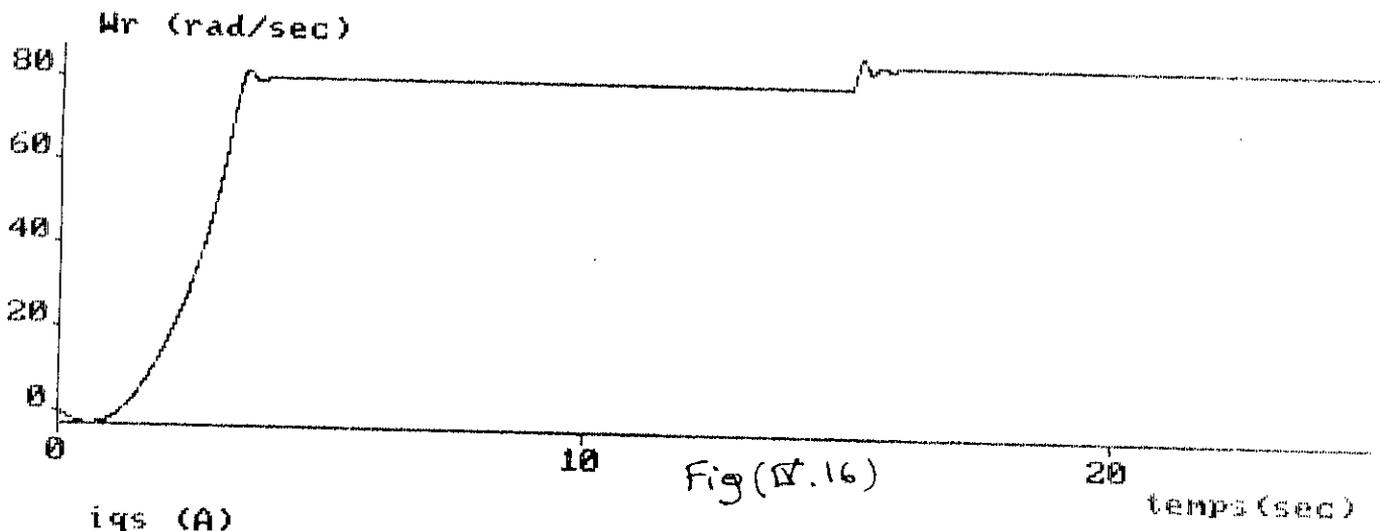


Fig (IV.16)

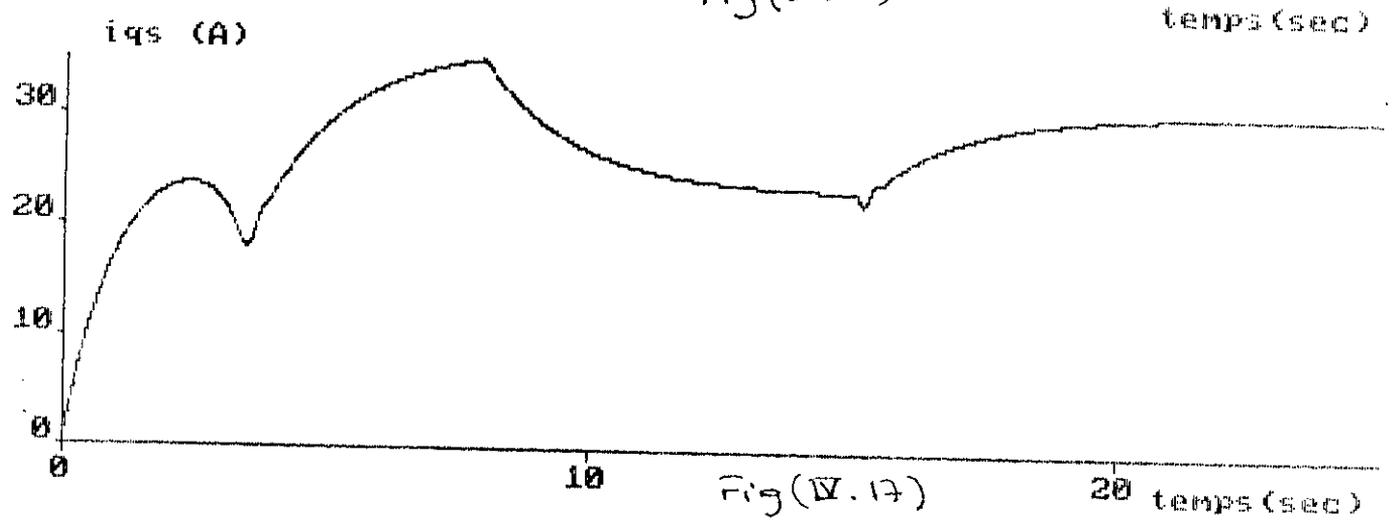


Fig (IV.17)

Reglage d'état avec une variation de la vitesse de consigne

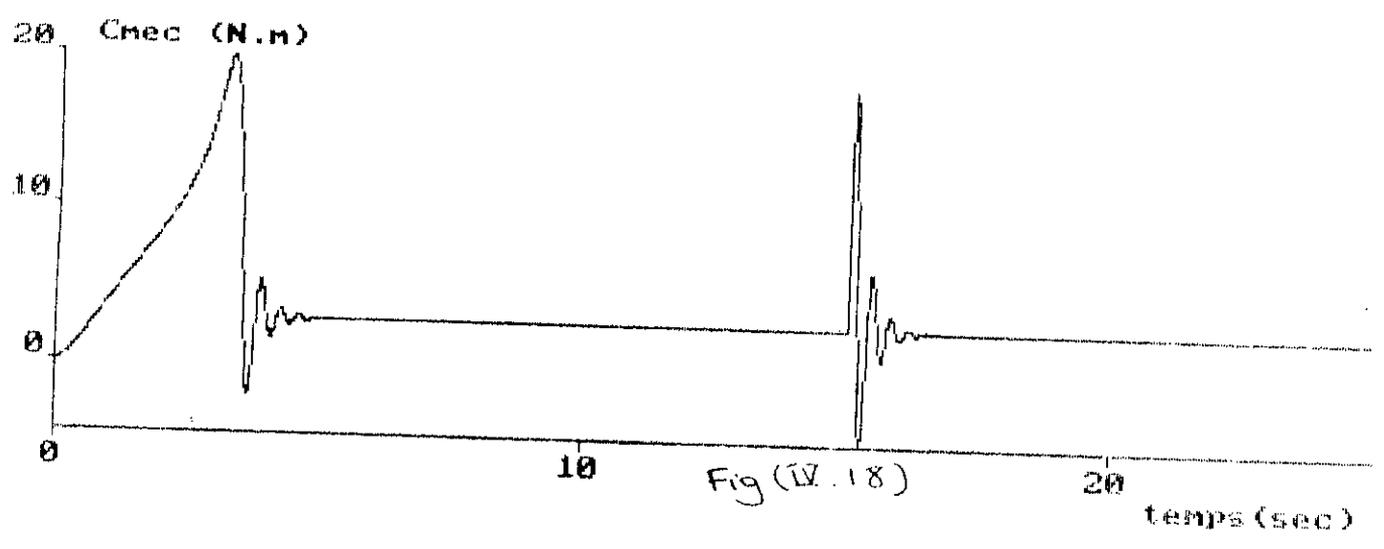
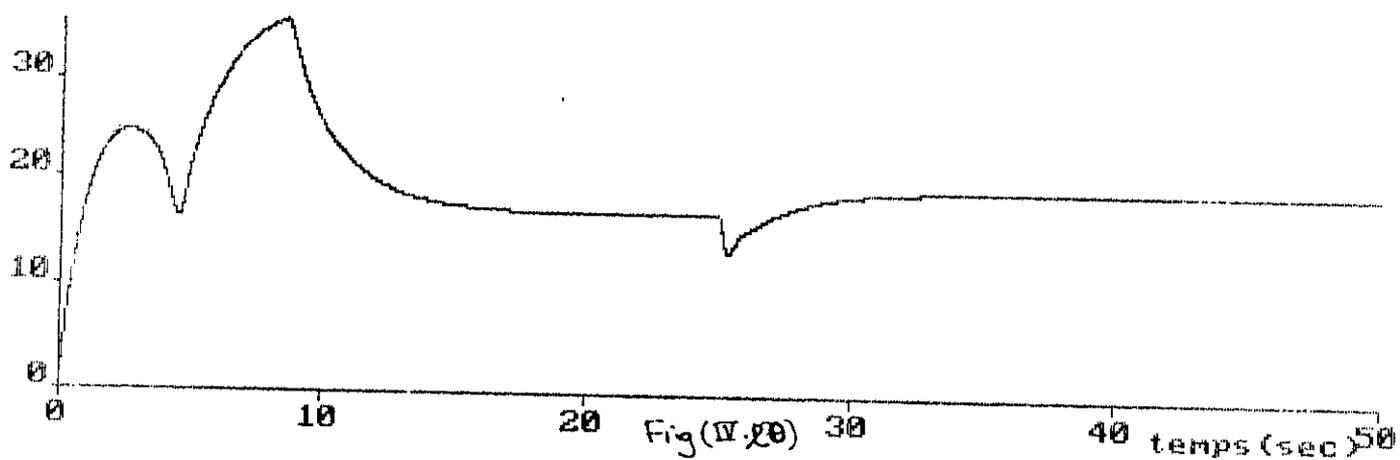
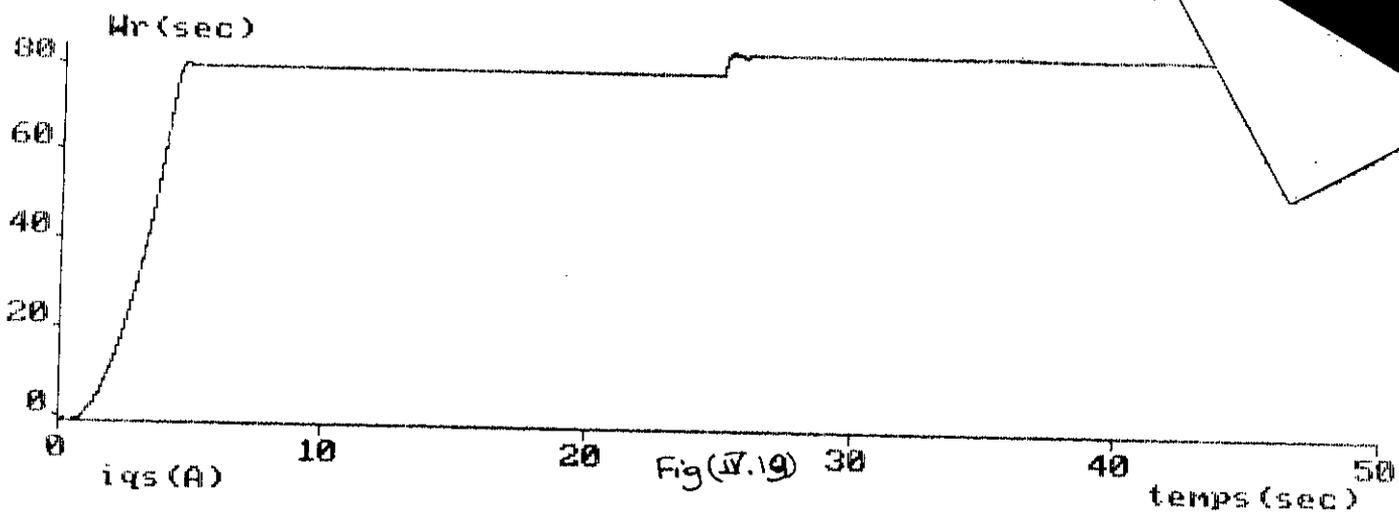
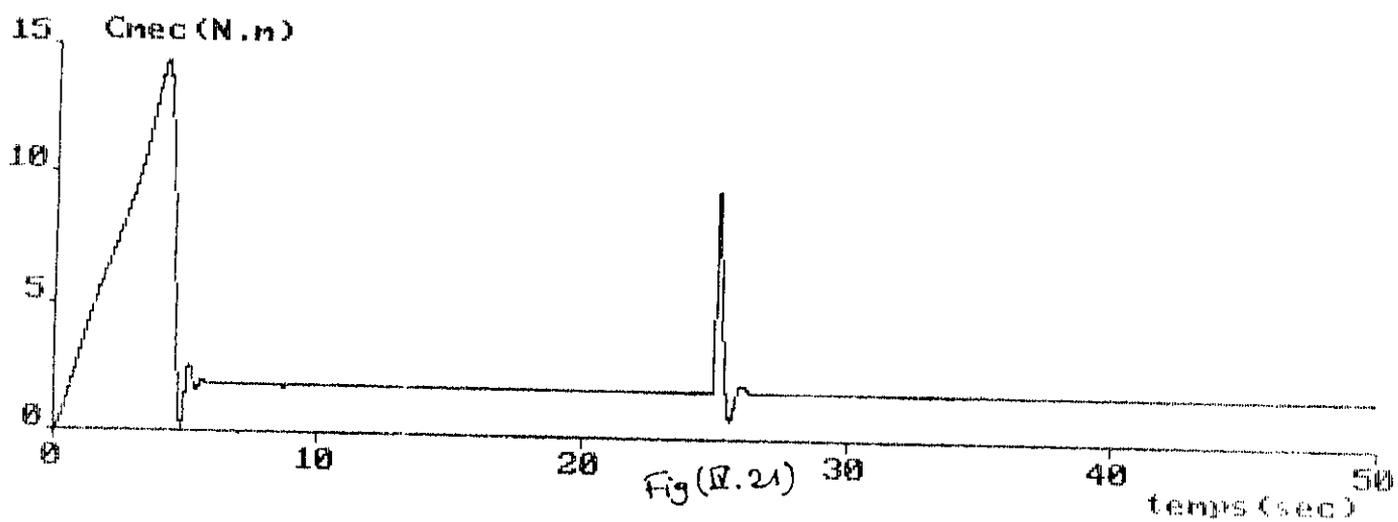


Fig (IV.18)



Reglage d'état decouple avec une variation de la vitesse de consigne



CHAPITRE V

IBM PC ET INTERFACES

V. INTRODUCTION.

Dans cette partie, nous donnerons quelques brèves notions sur l'IBM PC/XT. On décrira son bus et un de ses microprocesseurs, à savoir le INTEL 8088. Nous introduirons ensuite les interfaces en présentant en détail l'interface utilisé dans la conception d'une carte d'interface.

V.1. ARCHITECTURE DE L'IBM PC.

Les trois principaux composants matériels de l'I.B.M PC sont :

- Boîtier système.
- clavier.
- l'écran.

Les unités proposées en option sont :

- Lecteur disquette.
- Imprimante.
- divers adaptateurs (couleur/graphique, monochrome, communication asynchrone, multifonction).

Le boîtier système contient la carte système (mother-board), le bloc d'alimentation et un ensemble de connecteurs électroniquement équivalents destinés à enficher les adaptateurs périphériques et l'extension mémoire.

Les principaux éléments de la carte système sont :

- Le micro-processeur INTEL 8088/86.
- Les 40 Koctets de mémoires ROM.
- La mémoire RAM de 64 Koctets et plus.
- 32 Koctets de ROM BASIC intégré.

Les autres composants sont :

- Le circuit d'horloge INTEL 8284A.
- Le temporisateur compteur programmable INTEL 8253S.
- L'interface programmable de périphérique INTEL 8255A.
- Le contrôleur programmable d'interruption INTEL 8259a
- Le contrôleur de bus INTEL 8288.
- Le contrôleur de disquette NEC PD 765.

- Le controleur D.M.A. INTEL 8237A.S.
- Le co-processeur INTEL 8087.
- L'interface cassette.
- Les commutateurs de configuration (switchs).
- Le clavier.
- Les positions d'extentions (slots).

V.2.INTEL 8088.

A.CARACTERISTIQUES GLOBALES.

1. Le 8088 peut adresser 1.M.octets de cellules mémoires.
2. Il dispose de 16 bits pour adresser les E/S en mode décodé soit 64 koctets.
3. Il dispose d'un bus multipléxé (16 lignes de données).
4. Il peut fonctionner en deux modes:
 - En mode minimum,le 8088 fonctionne en bus local.
 - En mode maximum,il permet d'opérer dans un environnement multi-bus.
5. Il dispose d'une mémoire de 4 octets permettant de stocker quelques instructions en attente d'execution.
6. le 8088 possède une broche d'interruption non masquable MNI et une auter masquable INTR.Il possède une table de vecteurs d'interruptions de 256 positions de 4 octetes.
7. Adressage complexe pour supporter les langages évolués.
8. Multiplication et division cablés.
9. Instructions de traitement de chaines de caractères.
10. Entrées/Sorties en mode indirect.

B.ORGANISATION INTERNE DU 8088.

Le micro-processeur 8088 intel se présente dans un boitier à 40 broches,il possède tout au moins deux unités différentes:

- L'unité d'execution: appelé UE et qui procède à l'execution des instructions,selon l'état des circuits logiques.
- L'unité d'interfaçage de bus appelé BUI,celle-ci procède à

tous les accès de la mémoire.

Les registres internes:

L'unité centrale possède 14 registres internes de 16 bits que l'on peut regrouper en quatre sous-ensembles selon le rôle qui leur est dédié.

-Groupe données: AX, BX, CX, DX.

-Groupe pointeur et index: SP, BP, SI, DI.

-Groupe segment :CS, DS, ES, SS.

-pointeur d'instructions et indicateurs : IP, mot d'état ou flags.

BUS DE L' I.B.M PC/XT

Le bus de l'I.B.M PC est composé de 62 broches réparties comme suit :

- Lignes de données.
- Lignes d'adresses.
- Lignes de contrôle.
- Alimentation.

comme la montre le tableau suivant:

Broche	Nom du signal	Broche	Nom du signal
B1	GND	A1	I/O CH \overline{CK}
B2	RESET DRV	A2	D7
B3	+5V	A3	D6
B4	IRQ2	A4	D5
B5	-5V	A5	D4
B6	DRQ2	A6	D3
B7	-12V	A7	D2
B8	RESERVE	A8	D1
B9	+12V	A9	D0
B10	GND	A10	I/O CH RDY
B11	<u>MEMW</u>	A11	AEN
B12	<u>MEMR</u>	A12	A19
B13	<u>IOW</u>	A13	A18
B14	<u>IOR</u>	A14	A17
B15	<u>DACK3</u>	A15	A16
B16	<u>DRQ3</u>	A16	A15
B17	<u>DACK1</u>	A17	A14
B18	<u>DRQ1</u>	A18	A13
B19	<u>DACK0</u>	A19	A12
B20	CLK	A20	A11
B21	IRQ7	A21	A10
B22	IRQ6	A22	A9
B23	IRQ5	A23	A8
B24	IRQ4	A24	A7
B25	IRQ3	A25	A6
B26	<u>DACK2</u>	A26	A5
B27	T/C	A27	A4
B28	ALE	A28	A3
B29	+5V	A29	A2
B30	OSC	A30	A1
B31	GND	A31	A0

V.3.GENERALITES SUR LES INTERFACES.

Chaque micro-processeur vit sur un bus d'un type donné, transportant une série de signaux. Les bus ne peuvent pas avoir une grande longueur car la propagation des signaux le long de fils demande du temps. Si la distance est grande, le retard augmente jusqu'à une valeur à laquelle la synchronisation des signaux sur le bus ne peut plus être assurée. Pour cette raison, la plus part des bus ont moins de 60 cm de longueur, et comme les périphériques sont placés généralement à une distance suffisamment importante du processeur, les problèmes de compatibilité et synchronisation sont ainsi créés. Pour résoudre ces problèmes, on a intercalé entre eux des circuits spécialisés appelés interfaces.

a-ROLES DES INTERFACES.

Le rôles des interfaces se résume en quatre points essentiels qui sont les suivants:

- 1- Ils transforment le niveau du signal de façon à permettre la transmission sur un cable long.
- 2- Ils transforment des signaux du processeur en signaux compatibles avec le périphérique.
- 3- Ils transforment la synchronisation à grande vitesse du processeur à une cadence compatible avec le périphérique.
- 4- Ils transposent l'information du processeur en format compatible avec le périphérique et vice-versa.

b-DIFFERENTS TYPES D'INTERFACES.

Il existe trois types principaux d'interfaces:

- Analogique.
- Série.
- Parallèle.

1-Interfaces analogiques:

Ils convertissent les signaux numériques du micro-processeur en signaux à variation continue.

2-Interfaces series:

Ils n'utilisent qu'une seule ligne pour transmettre l'information. il existe deux espèces principales d'interfaces series: Asynchrone et Synchrone.

3-Interfaces parallèles:

Ils sont semblables aux bus des microprocesseurs.les données sont transmises sur les lignes de données comme sur le bus de données du processeur.

La variantes des interfaces parallèles diffèrent par le nombre de lignes de données utilisées et par le nombre de signaux employés pour la validation des communications.

La validation est la méthode utilisée pour régler la cadence à laquelle l'information est transférée d'un équipement à un autre.

VI.4.L'INTERFACE PROGRAMMABLE PARALLELE: P.P.I 8255.

a-Généralités.

Le P.P.I 8255 de INTEL est un composant puissant;ne possédant que quatre registre et n'ayant que très peu de particularité,il est considéré comme étant l'un des plus simples interfaces.

En effet chaque sortie des ports B et C peut absorber 1 mA sous 1.5 V minimum,au niveau haut,ce qui est suffisant pour commander un Darlington de puissance.A niveau bas,le circuit est testé à 1.7 mA à 0.45 V pour tous les ports;le port A,lui,est limité (en test) à --200 μ A pour 2.4 V.Par conséquent,les ports B et C seront sélectionnés pour des commandes de puissance.

b-DESCRIPTION DE SON FONCTIONNEMENT.

1-Organisation du P.P.I:

Une représentation classique du P.P.I.8255 organise la répartition des E/S en quatre groupes:

Le port A: PA0 à PA7 et son quartet PC4 à PC7.

Le port B: PB0 à PB7 et son quartet PC0 à PC3.

La programmation s'effectue grâce à des registres internes.

2-Signaux de contrôles:

Le P.P.I 8255 est vu par le micro-processeur comme un groupe de 3 ou 4 registres,A cette effet,le 8255 dispose de lignes avec les suivantes:

CS pour la selection du boitier.

RD pour une lecture.

WR pour une ecriture.

lignes d'adresse A1 -A0 pour la selection de registres.

3-Groupe A,Groupe B:

Les ports A et B ont huit bits,alors que les ports C (supérieur et inférieur) n'en possèdent que quatre.

Les ports PA,PB et PC peuvent être utilisés indépendamment en entrée ou en sortie, ou en deux groupes. Un groupe A comprenant PA et PC supérieur,et un groupe B constitué par PB et PC inférieur.

Une logique de contrôle nous permet de gérer le fonctionnement du groupe A d'une part,et du groupe B d'autre part.

Groupe A : port A et port C supérieur (PC4-PC7).

Groupe B : port B et port C inférieur (PC0-PC3).

4-Ports A, B et C:

Les ports A et B ont huit bits alors que les ports C (supérieur et inférieur) n'en ont que quatre.

Les ports A et B peuvent être mis à des modes différents. Le port C supérieur est configuré selon le mode du port A, et le port C inférieur selon le mode du port B.

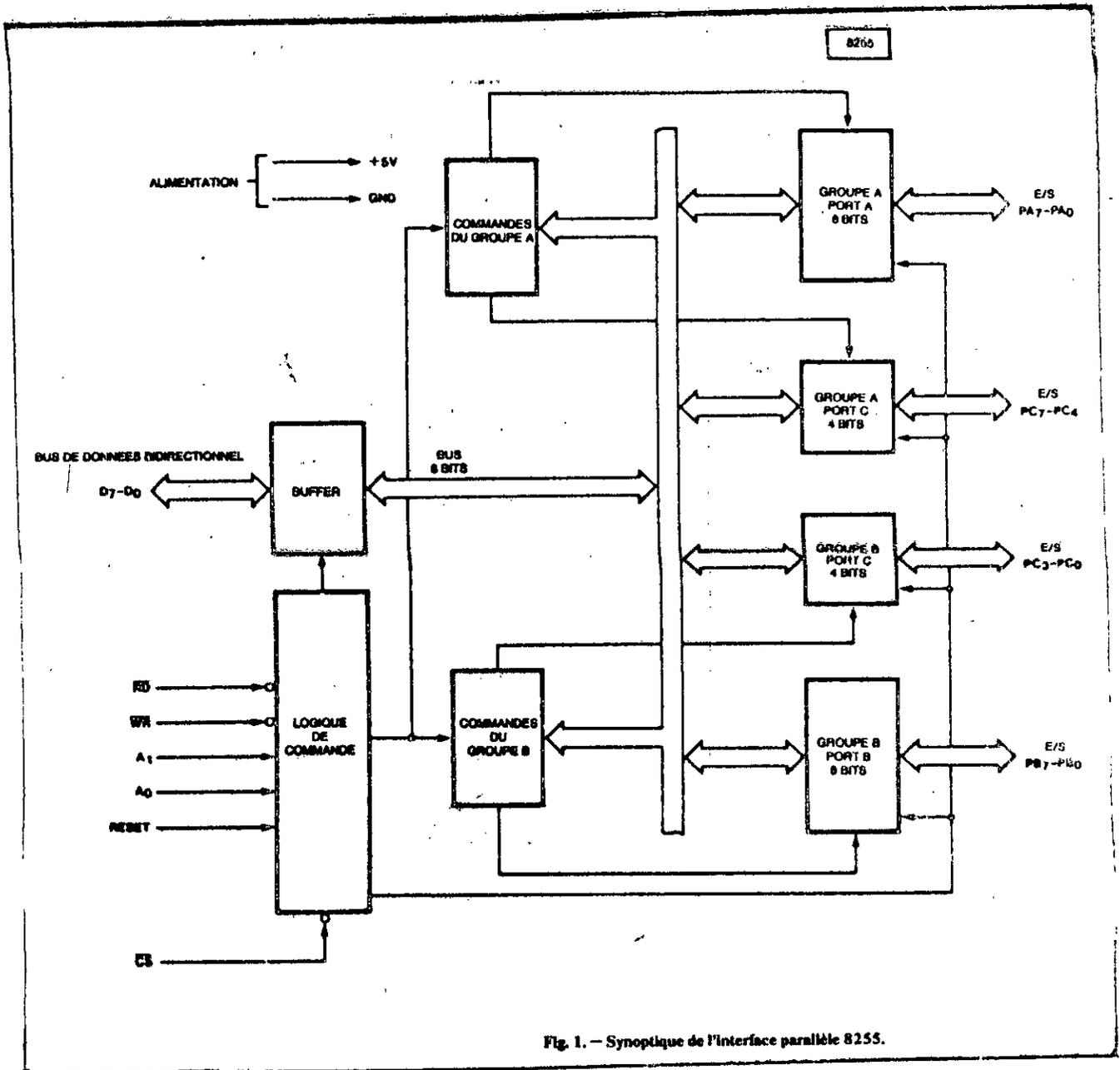
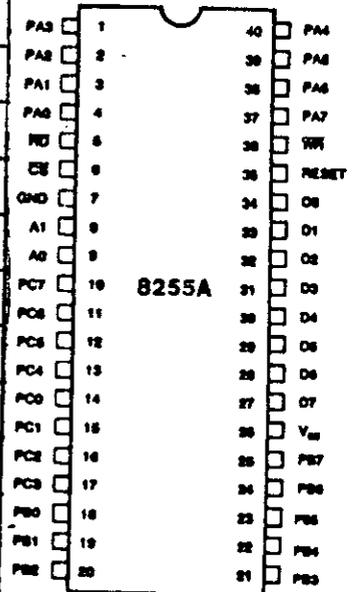


Fig. 1. — Synoptique de l'interface parallèle 8255.

BROCHAGE DU 8255

Broche	Nom	Entrée ou sortie	Fonction
1 à 4	PA0 à PA3	E/S	Quartet bas du port PA
5	RD	E	Lecture d'informations du 8255 par l'UCT
6	CS	E	Sélection de circuit
7	GND	-	Masse
8 et 9	A1 et A0	E	Adresse pour les registres de commande
10 à 17	PC0 à PC7	E/S	Port C
18 à 25	PB0 à PB7	E/S	Port B
26	Vcc	E	Alimentation + 5 V
27 à 34	D7 à D0	E/S	Bus vers microprocesseur
35	RESET	E	Mise à zéro des registres ; tous les ports en entrées
36	WR	E	Ecriture : du microprocesseur vers le 8255
37 à 40	PA7 à PA4	E/S	Quartet haut du port PA



COMMANDES DE BASE DU 8255

Type	A1	A0	\overline{RD}	\overline{WR}	\overline{CS}	Opération
Entrée (lecture)	0	0	0	1	0	Port A vers bus de données
	0	1	0	1	0	Port B vers bus de données
	1	0	0	1	0	Port C vers bus de données
Sortie (écriture)	0	0	1	0	0	Bus de données vers port A
	0	1	1	0	0	Bus de données vers port B
	1	0	1	0	0	Bus de données vers port C
	1	1	1	0	0	Bus de données vers commandes
Inhibition	X	X	X	X	1	Bus de données au 3 ^e état
	1	1	0	1	0	Illégal
	X	X	1	1	0	Bus de données au 3 ^e état

5-Mot de commande:

Le P.P.I dispose d'un seul registre de 8 bits pour définir sa configuration fonctionnelle.

Le bit 7 doit toujours être à 1 pour différencier ce format du format du registre de commande dans le cas du mode bit d'armement/désarmement du port C.

Les bits D5 et D6 commandent le mode du port A. Le bit D4 est le bit de sens des données du port A, il détermine si les broches du port A sont des entrées ou des sorties. Le bit D3 détermine le sens des broches du port C supérieur.

Le bit D2 est le bit de sélection de mode pour le port B (le port B ne peut être configuré en mode 2). Le bit D1 détermine le sens des données pour les broches du port B et le bit D0 pour celles du port C inférieur.

En plus de cette définition, le registre de commande du 8255 peut également être défini comme suit:

Dans cette configuration, les broches du port c sont directement mises à 1 ou à 0, conformément à la figure (fig.). Le bit D7 doit être à 0.

Les bits D4, D5 et D6 sont indifférents. Les bits D1 à D0 spécifient quel bit du port C sera manipulé et le bit 0 spécifie l'état que ce bit doit prendre.

6-Les différents modes:

Le P.P.I 8255 est un circuit d'interface parallèle. Il dialogue avec le périphérique par l'intermédiaire de 24 lignes, qui seront programmables suivant trois modes.

Le choix d'un mode et la programmation des lignes se fait à travers le registre de commande.

MODE 0: Entrées/Sorties de base.

En mode 0, le 8255 fonctionne en configuration " E/S de bases " ou E/S de bits. Ceci signifie que les broches définies comme des sorties resteront aux niveaux donnés par une sortie du micro-

processeur vers le 8255, jusqu'à ce qu'ils soient modifiés par une autre opération de sortie du processeur.

Les sorties en mode 0 sont mémorisées, les entrées ne le sont pas. En ce mode, le 8255 peut être configuré de seize façons différentes. ce nombre comprend toutes les affectations des ports A, B, C supérieur et C inférieur en entrée et sortie. Tous les bits du port A sont mis soit en entrée soit en sortie. De même toutes les broches des autres ports peuvent être mises en entrée ou sortie.

Le sens de circulation des données doit être le même pour toutes les broches d'un port donné. Le port C est partagé en deux et peut donc être défini comme étant constitué de huit entrées ou huit sorties, ou quatre entrées et quatre sorties.

MODE 1: Entrées/Sorties échantillonné.

Le mode 1 est caractérisé par les propriétés suivantes:

* les ports sont réparties en deux groupes:

Groupe A : port A et port C supérieur (PC4-PC7).

Groupe B : port B et port C inférieur (PC0-PC3).

Les ports PA et PB servent pour le transfert de données en entrée ou en sortie, les ports PC supérieur et PC inférieur servent pour les signaux de dialogue et d'état. Le port A utilise les bits 3, 4, et 5 tandis que le port B utilise les bits 0, 1 et 2.

* Les bits 6 et 7 du port C restent disponibles pour des E/S de bits.

Configuration d'entrée en mode 1:

Un dispositif extérieur peut placer un octet d'information à l'entrée d'un port. A cet effet, un signal strobe (STB) est rendu actif (à l'état bas). En réponse à l'inscription d'un mot dans un port d'entrée, deux signaux sont émis vers l'extérieur du 8255:

-Un signal de demande d'interruption.

-Un signal IBF (Input Buffer Full) qui a la fonction d'un bit d'état; il indique qu'un port d'entrée contient une donnée récente qui n'a pas encore été lue par le micro-processeur.

Si malgré cela, un nouveau signal strobe provoque l'entrée

d'une autre donnée dans le même port, la donnée la plus récente détruit la précédente avant qu'elle n'ait été lue.

La lecture d'une donnée dans un port peut être déclenchée suivant deux procédures:

- En entrée par interruption, grâce au signal INTR.
- En entrée programmée, avec test préalable de l'indicateur IBF, dans ce cas, le signal INTR peut être inhibé.

L'exécution d'une opération de lecture dans un port chargé provoque la remise à 0 de l'indicateur IBF.

Pour le port A, STB, IBF et INTR correspondent aux bits 3, 4 et 5 du port C alors que pour le port B, ils correspondent aux bits 0, 1 et 2 du port C.

Configuration de sortie en mode 1:

Le déroulement d'une opération d'écriture dans un port de sortie est le suivant:

Le micro-processeur, après avoir éventuellement testé l'état de l'indicateur OBF (Output Buffer Full), écrit un mot de donnée dans le port de sortie, ce qui a pour effet de mettre à jour l'indicateur OBF (actif à l'état bas).

Le périphérique est donc averti par le signal OBF qu'un mot de donnée est disponible dans le port de sortie, il émet un signal d'acceptation ACK (Acknowledge) qui commande le transfert de la donnée dans le périphérique et remet à jour l'indicateur OBF.

Si le microprocesseur écrit un nouveau mot de donnée dans le port de sortie avant que le précédent n'ait été accepté par le périphérique, la donnée la plus ancienne est détruite par la plus récente. C'est pourquoi, on a prévu la possibilité de procéder par interruption. La fin du signal ACK provoque l'émission d'un signal INTR de demande d'interruption qui peut servir à signaler au micro-processeur que le port de sortie est libre pour recevoir une nouvelle donnée. La génération de INTR peut être inhibée par programme.

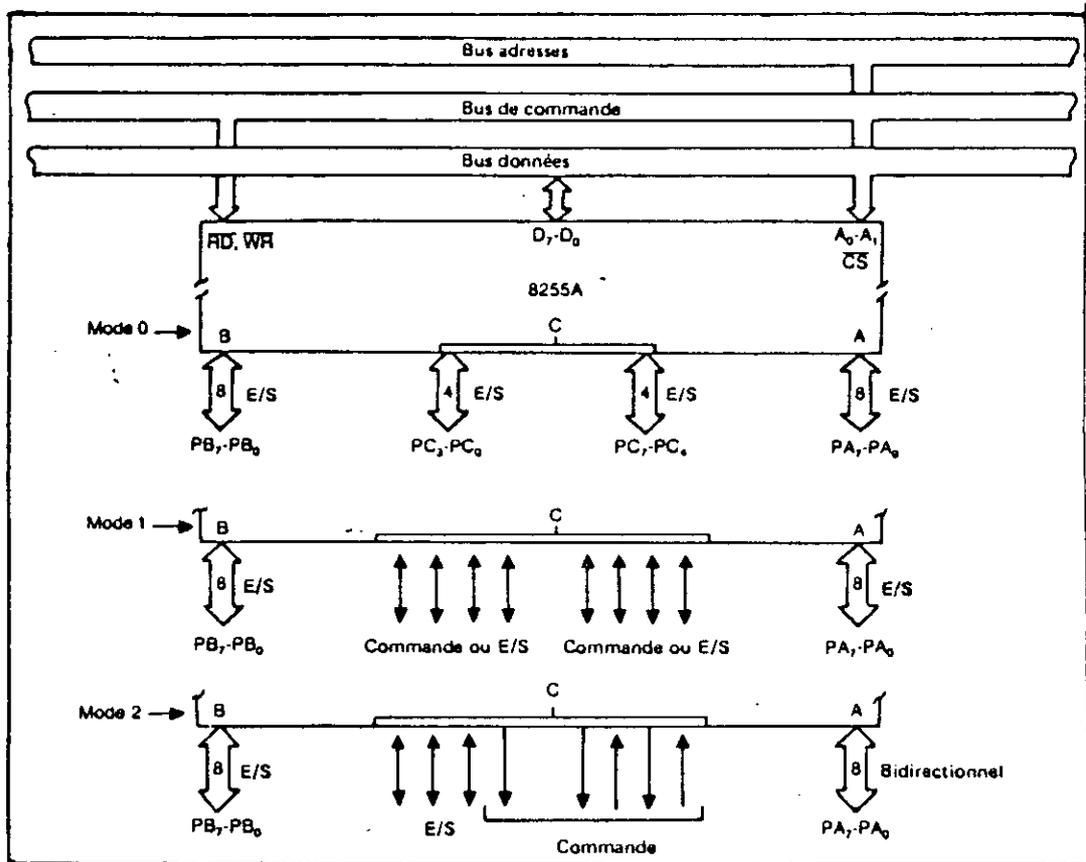
MODE 2: Bus bidirectionnel d' E/S.

Le mode 2 permet des échanges bidirectionnels sur un bus

unique de 8 bits, suivant des procédures identiques à celle du mode 1.

Le mode 2 est caractérisé par les propriétés suivantes:

- Seul le groupe A intervient dans les échanges bidirectionnel.
- PA sert de port d'E/S à 8 bits.
- Le port C fournit les 5 lignes de contrôle nécessaires STR,IBF, OBF,ACK et INTR.
- Les entrées et les sorties sont munies de latch.
- Les 3 lignes restantes du port c peuvent être des entrées ou des sorties simples ou des signaux de dialogues pour le port B en mode 1 (PC0=INTR, PC1=OBF ou IBF, PCR=ACK ou STR), (1^{er} cas sortie, 2^{eme} cas entrée) .
- Le port B peut être utilisé en mode 0 ou en mode 1.



CHAPITRE VI

CONCEPTION D'UNE CARTE D'INTERFACE

VI.1. INTRODUCTION.

On a besoin pour la régulation du système Redresseur, Onduleur et Moteur Asynchrone, lors d'un réglage numérique de l'emploi d'un microprocesseur.

L'outil permettant la connexion entre ce μp principal, élément de l'IBM PC, et le système à régler, est la carte d'interface dont le schéma synoptique sera élaboré dans ce chapitre.

VI.2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

Pour faire notre régulation, nous avons besoin des paramètres suivants:

- * La valeur du courant redressé I_d , donnée par le capteur de courant, permettant ainsi l'isolation galvanique entre la partie grande puissance et la partie petite puissance.

- * La valeur de la vitesse rotorique ω_r , donnée par le capteur de vitesse.

- * la valeur de la tension de commande du redresseur V_c .

- * La valeur de la fréquence de commande de l'onduleur ω_s , qui est transformée en tension.

I_d et ω_r représentent les entrées de la carte d'interface, alors que ω_s et V_c sont ses sorties.

Les signaux d'entrées doivent être :

- démultiplexés car le μp est à 8 bits donc n'accepte qu'une seule entrée à la fois.
- filtrés, car ils présentent certaines harmoniques indésirables.
- échantillonnés et maintenus pendant une période T avant d'être acquis par le μp qui travaille en numérique.
- convertis en signaux logiques à 8 bits.
- amplifiés.

Les signaux de sorties doivent être:

- amplifiés.
- Multiplexés.
- stockés dans deux verrous pour permettre le départ des deux commandes en même temps.

Toutes ces opérations sont assurées par des composants électroniques commandés par le μp , par l'intermédiaire du PPI 8255 et d'un bloc de décodage des adresses, assurant ainsi un synchronisme entre les différentes opérations.

VI.2.1.AMPLIFICATION.

Que ce soit à l'entrée ou à la sortie du μp , les signaux doivent être amplifiés et isolés entre eux. On utilisera pour cela

les buffets suivant:

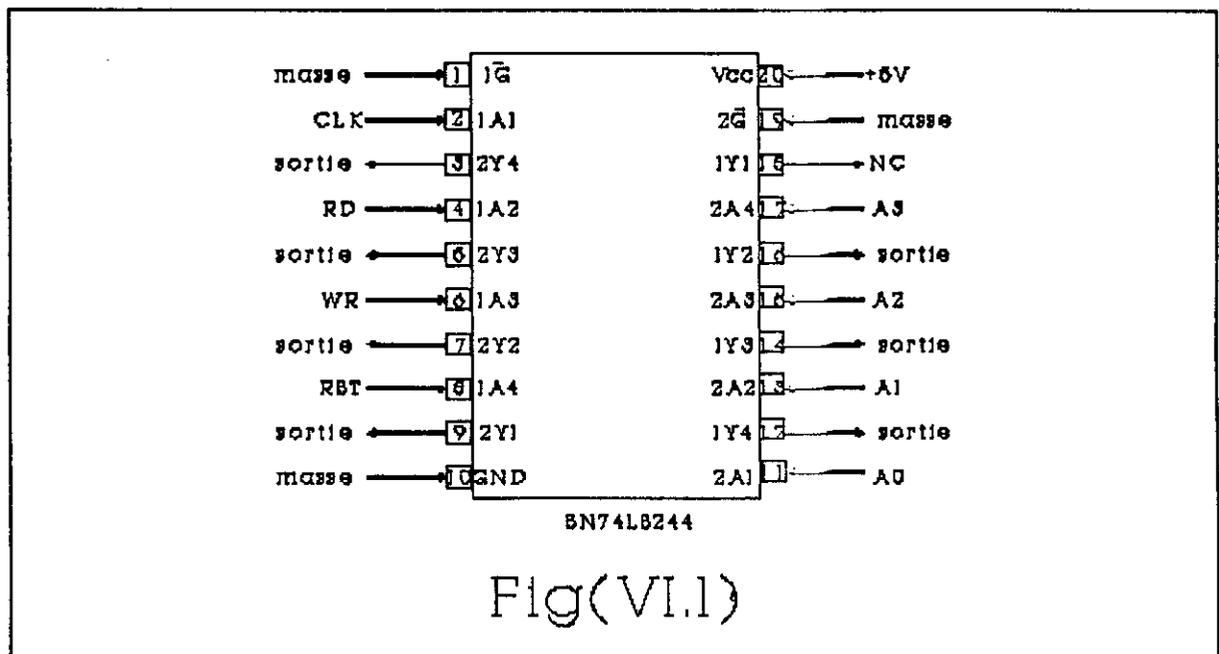
74LS244: C'est un buffler unidirectionnel à 8 bits qui sera destiné

aux bus d'adresse et de commande, donc il nous en faut deux,

les entrées ne seront pas inversées donc $G1 = G2 = 0$. voir

Fig(VI.1)

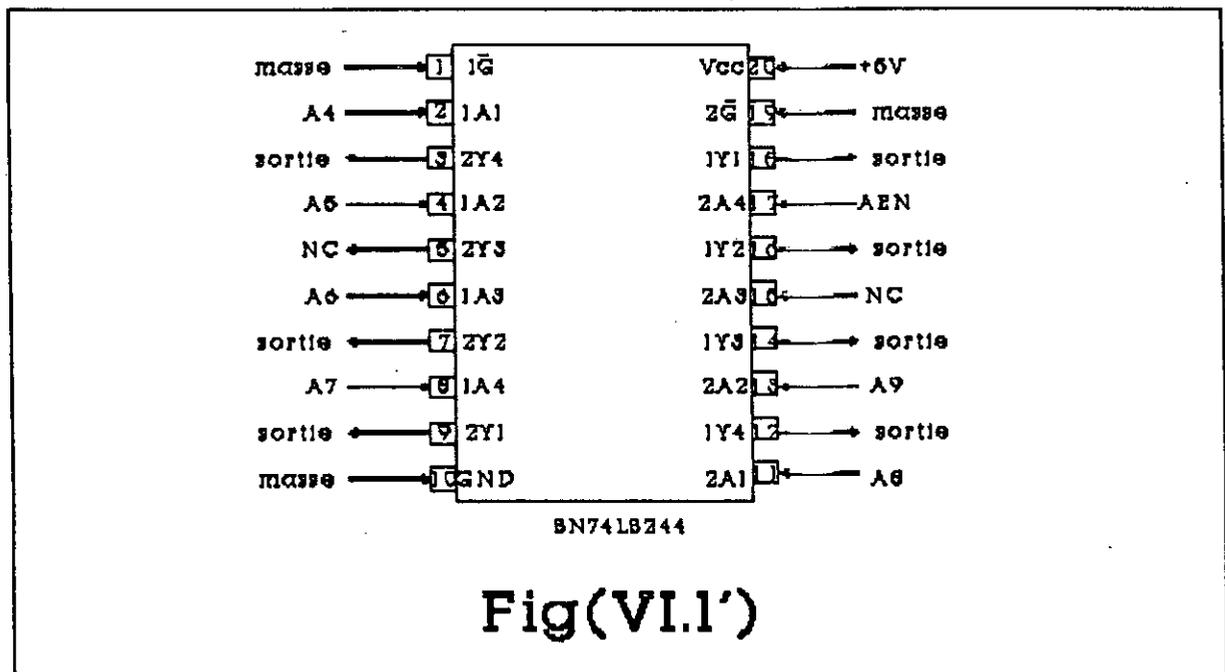
et (VI.1')



Fig(VI.1)

74LS245: C'est un buffer bidirectionnel à 8 bits, il sera donc destiné au bus de données. Le choix de la direction se fera par la broche DIR qui sera commandé par le RD du μp . La sélection de ce boîtier (broche G) est possible par le bloc de décodage d'adresse.

Le temps maximum que nécessite le transfert des informations à travers ces buffers est de 160 ns (par excès) voir Fig(VI.2)



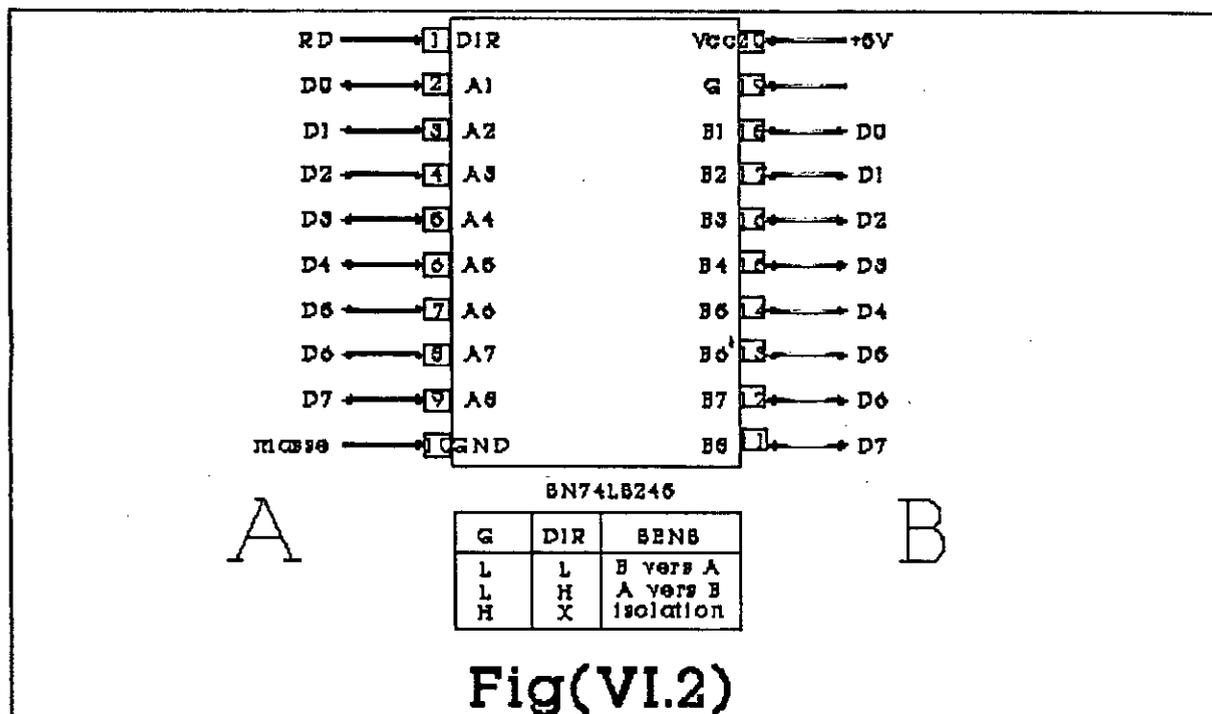
Fig(VI.1')

VI.2.2. BLOC DE DECODAGE.

Le bus d'adresse du μp est à 20 bits alors qu'on a besoin seulement de 10 (A0 jusqu'à A10), car la plage d'adressage des périphériques de l'IBM PC se situe entre 300 et 399H.

Dans notre carte, seulement deux unités (ADC804 et PPI 8255) sont adressables, donc on doit combiner ces adresses, en plus de l'AEN, le WR, le RD et RST pour obtenir 2 adresses seulement qui sont CS1 et CS2.

La fonction de décodage est assurée par les circuits intégrés



Fig(VI.2)

74LS00 , 74LS04 et 74IS21

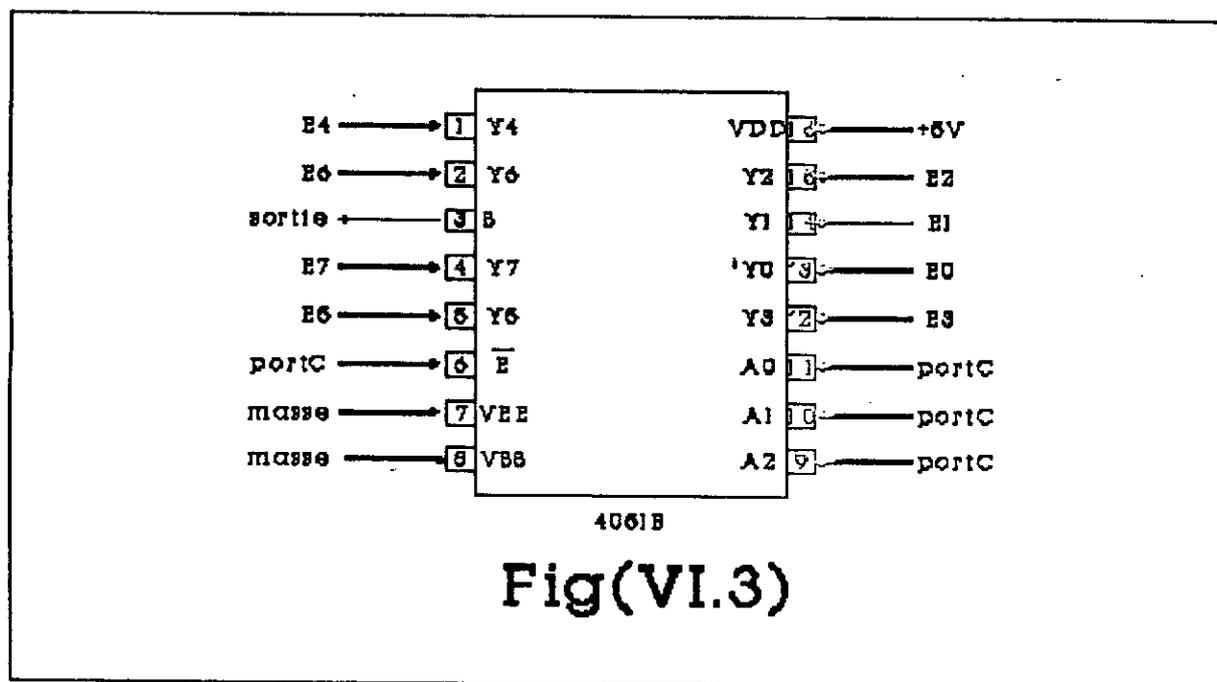
VI.2.3.MULTIPLEXAGE ET DEMULTIPLEXAGE.

a- Le multiplexage est assuré par le PPI 8255 à travers les ports A et B dont le fonctionnement a été donné au chapitre précédent.

b- Le démultiplexage est assuré par le circuit 4051B, il permet de démultiplexer 8 signaux analogiques, et cela étant commandé à travers les sortie A0, A1 et A2 du port C inférieur du PPI. voir Fig(VI.3)

VI.2.4.CONVERSION.

a- La conversion analogique/numérique est assurée par l'ADC804 adressable par le CS1 provenant du bloc de décodage. Les signaux RD et WR proviennent directement du μp à travers le circuit



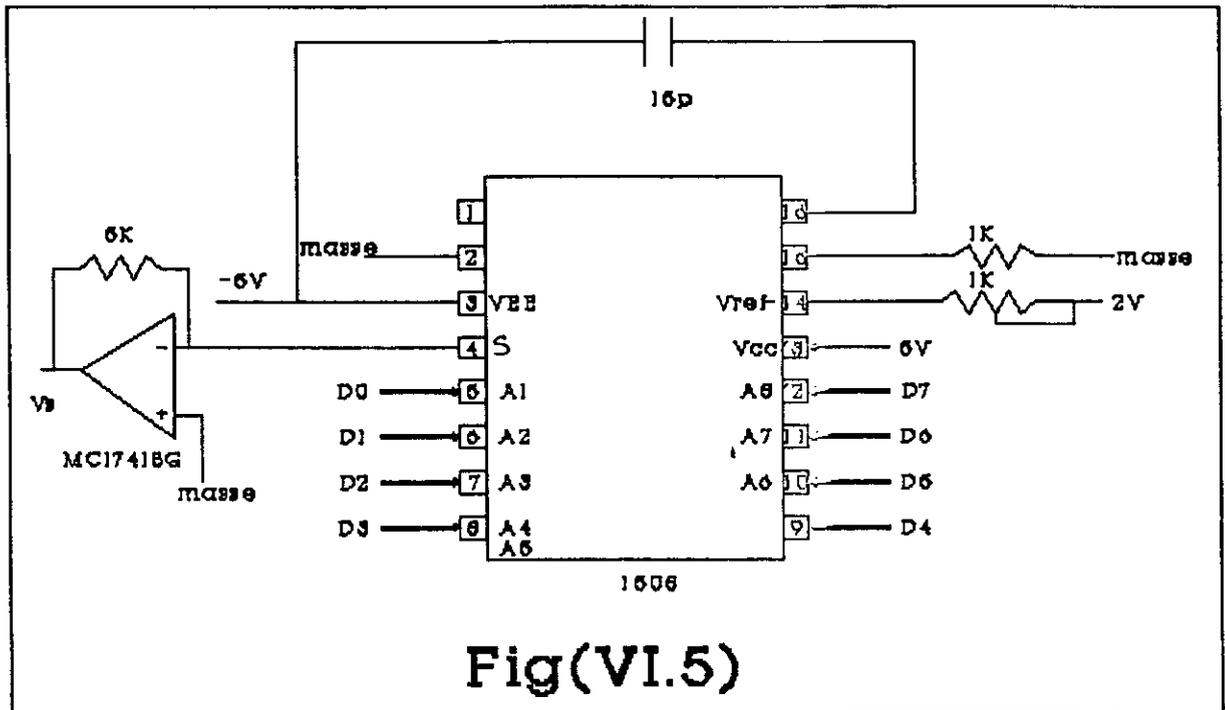
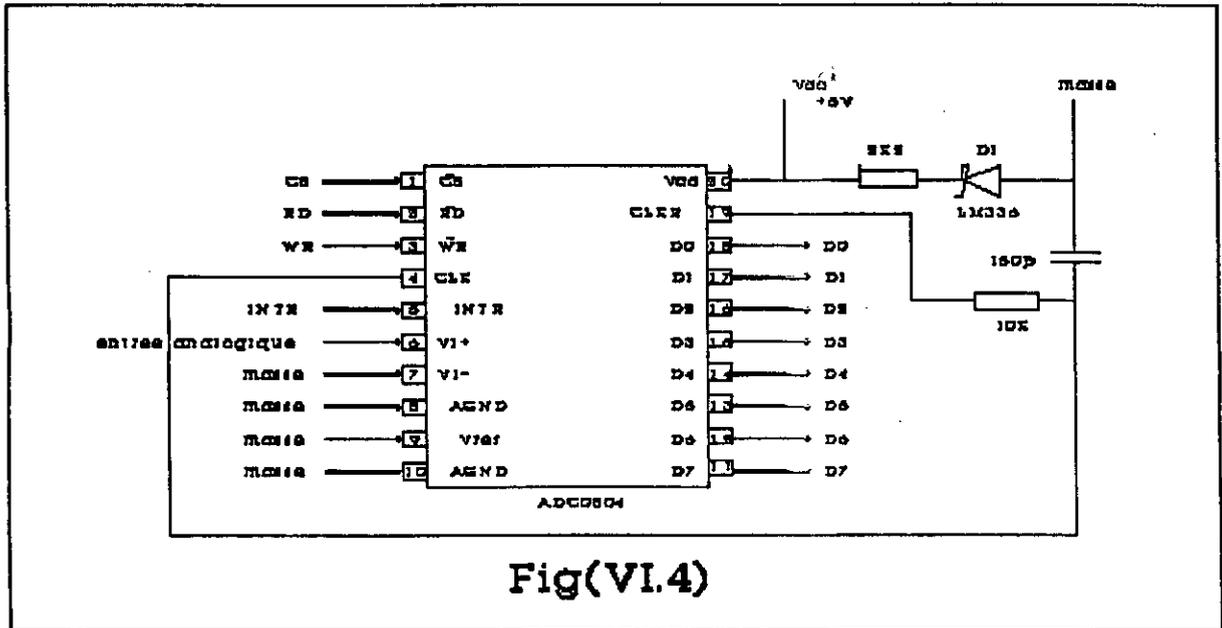
74LS244.

voir Fig(VI.4)

b- La conversion numérique/analogique est assurée par le circuit 1508. Ce circuit présente une sortie analogique courante. Pour cette raison on est obligé de la transformer en tension, on utilisera à cet effet un amplificateur opérationnel en série avec la sortie. voir Fig(VI.5)

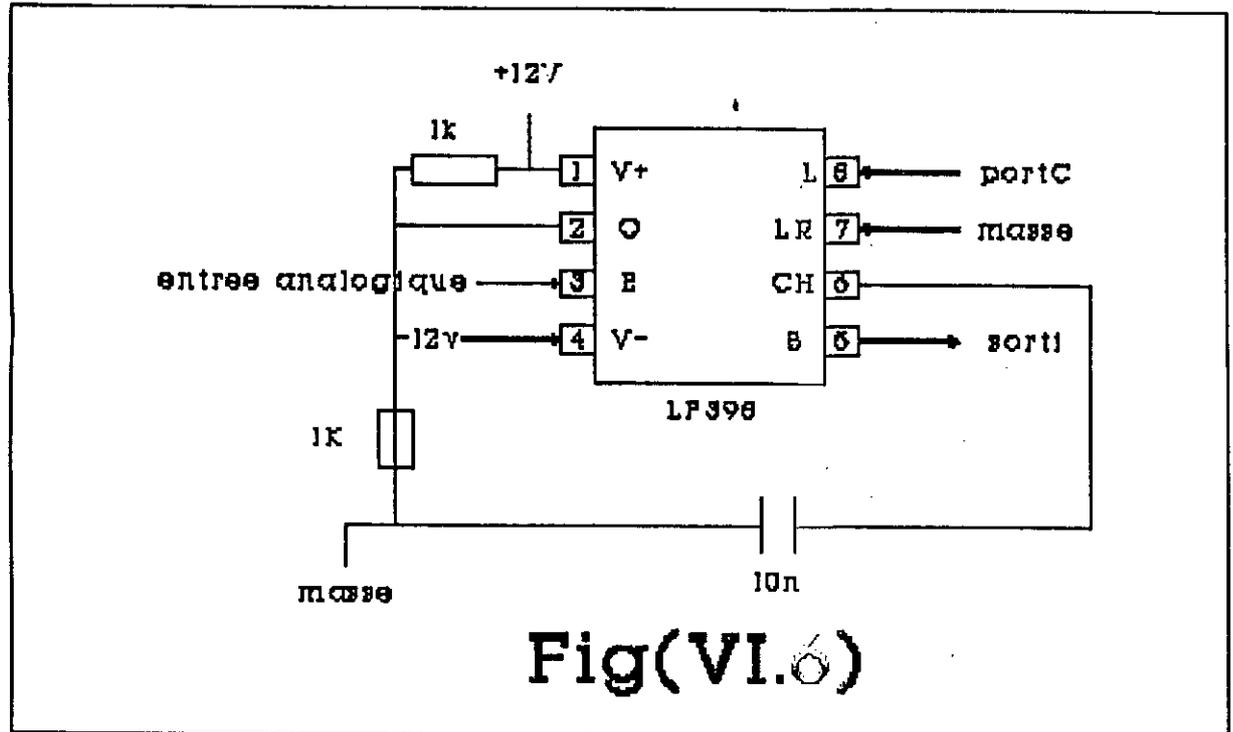
VI.2.5. ECHANTILLONNAGE.

La régulation de notre système sera assurée par un μ -ordinateur qui travaille en numérique. L'introduction d'un échantillonneur est indispensable dans la carte. Elle permet le transfert des données depuis ou vers le μp à des intervalles de temps discrets. Le circuit utilisé est le LF393. voir Fig(VI.6)



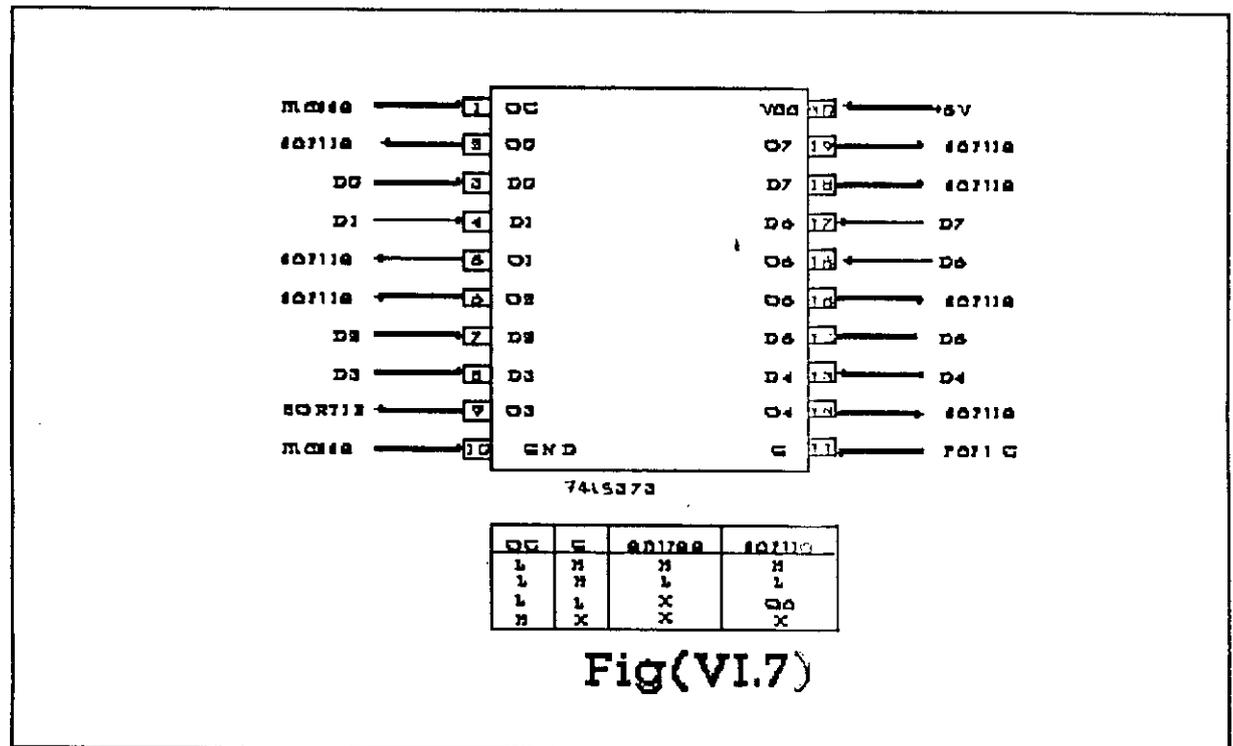
VI.2.6. VEROUILLAGE.

Le verrouillage des signaux de sortie est assuré par 2 latches



Fig(VI.6)

74LS373. voir Fig(VI.7)



Fig(VI.7)

VI.2.7.FILTRAGE.

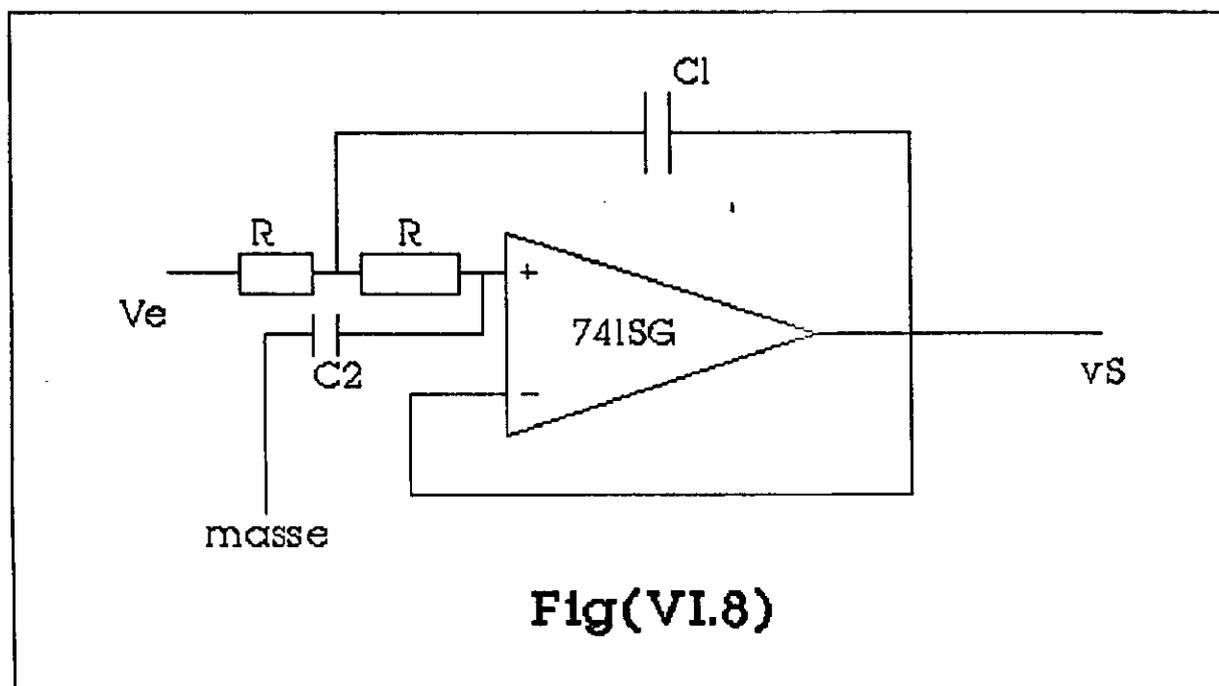
Pour le filtrage des données, on utilisera un filtre passe-bas qui est le **FILTRE DE BESSEL** avec $\zeta = 0.7$ et $f_0 = 1 / (2\pi R \sqrt{C_1 C_2})$. voir Fig(VI.8)

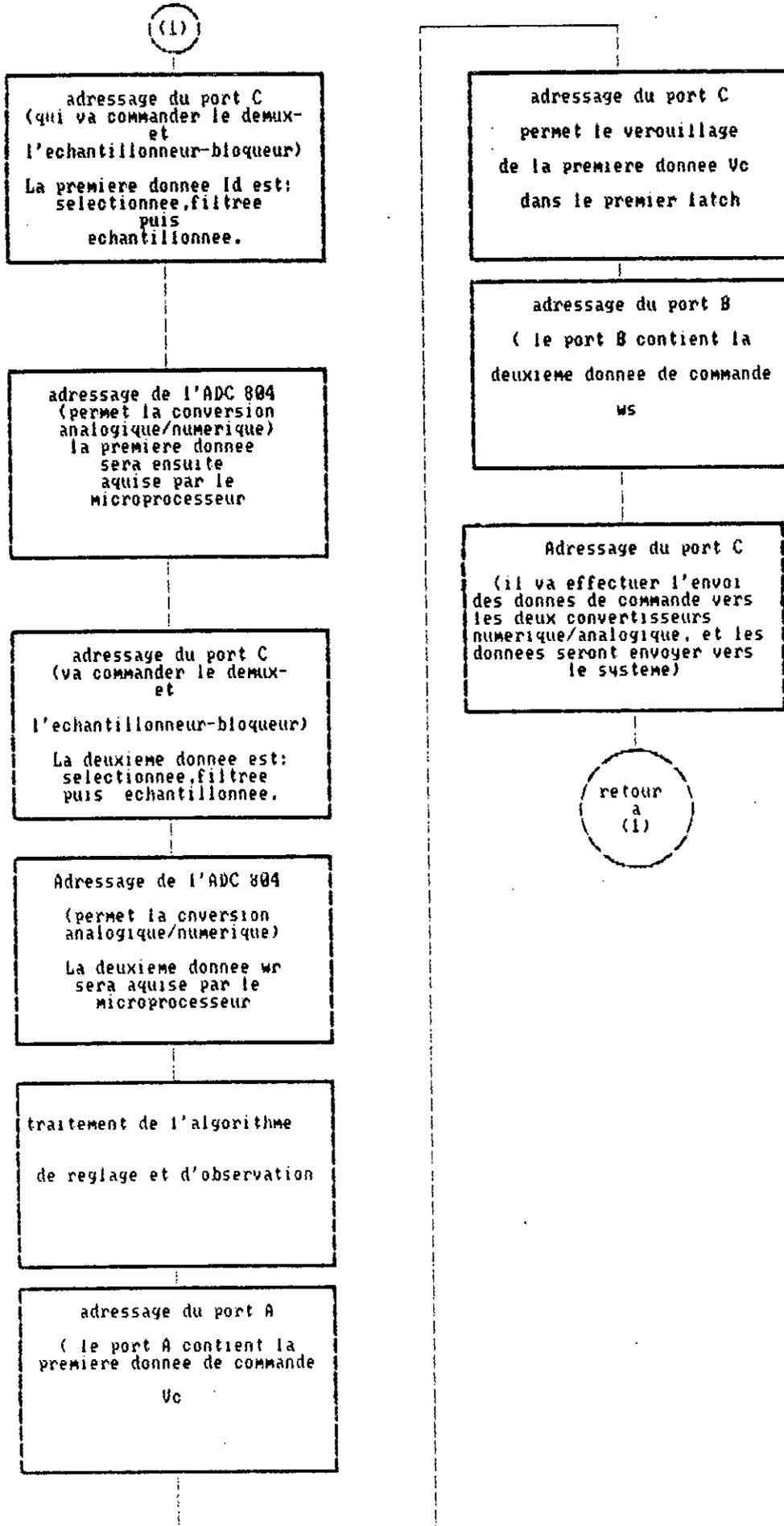
VI.3.ORGANIGRAMME.

Voir Fig(VI.9).

VI.4.SCHEMA SYNOPTIQUE ET ELECTRIQUE DE LA CARTE D'INTERFACE.

Voir Fig(VI.10).(VI.11)





Fig(VI.9)

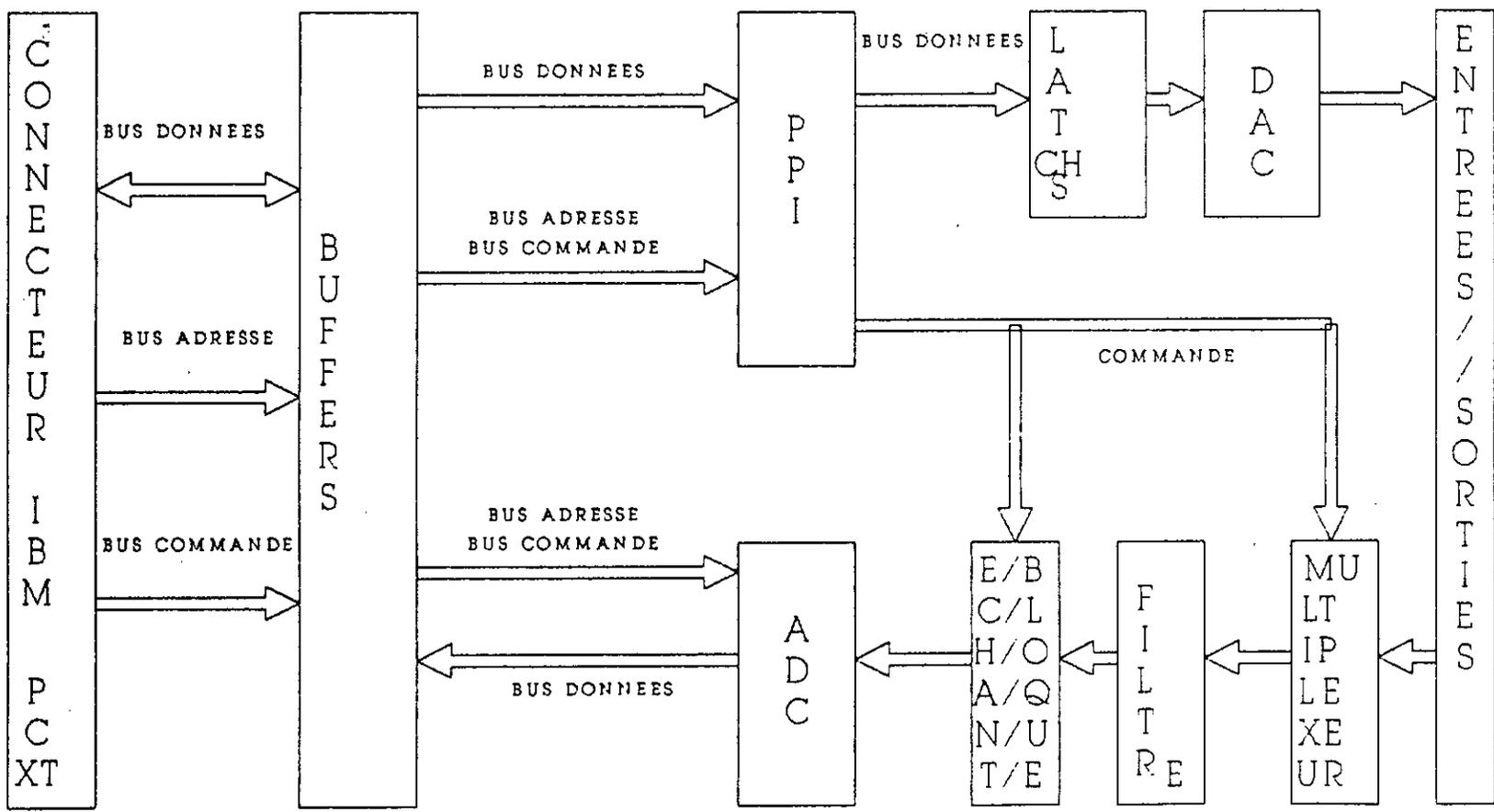


Fig (VI.10)

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE.

Pour étudier le comportement dynamique et statique, de l'ensemble Redresseur, Onduleur, Moteur Asynchrone en boucle ouverte, nous avons présenté une modélisation plus simple et complète car elle englobe tout le système. On obtient quatre équations différentielles régissant le procédé au lieu de cinq par l'utilisation de la transformation de PARK et l'annulation d'un courant statorique.

L'exploitation de ce modèle, nous a conduit à une représentation dans l'espace d'état qui se prête facilement dans l'élaboration des algorithmes numériques de réglage et d'en tirer profit par l'utilisation des calculateurs numériques.

Comme il est difficile de mesurer le flux, son estimation a été possible par l'utilisation d'un observateur d'état d'ordre réduit.

Dans une première étape, nous avons élaborer une méthode de réglage qui se base sur la théorie du flux orienté qui a fait preuve de son insuffisance lors de perturbations externes; toutefois elle présente un comportement dynamique très performant.

Pour pallier à cet inconvénient, nous avons élaboré une autre structure de réglage utilisant l'espace d'état. On présente donc deux méthodes, l'une qui fait appel à la forme canonique et l'autre qui permet le découplage.

Les résultats obtenus par simulation, présentent un comportement statique très stable et satisfaisant lorsque le

Le système est soumis à des perturbations de charge, tout en ayant un comportement transitoire non performant.

Une comparaison des résultats obtenus avec découplage, montre que le système à régler a un comportement dynamique meilleur, et on a pu

commander la vitesse sans affecter le courant.

De là, on peut dire, que la commande par réglage d'état se révèle très performante lorsqu'elle est utilisée pour une fonction de réglage, mais une maîtrise plus correcte du système semble plus difficile à obtenir lorsque la structure d'action envisagée est utilisée pour une fonction d'asservissement, lors de variations imposées à la grandeur de consigne.

On tient à rappeler que les résultats obtenus ne sont valables que dans un certain domaine de fonctionnement, à cause de la linéarisation du système.

La deuxième partie de notre travail a fait l'objet d'une conception d'une carte d'interface avec l'élaboration d'un algorithme de son fonctionnement, en vue d'une commande par micro-ordinateur.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

1^{ERE} PARTIE: THEORIE ET SIMULATION

- [1] B.K.BOSE
" POWER ELECTRONICS AND AC DRIVES "
general electric company,prentice - Hall,87.

- [2] G.A.CAPOLINO, Y.Y.FU
" COMMANDE DES MACHINES ASYNCHRONES PAR FLUX ORIENTE "
institut mediterraneen de technologie
departement electronique de puissance et systèmes
associés.

- [3] J.CHATELAIN
" MACHINES ELECTRIQUES.
Presses Polytechniques Romandes,83.

- [4] P.C.KRAUSE
" Anlysis of electric machinery "
International Editions,87.

- [5] A.FOSSARD
" COMMANDE DES SYSTEMES MULTIDIMENTIONNELS "
dunod,72.

- [6] J.C.GILLES,M.CLIQUE
" REPRESENTATIONS D'ETAT POUR L'ETUDE DES SYSTEMES

DYNAMIQUES,
tome 2 :APPLICATION DE LA COMMANDE ET OBSERVATION "
editions eyrolles,75.

- [7] O.REILLY
" OBSERVERS FOR LINEAR SYSTEMS "
LONDON,83
- [8] D.G.LUENBERGER
" CANONICAL FORMS FOR LINEAR MULTIVARIABLE SYSTEMS "
I.E.E.E trans.on Auto. Cont.Vol AC-12,N^o 3,JUIN 67.
- [9] H.BUHLER
" CONCEPTION DE SYSTEMES AUTOMATIQUES "
Presses Polytechniques Romandes,88.
- [10] H.BUHLER
" REGLAGES ECHANTILLONNES "
tome 2 :variables d'état
Presses Polytechniques Romandes,86.
- [11] C.FOULARD
" COMMANDE ET REGULATION PAR CALCULATEUR NUMERIQUE "
dunod,87.
- [12] M.BELMEHDI
"POLYCOPIE DE COURS (E N P): 91/92. "

2^{EME} PARTIE : CONCEPTION DE LA CARTE

- S.LEBSON
" MANUEL DES INTERFACES "
Mc GRAW-HILL,84.

- J.B.THEILE
" AU COEUR DE L'IBM PC "
- M.LILEN
" 8088 ET SES PERIPHERIQUES, LES CIRCUITS CLES DE L'IBM PC "
EDITION RADIO, 87
- M.LEVREL
" 48 ENTREES/SORTIES PROGRAMMABLES POUR PC OU COMPATIBLES "
micros-systèmes, septembre 88,
- CMOS DATA BOOK, 77
- LINEAR INTEGRATED CIRCUITS. MOTOROLA, 79.
- LINEAR INTERFACE INTEGRATED CIRCUITS. MOTOROLA, 79

ANNEXE

L'étude théorique est appliquée à un moteur Asynchrone ayant les caractéristiques suivantes [3].

$$L_s = 50 \text{ mH} \quad R_s = 0.29 \ \Omega \quad U = 220 \text{ V}$$

$$L_m = 47.3 \text{ mH} \quad R_r = 0.38 \ \Omega \quad I_n = 25 \text{ A}$$

$$L_r = 50 \text{ mH} \quad J = 0.5 \text{ Kgm}_2 \quad T_l = -2 \text{ N.m}$$

$$f = 10^{-6} \text{ N.m.s}^2/\text{rd} \quad p=2 \text{ (paires de pôles)}$$