

1/91

Lex

وزارة الجامعات  
Ministère aux Universités

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

## PROJET DE FIN D'ETUDES

### SUJET

#### SIMULATIONS DE REGLAGES DE LA VITESSE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

EN VUE D'UNE COMMANDE PAR MICRO-ORDINATEUR

Proposé par :

M.S. BOUCHERIT  
H. CHEKIREB

Etudié par :

BENCHIKH  
Laredj  
HAMITI  
Karim

Dirigé par :

M.S. BOUCHERIT  
H. CHEKIREB

PROMOTION  
Juin 1991

Je dedie ce modeste travail à mon très cher père qui m'a appris le sens de la responsabilité, à ma très chère mère qui a su m'élever, et à ma très chère petite soeur, à toute ma famille ainsi qu'à mes amis.

*Laredj.*

*A ma très chère famille que j'aime,  
et à tous mes amis ...*

*Karim.*

Nos remerciements vont à tout le personnel du Genie-électrique en général et à nos directeurs de recherche messieurs H. Chekireb, et M.S. Boucherit, pour toute l'attention qu'ils nous ont prêtée.

Nos remerciements vont également à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce modeste travail, en particulier monsieur O. STIHI pour son aide précieuse.

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

GLOSSAIRE.

INTRODUCTION GENERALE.

CHAPITRE I : ANALYSE DES PHENOMENES TRANSITOIRES DANS  
LE MOTEUR ASYNCHRONE.

I.1	: INTRODUCTION.....	2
I.2	: MODELISATION DE LA MACHINE.....	2
I.2.1	: MISE EN EQUATION DU M. A. S BIPHASE EQUIVALENT.....	2
I.2.2	: CHOIX DU REFERENTIEL.....	6
I.2.3	: MISE DU SYSTEME SOUS FORME D'UNE EQUATION D'ETAT .....	6
I.2.4	: EQUATIONS DU MOTEUR EN GRANDEURS REDUITES.....	7
I.3	: MODELISATION DE L'ONDULEUR A DEUX ETATS.....	11
I.4	: MODELISATION DU FILTRE A L'ENTREE DE L'ONDULEUR.....	15
I.5	: MISE EN EQUATION DU SYSTEME CONVERTISSEUR-MOTEUR.....	16
I.6	: MODELISATION ET MISE EN EQUATION DE L'ONDULEUR M. L. I.....	17
I.7	: SIMULATION ET RESULTATS.....	21
I.8	: CONCLUSION.....	26

CHAPITRE II : ETUDE DU SYSTEME EN BOUCLE FERMEE.  
REGLAGE DE LA VITESSE.

II.1	: INTRODUCTION.....	30
II.2	: FONCTION DE TRANSFERT ET REGLAGE DE LA VITESSE.....	30

II.2.1: EQUATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE AU REGIME PERMANENT.....	30
II.2.2: ETABLISSEMENT DU DIAGRAMME FONCTIONNEL DE LA MACHINE.....	31
II.2.3: CHOIX DU POINT DE FONCTIONNEMENT.....	36
II.2.4: ANALYSE DES REPONSES FREQUENTIELLES ET TEMPORELLES DU SYSTEME.....	37
II.2.5: CHOIX DES REGULATEURS ET AJUSTEMENT DES CONSTANTES DE TEMPS.....	38
II.3 : SIMULATION NUMERIQUE DE LA REGULATION DE LA VITESSE.....	47
II.3.1: REGULATION ANALOGIQUE.....	47
II.3.2: REGULATION NUMERIQUE.....	47
II.3.3: SIMULATION ET RESULTATS.....	49
II.4 : CONCLUSION.....	61

CHAPITRE III : REGLAGE DE VITESSE DU MOTEUR ASYNCHRONE  
AVEC IMPOSITION DU FLUX OBSERVE

III.1 : INTRODUCTION.....	63
III.2 : MODELISATION DU M. A. S PAR LES COMPOSANTES SYMETRIQUES.....	63
III.3 : OBSERVATION DU FLUX.....	66
III.3.1: CALCUL DES MATRICES DE L'OBSERVATEUR.....	67
III.3.2: CALCUL DU FLUX STATORIQUE ESTIME.....	71
III.4 : REGLAGE DU FLUX STATORIQUE.....	71
III.4.1: CHOIX ET DIMENSIONNEMENT DU REGULATEUR.....	74
III.4.2: SIMULATION NUMERIQUE ET RESULTATS.....	77
III.5 : CONCLUSION.....	83

CHAPITRE IV : REGLAGE EN CASCADE DE LA VITESSE ET DU  
FLUX MESURE.

IV.1 : INTRODUCTION.....	89
IV.2 : MODELISATION DU SYSTEME.....	89

IV.3	: REGLAGE DU FLUX.....	91
IV.4	: SIMULATION NUMERIQUE ET RESULTATS.....	91
IV.5	: REPONSE DE LA M.A.S A UNE RAMPE DE CONSIGNE.....	92
IV.6	: CONCLUSION.....	97
	CONCLUSION GENERALE.....	100
	BIBLIOGRAPHIE.	

GLOSSAIRE

OPERATEURS:

LETTRES MAJISCULES	: GRANDEURS PHYSIQUES.
LETTRES MINUSCULES	: GRANDEURS RELATIVES.
LETTRES AVEC BARRE	: GRANDEURS COMPLEXES.
$r$	: SYSTEME DE COORDONNEES DU STATOR.
$s$	: SYSTEME DE COORDONNEES DU ROTOR.
$\Delta$	: PETITES VARIATIONS.
$S$	: OPERATEUR DE LAPLACE.

NOTATIONS:

$R_s$	: RESISTANCE STATORIQUE.
$R_r$	: RESISTANCE ROTORIQUE.
$L_s$	: INDUCTANCE CYCLIQUE STATORIQUE.
$L_r$	: INDUCTANCE CYCLIQUE ROTORIQUE.
$M$	: INDUCTANCE CYCLIQUE MUTUELLE.
$\sigma$	: COEFFICIENT DE DISPERSION.
$V_{\alpha, \beta}^s$	: TENSIONS STATORIQUES.
$V_{\alpha, \beta}^r$	: TENSIONS ROTORIQUES.
$I_{\alpha, \beta}^s$	: COURANTS STATORIQUES.
$I_{\alpha, \beta}^r$	: COURANT ROTORIQUE.
$\psi_{\alpha, \beta}^s (q_{\alpha\beta}^s)$	: FLUX STATORIQUE.
$\psi_{\alpha, \beta}^r (q_{\alpha\beta}^r)$	: FLUX ROTORIQUE.
$J$	: MOMENT D'INERTIE DU ROTOR.

$\Gamma_n$	: COUPLE NOMINAL.
$\Gamma_r$	: COEFFICIENT DE FROTTEMENT.
$K_c$	: COEFFICIENT DE CHARGE.
$P$	: NOMBRES DE PAIRES DE POLES.
$\Omega$	: VITESSE ANGULAIRE.
$\Gamma_{em}$ (C <sub>em</sub> )	: COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.
$V_s$	: TENSION D'ENTREE DE L'ONDULEUR.
$I_o$	: COURANT D'ENTREE DE L'ONDULEUR.
$I_n$	: COURANT D'ENTREE DE L'ONDULEUR.
$V_n$	: TENSION D'ENTREE DU FILTRE.
$L, C$	: SELF DE LISSAGE ET CONDENSATEUR DE FILTRAGE.
$z_a, z_p$	: POLES DE LA FONCTION DE TRANSFERT ECHANTILLONNE.
$K_p, K_i$	: COEFFICIENTS DU REGULATEUR.
$w_c$	: CONSIGNE DE VITESSE.
$w_s$	: VITESSE STATORIQUE.
$w_r$	: VITESSE ROTORIQUE.
$w$	: VITESSE DE ROTATION DE L'ARBRE.
M. A. S	: MACHINE (OU MOTEUR) ASYNCHRONE.

## INTRODUCTION GENERALE:

Les entraînements électromécaniques à vitesse variable, constituent l'application la plus importante de l'électronique industrielle. On y fait appel non seulement à l'électronique de puissance, mais aussi aux théories de réglage et de commande.

Pour ce type d'entraînements, l'application des M.A.S est devenue possible grâce à l'évolution de l'électronique de puissance dans le domaine des convertisseurs de fréquence statiques.

Cependant, plusieurs exigences sont imposées à ces entraînements réglés, pour lesquels il faut distinguer le fonctionnement à vitesse constante et à vitesse variable.

A vitesse constante, une valeur de consigne  $w_c$  pour la vitesse est imposée au réglage. Celui-ci doit maintenir la vitesse  $w$  constante de l'ordre de  $w_c$ , indépendamment des variations de la charge de la machine entraînée, ou des variations de la fréquence du réseau d'alimentation.

Pour une variation donnée, le réglage doit ramener la vitesse le plus rapidement possible à la valeur de consigne, sans qu'il se produise d'oscillations.

A vitesse variable, il est plus intéressant de suivre le comportement de la M.A.S lors d'un changement de la valeur de consigne  $w_c$  pour la vitesse.

Le rôle du réglage est alors d'intervenir de sorte que le couple électromagnétique ( $\Gamma_{em}$ ) du moteur, ne dépasse pas la valeur maximale admissible. Cette exigence peut être palliée par une limitation ou une imposition du flux ou du courant statorique.

Par rapport aux régulateurs analogiques, l'utilisation du calculateur numérique dans la conduite des procédés, a largement étendu les performances des systèmes entraînés.

Celui-ci étant en général, chargé de collecter des informations, de surveiller l'évolution du processus, et de corriger celle-ci si c'est nécessaire.

Pour nous, l'objectif est la mise en oeuvre par simulation numérique, des deux études suivantes:

- Etude de la machine asynchrone en boucle ouverte,
- Etude de la machine en boucle fermée.

Dans le premier chapitre, on s'est limité à une étude comparative de divers sources d'alimentations à fréquence variable, sans entrer dans les problèmes liés à la réduction des harmoniques.

L'étude du réglage de la vitesse à  $(U_g/f_g)$  constant, illustrée par une fonction de transfert approximative, et une simulation numérique selon une loi de commande, font l'objet du second chapitre.

L'imposition du flux, dont la mesure est assurée par un observateur d'une part, et par des méthodes électrotechnique (non présentées dans cette étude), d'autre part, et l'étude de ses conséquences sur le comportement de la machine, sont présentées aux troisième et quatrième chapitres.

Nous concluons ce travail, par une analyse globale de l'étude entreprise.

CHAPITRE I

ANALYSE DES PHENOMENES TRANSITOIRES

DANS LE MOTEUR ASYNCHRONE

## I.1 INTRODUCTION:

Initialement, les moteurs asynchrones ont été conçus comme des machines à vitesse constante, étroitement liée à la fréquence du réseau.

Le développement de l'électronique de puissance, a pu rendre la vitesse variable en les dotant d'une source d'alimentation à fréquence variable.

Les principales sources d'alimentation existantes étant:

- le cycloconvertisseur: destiné aux applications de grande puissance, aux faibles vitesses.
- les onduleurs de tension et de courant: utilisés pour des faibles et moyennes puissances.

Notre étude se limitera à l'onduleur de tension selon deux stratégies différentes:

- la pleine onde (P.O),
- la modulation de la largeur d'impulsion (M.L.I).

## I.2 MODELISATION DE LA MACHINE:

### I.2.1 MISE EN EQUATION DU MOTEUR ASYNCHRONE BIPHASE EQUIVALENT:

En partant des hypothèses suivantes [4], [7]:

- La machine est symétrique et à entrefer constant

$$(L = C^{ste} \text{ et } M = M_0 \cdot \cos(\theta_{sr}) = C^{ste}).$$

- Le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté

$$(\delta_1 = \text{densité de courant} \cong C^{ste} \text{ et } I_f \cong 0).$$

Les équations différentielles du moteur à rotor bobiné, inscrites dans le système de coordonnées (a,b,c) sont:

$$\begin{cases} [V_{ks}] = R_s \cdot [I_{ks}] + \frac{d}{dt} [\phi_{ks}] \\ [0] = R_r \cdot [I_{kr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{kr}] \end{cases} \quad (I.2.1)$$

Avec :  $k = a, b, c$  .

Les flux couplés sont:

$$\begin{cases} [\phi_{ks}] = L_s \cdot [I_{ks}] + [M_{sr}] \cdot [I_{kr}] \\ [\phi_{kr}] = L_r \cdot [I_{kr}] + [M_{sr}]^t \cdot [I_{ks}] \end{cases} \quad (I.2.2)$$

avec:

$$M_{sr} = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.2.3)$$

Les équations différentielles du moteur inscrites dans le système de coordonnées (d,q), qui tourne à la vitesse de synchronisme, par introduction de la matrice de Park généralisée:

$$P(\delta) = \begin{bmatrix} 2 \\ 3 \end{bmatrix}^{1/2} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \cos(\delta-2\pi/3) & \cos(\delta+2\pi/3) \\ \sin(\delta) & \sin(\delta-2\pi/3) & \sin(\delta+2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I.2.4)$$

sont:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - w_a \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + w_a \cdot \phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (w_a - p \cdot \Omega) \cdot \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (w_a - p \cdot \Omega) \cdot \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (I.2.5)$$

L'équation mécanique étant [4]:

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = p \cdot M \cdot [I_{d,q}^s]^t \cdot P(\delta) \cdot [I_{d,q}^r] - \Gamma_r$$

avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} [\phi_{d,q}^s] = L_s \cdot [I_{d,q}^s] + M \cdot [I_{d,q}^r] \\ [\phi_{d,q}^r] = L_r \cdot [I_{d,q}^r] + M \cdot [I_{d,q}^s] \end{array} \right. \quad (I.2.6)$$

La substitution de (I.2.6) dans (I.2.5) donne:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} (L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr}) - w_a \cdot (L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr}) \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} (L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr}) + w_a \cdot (L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr}) \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} (L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds}) - (w_a - p \cdot \Omega) \cdot (L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs}) \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} (L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs}) + (w_a - p \cdot \Omega) \cdot (L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds}) \end{array} \right. \quad (I.2.7)$$

La substitution de (I.2.6) dans (I.2.5) donne:

D'où le système final:

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \cdot \frac{d}{dt} & -w_a \cdot L_s & M \cdot \frac{d}{dt} & -w_a \cdot M \\ w_a \cdot L_s & R_s + L_s \cdot \frac{d}{dt} & w_a \cdot M & M \cdot \frac{d}{dt} \\ M \cdot \frac{d}{dt} & -M \cdot (w_a - p \cdot \Omega) & R_r + L_r \cdot \frac{d}{dt} & L_r \cdot (w_a - p \cdot \Omega) \\ -M \cdot (w_a - p \cdot \Omega) & M \cdot \frac{d}{dt} & L_r \cdot (w_a - p \cdot \Omega) & R_r + L_r \cdot \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix}$$

qu'on peut mettre aussi sous la forme:

$$[V] = A \cdot [I] + B \cdot \frac{d}{dt} [I] \quad (I.2.8)$$

où:

$$[V] = [V_{ds} \quad V_{qs} \quad 0 \quad 0]^t \quad \text{et} \quad [I] = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad I_{dr} \quad I_{qr}]^t$$

avec:

$$A = \begin{bmatrix} R_s & -w_a \cdot L_s & 0 & -w_a \cdot M \\ w_a \cdot L_s & R_s & w_a \cdot M & 0 \\ 0 & -M \cdot (w_a - p \cdot \Omega) & R_r & -L_r \cdot (w_a - p \cdot \Omega) \\ M \cdot (w_a - p \cdot \Omega) & 0 & L_r \cdot (w_a - p \cdot \Omega) & R_r \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

### I.2.2 CHOIX DU REFERENTIEL:

Le choix dépend de la caractéristique à étudier et de la simplification offerte par ce choix [3], [4], [5].

Etant donné qu'on s'intéresse à l'évolution de la vitesse du moteur en régime transitoire, le référentiel lié au stator est le plus recommandé ( $\omega_a = 0$  et  $\delta = 0$ ).

On appelle  $(\alpha, \beta)$  le nouveau référentiel.

La matrice A devient:

$$A = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & M.p.\Omega & R_r & L_r.p.\Omega \\ -M.p.\Omega & 0 & -L_r.p.\Omega & R_r \end{bmatrix} \quad (I.2.10)$$

### I.2.3 MISE DU SYSTEME SOUS FORME D'UNE EQUATION D'ETAT:

Afin de suivre l'évolution de la vitesse  $\Omega$  pendant le régime transitoire, On l'isole de la matrice A.

On obtient ainsi l'équation différentielle suivante:

$$\frac{d}{dt} [I_{kl}] = [A_1 + A_2.\Omega]. [I_{kl}] + B. [V_{ks}] \quad (I.2.11)$$

où  $k = \alpha, \beta$ .

$l = s, r$ .

avec:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s \cdot \sigma} & 0 & \frac{R_r \cdot (1-\sigma)}{M \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s \cdot \sigma} & 0 & \frac{R_r \cdot (1-\sigma)}{M \cdot \sigma} \\ \frac{R_s \cdot (1-\sigma)}{M \cdot \sigma} & 0 & -\frac{R_r}{L_r \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{R_s \cdot (1-\sigma)}{M \cdot \sigma} & 0 & -\frac{R_r}{L_r \cdot \sigma} \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma} & 0 & \frac{M}{\sigma \cdot L_s} \\ \frac{1-\sigma}{\sigma} & 0 & \frac{M}{\sigma \cdot L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{M}{L_r \cdot \sigma} & 0 & -\frac{1}{\sigma} \\ \frac{M}{L_r \cdot \sigma} & 0 & \frac{1}{\sigma} & 0 \end{bmatrix} \quad \text{et } B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s \cdot \sigma} \\ -\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \end{bmatrix}$$

où:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} \quad (I.2.12)$$

La transformation de l'équation mécanique s'obtient en divisant par J, les deux membres de l'équation (I.2.6), et en remplaçant P(0) par son expression on a:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2} p \cdot \frac{M}{J} \cdot (I_{\beta s} \cdot I_{\alpha r} - I_{\alpha s} \cdot I_{\beta r}) - \frac{\Gamma_r}{J} \quad (I.2.13)$$

#### I.2.4 EQUATIONS DU MOTEUR EN GRANDEURS REDUITES:

Pour comparer, les caractéristiques de machines électriques

de puissances et de tensions très différentes et, les comportements

des circuits de réglage de même structure mais de puissances nominales très différentes, on introduit des grandeurs relatives adimensionnelles, obtenues en divisant les grandeurs physiques telles que: tension, courant, vitesse, ..., par des grandeurs de références.

- **Definition des grandeurs de base:**

Toutes les grandeurs seront référées aux valeurs du point de fonctionnement nominal. Comme grandeurs de référence, on introduit les valeurs suivantes [3], [4]:

- tension :  $U_{ref} = \sqrt{2} \cdot U_n$

- courant :  $I_{ref} = \sqrt{2} \cdot I_n$

- puissance :  $P_{ref} = 3 \cdot U_n \cdot I_n$

- pulsation :  $\omega_{ref} = \omega_n = 2 \cdot \pi \cdot f_n$

- vitesse angulaire:  $\Omega_{ref} = \frac{\omega_{ref}}{p}$

- couple:  $\Gamma_{ref} = \frac{P_{ref}}{\Omega_{ref}}$

- flux:  $\phi_{ref} = \frac{U_{ref}}{\omega_{ref}}$

- impédance:  $Z_{ref} = \frac{U_{ref}}{I_{ref}}$

- inductance:  $L_{ref} = \frac{Z_{ref}}{\omega_{ref}}$

On deduit ainsi les grandeurs réduites suivantes:

$$r_1 = \frac{R_s}{Z_{ref}}$$

$$\gamma_{em} = \frac{\Gamma_{em}}{\Gamma_{ref}}$$

$$r_2 = \frac{R_r}{Z_{ref}}$$

$$i_{\alpha, \beta}^s = \frac{I_{\alpha, \beta}^s}{I_{ref}}$$

$$x_m = \frac{M \cdot W_{ref}}{Z_{ref}}$$

$$x_1 = \frac{L_s \cdot W_{ref}}{Z_{ref}}$$

$$i_{\alpha, \beta}^r = \frac{I_{\alpha, \beta}^r}{I_{ref}}$$

$$\Omega_1 = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}}$$

$$x_2 = \frac{L_r \cdot W_{ref}}{Z_{ref}}$$

$$v_{\alpha, \beta}^s = \frac{V_{\alpha, \beta}^s}{U_{ref}}$$

$$T = W_{ref} \cdot t$$

Leur introduction dans les équations (I.2.11) et (I.2.13) donne:

$$\frac{di}{dT} = \frac{1}{s} [A'_1 + A'_2 \cdot \Omega_1] \cdot i + B'_2 \cdot v_{\alpha, \beta}^s \quad (I.2.14)$$

où:

$$A'_1 = \begin{bmatrix} -r_1 \cdot x_2 & 0 & r_2 \cdot x_m & 0 \\ 0 & -r_1 \cdot x_2 & 0 & r_2 \cdot x_m \\ r_1 \cdot x_m & 0 & -r_2 \cdot x_1 & 0 \\ 0 & r_1 \cdot x_m & 0 & -r_2 \cdot x_1 \end{bmatrix}$$

$$A'_2 = \begin{bmatrix} 0 & x_m^2 & 0 & x_m \cdot x_2 \\ -x_m^2 & 0 & -x_2 \cdot x_m & 0 \\ 0 & -x_1 \cdot x_m & 0 & -x_1 \cdot x_2 \\ x_1 \cdot x_m & 0 & x_1 \cdot x_2 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B'_2 = \begin{bmatrix} x_2 & 0 & -x_m & 0 \\ 0 & x_2 & 0 & -x_m \\ -x_m & 0 & x_1 & 0 \\ 0 & -x_m & 0 & x_1 \end{bmatrix}$$

et  $s = x_1 \cdot x_2 - (x_m)^2$

De même, le couple électromagnétique est donné par:

$$\gamma_{em} = x_m \cdot (i_{\beta s} \cdot i_{\alpha r} - i_{\alpha s} \cdot i_{\beta r}) \quad (I.2.15)$$

et l'équation mécanique devient, en supposant que  $\Gamma_r$  est de la forme:

$$\Gamma_r = K_c \cdot \Omega + F_r \cdot \Omega \quad (I.2.16)$$

par conséquent :

$$\frac{d\Omega}{dT} = \frac{\Gamma_n \cdot x_m}{J \cdot W_{ref}} (i_{\beta s} \cdot i_{\alpha r} - i_{\alpha s} \cdot i_{\beta r}) - \frac{F_r}{J \cdot W_{ref}} \Omega_1 - \frac{K_c}{J \cdot W_{ref}} \Omega_1$$

Les équations (I.2.14) et (I.2.16) décrivant le fonctionnement du moteur ne sont pas linéaires, ainsi leur résolution nécessite l'utilisation d'une méthode d'analyse numérique itérative.

Parmi les méthodes existantes, notre choix s'est porté sur la méthode de Runge-Kutta du 4<sup>em</sup> ordre, pour sa précision et son implantation facile sur micro-ordinateur (organigramme I).

Les résultats de la simulation représentant l'évolution de la vitesse, du couple et du courant sont illustrés par les courbes des figures (I.1) et (I.2).

## REMARQUE:

Etant donné que les équations (I.2.5) et (I.2.6) sont indépendantes de la pulsation statorique et du glissement, font que leur validité s'étend à une alimentation du stator pour n'importe quelle onde de tension, en particulier celle délivrée par un onduleur.

### I.3 MODELISATION DE L'ONDULEUR A DEUX ETATS:

L'onduleur étudié est constitué de six interrupteurs supposés parfaits fonctionnant simultanément trois par trois. L'onduleur est à transistors, pour lequel on admet les hypothèses simplificatrices suivantes [8]:

- les composants utilisés sont parfaits,
- chaque transistor reçoit sur sa base un signal  $v_{be}$  rectangulaire de période T et de durée T/2 tel que:
  - lorsque  $v_{be} = 0$ , le transistor est bloqué,
  - lorsque  $v_{be} = 1$ , le courant de base est suffisant pour que le transistor soit saturé.

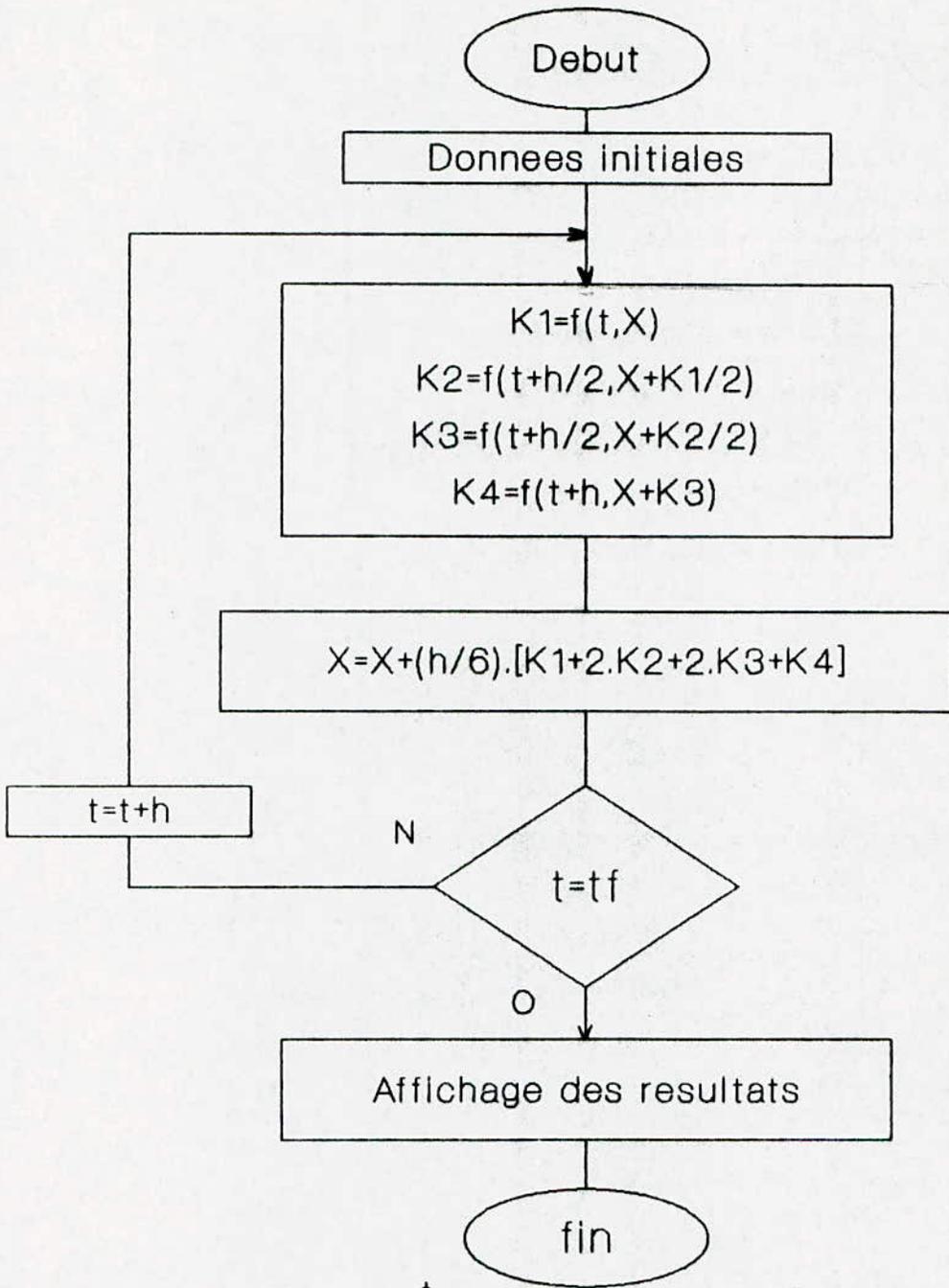
Ceci nous conduit à représenter chaque bras par un inverseur, régi par une fonction logique du type:

$$F_i(t) = \begin{cases} 1 & \text{: l'inverseur est connecté au pôle (+) de la source.} \\ 0 & \text{: l'inverseur est connecté au pôle (-) de la source.} \end{cases}$$

$i=1, 2, 3.$

ainsi, les tensions de lignes prennent la forme suivante:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = V_s (F_1(t) - F_2(t)) \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} = V_s (F_2(t) - F_3(t)) \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} = V_s (F_3(t) - F_1(t)) \end{cases} \quad (I.3.1)$$

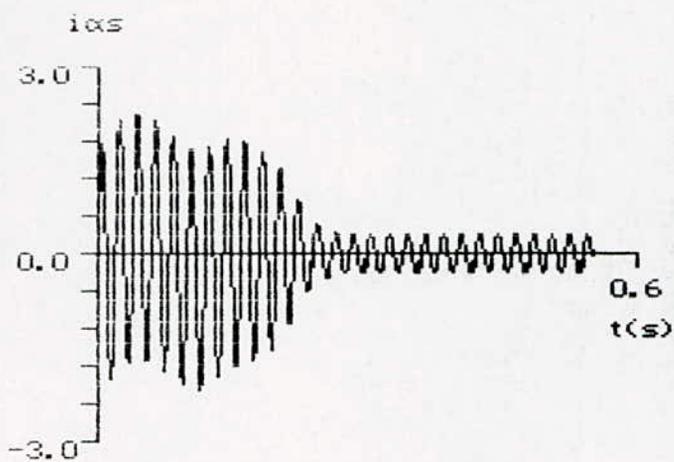


$$K_i = [K_i(1) \ K_i(2) \ \dots \ K_i(j)]^t \quad i=1\dots 4, \quad j=1\dots 5$$

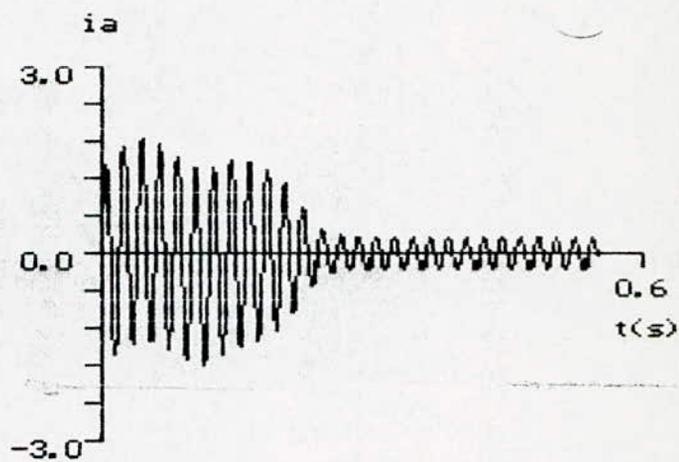
$$X = [x_s \quad y_s \quad x_r \quad y_r \quad w]^t$$

$$f = [dx_s/dt \quad dy_s/dt \quad dx_r/dt \quad dy_r/dt \quad dw/dt]^t$$

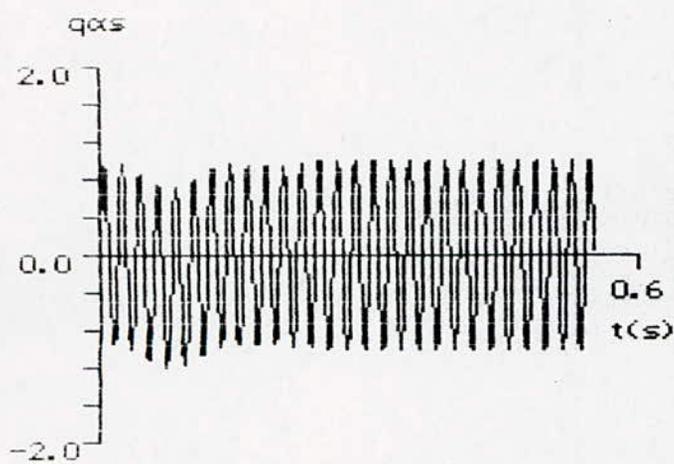
Organigramme 1 : Methode d'itegration numerique de Runge-kutta d'ordre 4



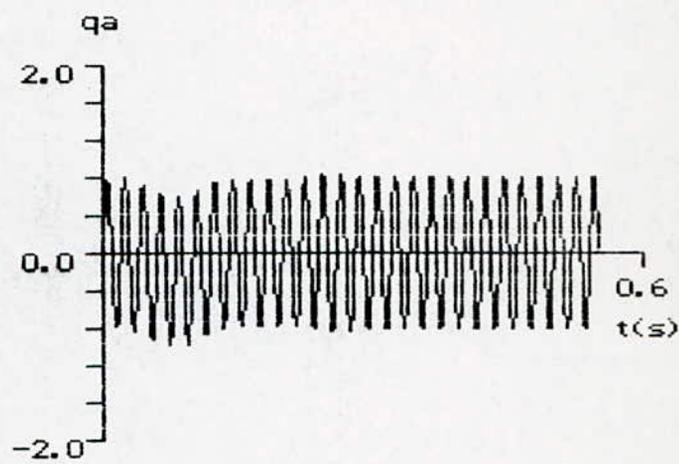
a : courant statorique rep( $\alpha\beta$ )



b : courant statorique réel



c : flux statorique rep( $\alpha\beta$ )



d : flux statorique réel

Fig I-1 : Réponse du M.A.S à vide alimenté par une tension sinusoïdale parfaite (au démarrage)

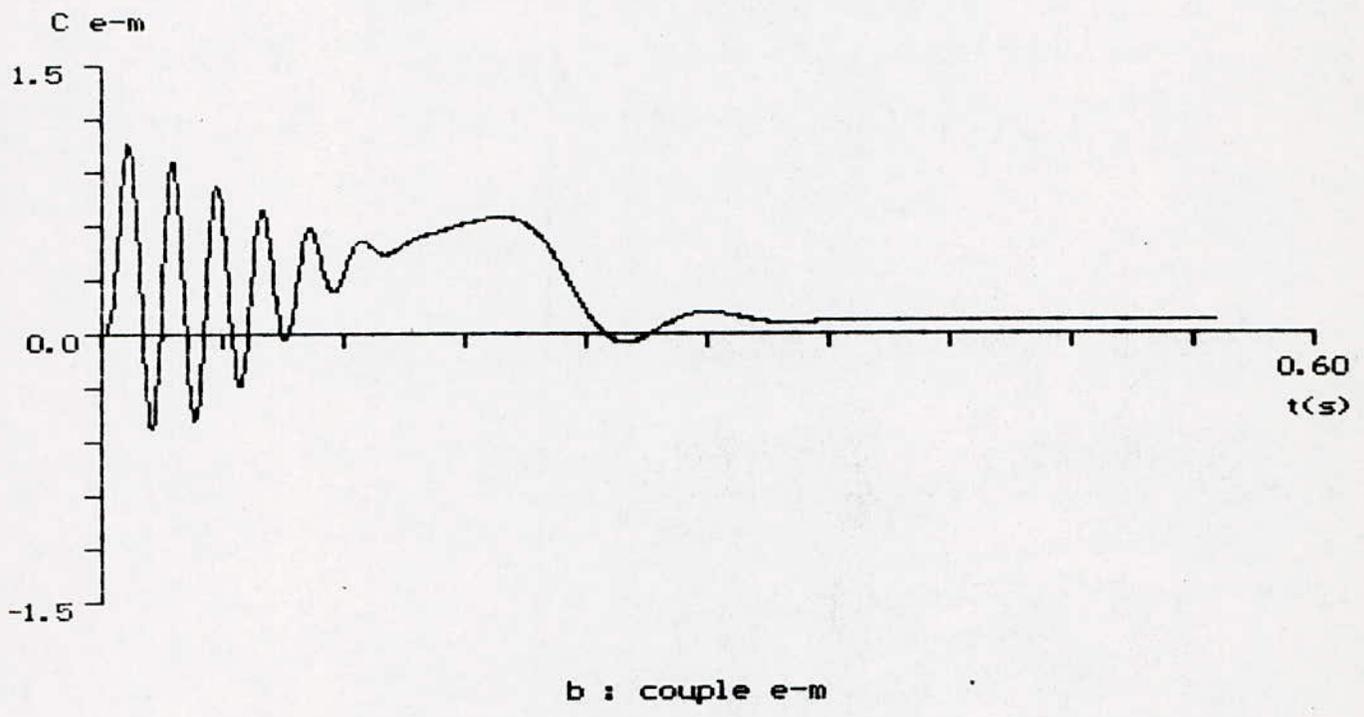
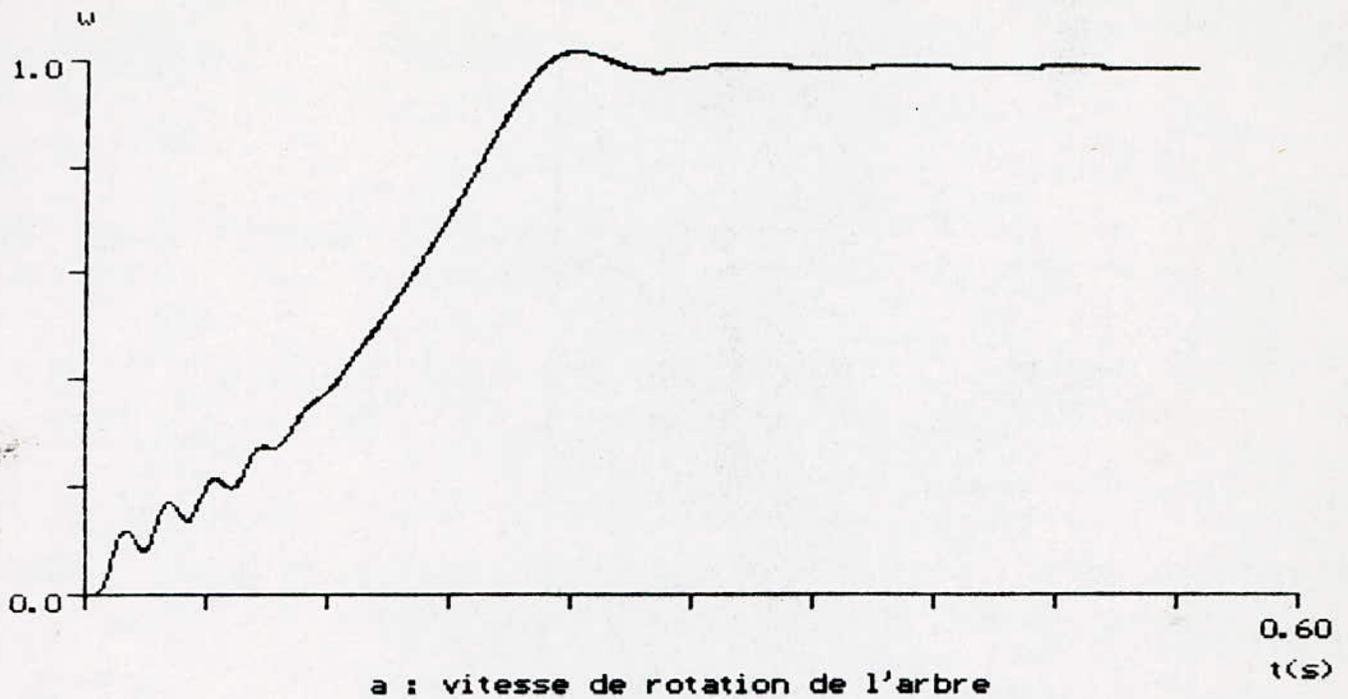


Fig I-2 : Réponse du M.A.S à vide alimenté par tension sinusoïdale parfaite (au démarrage)

où:

$V_s$  : est la tension d'entrée de l'onduleur.

$V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  : sont les tensions simples, et

$U_{ab}$ ,  $U_{bc}$ ,  $U_{ca}$  : les tensions composées de la machine.

avec comme hypothèse:  $V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = 0$  . (I.3.2)

Ce qui nous amène aux équations finales suivantes:

$$\begin{cases} V_{ao} = \frac{1}{3} (U_{ab} - U_{ca}) = \frac{V_s}{3} [+2.F_1(t) - F_2(t) - F_3(t)] \\ V_{bo} = \frac{1}{3} (U_{bc} - U_{ab}) = \frac{V_s}{3} [-F_1(t) + 2.F_2(t) - F_3(t)] \\ V_{co} = \frac{1}{3} (U_{ca} - U_{bc}) = \frac{V_s}{3} [-F_1(t) - F_2(t) + 2.F_3(t)] \end{cases} \quad (I.3.3)$$

Alors que le courant à l'entrée de l'onduleur est donné par:

$$I_o = F_1(t).I_A + F_2(t).I_B + F_3(t).I_C \quad (I.3.4)$$

d'où le modèle final de l'onduleur:

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} V_s \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ -1/2 & 1 & -1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (I.3.5)$$

de la forme:  $[V] = V_s \cdot [H] \cdot [F]$  .

#### I.4 MODELISATION DU FILTRE A L'ENTREE DE L'ONDULEUR:

Sachant que l'onduleur à commander est du type "en pleine onde", on a utilisé un hacheur pour varier la tension d'entrée  $V_s$  tel que le rapport  $V_s/f_s$  soit constant.

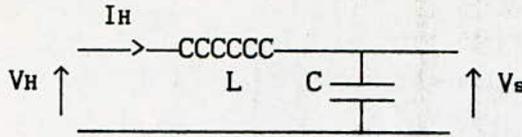


schéma I.2 : schéma du filtre

Les équations du filtre sont alors:

$$\begin{cases} V_H = L \cdot \frac{dI_H}{dt} + V_s \\ C \cdot \frac{dV_s}{dt} = I_H - I_o \end{cases}$$

### 1.5 MISE EN EQUATION DU SYSTEME CONVERTISSEUR-MOTEUR:

L'assemblage des différentes équations, régissant les différents sous systèmes, conduit au système constitué par:

- 4 équations électriques du moteur,
- 1 équation mécanique,
- 2 équations du filtre.

L'application de la transformation  $P(\delta=0)$  aux tensions délivrées par l'onduleur, nous donne les équations des tensions de la source biphasée équivalente:

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = \frac{1}{3} V_s (2 \cdot F_1 - F_2 - F_3); \\ V_{\beta s} = V_s (F_2 - F_3) / \sqrt{3} \end{cases}$$

avec comme équations supplémentaires:

$$\begin{cases} \frac{dV_s}{dT} = \frac{1}{C \cdot \omega_{ref}} (I_H - I_o) \\ \frac{dI_H}{dT} = \frac{1}{L \cdot \omega_{ref}} (V_H - V_s) \\ I_o = F_1 \cdot I_A + F_2 \cdot I_B + F_3 \cdot I_C \end{cases}$$

## I.6 MODELISATION ET MISE EN EQUATION DE L'ONDULEUR M.L.I:

Plusieurs techniques de modulation peuvent être utilisées pour les convertisseurs M.L.I [8].

Notre étude sera consacrée à la technique M.L.I à référence sinusoïdale, dont le principe est basé, sur la variation de l'amplitude de la référence, et fixer celle de la porteuse représentée par un signal triangulaire (fig I.3:a).

L'onde de sortie, obtenue par la comparaison des deux ondes, donne ainsi l'ordre d'allumage ou d'extinction aux composants constituant l'onduleur (fig I.3:b).

La porteuse étant décrite par les équations suivantes:

- La partie ascendante de  $U_m$  est donnée par:

$$U_m = \frac{U}{2} - 2.U. \frac{t}{T'} = \frac{U}{2} - 2.U. \frac{2.\pi.f_o.t}{2.\pi.f_o.1/f'} = \frac{U}{2} \left(1 - \frac{2.\alpha.M}{\pi}\right) \quad (I.6.1)$$

où:

$\alpha$  : angle exprimé en rd.

$f_o$ : fréquence de la référence.

$f'$  : fréquence de la porteuse.

$M$  : l'indice de modulation =  $\frac{f'}{f_o}$ .

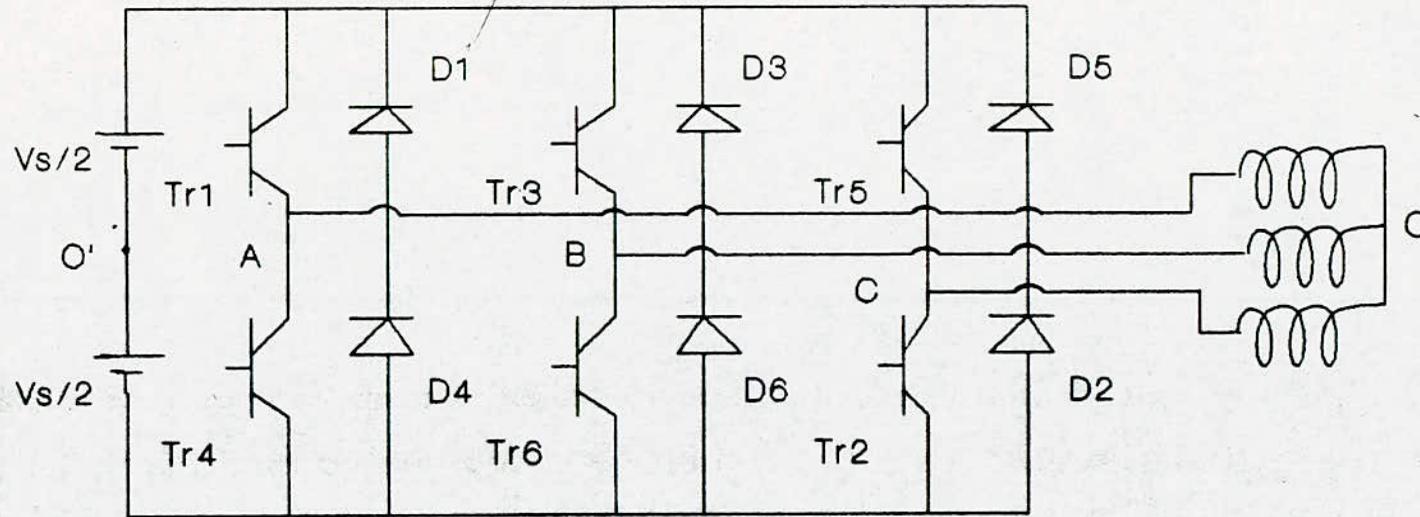
elle coupe  $U_m$  en  $\alpha = \alpha_1$  tel que:

$$\alpha_1 = \frac{\pi.R}{2.M} \sin(\alpha_1) + \frac{\pi}{2.M} \quad (I.6.2)$$

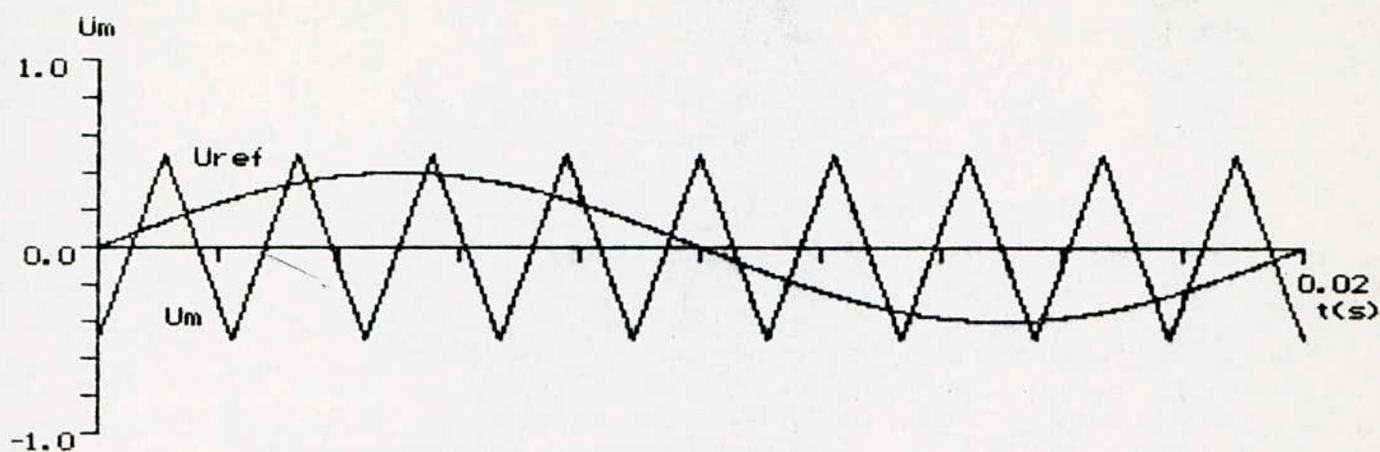
où  $R$  : coefficient de réglage =  $\frac{V_m}{(U/2)}$

- La partie descendante de  $U_m$  est donnée par:

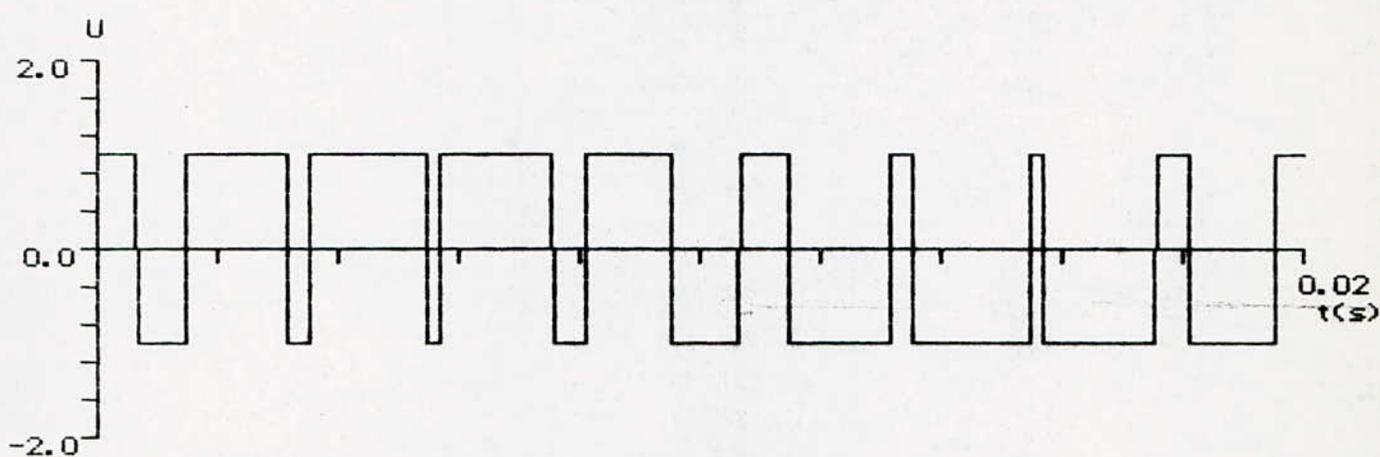
$$U_w = -\frac{3}{2}U + 2.U. \frac{t}{T'} = -\frac{3}{2}U + 2.U. \frac{2.\pi.f_o.t}{2.\pi.f_o.1/f'} = \frac{U}{2} \left(-3 + \frac{2.\alpha.M}{\pi}\right)$$



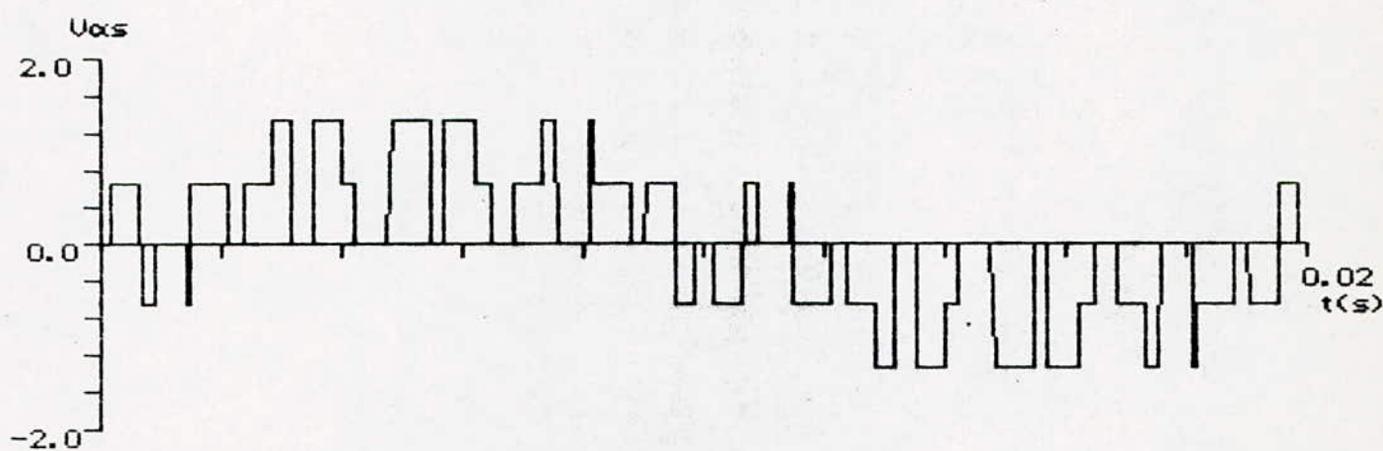
SCHEMA I : SCHEMA DESCRIPTIF DE  
L'ONDULEUR A TRANSISTORS



a : courbe de référence sinusoidale ( $U_{ref}$ ) et sa modulatrice ( $U_m$ )



b : Créneau de commande de l'M.L.I



c : tension d'entrée en créneau du M.A.S relative au rep( $\alpha\beta$ )

Fig I-3

elle coupe  $U_m$  en  $\alpha = \alpha_2$  tel que:

$$\alpha_2 = \frac{\pi.R}{2.M} \sin(\alpha_2) + \frac{\pi}{2.M} \quad (I.6.4)$$

Par récurrence, l'équation finale donnant les différents angles d'allumages, est telle que:

$$\alpha_1 = P. \sin(\alpha_1) + Q \quad (I.6.5)$$

où:

$$P = (-1)^i \cdot \left( \frac{\pi.R}{2.M} \right)$$

$$Q = \left( i - \frac{1}{2} \right) \cdot \frac{\pi}{M}$$

Cette équation est résolue numériquement. La méthode de Newton-Raphson est alors employée dans notre cas. L'onde sortie prend alors la forme suivante : fig( I.3:b)

Elle a pour équation:

$$\begin{cases} Y_{2i-1} = -1 \\ Y_i = 1 \end{cases} \quad i=1, 2, \dots, 2R. \quad (I.6.6)$$

La généralisation pour le système triphasé, s'effectue en décalant la référence de  $\pm 2. \pi/3$ .

Les tensions imposées dans chaque bras de l'onduleur sont alors données par:

$$\begin{bmatrix} V_{AO'} \\ V_{BO'} \\ V_{CO'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TR1 & TR4 \\ TR2 & TR5 \\ TR3 & TR6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_B/2 \\ V_B/2 \end{bmatrix} \quad (I.6.7)$$

Et les tensions de phases par rapport au point neutre (o) prennent la forme suivante (fig I.3:c):

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AO'} \\ V_{BO'} \\ V_{CO'} \end{bmatrix}$$

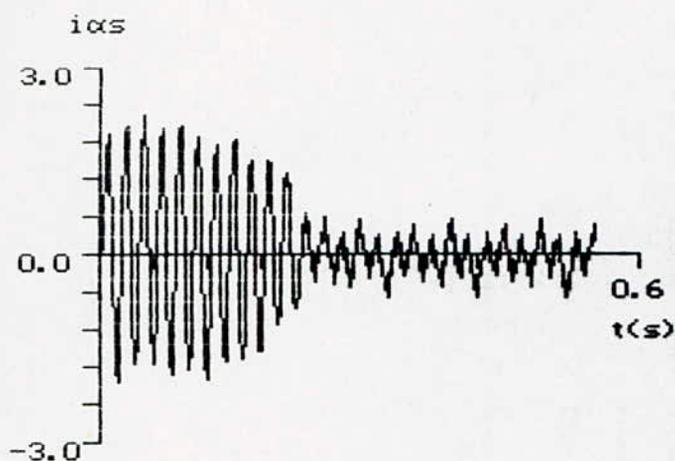
On déduit que les équations obtenues pour l'onduleur (P.O), sont aussi valables pour l'onduleur M.L.I .

Les résultats de simulation représentant la montée de la vitesse, du couple et des courants de phases du système pour une fréquence de la modulatrice  $f_0 = 50$  Hz, sont illustrés par les courbes des figures (I.4), (I.5), (I.6) et (I.7).

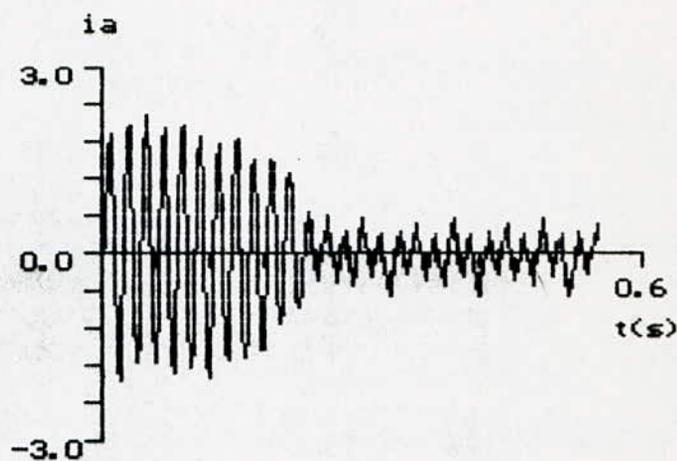
#### I.7 INTERPRETATION DES RESULTATS:

Dans toutes les courbes obtenues par la simulation numérique, nous constatons qu'au régime transitoire le couple présente une composante pulsante très importante qui peut nuire à la machine, surtout lorsqu'elle est soumise à des démarrages fréquents.

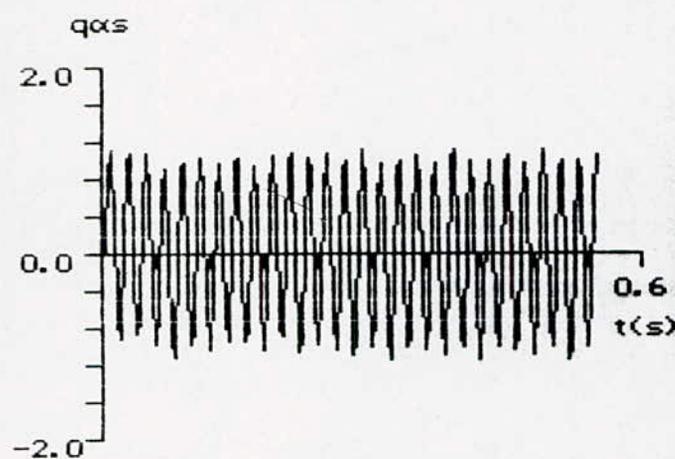
En outre, cette étude nous a permis de calculer les amplitudes du couple électromagnétique et du courant dans les premiers instants du démarrage.



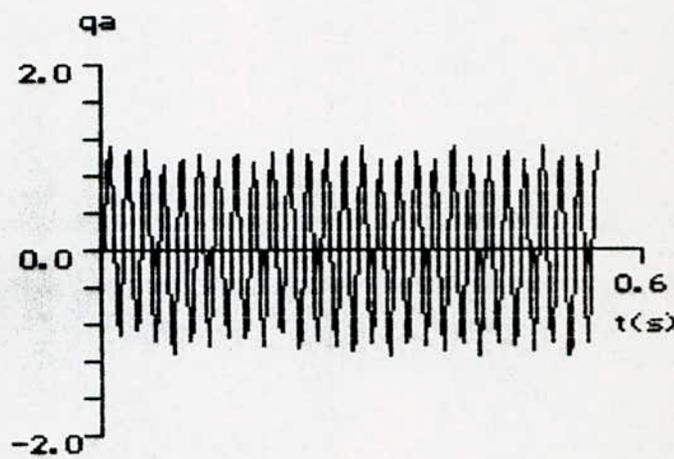
a : courant statorique rep( $\alpha\beta$ )



b : courant statorique réel



c : flux statorique rep( $\alpha\beta$ )



d : flux statorique réel

Fig I-4 : Réponse du M.A.S à vide alimenté par un onduleur 'pleine-onde' (au démarrage)

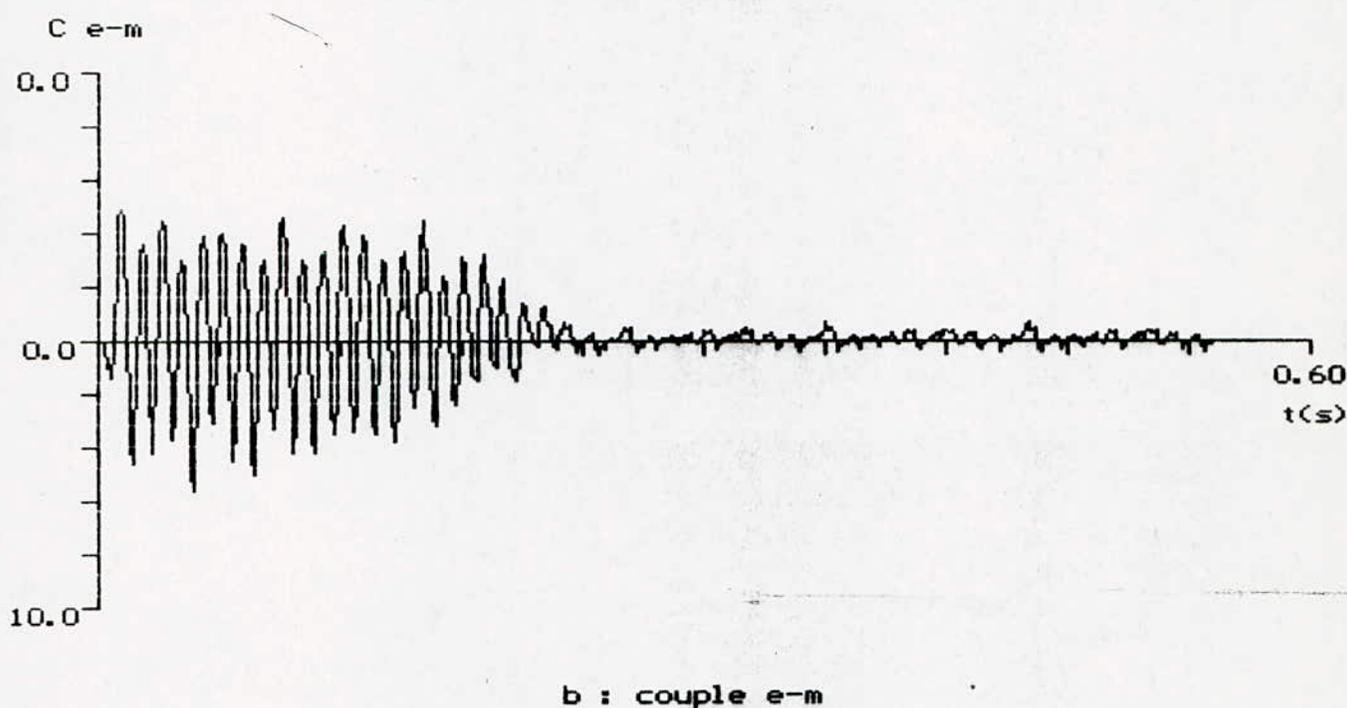
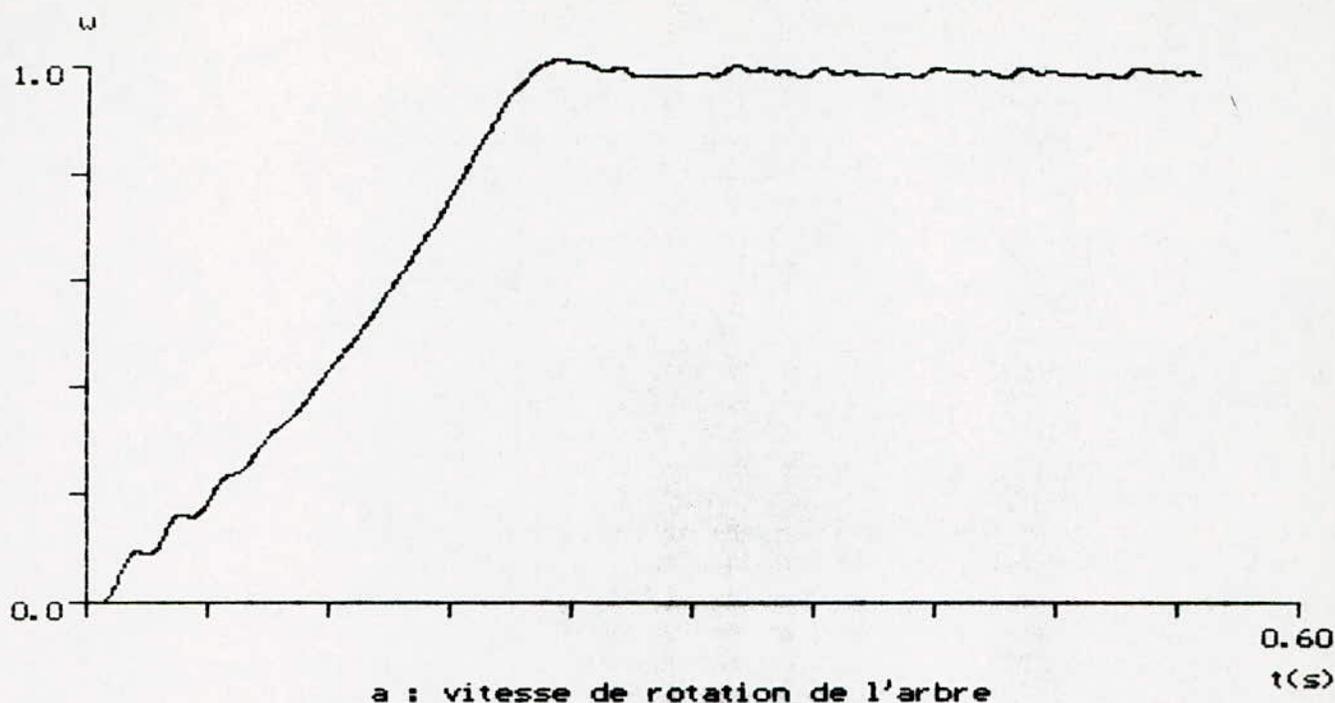
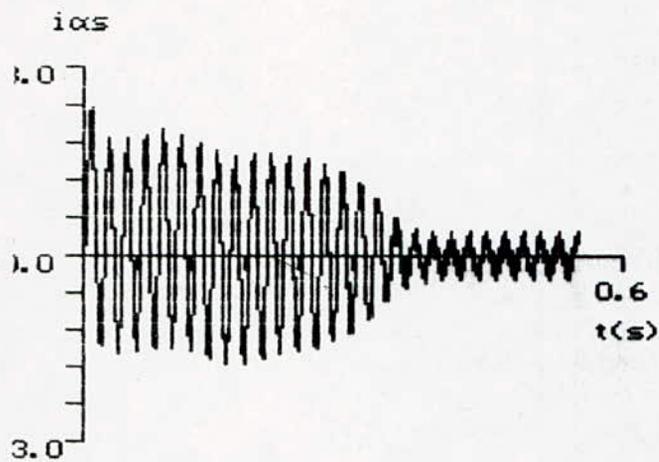
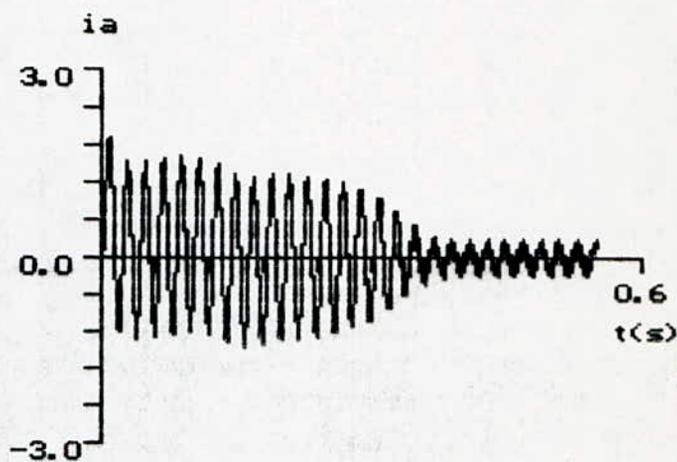


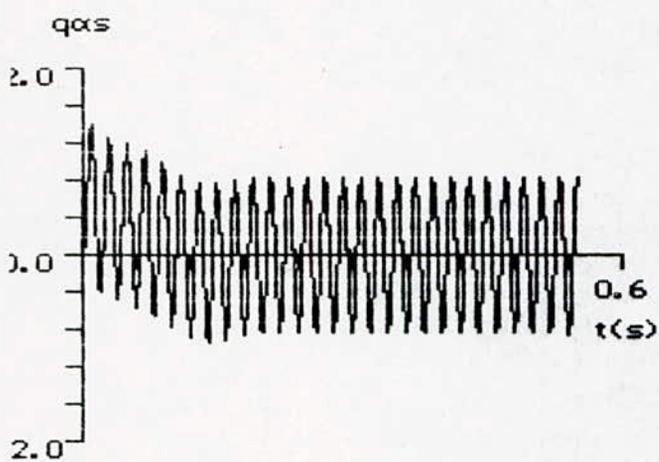
Fig I-5 : Réponse du M.A.S à vide alimenté par un onduleur 'pleine-onde' (au démarrage)



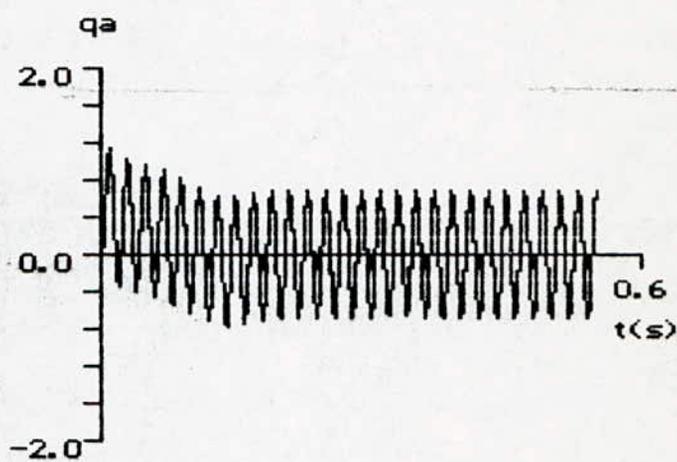
a : courant statorique  $\text{rep}(\alpha\beta)$



b : courant statorique reel

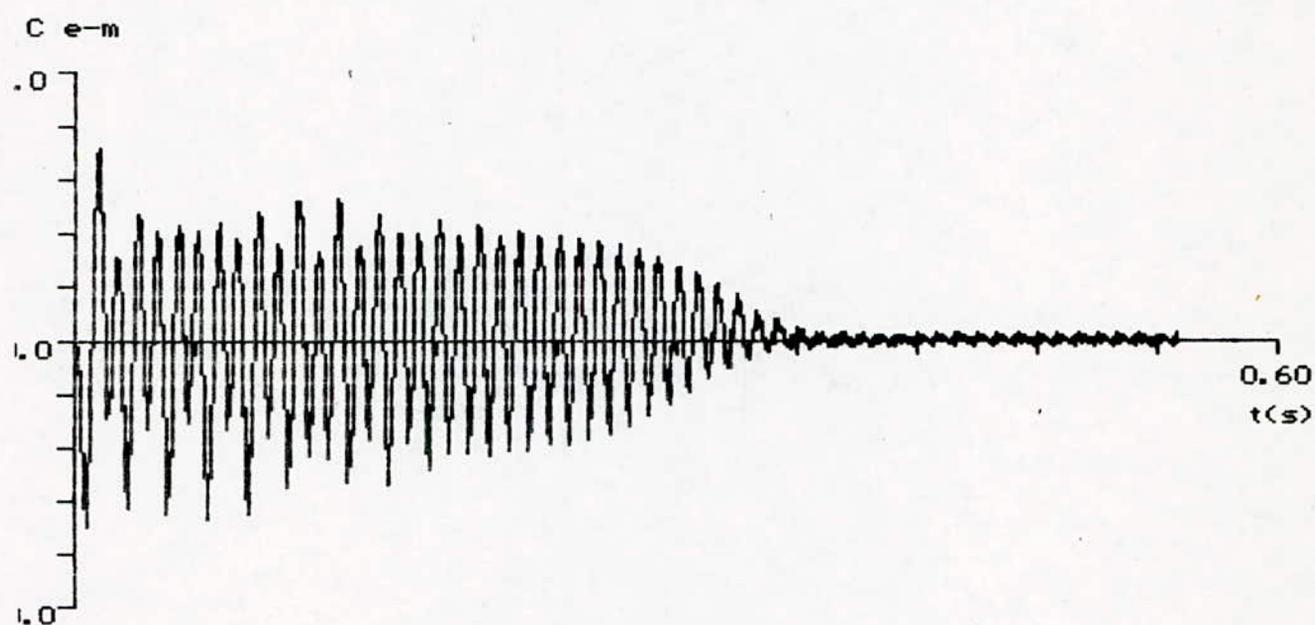
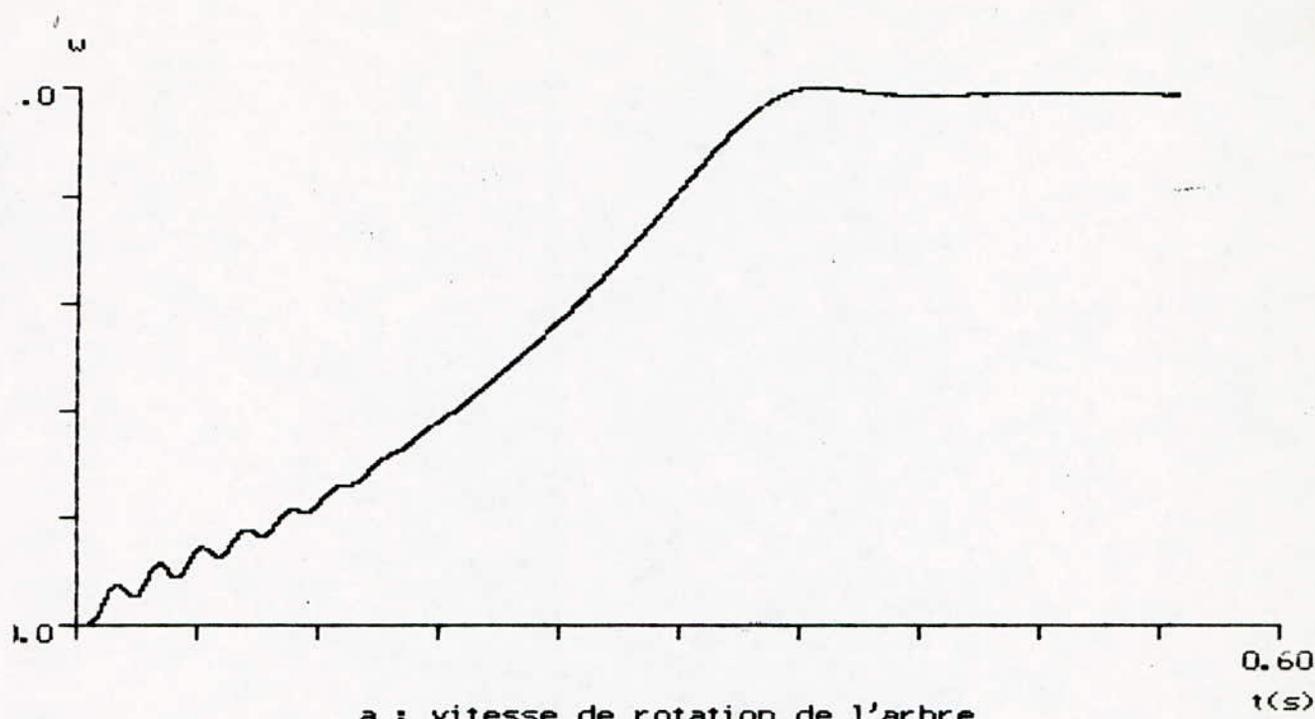


c : flux statorique  $\text{rep}(\alpha\beta)$



d : flux statorique reel

Fig I-6 : Réponse du M.A.S à vide alimenté par un M.L.I  
(au démarrage)  
 $r=0.8$  ,  $m=9$



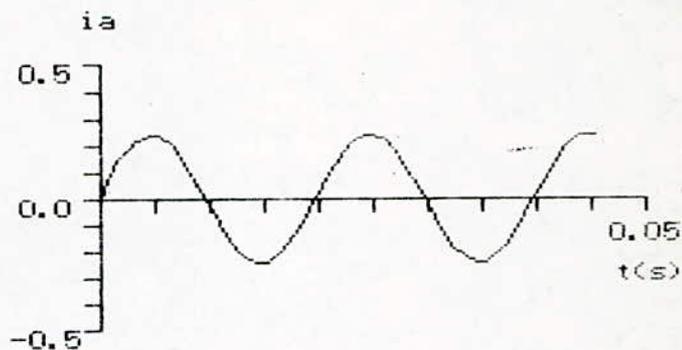
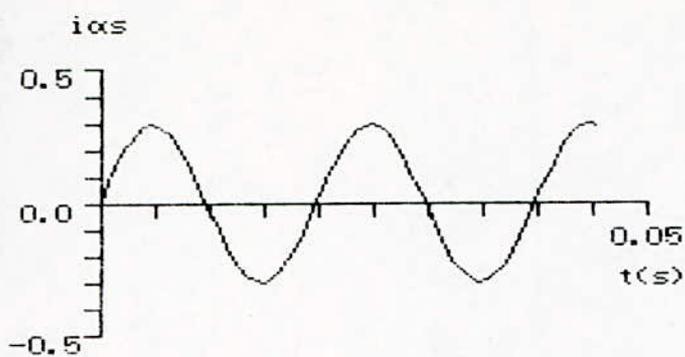
g I-7 : Réponse du M.A.S à vide alimenté par un M.L.I  
 (au démarrage)  
 $r=0.8$  ,  $m=9$

## I.8 CONCLUSION:

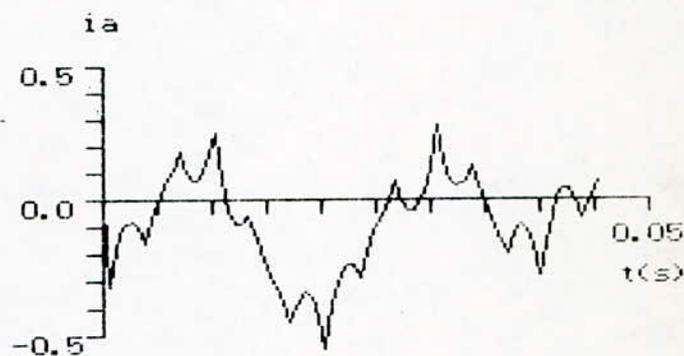
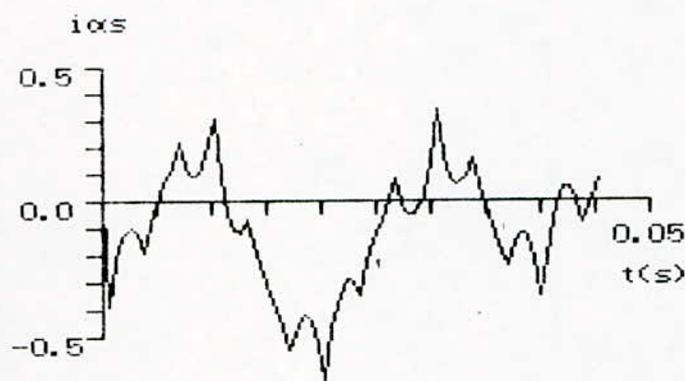
Nous avons présenté, dans ce chapitre, la modélisation de deux commandes d'onduleurs, et la simulation numérique, en boucle ouverte, de leur association à une machine asynchrone triphasée.

Des courbes tracées nous avons remarqué, qu'au régime établi figures (I.8),(I.9), la stratégie M.L.I offre des résultats plus proches de ceux donnés par une alimentation supposée sinusoïdale parfaite. Cependant, son application est plus facile dans les commandes analogiques, contrairement à la stratégie (P.O).

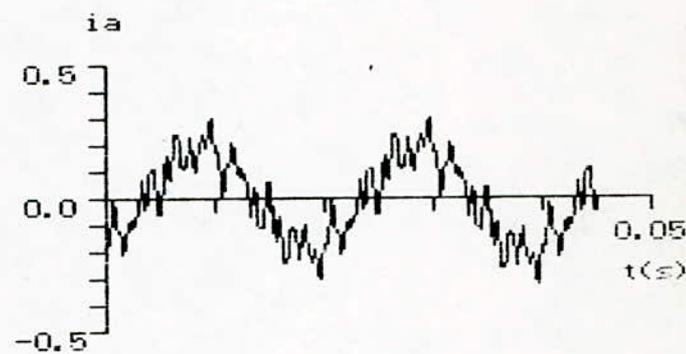
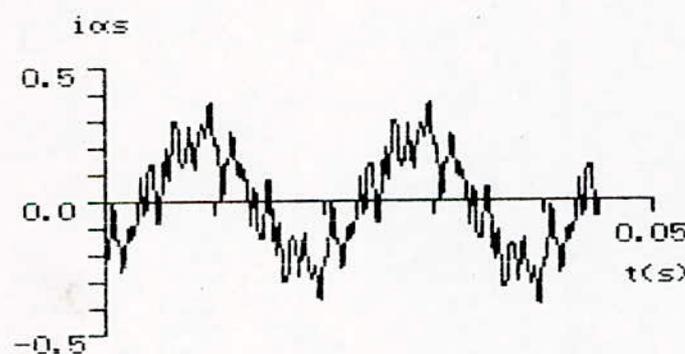
Etant donné que, dans la majorité des entraînements par moteur asynchrone, les perturbations influant sur la grandeur à commander ne sont pas négligeables, ce type de réglage est insuffisant; c'est pourquoi, une comparaison permanente de celle-ci, à la grandeur de consigne s'avère nécessaire et utile.



a : Le M.A.S est alimenté par une source sinusoidale parfaite

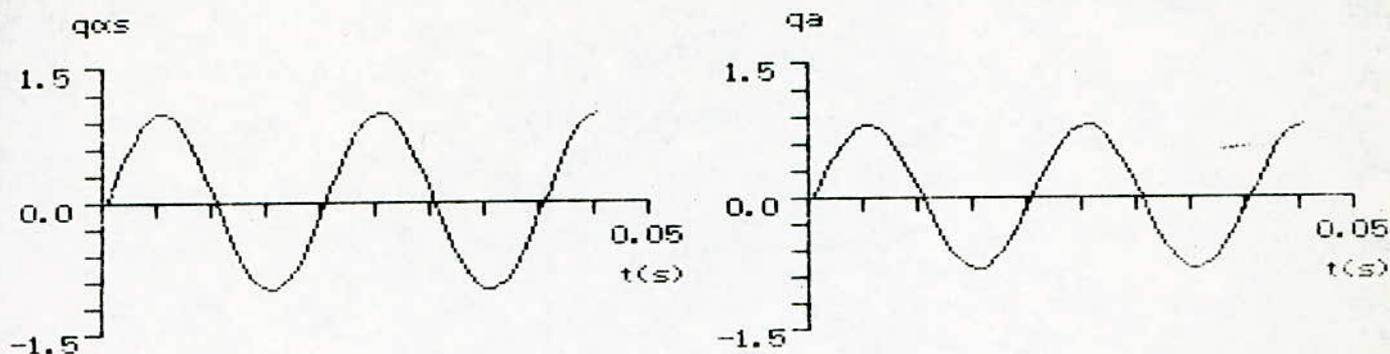


a : Le M.A.S est alimenté par un onduleur P.O

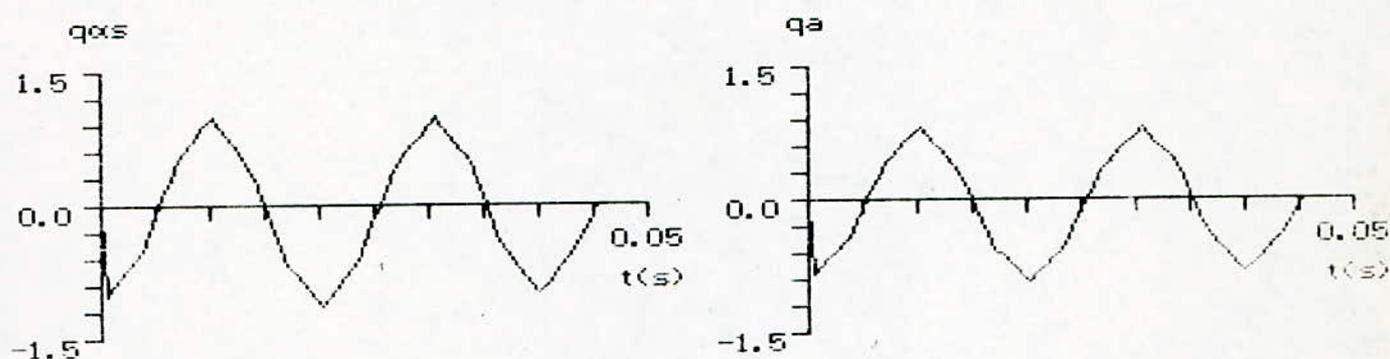


a : Le M.A.S est alimenté par un onduleur M.L.I

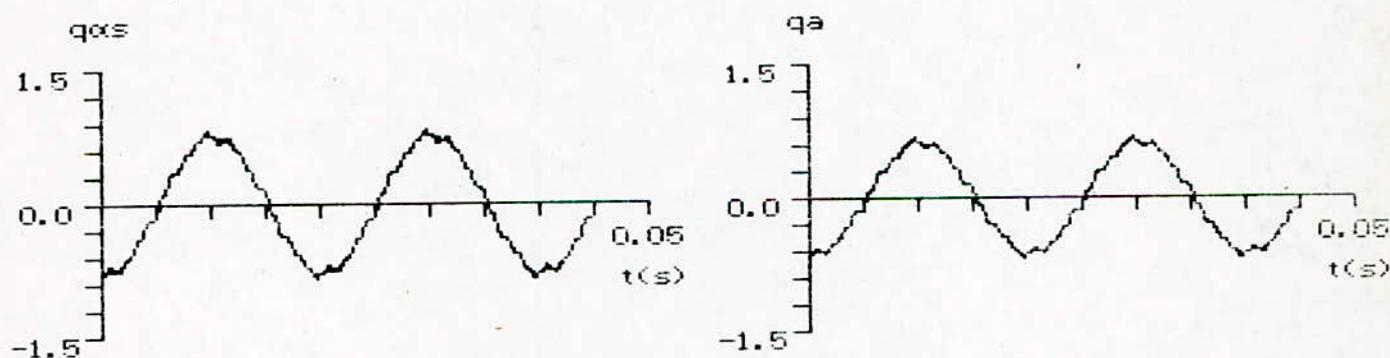
Fig I-8 : Réponse du M.A.S à vide pour différentes alimentations



a : Le M.A.S est alimenté par une source sinusoidale parfaite



a : Le M.A.S est alimenté par un onduleur P.O



a : Le M.A.S est alimenté par un onduleur M.L.I

Fig I-9 : Réponse du M.A.S à vide pour différentes alimentations

## CHAPITRE II

### ETUDE DU SYSTEME EN BOUCLE FERMEE

#### REGLAGE DE LA VITESSE

## II.1 INTRODUCTION:

Dans le chapitre précédent, nous avons donné les équations différentielles régissant le moteur asynchrone. Dans ce chapitre, nous mettons ces dernières dans la forme où le moteur constitue le système à régler.

Cependant, l'utilisation de la fonction de transfert est nécessaire pour la détermination de la structure des circuits de réglage, ainsi que pour l'étude de la stabilité.

D'une part, vu que la vitesse du moteur est liée à la fréquence de la tension d'alimentation, celle-ci sera alors la principale grandeur de commande.

Et d'autre part, la nécessité de maintenir le flux de la machine constant (donc le couple), fait en sorte, qu'une action sur la fréquence, devrait être accompagnée d'une action, soit sur la tension, soit sur le courant.

Dans notre cas, nous maintiendrons le flux constant, par action sur la tension.

## II.2 FONCTION DE TRANSFERT ET REGLAGE DE LA VITESSE:

### II.2.1 EQUATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE AU REGIME PERMANENT:

Les équations (I.2.7) exprimées dans le référentiel lié au champ tournant, prennent au régime permanent, la forme suivante [6], [7], [9]:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - \omega_s \cdot L_s \cdot I_{qs} - \omega_s \cdot M \cdot I_{qr} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \omega_s \cdot L_s \cdot I_{ds} + \omega_s \cdot M \cdot I_{dr} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} - M \cdot (\omega_s - \omega) \cdot I_{qs} - (\omega_s - \omega) \cdot L_r \cdot I_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + M \cdot (\omega_s - \omega) \cdot I_{ds} + (\omega_s - \omega) \cdot L_r \cdot I_{dr} \end{cases} \quad (II.2.1)$$

$$C_r = + \frac{3}{2} \cdot p \cdot M \cdot (I_{qs} \cdot I_{dr} - I_{ds} \cdot I_{qr}) - F_r \cdot \omega$$

en définissant la tension:

$$U_s = \left[ V_{ds}^2 + V_{qs}^2 \right]^{1/2} \quad (\text{II.2.2})$$

et:  $w_r = w_s - w$

l'équation du couple au régime permanent, devient:

$$\Gamma_{em} = p \cdot \frac{w_r}{R_r} \cdot \frac{\left( \frac{M}{L_s} \right)^2 \cdot \left( \frac{U_s}{w_s} \right)^2}{1 + w_r^2 \cdot T_r^2} \quad (\text{II.2.3})$$

avec:

$$T_r = s / (R_s \cdot L_s) \quad (\text{II.2.4})$$

$$s = L_s \cdot L_r - M^2$$

Aux faibles valeurs du glissement, on peut dire que le terme  $(w_r \cdot T_r)^2$  est négligeable devant l'unité, et l'équation (II.2.3) devient:

$$\Gamma_{em} = p \cdot \frac{w_r}{R_r} \cdot \left( \frac{M}{L_s} \right)^2 \cdot \left( \frac{U_s}{w_s} \right)^2 \quad (\text{II.2.5})$$

De cette relation, il apparaît que le maximum du couple dépend directement du rapport  $(U_s/w_s)$ , et de la vitesse  $w_r$ .

## II.2.2 ETABLISSEMENT DU DIAGRAMME FONCTIONNEL DE LA MACHINE:

Pour étudier la dynamique du moteur du point de vue de l'automatique, les équations de la machine sont écrites dans le référentiel lié au champ tournant [4]:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - w_s \cdot \psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + w_s \cdot \psi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.2.6})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - (w_s - w) \cdot \psi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + (w_s - w) \cdot \psi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.2.7})$$

au régime permanent, les équations (II.2.6) deviennent:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} - w_s \cdot \psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + w_s \cdot \psi_{ds} \end{cases}$$

Les grandeurs complexes  $\bar{U}_s$ ,  $\bar{I}_s$ , et  $\bar{\psi}_s$  sont telles que:

$$\begin{cases} \bar{U}_s = V_{ds} + j \cdot V_{qs} \\ \bar{I}_s = I_{ds} + j \cdot I_{qs} \\ \bar{\psi}_s = \psi_{ds} + j \cdot \psi_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.2.9})$$

appliquées aux équations (II.2.8) conduisent à la relation suivante:

$$\bar{U}_s = R_s \cdot \bar{I}_s - w_s \cdot \bar{\psi}_s^* \quad (\text{II.2.10})$$

En négligeant la chute ohmique au stator, on obtient:

$$\bar{U}_s = -w_s \cdot \bar{\psi}_s^* \quad (\text{II.2.11})$$

soit en module:

$$\frac{U}{w_s} = \psi_s \cong C^{ste} \quad (\text{II.2.12})$$

En partant de ces hypothèses et en introduisant la transformée de Laplace, les équations (II.2.6) et (II.2.7) deviennent:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = -w_s \cdot \psi_{qs} \\ V_{qs} = w_s \cdot \psi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + S \cdot \psi_{dr} - (w_s - w) \cdot \psi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + S \cdot \psi_{qr} + (w_s - w) \cdot \psi_{dr} \\ C_r = J \cdot S \cdot w_s + F_r \cdot w + \left( \frac{3}{2} \cdot p \right) \cdot (\psi_{ds} \cdot \psi_{qr} - \psi_{dr} \cdot \psi_{qs}) \cdot M \end{array} \right. \quad (\text{II.2.13})$$

Une fois que les courants sont exprimés en fonction des flux  $\psi_{ds}, \psi_{qs}$  et en exprimant les tensions  $V_{ds}, V_{qs}$  en fonction des flux il vient:

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = \frac{\psi_{dr}}{T_r} + S \cdot \psi_{dr} - (w_s - w) \cdot \psi_{qr} - \frac{M}{T_r \cdot L_s} \cdot \frac{V_{qs}}{w_s} \\ 0 = \frac{\psi_{qr}}{T_r} + S \cdot \psi_{qr} + (w_s - w) \cdot \psi_{dr} + \frac{M}{T_r \cdot L_s} \cdot \frac{V_{ds}}{w_s} \end{array} \right. \quad (\text{II.2.14})$$

$$C_r = J \cdot S \cdot w + F_r \cdot w + \left( \frac{3}{2} p \right) \cdot \frac{M}{S} \left( \psi_{dr} \cdot \frac{V_{ds}}{w_s} + \psi_{qr} \cdot \frac{V_{qs}}{w_s} \right) \quad (\text{II.2.15})$$

En choisissant la transformation de Park au régime permanent de façon à ce que:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = U_s \\ V_{qs} = 0 \end{array} \right. \quad (\text{II.2.16})$$

Les équations précédentes prennent la forme suivante:

$$\begin{cases} 0 = \frac{\psi_{dr}}{T_r} + S \cdot \psi_{dr} - (w_s - w) \cdot \psi_{qr} & \text{(II.2.17)} \\ 0 = \frac{\psi_{qr}}{T_r} + S \cdot \psi_{qr} + (w_s - w) \cdot \psi_{dr} + \frac{M}{T_r \cdot L_s} \cdot \frac{U_s}{w_s} \end{cases}$$

$$C_r = J \cdot S \cdot w + F_r \cdot w + \left(\frac{3}{2} p\right) \cdot \frac{M}{S} \left(\psi_{dr} \cdot \frac{U_s}{w_s}\right) \quad \text{(II.2.18)}$$

La linéarisation autour d'un point de fonctionnement, fournit les équations variationnelles suivantes:

$$\begin{cases} \psi_{qro} \cdot \Delta w_s = \frac{\Delta \psi_{dr}}{T_r} + S \cdot \Delta \psi_{dr} + \psi_{qro} \cdot \Delta w - (w_{so} - w_o) \cdot \Delta \psi_{qr} \\ -\psi_{dro} \cdot \Delta w_s = \frac{\Delta \psi_{qr}}{T_r} + S \cdot \Delta \psi_{qr} - \psi_{dro} \cdot \Delta w + (w_{so} - w_o) \cdot \Delta \psi_{dr} \end{cases} \quad \text{(II.2.19)}$$

$$\Delta C_r = J \cdot S \cdot \Delta w + F_r \cdot \Delta w + \left(\frac{3}{2} p\right) \cdot \frac{M}{S} \cdot (\psi_{so}) \cdot \Delta \psi_{dr} \quad \text{(II.2.20)}$$

En choisissant comme entrées, la fréquence  $w_s$  et le couple de charge  $C_r$ ; des équations (II.2.19), découle le schéma suivant: fig( II.1)

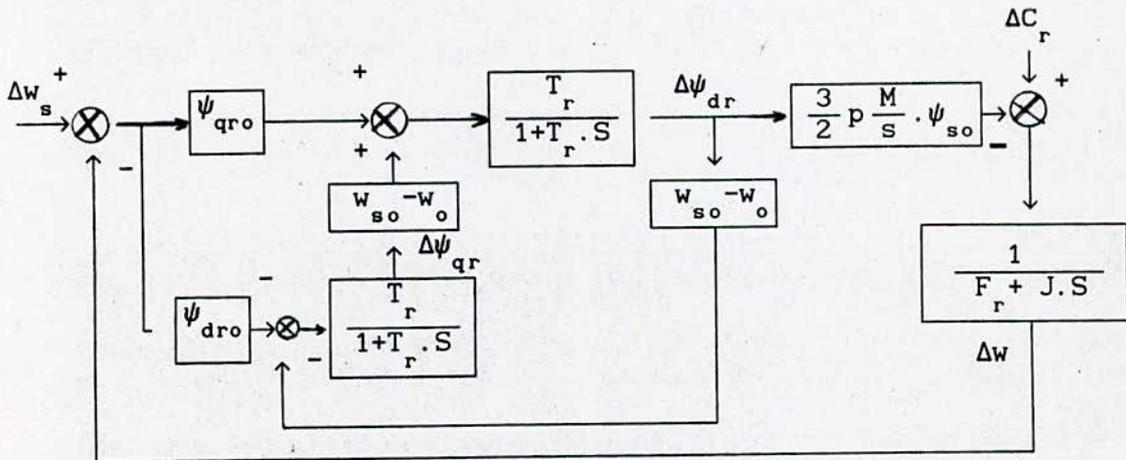


schéma II.1

La simplification de ce schéma bloc, donne:

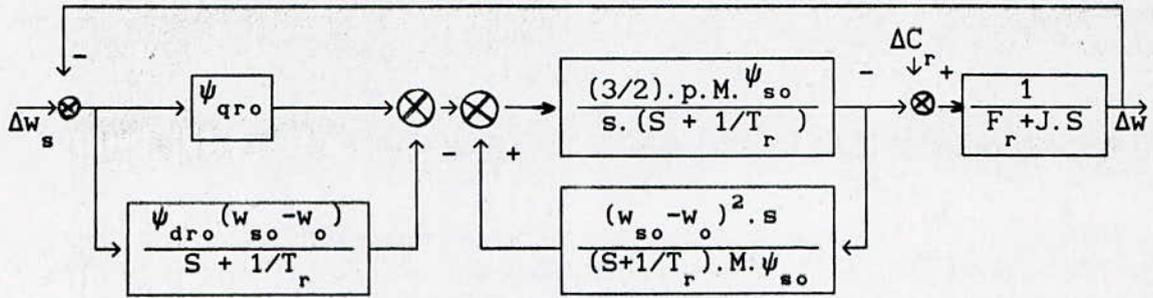


schéma II.2

$$G_1(S) = \psi_{qro} - \frac{\psi_{dro} \cdot (w_{so} - w_o)}{(S + 1/T_r)} = \frac{\psi_{qro} (S + 1/T_r) - \psi_{dro} (w_{so} - w_o)}{(S + 1/T_r)} \quad (II.2.21)$$

$$G_2(S) = \frac{(\frac{3}{2}) \cdot M \cdot \psi_{so} / [s \cdot (S + 1/T_r)]}{1 + (\frac{3}{2}) \cdot p \cdot (w_{so} - w_o)^2 / (S + 1/T_r)^2} = \frac{3}{2} p \frac{M \cdot \psi_{so} \cdot (S + 1/T_r)}{s \cdot (S + 1/T_r)^2 + \frac{3}{2} p (w_{so} - w_o)^2}$$

or  $G(S) = G_1(S) \cdot G_2(S) \Rightarrow$

$$G(S) = \frac{3}{2} p \frac{M \cdot \psi_{so}}{s} \frac{\psi_{qro} \cdot (S + 1/T_r) - \psi_{dro} \cdot (w_{so} - w_o)}{(S + 1/T_r)^2 + \frac{3}{2} p \cdot (w_{so} - w_o)^2} \quad (II.2.21)$$

ainsi le schéma bloc final sera:

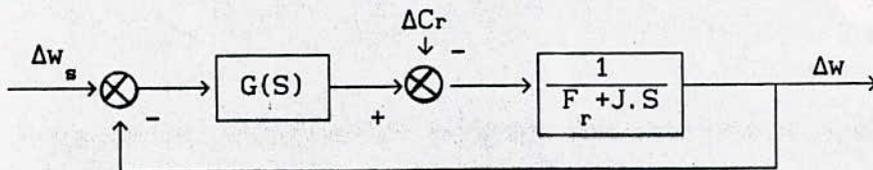


schéma II.3

### II.2.3 CHOIX DU POINT DE FONCTIONNEMENT:

Dans ce paragraphe l'étude porte sur le comportement du moteur, lors d'un fonctionnement à vide. Ce choix est motivé par la facilité par laquelle les résultats sont obtenus, ce qui nous permet de voir aisément la nature des méthodes de commande à adopter.

Le point de marche à vide vérifie:

$$w_s - w = 0 \quad (\text{II.2.22})$$

Alors les équations (II.2.14), donnent:

$$\begin{cases} \psi_{dro} = 0 \\ \psi_{gro} = -\frac{M}{L_s} \psi_{so} \end{cases} \quad (\text{II.2.23})$$

Par conséquent, la fonction de transfert  $G(S)$ , devient:

$$G(S) = \left(\frac{M}{L_s}\right)^2 \cdot \frac{3}{2} p \cdot \frac{\psi_{so}^2}{R_s \cdot (1 + T_r \cdot S)} \quad (\text{II.2.24})$$

En définissant les constantes suivantes:

$$T_r = \frac{S}{R_r \cdot L_s}$$

$$T_m = \frac{J}{F_r}$$

Les fonctions de transfert représentant le système, deviennent alors:

- Fonction de transfert relative au couple ( $\Delta w_s = 0$ ):

$$G_{Cr}(S) = - \frac{(1 + T_r \cdot S)/F_r}{(1 + T_m \cdot S) \cdot (1 + T_r \cdot S) + K_1/F_r} \quad (II.2.25)$$

$$\text{avec } K_1 = \frac{3}{2} p \cdot \left(\frac{M}{L_s}\right)^2 \cdot \frac{\psi_{so}^2}{R_s} \quad (II.2.26)$$

- Fonction de transfert relative à la fréquence statorique ( $\Delta C_r = 0$ ):

$$G_n(S) = \frac{K_1/F_r}{(1 + T_m \cdot S) \cdot (1 + T_r \cdot S) + K_1/F_r} \quad (II.2.27)$$

#### II.2.4 ANALYSE DES REPONSES FREQUENTIELLES ET TEMPORELLES DU SYSTEME:

L'étude théorique est appliquée à un moteur asynchrone ayant les caractéristiques suivantes [14]:

$$\begin{aligned} F_s &= 50 \text{ Hz}, V_{sn} = 220 \text{ V}, I_{sn} = 14.8 \text{ A}, V_{rn} = 100 \text{ V}, I_{rn} = 32.5 \\ R_s &= 1.12 \Omega, R_r = 0.11 \Omega, L_s = 0.17 \text{ H}, L_r = 0.015 \text{ H}, M = 0.047 \text{ H}, \\ p &= 4, T_r = 0.00182 \text{ s}, T_m = 16.62 \text{ s}, f_r = 0.00812 \text{ N.m.s/rd} \\ J &= 0.135 \text{ N.m.s}^2/\text{rd} \end{aligned}$$

Les fonctions de transferts deviennent alors:

$$G_{Cr}(S) = - \frac{2.4 (1 + 0.0182 S)}{(1 + 0.3 S) \cdot (1 + 0.0193 S)} \quad (II.2.28)$$

$$G_n(S) = \frac{0.978}{(1 + 0.3 S) \cdot (1 + 0.0193 S)} \quad (II.2.29)$$

De la forme:

$$G_n(S) = \frac{K_o}{(1 + T_p \cdot S) \cdot (1 + T_a \cdot S)} \quad (\text{II.2.30})$$

L'analyse des tracés de Bode en gain et en phase (fig (II.1) et fig (II.3)) et ceux de la réponse temporelle (fig (II.2) et fig (II.4)) nous amènent à déduire, que selon ce mode de fonctionnement et avec les hypothèses simplificatrices, le moteur ne présente aucun problème de stabilité.

En conclusion, la commande à flux constant, présente de bonnes performances en régime établi, à savoir un fonctionnement très stable.

Le modèle approximatif établi, permet de nous orienter, pour le choix des constantes de temps du régulateur à utiliser.

#### II.2.5 CHOIX DU REGULATEUR ET AJUSTEMENT DES CONSTANTES DE TEMPS:

Il s'agit de déterminer les régulateurs analogique et numérique, assurant les performances souhaitées, pour la réponse de la vitesse.

Comme la fonction de transfert  $G_n(S)$ , est du premier ordre, avec petite constante de temps, alors un correcteur du type P.I suffit [3]

##### - Choix du correcteur analogique:

Le régulateur est régi par la fonction de transfert:

$$G_{Rn}(S) = \frac{1 + T_{nn} \cdot S}{T_1 \cdot S} \quad (\text{II.2.31})$$

où les constantes de temps  $T_{nn}$  et  $T_1$  sont déterminantes, pour la rapidité et la précision du circuit de réglage.

Un choix optimal, est de compenser la constante de temps dominante  $T_a$  au moyen de  $T_{nn}$ , alors que  $T_1$  sera choisie telle que [3]:

$$T_1 = 2KT_p$$

Avec ce choix optimal, la fonction de transfert, du circuit de

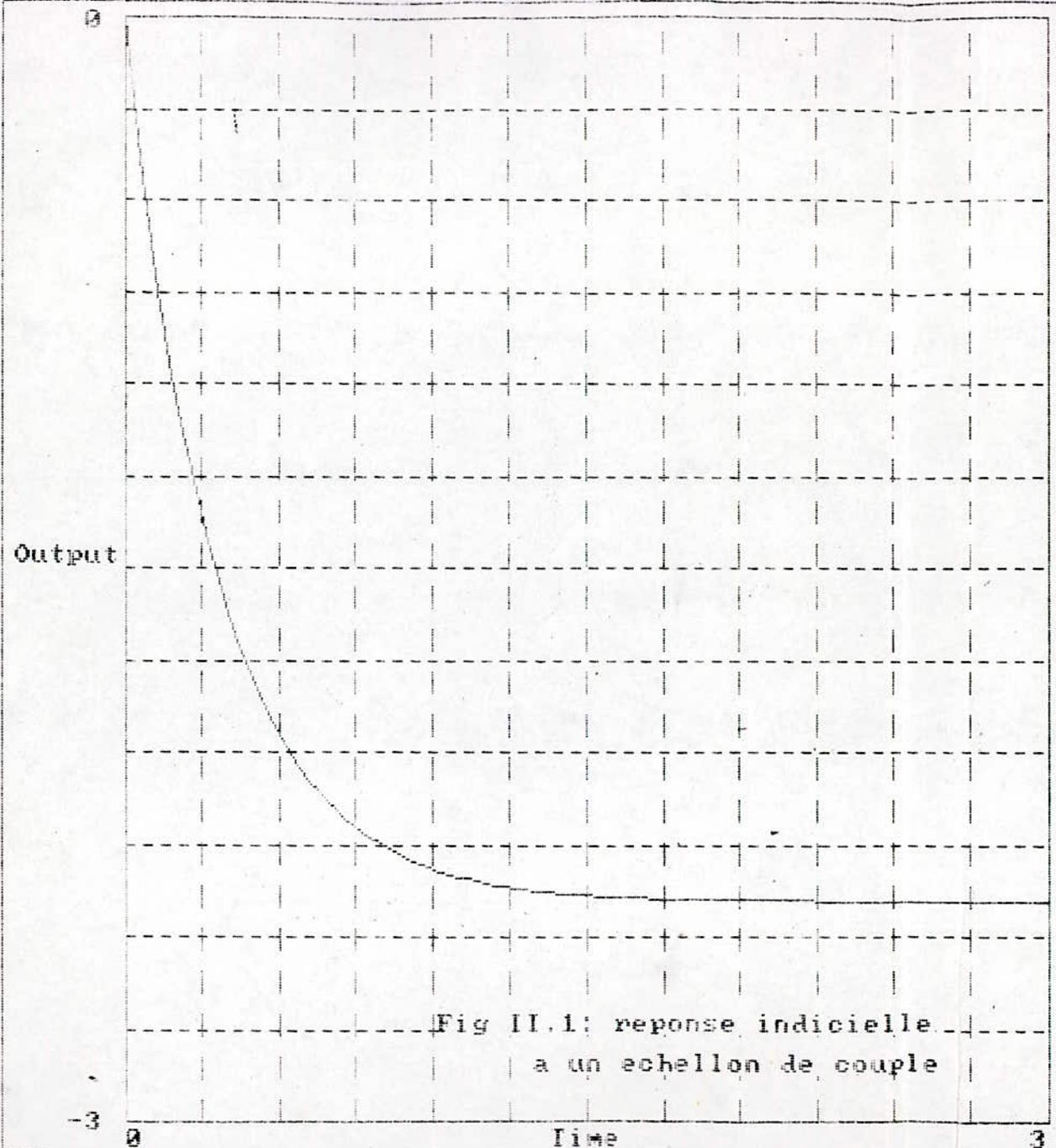


Fig II.1: reponse indicielle  
a un echelon de couple

TIME DOMAIN  
 Open-loop  
 Plant alone  
 Step input  
 Linear control

$$G_p(s) = \frac{-2.4(1+0.0182s)}{(1+0.3s)(1+0.0193s)}$$

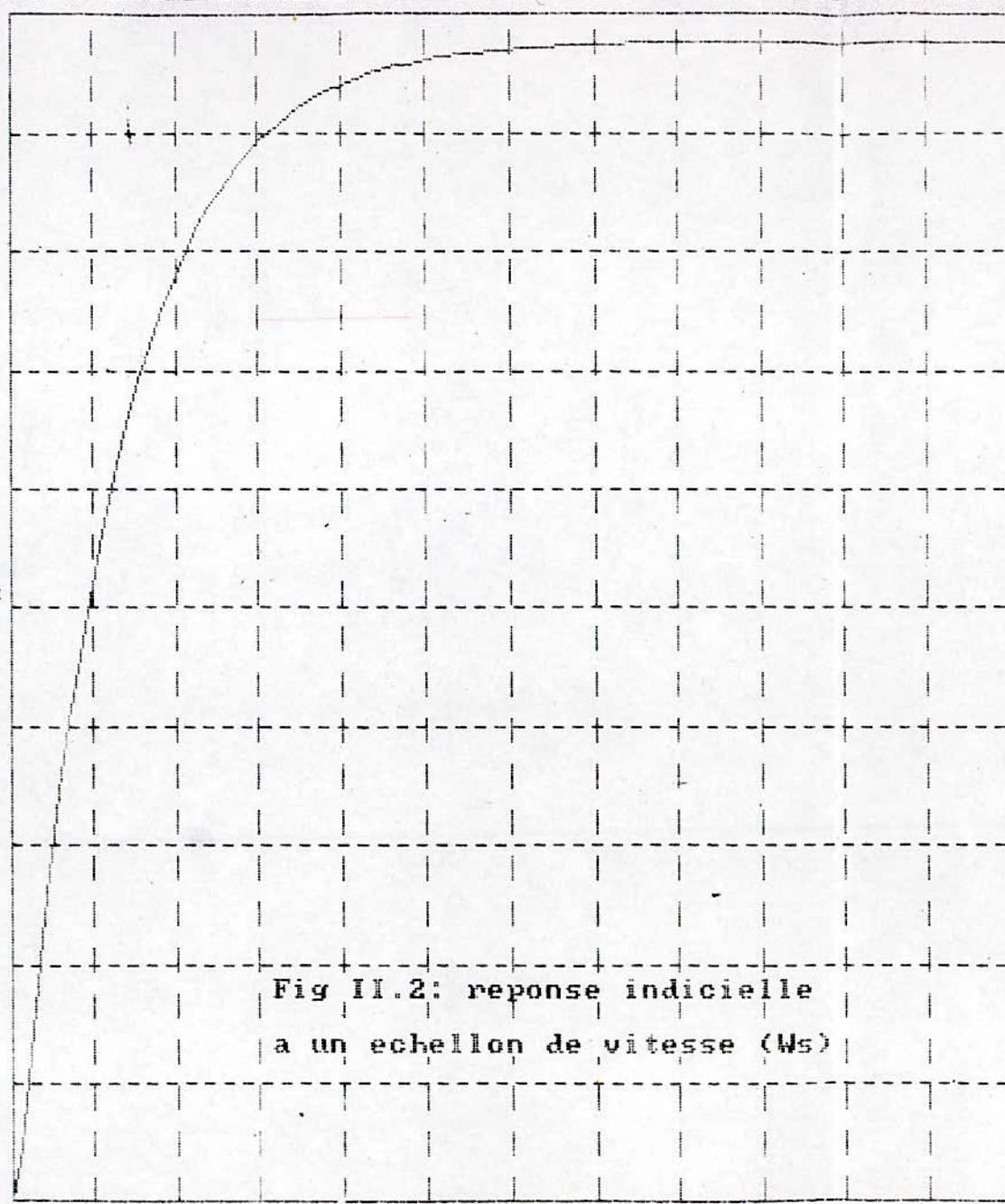
Gain 1

Delay 0

1

Output

0



Time

3

Fig II.2: reponse indicielle  
a un echelon de vitesse (Ws)

TIME DOMAIN  
Open-loop  
Plant alone  
Step input  
Linear control

$$G_p(s) = \frac{0.978}{(1+0.3s)(1+0.0193s)}$$

Gain 1

Delay 0

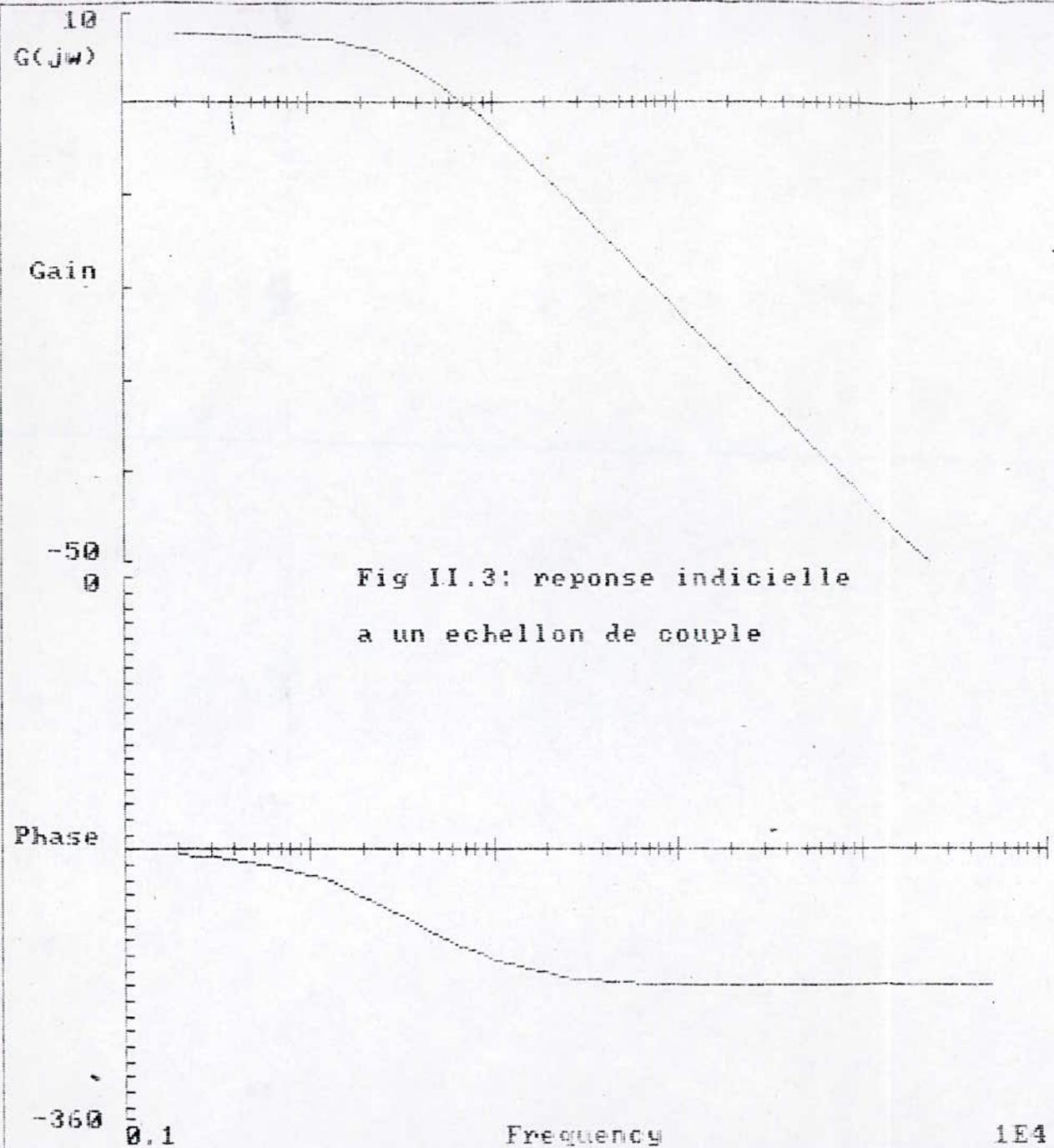


Fig II.3: reponse indicielle  
a un echelon de couple

FREQUENCY DOMAIN  
Bode Gain & Phase  
  
Open-loop  
Plant alone  
Frequency range  
0.2 to 5E3  
rad/s

$$G_p(s) = \frac{-2.4(1+0.0182s)}{(1+0.3s)(1+0.0193s)}$$
 Gain 1      Delay 0

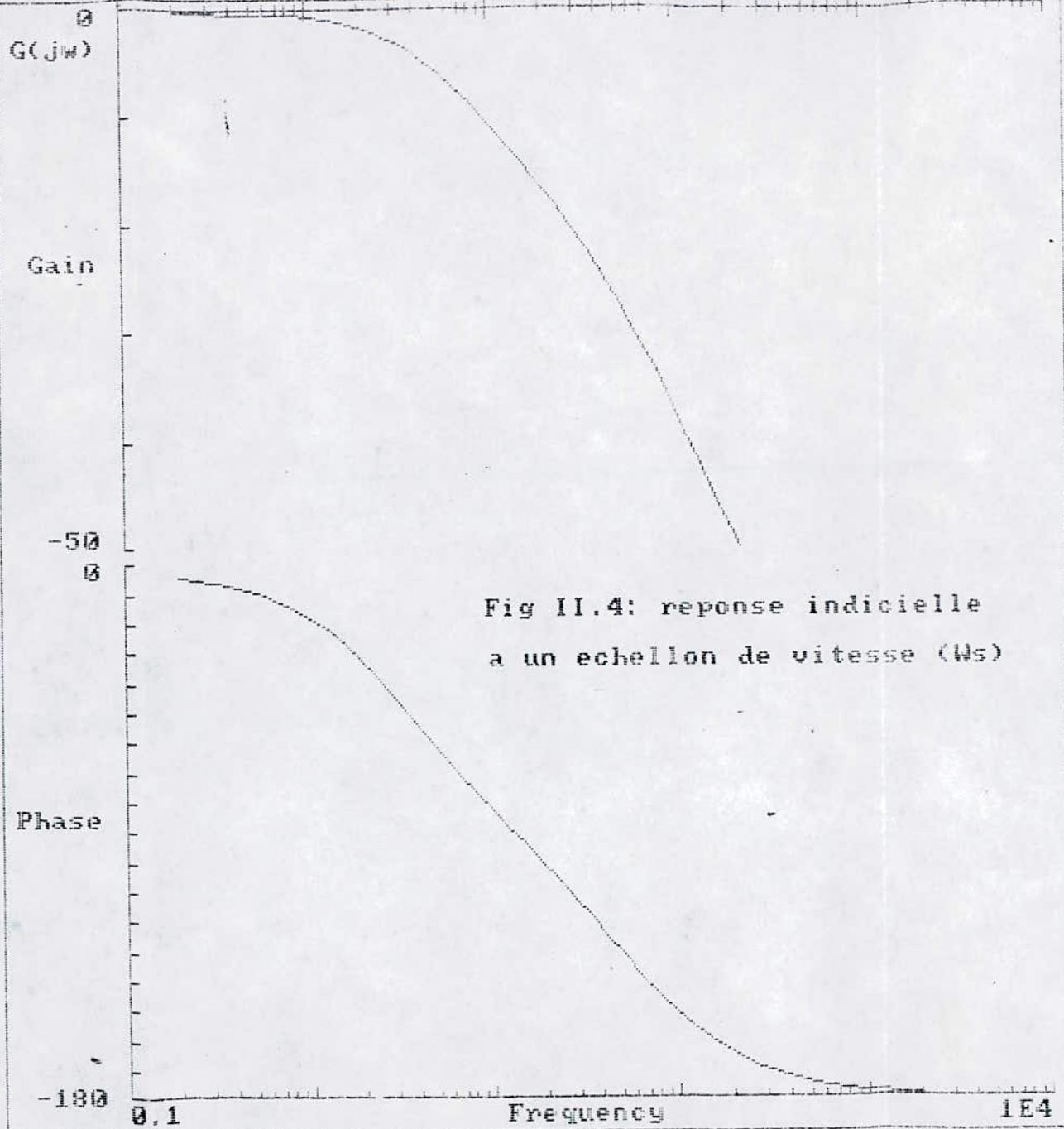


Fig II.4: reponse indicielle  
a un echelon de vitesse (Ws)

FREQUENCY DOMAIN  
Bode Gain & Phase  
  
Open-loop  
Plant alone  
Frequency range  
0.2 to 5E3  
rad/s

$G_p(s) = \frac{0.978}{(1+0.3s)(1+0.0193s)}$ 
Gain 1
Delay 0

réglage ouvert, prend la forme:

$$G_o(S) = \frac{1}{2T_p \cdot S \cdot (1 + T_p \cdot S)} \quad (\text{II.2.32})$$

d'où la fonction de transfert du circuit de réglage fermé,

$$G'(S) = \frac{1}{1 + 2T_p \cdot S + 2T_p^2 \cdot S^2} \quad (\text{II.2.33})$$

Le tracé de la réponse indicielle est alors illustré par la figure (II.5). Il apparaît, qu'avec ce type de réglage, le temps d'établissement est de l'ordre de  $t_e = 0.25$ .

**- Choix du correcteur numérique:**

Connaissant la fonction de transfert  $G_n(S)$  la fonction de transfert échantillonnée est alors [2]:

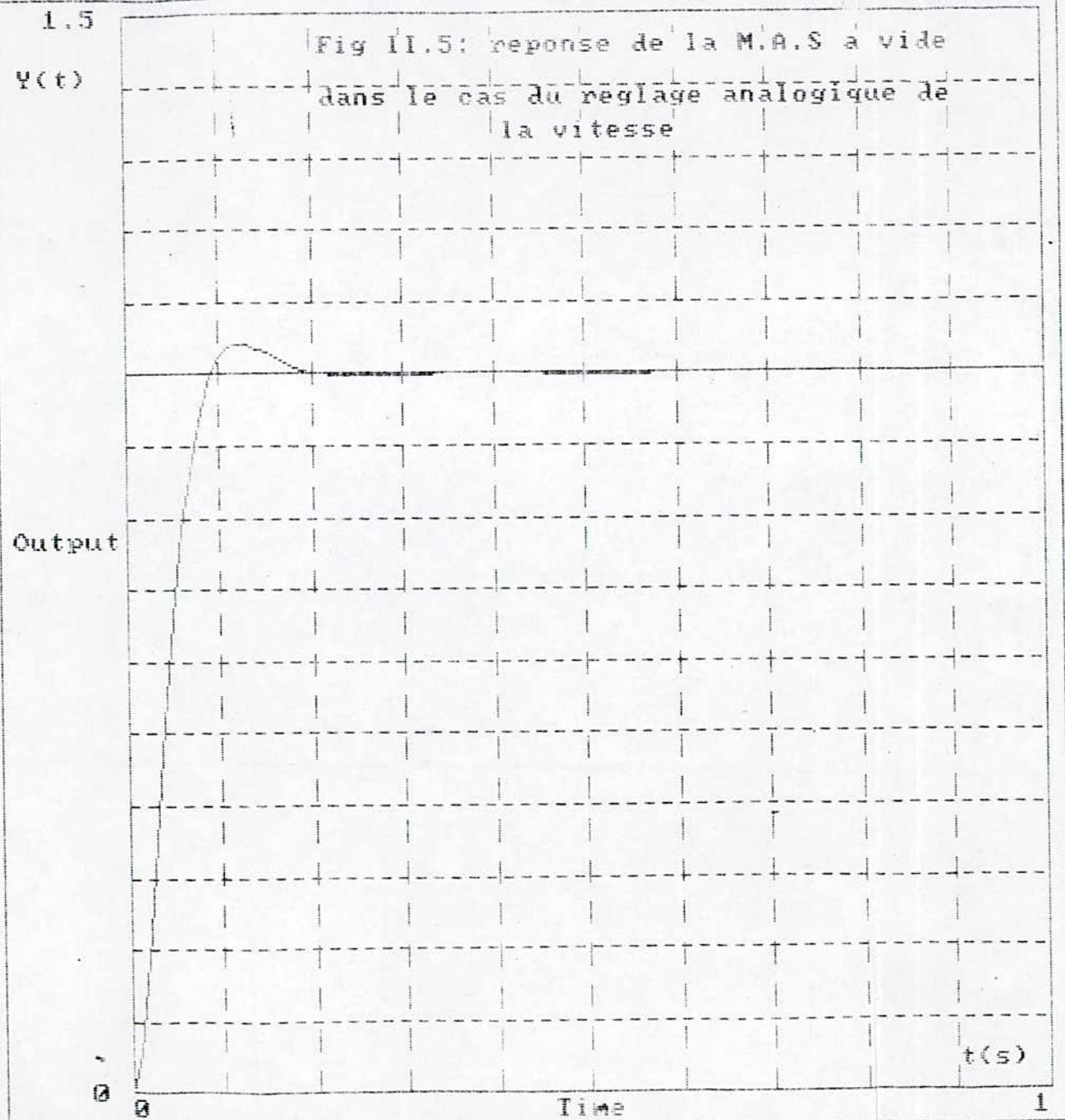
$$G(z) = \frac{d_1 \cdot z + d_0}{(z - z_p) \cdot (z - z_a)} \quad (\text{II.2.34})$$

où:

$$\begin{aligned} z_a &= e^{-T_e/T_a} \\ z_p &= e^{-T_e/T_p} \end{aligned} \quad \text{et } T_e \text{ est la période d'échantillonnage} \quad (\text{II.2.35})$$

$$\begin{aligned} d_1 &= \frac{T_a}{T_a - T_p} (1 - z_a) - \frac{T_p}{T_a - T_p} (1 - z_p) \\ d_0 &= \frac{T_p}{T_a - T_p} (1 - z_a) \cdot z_a - \frac{T_a}{T_a - T_p} (1 - z_p) \cdot z_p \end{aligned}$$

Le correcteur sera alors de la forme:



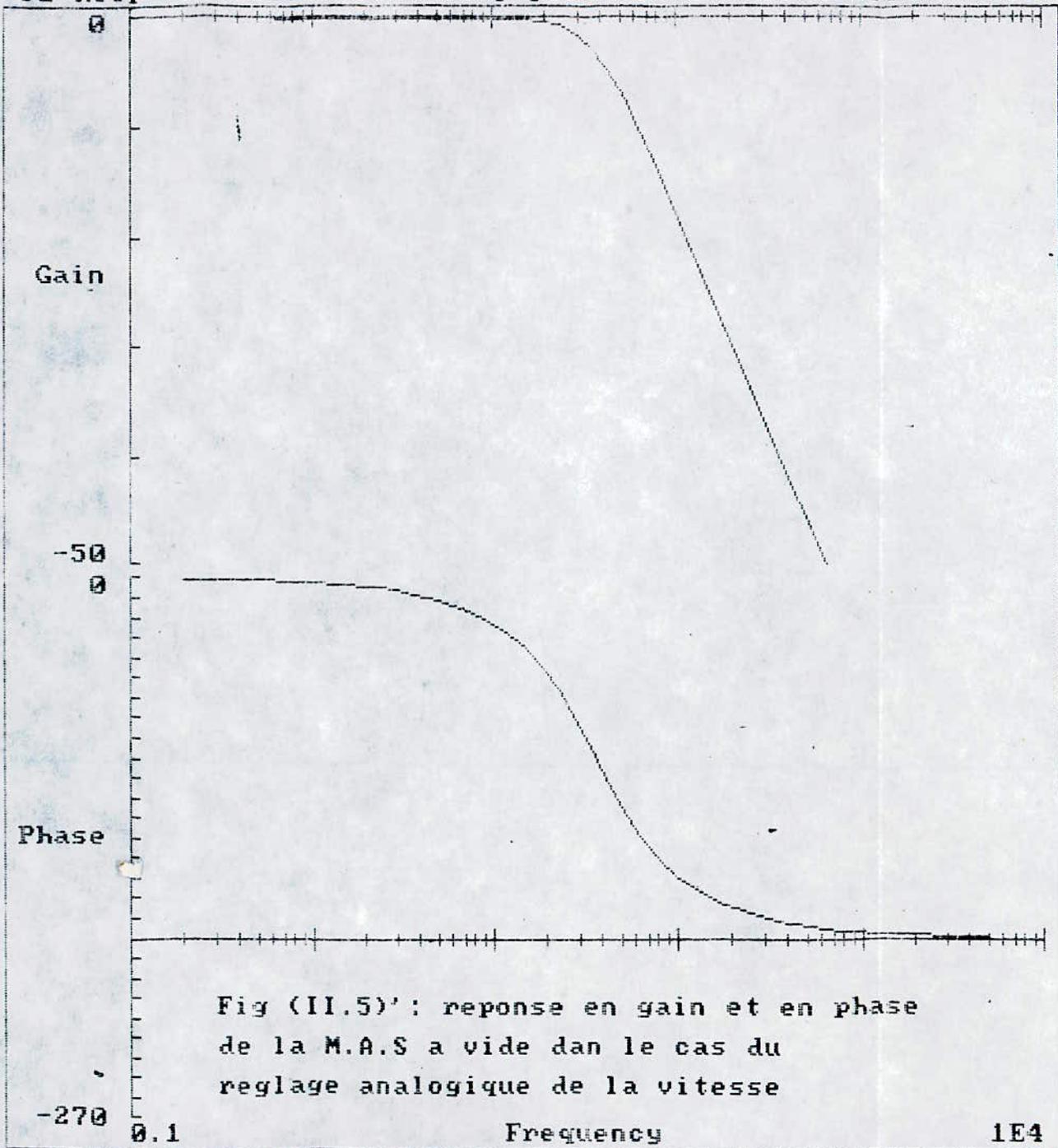
TIME DOMAIN

Open-loop  
Plant alone

Step input  
Linear control

$$G_p(s) = \frac{1}{1 + 0.0386s + 0.000745s^2}$$

Gain 1      Delay 0



FREQUENCY DOMAIN  
 Bode Gain & Phase  
 Open-loop  
 Plant alone  
 Frequency range  
 0.2 to 5E3  
 rad/s

Fig (II.5) : reponse en gain et en phase de la M.A.S a vide dan le cas du reglage analogique de la vitesse

$$G_p(s) = \frac{1}{1 + 0.0386s + 0.000745s^2}$$

Gain 1 Delay 0

$$D(z) = K_p + K_i \cdot \frac{z}{z-1} = \frac{b_1 \cdot z + b_0}{z-1} = \frac{S(z)}{R(z)} \quad (\text{II.2.36})$$

avec:

$$\begin{aligned} b_1 &= K_p + K_i \\ b_0 &= -K_p \end{aligned} \quad (\text{II.2.37})$$

Il s'agit alors d'adapter le polynôme  $S(z)$  selon:

$$b_1 \cdot z + b_0 = K(z - z_a) \quad (\text{II.2.38})$$

d'où:

$$D(z) = K_p + K_i \cdot \frac{z}{z-1} \quad (\text{II.2.39})$$

avec:

$$\begin{aligned} K_p &= K \cdot z_a \\ K_i &= K \cdot (1 - z_a) \end{aligned}$$

La fonction de transfert du circuit de réglage ouvert, sera alors:

$$G_o(z) = K \cdot \frac{d_1 \cdot z + d_0}{(z - z_p) \cdot (z - 1)} \cdot K_o \quad (\text{II.2.40})$$

- Détermination de  $k$  selon le critère de l'amortissement optimal:

Pour un choix donné de  $T_o$ , la détermination de  $k$  sera faite de manière à ce que les pôles en boucle fermée, soient situés sur la spirale logarithmique correspondant à  $\xi = 0.5$ , soit au point A défini par:

$$A = 0.64 + 0.36j$$

d'où:

$$K = \frac{1}{|D(z)| |G(z)|} = \frac{1}{|G_o(z)|} = \frac{|z_a - z_p| |z_a - 1|}{|d_1 \cdot z_a + d_0|} \quad (\text{II.2.41})$$

L'implantation de ces fonctions de transfert, dans l'un des logiciels de simulation numérique tel que CODAS, fournit la réponse à un échelon de consigne, illustré par la figure (II.6).

On peut constater, que la régulation intervient en un temps inférieur à  $t_0 = 0.2$  (s) pour  $T_0 = 30$  (ms) .

### II.3 SIMULATION NUMERIQUE DE LA REGULATION DE LA VITESSE:

Pour cette simulation, on considère que le moteur est alimenté par une source de tension sinusoidale parfaite réglable en amplitude et en fréquence. Sa validité peut s'étendre à une alimentation de la machine par n'importe quelle onde de tension.

Dans cette partie, nous présentons deux structures de régulation, selon le schéma de principe (II.4) à savoir:

#### II.3.1 REGULATION ANALOGIQUE:

Connaissant la fonction de transfert du correcteur P.I, on déduit, que la loi de commande est de la forme:

$$u(i) = K_p \cdot e(i) + h \cdot K_i \cdot \sum_{k=0}^i e(k) \quad (\text{II.3.1})$$

où:

$h$ : est le pas d'intégration pour la méthode des trapèzes.

$e(i) = w_c - w(i)$ : l'écart de réglage.

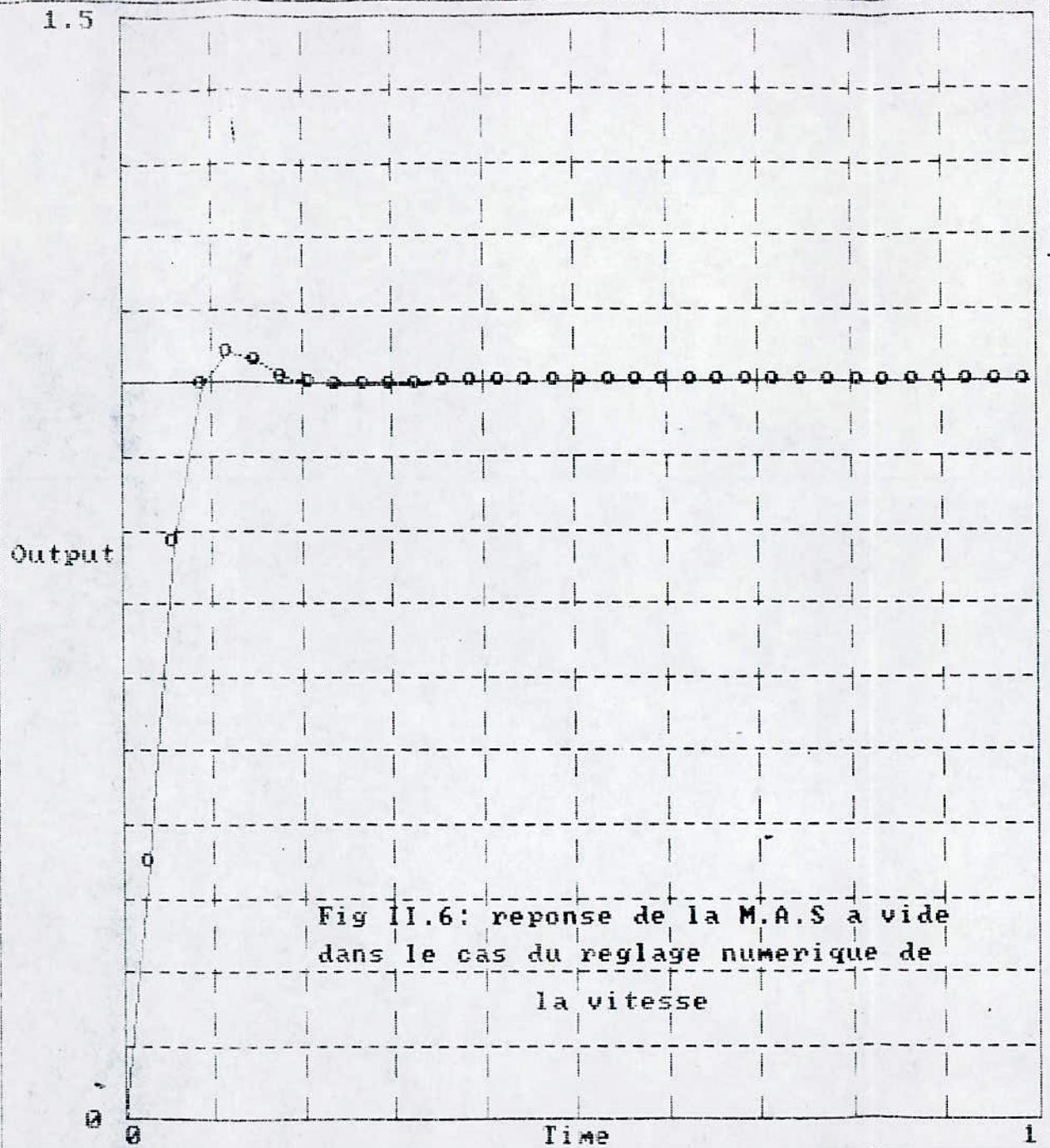
#### II.3.2 REGULATION NUMERIQUE:

En partant de la fonction de transfert du correcteur numérique, on établit la loi de commande suivante:

$$U(i) = U(i-1) + k_p \cdot [e(i) - e(i-1)] + k_i \cdot e(i) \quad (\text{II.3.2})$$

où:

$e(i) = w_c - w(i)$  : est l'écart de réglage à la  $i^{\text{ème}}$  période d'échantillonnage.



TIME DOMAIN

Open-loop  
Plant alone

Step input  
Linear control

Fig II.6: reponse de la M.A.S a vide dans le cas du reglage numerique de la vitesse

$$G_p(z) = \frac{0.20599 + 0.34992z}{0.21132 - 0.65542z + z^2}$$
 Gain 1  
 Sample/hold time 0.03

$U(i)$  : est la commande à la  $i^{\text{ème}}$  période d'échantillonnage.

### II.3.3 INTERPRETATION DES RESULTATS:

Nous simulons le fonctionnement de la machine selon les organigrammes (II.1) et (II.2), sous des conditions initiales nulles, et avec un couple résistant en bout d'arbre de la forme:

$$C_r = K_c \cdot \Omega$$

Les résultats de la simulation ont été obtenus avec les caractéristiques des régulateurs suivantes;

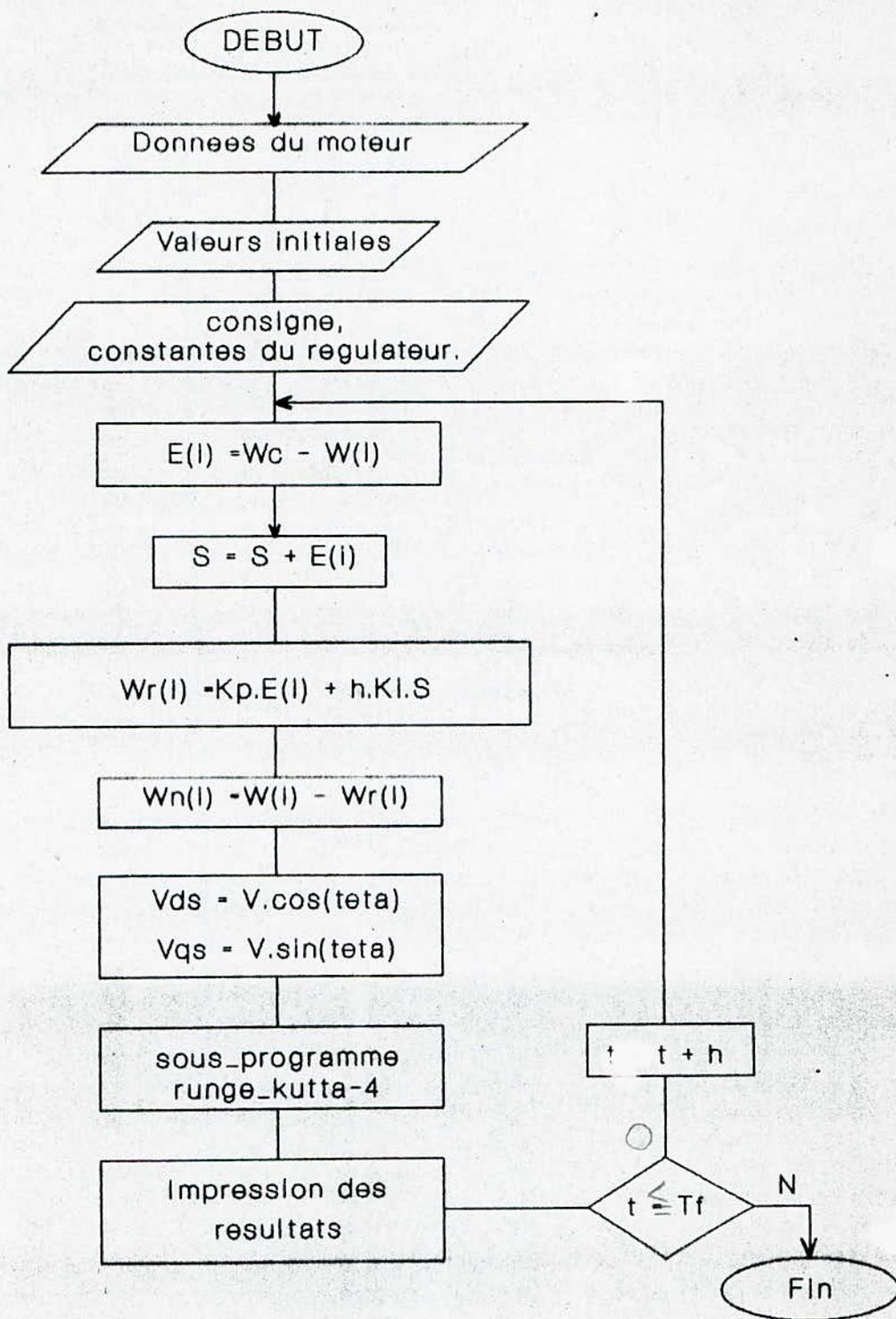
$$K_{pw} = 1.009 \quad , \quad K_{iw} = 0.0001 \quad ,$$

pour le régulateur analogique, et

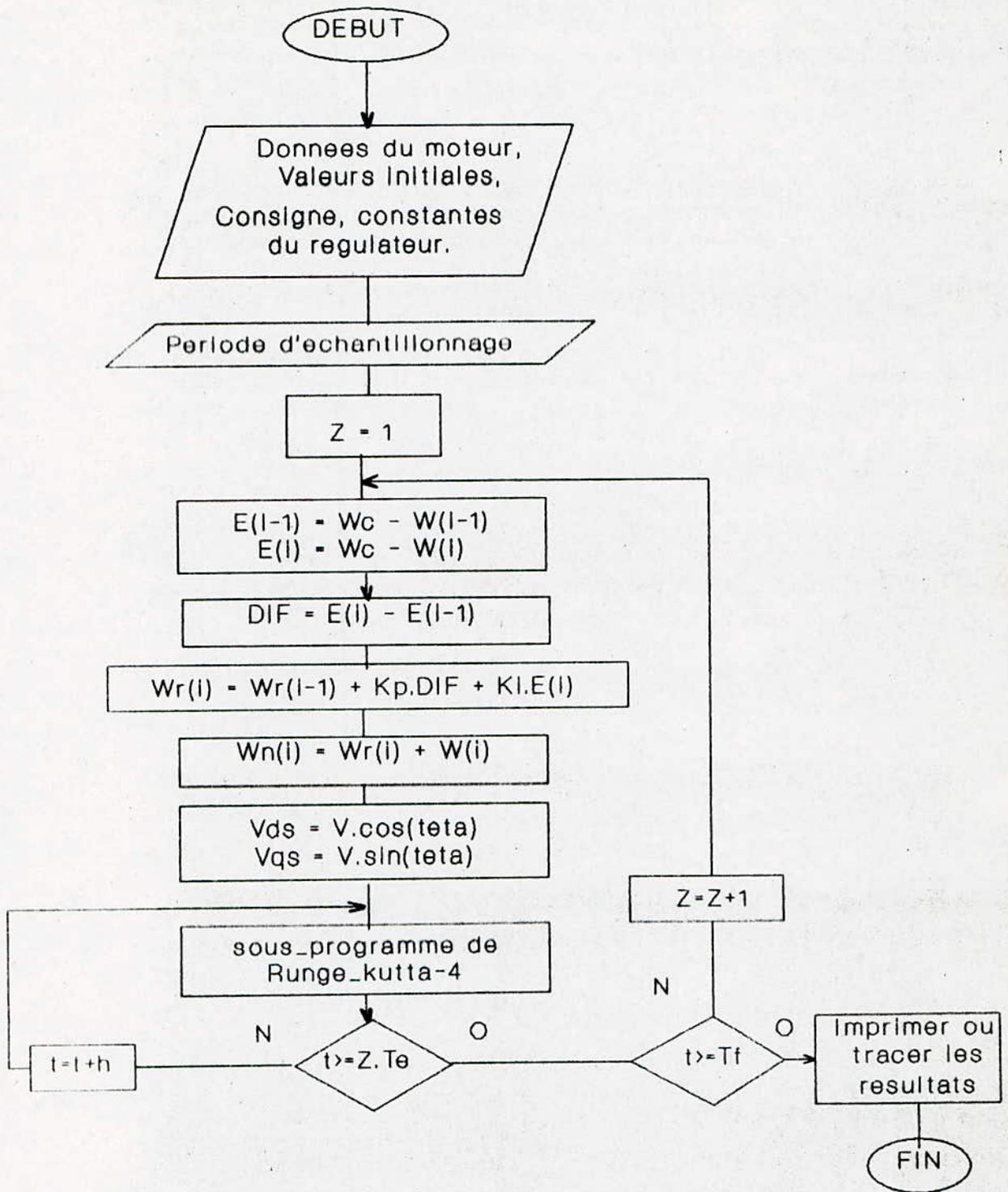
$$K_{pw} = 1.01 \quad , \quad K_{iw} = 6.10^{-6} \quad ,$$

pour le régulateur numérique.

Des courbes tracées (fig(II.7), fig(II.8), fig(II.11) et fig(II.12)) pour le réglage analogique et (fig(II.9), fig(II.10), fig(II.13) et fig(II.14)) pour le réglage numérique, représentant l'évolution des grandeurs physiques les plus importantes, nous déduisons le tableau récapitulatif suivant:



Organigramme II.1: Simulation du réglage analogique de la vitesse



Organigramme II.2: Simulation du réglage numérique de la vitesse

	Réglage analogique	Réglage numérique
$I_{\max}$	3.2	3.2
$q_{\max}$	1.5	1.8
$(C)_{em \max}$	3.2	2.8
$t_e$	0.25	0.2

tableau II.

Afin d'étudier la sensibilité du régulateur, sous l'effet d'une variation de la consigne et de la charge, nous effectuons les deux essais suivant:

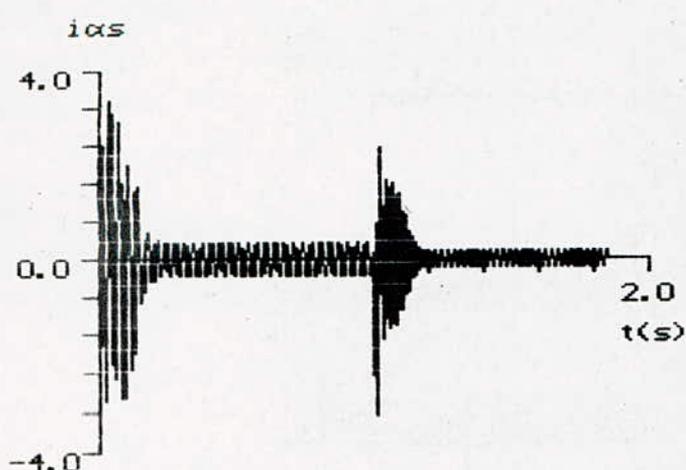
- Initialement, nous affichons une consigne ( $0.6w_{ref}$ ) et une fois que le régime établi est atteint, nous le faisons passer à ( $0.9w_{ref}$ ).

Nous remarquons que le M.A.S l'atteint d'une façon très stable (fig(II.8.a) et fig(II.10.a)).

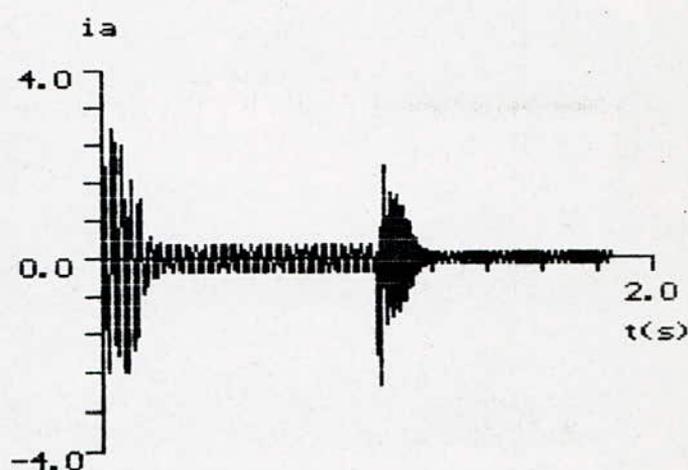
- Pour mettre en évidence l'effet du couple, nous démarrons la machine à vide, avec une consigne de vitesse de ( $0.6w_{ref}$ ). Une fois qu'il s'est stabilisé (au régime établi), on applique à son arbre une variation du couple proportionnelle à  $w$ ,  $w^2$  ou  $w^3$ .

Nous constatons que la vitesse chute légèrement puis reprend sa valeur de consigne (fig(II.14:a)) pour le régulateur numérique, quand au régulateur analogique, une erreur d'environ 2% demeure apparante (fig(II.12:a)).

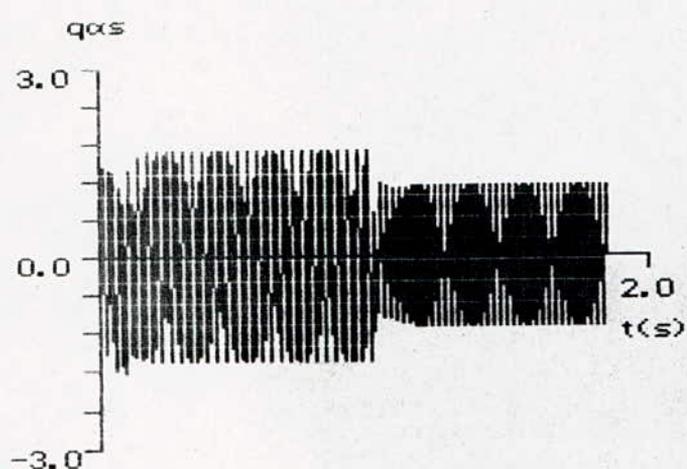
Nous déduisons que les régulateurs utilisés répondent aux critères de rapidité, de dépassement et de stabilité.



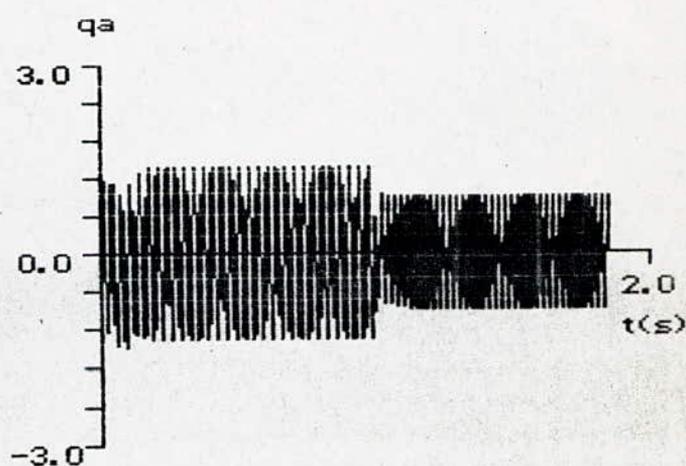
a : courant statorique rep( $\alpha\beta$ )



b : courant statorique réel



c : flux statorique rep( $\alpha\beta$ )



d : flux statorique réel

Fig II-7 : Réponse du M.A.S à vide à une consigne de vitesse dans le cas du réglage analogique de la vitesse

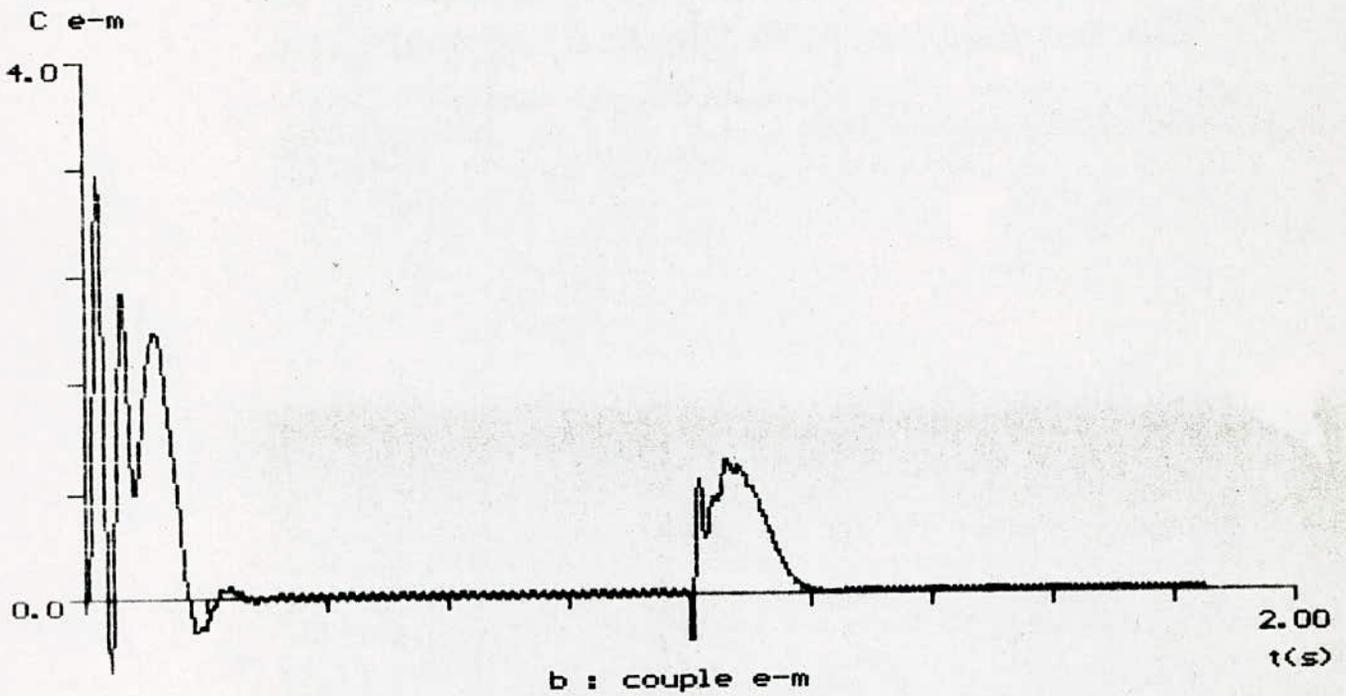
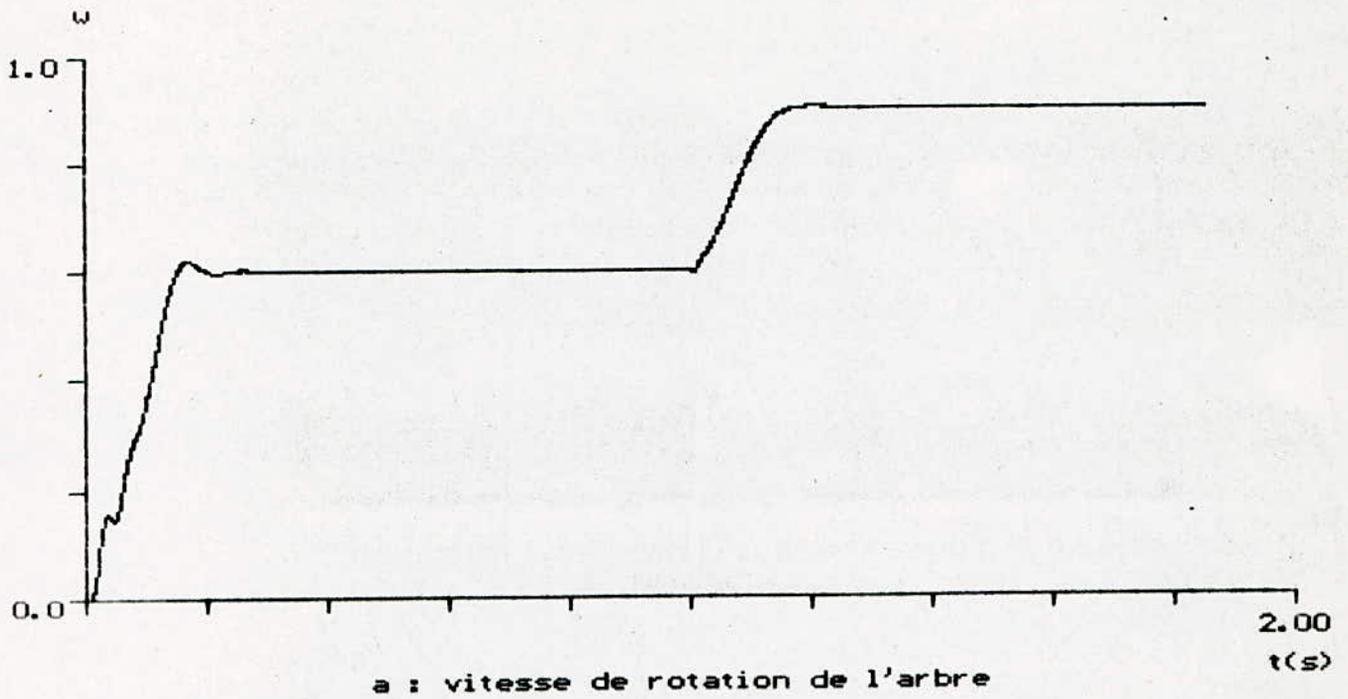
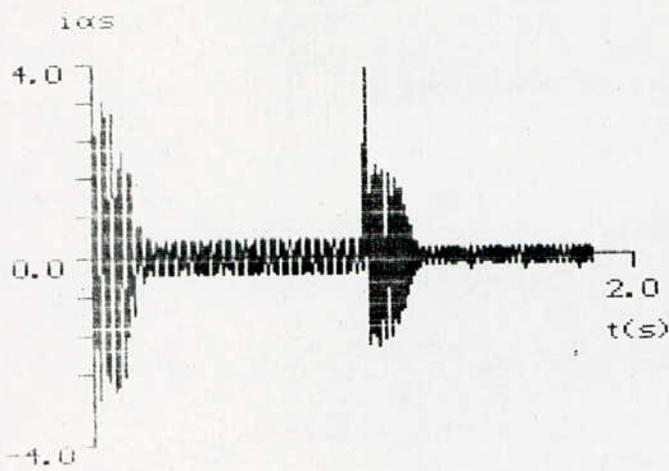
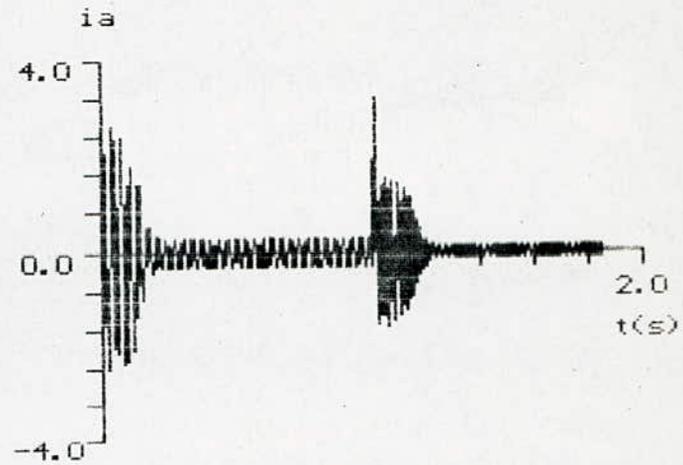


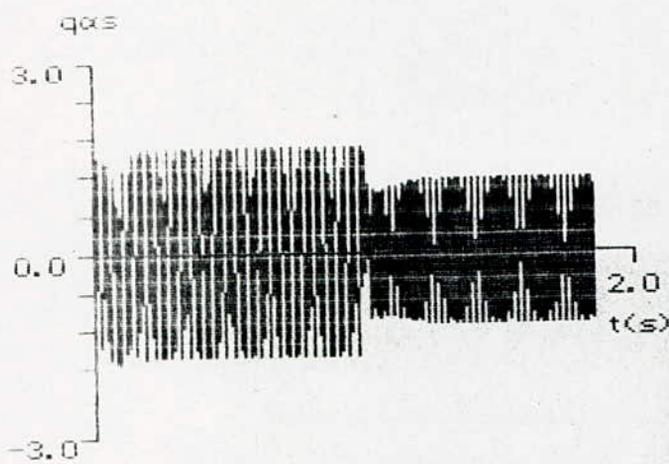
Fig II-8 : Réponse du M.A.S à une consigne de vitesse dans le cas du réglage analogique de la vitesse



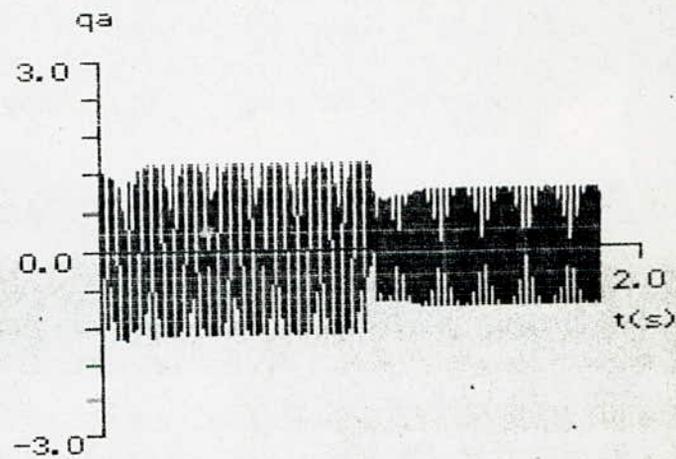
a : courant statorique rep( $\alpha\beta$ )



b : courant statorique réel

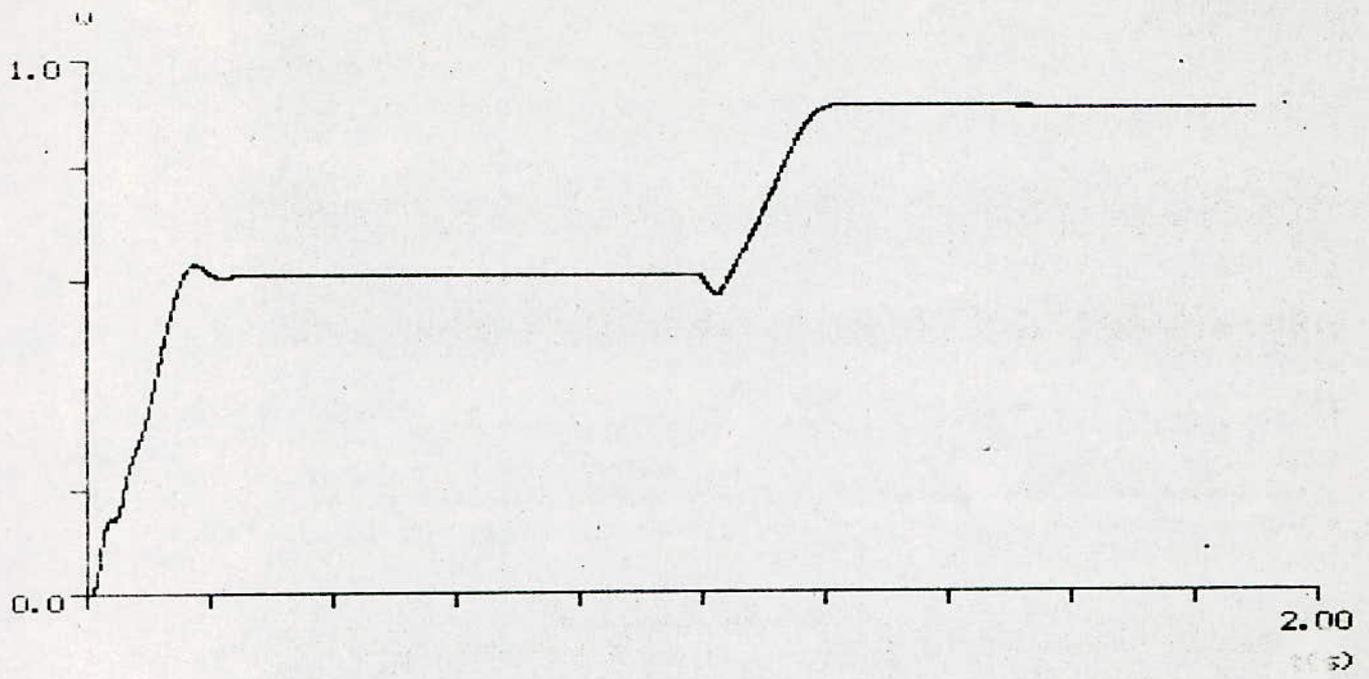


c : flux statorique rep( $\alpha\beta$ )

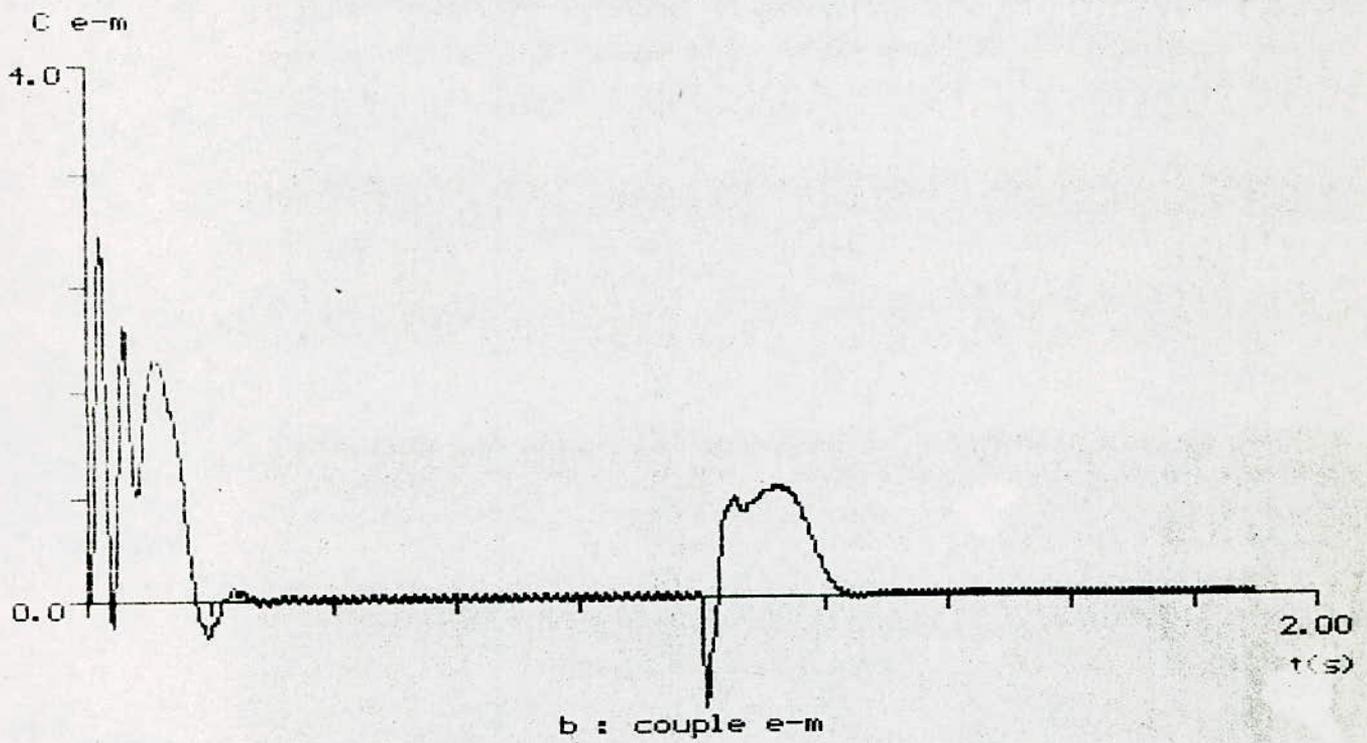


d : flux statorique réel

Fig II- 9 : Réponse du M.A.S à vide à une consigne de vitesse dans le cas du réglage numérique de la vitesse

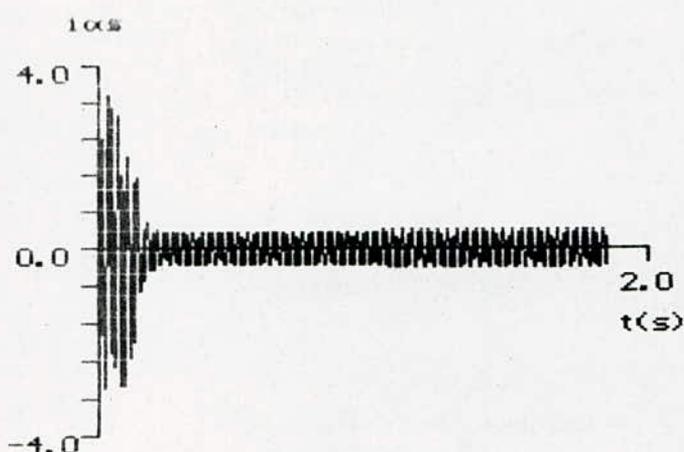


a : vitesse de rotation de l'arbre

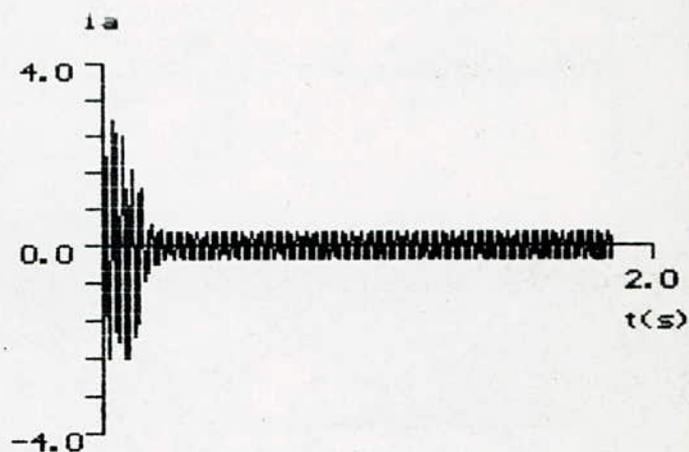


b : couple e-m

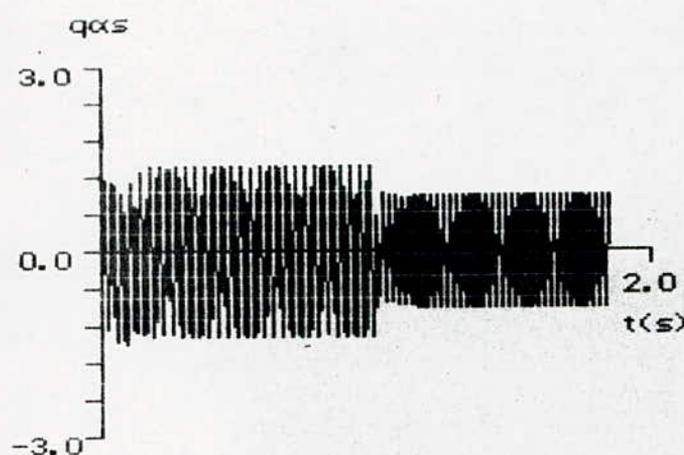
Fig II-10 : Réponse du M.A.S à vide à une consigne de vitesse dans le cas du réglage numérique de la vitesse



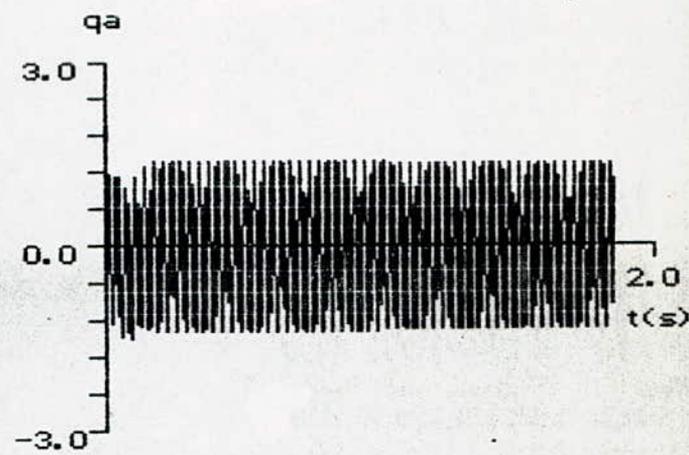
a : courant statorique rep( $\alpha\beta$ )



b : courant statorique réel



c : flux statorique rep( $\alpha\beta$ )



d : flux statorique réel

Fig II-11 : Réponse du M.A.S à vide à une variation de la charge dans le cas du réglage analogique de la vitesse

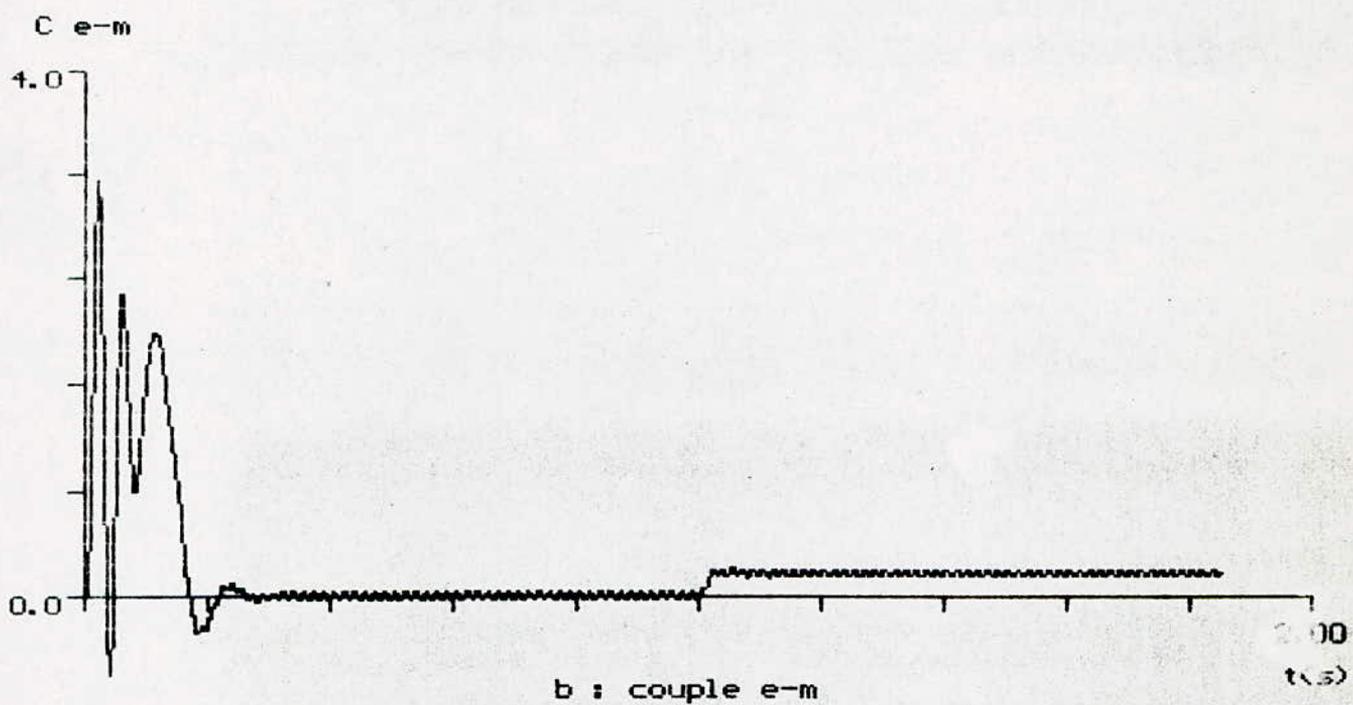
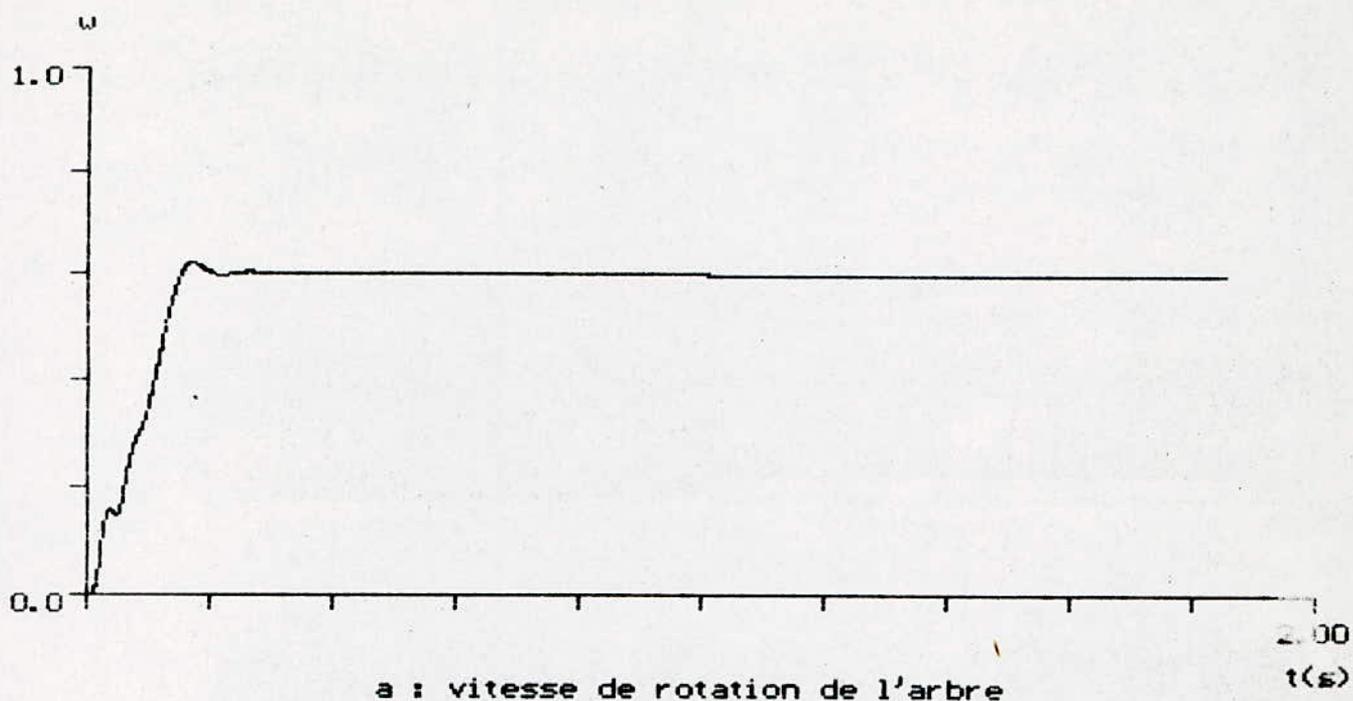
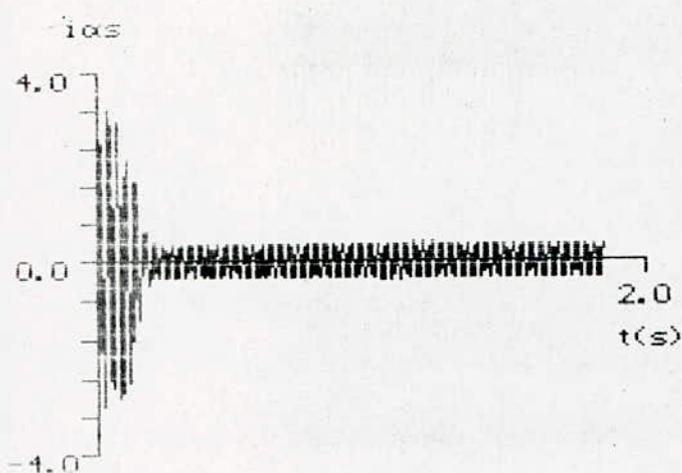
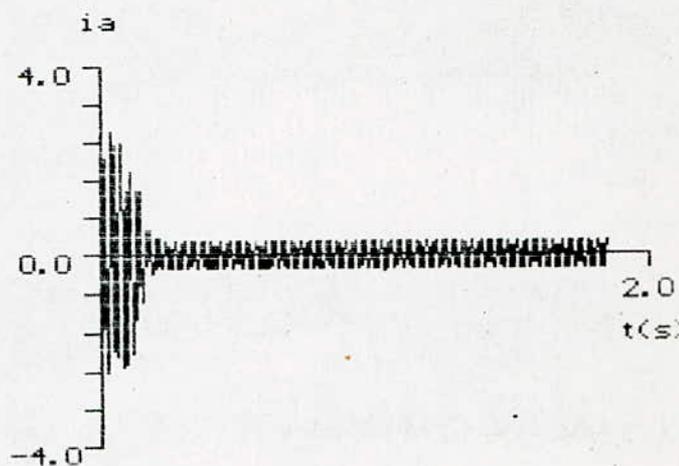


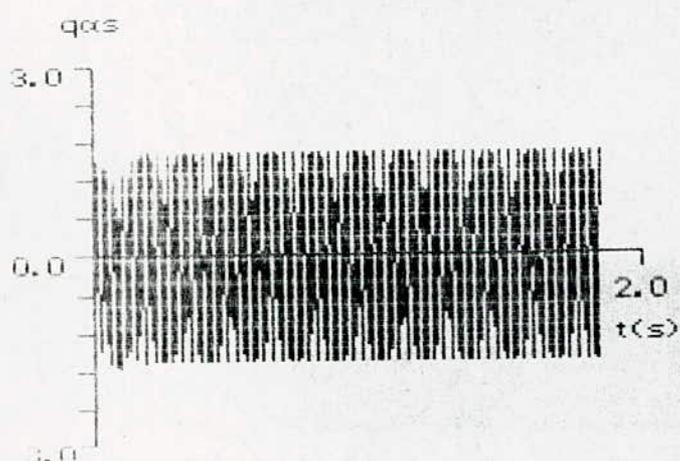
Fig II-12 : Réponse du M.A.S à une variation de la charge dans le cas du réglage analogique de la vitesse



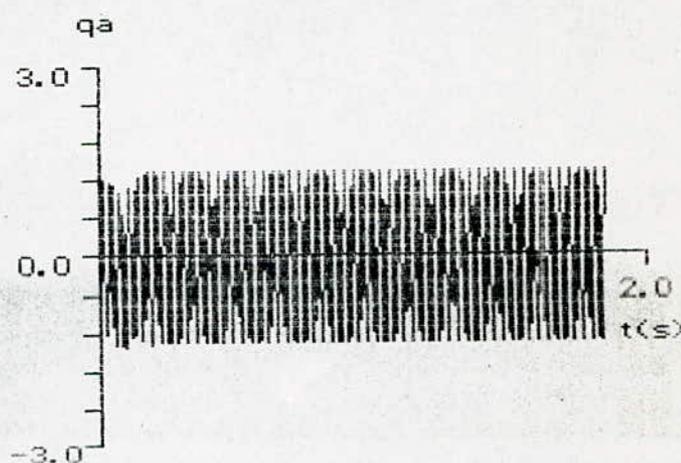
a : courant statorique rep( $\omega\alpha\beta$ )



b : courant statorique réel



c : flux statorique rep( $\omega\alpha\beta$ )



d : flux statorique réel

Fig II-13: Réponse du M.A.S à vide à une variation de la charge dans le cas du réglage numérique de la vitesse

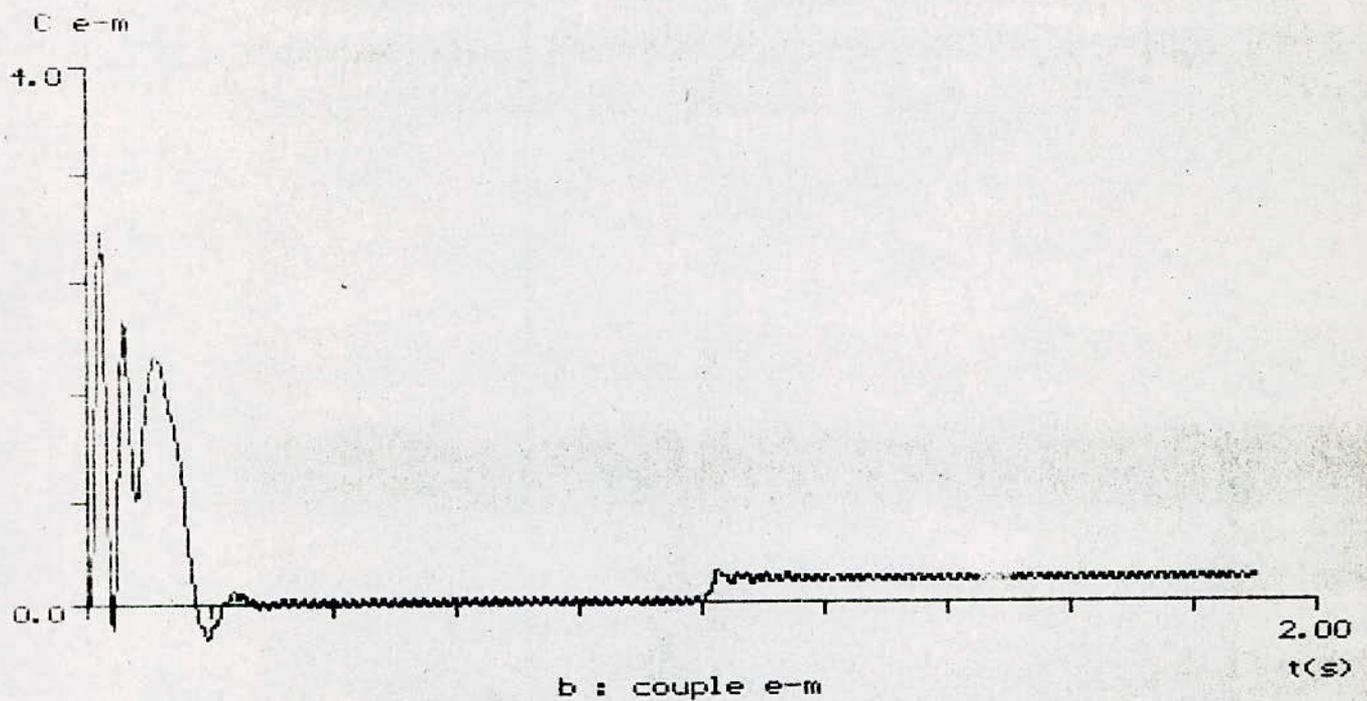
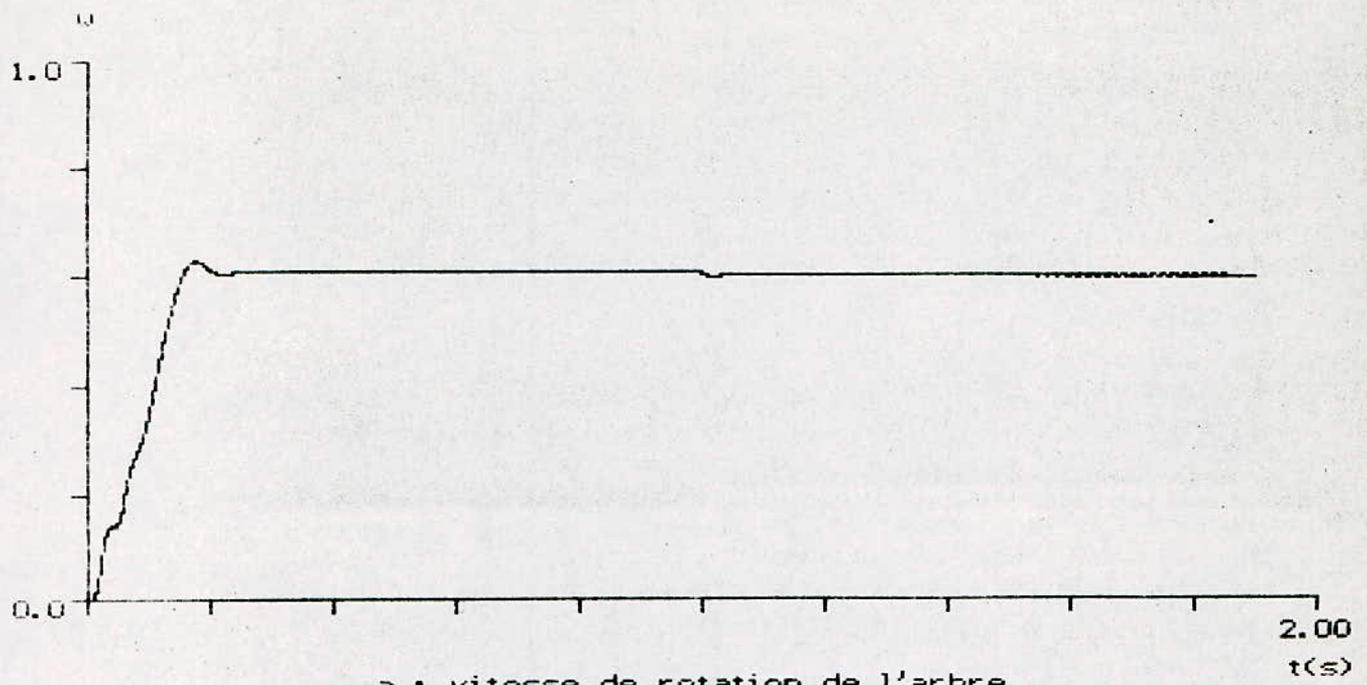


Fig II-14: Réponse du M.A.S à vide à une variation de la charge dans le cas du réglage numérique de la vitesse

Cependant, du tableau(II.1) nous constatons qu'au démarrage les courants et les flux présentent des pointes très importantes (fig(II.7) et fig(II.9)), et le couple présente une composante pulsante suffisante pour nuire à la machine (fig(II.8:b) et fig(II.10:b)).

#### II.4 CONCLUSION:

Nous déduisons que pour les régimes transitoires une imposition du flux ou du courant est nécessaire pour un bon fonctionnement de la M.A.S.

L'étude suivante mettra en évidence une boucle de régulation du flux, en cascade avec celle de la vitesse.

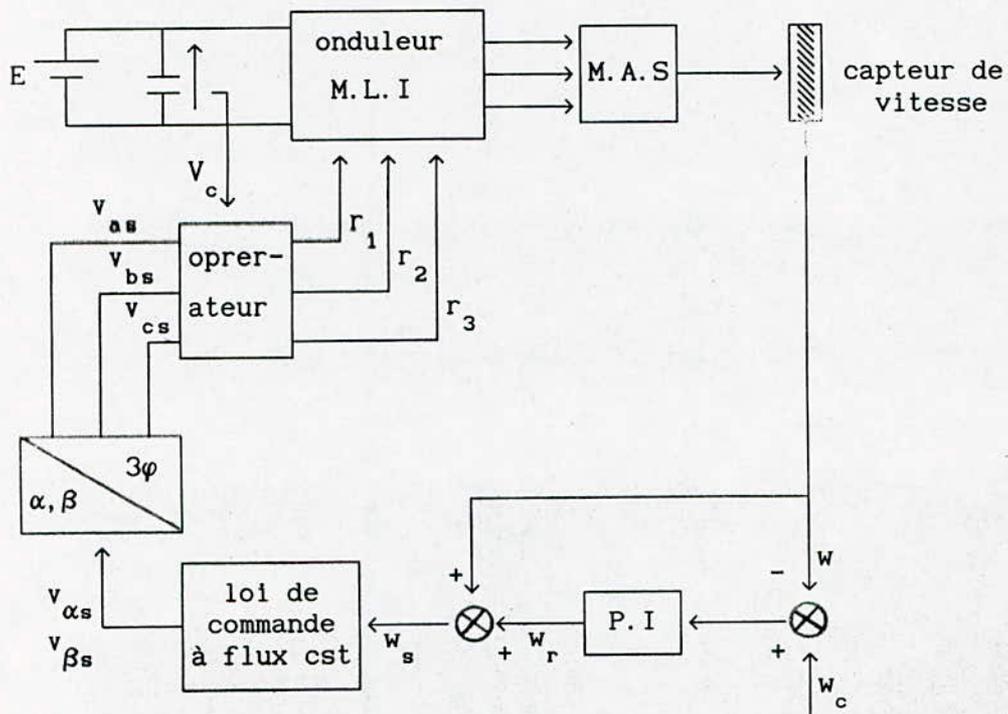


schéma II. : Régulation de la vitesse

### CHAPITRE III

REGLAGE DE VITESSE DU MOTEUR ASYNCHRONE

AVEC IMPOSITION DU FLUX OBSERVE

### III.1 INTRODUCTION:

Dans certains cas, il est souvent difficile ou voir impossible de mesurer toutes les grandeurs physiques, c'est pourquoi on fait appel a des observateurs d'état, pour les reconstruire à partir de la grandeur de commande et de la grandeur à regler, lesquelles sont accessibles.

Dans cette section, nous développons une technique d'observation du flux statorique, dont l'utilité va apparaitre dans l'étude de la commande de la vitesse de la machine asynchrone.

### III.2 MODELISATION DU M.A.S PAR LES COMPOSANTES SYMETRIQUES:

Une possibilité de simplification du modèle mathématique de la machine asynchrone, est d'explorer sa symetrie spaciale; celle-ci etant obtenue, en utilisant le modèle à composantes symetriques[10].

Ce modèle a l'avantage d'être plus simplifié par rapport au modèle de Park, donc d'ordre réduit.

Ainsi le système d'équations d'état du moteur (II.4.1) est mis sous la forme:

$$\frac{d}{dT} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & a_{12} & -a_{12}^* \cdot w \\ 0 & a_{11} & a_{12}^* \cdot w & a_{12} \\ a_{21} & 0 & a_{22} & -w \\ 0 & a_{21} & w & a_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ b_2 & 0 \\ 0 & b_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{III.2.1})$$

Avec:

$$s = x_1 x_2 - x_m^2$$

$$a_{11} = \frac{-(r_1 x_2^2 + r_2 x_m^2)}{x_2 \cdot (x_1 \cdot x_2 - x_m^2)} \quad ; \quad a_{12}^* = \frac{x_2 \cdot x_m}{x_2 \cdot (x_1 \cdot x_2 - x_m^2)}$$

$$a_{12} = \frac{r_2 x_m}{x_2 \cdot (x_1 \cdot x_2 - x_m)} ; \quad a_{21} = \frac{r_2 \cdot x_m}{x_2} ; \quad a_{22} = -\frac{r_2}{x_2}$$

$$b_1 = \frac{x_2}{x_1 \cdot x_2 - x_m^2} ; \quad b_2 = 0$$

et l'équation mécanique s'écrit:

$$\frac{d\Omega_1}{dT} = \frac{\Gamma_n x_m}{J \cdot W_{ref}^2 x_2} (i_{\beta s} \cdot \psi_{\alpha r} - i_{\alpha s} \cdot \psi_{\beta r}) - \frac{f_r \cdot \Omega_1}{J \cdot W_{ref}} - \frac{K_c \cdot \Omega_1}{J \cdot W_{ref}} \quad (III.2.2)$$

Les passages direct et inverses du référentiel  $(\alpha\beta)$  aux composantes symétriques sont assurés par les relations suivantes:

$$\begin{bmatrix} v_{fs} \\ v_{bs} \\ v_{fr} \\ v_{br} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j & 0 & 0 \\ 1 & -j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta r} \\ v_{\alpha s} \\ v_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (III.2.3)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{\alpha r} \\ v_{\beta r} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ -j & j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{fs} \\ v_{bs} \\ v_{fr} \\ v_{br} \end{bmatrix} \quad (III.2.4)$$

Cette transformation appliquées aussi aux courants et aux flux, et leur substitution dans l'équation (III.2.1) donne:

$$\frac{d}{dT} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} + j \cdot i_{\beta s} \\ i_{\alpha s} - j \cdot i_{\beta s} \\ \psi_{\alpha r} + j \cdot \psi_{\beta r} \\ \psi_{\alpha r} - j \cdot \psi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & j \cdot a_{11} & a_{12} + j \cdot a_{12}^* w & j(a_{12} + j \cdot a_{12}^* w) \\ a_{11} & -j \cdot a_{11} & a_{12} - j \cdot a_{12}^* w & -j(a_{12} - j \cdot a_{12}^* w) \\ a_{21} & j \cdot a_{21} & a_{22} + j \cdot w & j(a_{22} + j \cdot w) \\ a_{21} & -j \cdot a_{21} & a_{22} - j \cdot w & -j(a_{22} - j \cdot w) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & j b_1 \\ b_1 & -j b_1 \\ b_2 & j b_2 \\ b_2 & -j b_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (\text{III.2.5})$$

où les grandeurs directes et inverses sont:

$$\begin{aligned} i_{fs} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{\alpha s} + j \cdot i_{\beta s}), & \psi_{fr} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (\psi_{\alpha r} + j \cdot \psi_{\beta r}) \\ i_{bs} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{\alpha s} - j \cdot i_{\beta s}), & \psi_{br} &= \frac{1}{\sqrt{2}} (\psi_{\alpha r} - j \cdot \psi_{\beta r}) \end{aligned} \quad (\text{III.2.6})$$

comme les séquences positives et négatives (respectivement f et b) sont conjuguées, il suffit d'étudier une seule, l'information étant identique pour l'autre[10].

Par conséquent nous représentons la machine uniquement par deux équations complexes. Celles-ci sont équivalentes à celles de Park, avec l'avantage de réduire le nombre d'équations à deux.

Du système (III.2.5), nous déduisons le système final suivant:

$$\frac{d}{dT} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} + j \cdot i_{\beta s} \\ \psi_{\alpha r} + j \cdot \psi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} \cdot (i_{\alpha s} + j \cdot i_{\beta s}) + (a_{12} + j \cdot a_{12}^* \cdot w) \cdot (\psi_{\alpha r} + j \cdot \psi_{\beta r}) \\ a_{21} \cdot (i_{\alpha s} + j \cdot i_{\beta s}) + (a_{22} + j \cdot w) \cdot (\psi_{\alpha r} + j \cdot \psi_{\beta r}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 (v_{\alpha s} + j \cdot v_{\beta s}) \\ b_2 (v_{\alpha s} + j \cdot v_{\beta s}) \end{bmatrix} \quad (\text{III.2.7})$$

où encore:

$$\frac{d}{dT} \begin{bmatrix} i_{fs} \\ \psi_{fr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} + j \cdot a_{12}^* \cdot w \\ a_{21} & a_{22} + j \cdot w \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{fs} \\ \psi_{fr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \cdot v_{fs} \quad (\text{III.2.8})$$

En posant:

$$\begin{aligned} x_{e1} &= i_{\alpha s} + j \cdot i_{\beta s} \\ x_{e2} &= \psi_{\alpha r} + j \cdot \psi_{\beta r} \\ u_e &= v_{\alpha s} + j \cdot v_{\beta s} \end{aligned}$$

$$x_e = [x_{e1} \quad x_{e2}]^t, \quad B_e = [b_1 \quad b_2]^t \quad \text{et} \quad A_e = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} + j \cdot a_{12}^* \cdot w \\ a_{21} & a_{22} + j \cdot w \end{bmatrix}$$

Le système électrique prendra alors la forme connue pour les systèmes linéaires:

$$\frac{dx_e}{dT} = A_e \cdot x_e + B_e \cdot u_e \quad (\text{III.2.9})$$

### III.3 OBSERVATION DU FLUX:

Comme il n'est pas facile de mesurer le flux, son observation s'impose, il s'agit alors dans ce cas d'une estimation de sa grandeur.

Comme le système électrique est décrit par l'équation d'état:

$$\frac{dx_e}{dT} = A_e x_e + B_e \cdot u_e \quad ; \quad y = [1 \ 0] \cdot x_e$$

et que celle-ci vérifie le critère d'observabilité donné par le rang de  $V_x = [C \ C \cdot A_e]^t$  il est possible de construire un observateur, avec

les pôles fixés arbitrairement, en exploitant les théories modernes de la commande; Lesquelles distinguent deux grandes classes d'observateurs [5]

- observateur d'ordre réduit,
- observateur d'état global.

Dans notre étude, nous adopterons la seconde classe surtout pour sa "robustesse".

De ce fait, l'équation de l'observateur d'état, est alors [5], [13]:

$$\frac{dZ}{dT} = \tilde{A}_e Z + L \cdot y + B_e u_e \quad (\text{III.3.1})$$

où:

$$\tilde{A}_e = A_e - L \cdot C$$

$$Z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} \quad \text{et } z_2: \text{ la valeur du flux estimé.}$$

### III.3.1 CALCUL DES MATRICES DE L'OBSERVATEUR:

La matrice  $A_e$  et les vecteurs  $B_e$  et  $C$ , ainsi que le polynôme caractéristique du système électrique, étant connus, nous avons besoin de déterminer la matrice de passage  $P$ , et les matrices  $L$  et  $\tilde{A}_e$ .

#### - Calcul de la matrice de passage $P$ :

Soient  $\alpha_1$ , les coefficients du polynôme caractéristique du système, électrique, la matrice  $P$  est telle que:

$$P = \begin{bmatrix} \alpha_{n-1} & \alpha_{n-2} & \alpha_{n-3} & \dots & \alpha_1 & 1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ \alpha_1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C \\ C.A_e \\ \vdots \\ C.A_e^{n-1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3.2})$$

comme  $n=2$ , la matrice  $P$  prend la forme:

$$P = \begin{bmatrix} \alpha_1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ a_{11} & a_{12} + j \cdot a_{12}^* \cdot w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 + a_{11} & a_{12} + j \cdot a_{12}^* \cdot w \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

ou encore:

$$P = \begin{bmatrix} -(a_{22} + j \cdot w) & a_{12} + j \cdot a_{12}^* \cdot w \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{et } P^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ \frac{(a_{12} - j \cdot a_{12}^* \cdot w)}{a_{12}^2 + (a_{12}^* \cdot w)^2} & \frac{(a_{12} + j \cdot w) \cdot (a_{12} - j \cdot a_{12}^* \cdot w)}{a_{12}^2 + (a_{12}^* \cdot w)^2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3.3})$$

- Calcul de l'observateur:

Certaines réflexions pour un choix adéquat des pôles désirés, dépendent des conditions d'amortissement des phénomènes transitoires.

Un choix judicieux est de choisir des pôles complexes conjugués situés sur la limite du domaine de stabilité dans le plan S [2], [13].

Les pôles sont alors:

$$S_{1,2} = -\hat{\lambda} \pm j.w \quad (\text{III.3.4})$$

- Calcul du polynome caractéristique désiré et du vecteur  $\bar{L}$  :

Pour déterminer les coefficients du polynome caractéristique désiré, Calculons:

$$\text{Det}(S.I - (\hat{A} - \bar{L}.\bar{C})) = S^2 - 2.S.(-\hat{\lambda} + j.w) + (-\hat{\lambda} + j.w)^2$$

d'où:

$$\begin{aligned} \bar{\alpha}_1 &= -2.(-\hat{\lambda} + j.w) \\ \bar{\alpha}_2 &= (-\hat{\lambda} + j.w)^2 \end{aligned} \quad (\text{III.3.5})$$

et:

$$\bar{L}^t = \begin{bmatrix} \bar{\alpha}_2 - \alpha_2 & \bar{\alpha}_1 - \alpha_1 \end{bmatrix}$$

$$\bar{L} = \begin{bmatrix} (-\hat{\lambda} + j.w)^2 - a_{11} \cdot (a_{22} + j.w) + a_{21} \cdot (a_{12} + j \cdot a_{12}^* \cdot w) \\ -2.(-\hat{\lambda} + j.w) + (a_{11} + a_{22} + j.w) \end{bmatrix} \quad (\text{III.3.6})$$

- Calcul de L:

Le vecteur de contre réaction de l'observateur est donné par:

$$L = \begin{bmatrix} 2.\hat{\lambda} + a_{11} + a_{22} - j.w \\ \frac{(a_{12} - j \cdot a_{12}^* \cdot w) \cdot (\hat{\lambda} + a_{22})^2}{a_{22}^2 + (a_{12}^* \cdot w)^2} + a_{21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2.\hat{\lambda} + a_{11} + a_{22} - j.w \\ a_{21} - \alpha_{10} - j \cdot \alpha_{20} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3.7})$$

-Calcul de  $\tilde{\lambda}$  :

$$\tilde{\lambda} = \begin{bmatrix} -2.\hat{\lambda} - a_{22} + j.w & a_{12} + j.a_{12}^*.w \\ \alpha_{10} + j.\alpha_{20} & a_{22} + j.w \end{bmatrix}$$

avec  $\alpha_{10} = \frac{-(\hat{\lambda} + a_{22})^2 . a_{12}}{a_{12}^2 + (a_{12}^*.w)^2}$  et  $\alpha_{20} = \frac{(\hat{\lambda} + a_{22})^2 . a_{12}^*.w}{a_{12} + (a_{12}^*.w)}$

La réponse voulue du système observé est alors obtenue par un ajustage arbitraire de  $\hat{\lambda}$ .

Pour observer l'évolution des grandeurs estimées, il est plus pratique de mettre les équation de l'observateur sous la forme:

$$\frac{d}{dT} \begin{bmatrix} z_{1a} \\ z_{1b} \\ z_{2a} \\ z_{2b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(2\hat{\lambda} + a_{22}) & -w & a_{12} & -a_{12}^*.w \\ w & -(2\lambda + a_{22}) & a_{12}.w & a_{12} \\ \alpha_{10} & -\alpha_{20} & a_{22} & -w \\ \alpha_{20} & \alpha_{10} & w & a_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_{1a} \\ z_{1b} \\ z_{2a} \\ z_{2b} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_{11} + a_{22} + 2.\hat{\lambda} & w \\ -w & a_{11} + a_{22} + 2.\hat{\lambda} \\ a_{21} - \alpha_{10} & \alpha_{20} \\ -\alpha_{20} & a_{21} - \alpha_{10} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha S} \\ i_{\beta S} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ b_2 & 0 \\ 0 & b_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{\alpha S} \\ v_{\beta S} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3.8})$$

Le flux estimé sera:

$$\begin{bmatrix} z_{2a} \\ z_{2b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix}$$

### III.3.2 CALCUL DU FLUX STATORIQUE ESTIME:

Connaissant la relation  $\psi_{\alpha,\beta}^s = f(i_{\alpha,\beta}^s, \psi_{\alpha,\beta}^r)$  telle que:

$$\begin{cases} \psi_{\alpha s} = \frac{S}{X_2} i_{\alpha s} + \frac{X_m}{X_2} \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta s} = \frac{S}{X_2} i_{\beta s} + \frac{X_m}{X_2} \psi_{\beta r} \end{cases}$$

elles deviennent avec les valeurs estimées:

$$\begin{cases} \hat{\psi}_{\alpha s} = \frac{S}{X_2} Z_{1a} + \frac{X_m}{X_2} Z_{2a} \\ \hat{\psi}_{\beta s} = \frac{S}{X_2} Z_{1b} + \frac{X_m}{X_2} Z_{2b} \end{cases} \quad (III.3.9)$$

Comme pour le chapitre I l'intégration du système d'équations (III.3.8), par la méthode de Runge-Kutta d'ordre 4, permet d'observer les grandeurs de la machine alimentée par l'onduleur à deux états, dans laquelle, le flux est reconstitué par l'observateur.

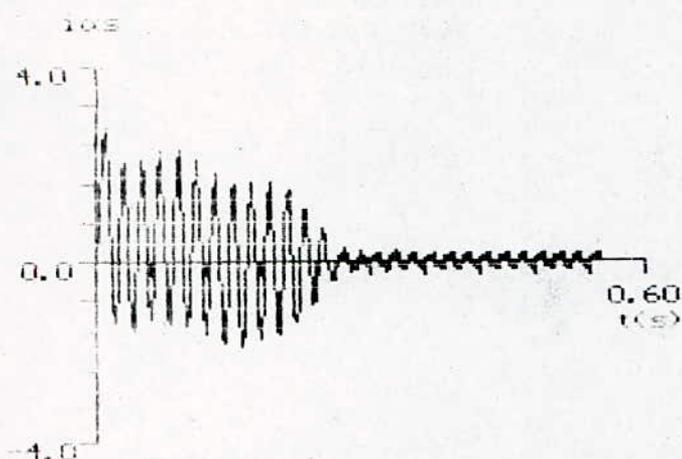
Les réponses temporelles du système sont alors illustrées par la figure ( III.1).

La comparaison de ces grandeurs avec celles obtenues au chapitre I, révèlent que l'observateur construit est assez satisfaisant au régime dynamique.

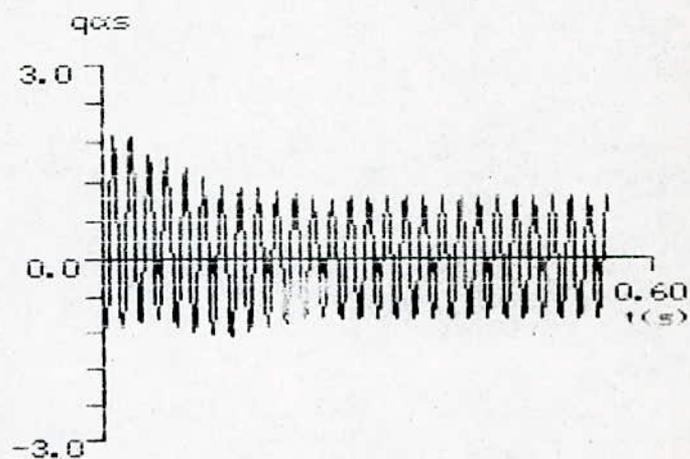
Bien que l'erreur fournie par l'observateur n'est pas négligeable (environ 10%) pour des systèmes nécessitant des performances très sévères, son utilisation demeure valable et acceptable pour d'autre.

### III.4 REGLAGE DU FLUX STATORIQUE:

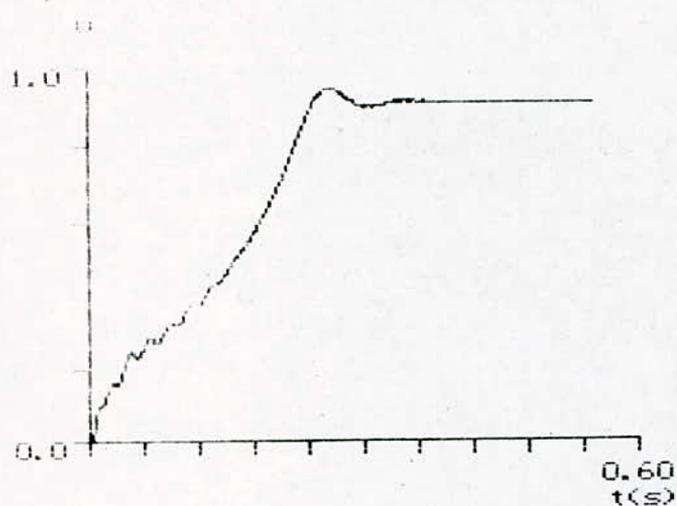
Le contrôle du flux est basé sur les équations différentielles suivantes, le long des axes  $\alpha, \beta$ :



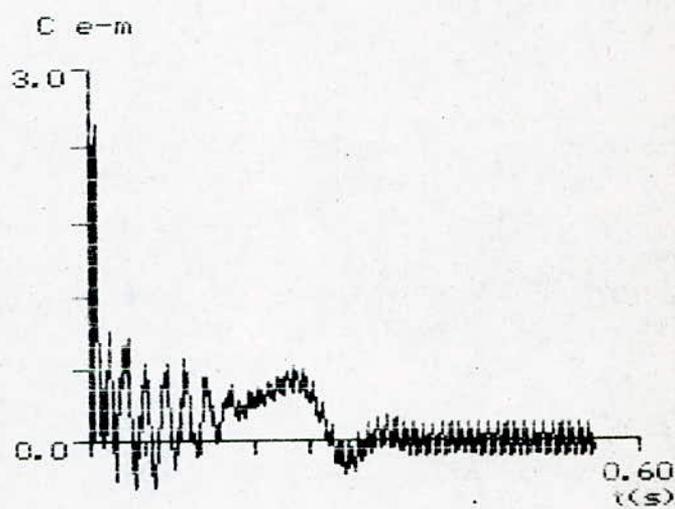
a : courant statorique  $rep(\alpha\beta)$



b : flux statorique  $rep(\alpha\beta)$



c : vitesse de rotation de l'arbre



d : couple e-m

Fig III-1 : Réponse du M.A.S à vide alimenté par un onduleur 'pleine-onde' le flux est observé

$$\begin{cases} \frac{d\psi_{\alpha s}}{dt} = -A.R_s \cdot \psi_{\alpha s} + V_{\alpha s} + C.R_r \cdot \psi_{\alpha r} \\ \frac{d\psi_{\beta s}}{dt} = -A.R_s \cdot \psi_{\beta s} + V_{\beta s} + C.R_r \cdot \psi_{\beta r} \end{cases} \quad (\text{III.4.1})$$

ou:

$$A = \frac{1}{\sigma \cdot L_s}$$

$$C = \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot M}$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r}$$

Après passage à la transformée de laplace et en tenant compte des grandeurs estimées, les équations précédentes deviennent:

$$\begin{cases} (S+A.R_s) \cdot \hat{\psi}_{\alpha s} = V_{\alpha s} + C.R_r \cdot Z_{2a} \\ (S+A.R_s) \cdot \hat{\psi}_{\beta s} = V_{\beta s} + C.R_r \cdot Z_{2b} \end{cases} \quad (\text{III.4.2})$$

Celles-ci sont traduites par les schémas blocs:

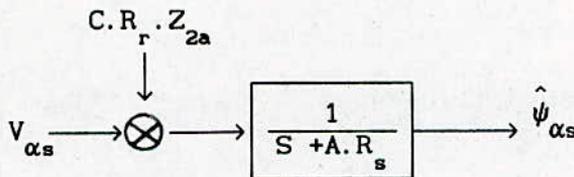


schéma III.1

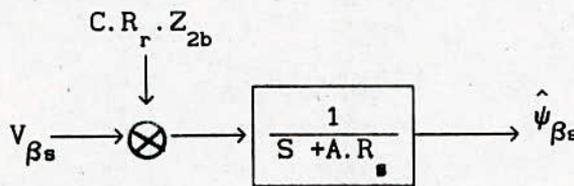


schéma III.2

Afin de compenser le pôle  $A.R_s$  et d'annuler l'erreur statique au régime permanent, le régulateur choisi doit être du type "P.I".

La présence des termes  $C.R_r.Z_{2a}$  et  $C.R_r.Z_{2b}$ , dans la boucle de réglage, est limitée à la reconstitution des tensions  $V_{\alpha s}$  et  $V_{\beta s}$ , comme le montrent les schémas blocs suivants [12]:

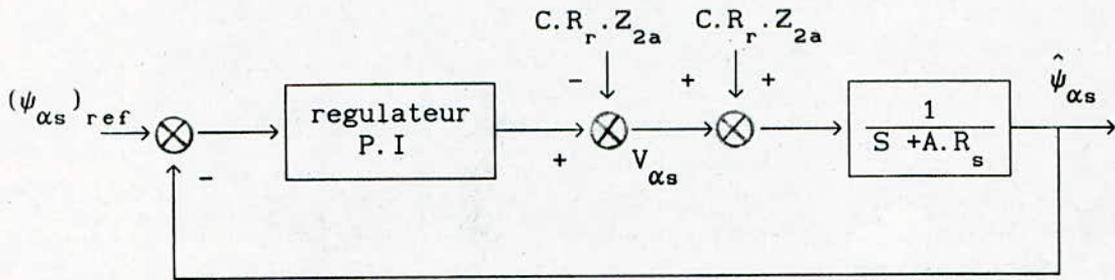


schéma III.3

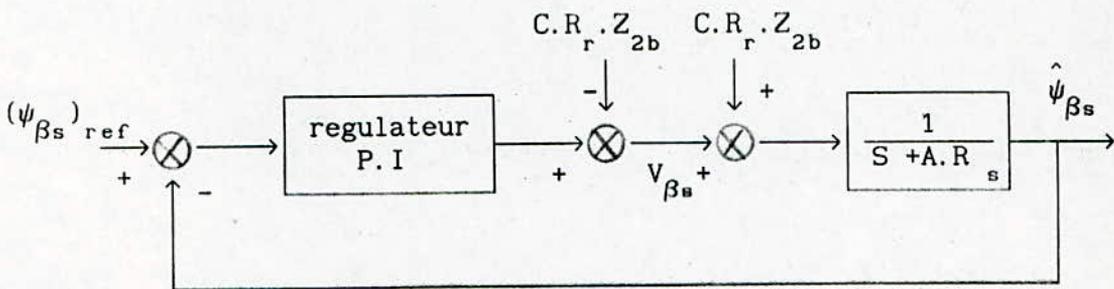


schéma III.4

#### III.4.1 CHOIX ET DIMENSIONNEMENT DU REGULATEUR:

Dans cette étude, nous présentons deux structures de régulation, analogique et numérique, selon le schéma de principe illustré par le schéma (III.5).

### - Régulation analogique:

Nous rappelons que la de commande délivrée par le correcteur analogique est celle déjà développée dans le paragraphe précédent de la régulation de vitesse.

$$U(i) = K_p \cdot e(i) + h \cdot k_i \cdot \sum_{k=0}^i e(k) \quad (\text{III.4.3})$$

où:

$e(i)$  : est l'écart de réglage à la  $i^{\text{ème}}$  itteration.

$h$  : est le pas d'intégration pour la methode des trapèzes.

### - Régulation numérique:

La synthèse du correcteur est identique à celle, présentée au chapitre II. La loi de commande est alors:

$$U(i) = U(i-1) + K_p \cdot [e(i) - e(i-1)] + k_i \cdot e(i) \quad (\text{III.4.4})$$

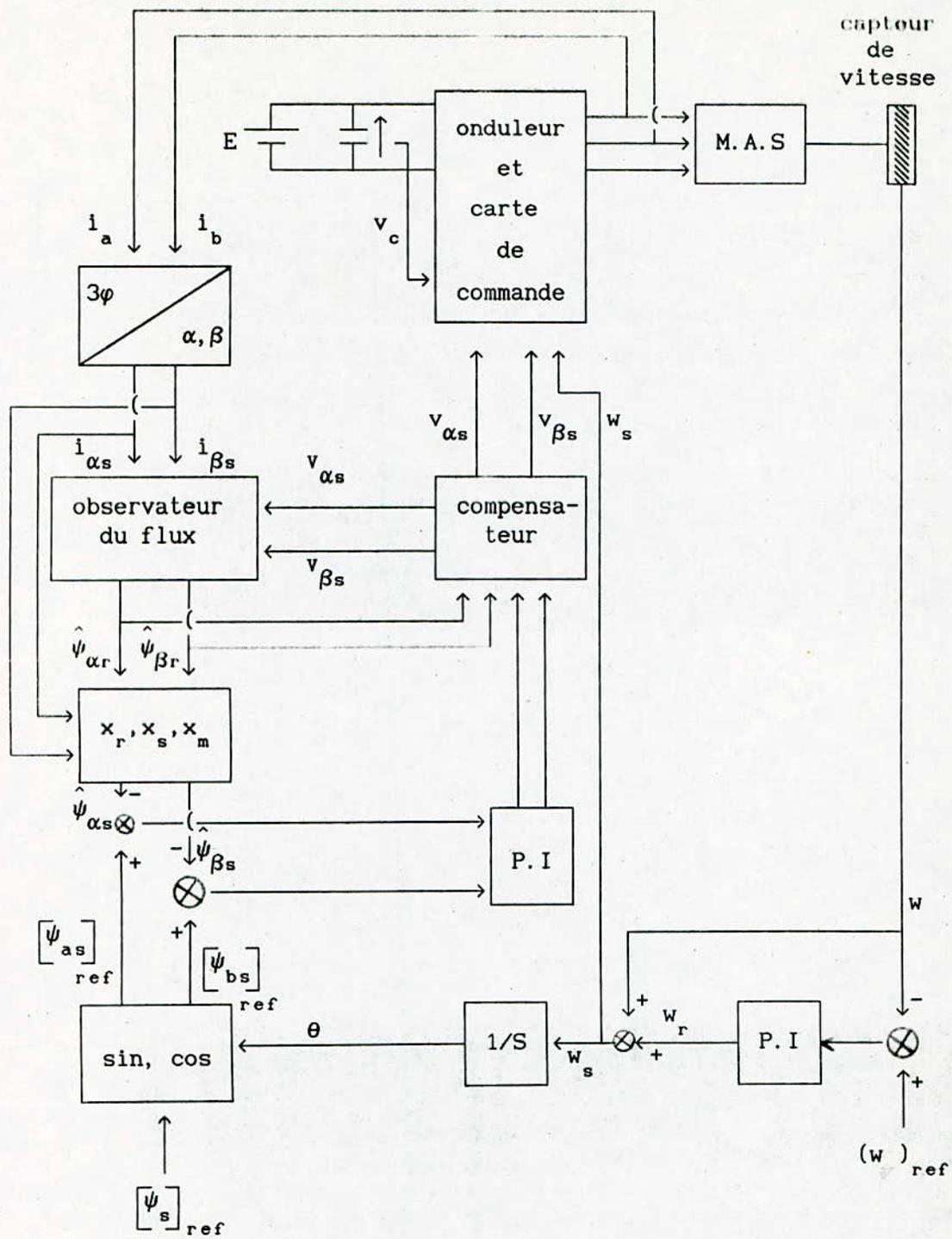
Dans les deux cas, les coefficients  $K_p$  et  $K_i$  du régulateur, peuvent être déterminés théoriquement à partir de la connaissance des blocs de la fonction de transfert.

Cependant, Dans un souci de simplification, ces coefficients ont été déterminés expérimentalement, à savoir la méthode de Ziegler-Nicols [11].

Cette methode consiste à faire varier la valeur de  $k_p$ , afin que le système soit suffisamment rapide et stable, puis introduire la valeur de  $K_i$  afin d'annuler l'erreur au régime établi [1], [11].

Comme le système à régler est du type cascade, un choix judiceux de la periode d'échantillonnage est nécessaire, afin d'éviter le chevauchement des deux boucles de réglage numérique imbriquées [2].

Ce choix est tel que la boucle de réglage du flux soit suffisamment rapide relativement à la boucle externe, assurant le réglage de la vitesse [2].



shéma III : Regulation de la vitesse et du flux

### III.4.2 SIMULATION NUMERIQUE ET RESULTATS:

Pour simuler le fonctionnement de la machine, en considérant l'observation du flux et les lois de commande caractérisées par les coefficients des régulateurs de vitesse et de flux, réunis dans le tableau(III.a):

	Numerique	Analogique
$K_{pw}$	1	1
$K_{iw}$	$6.10^{-6}$	0.005
$K_{pf}$	1.5	3.5
$K_{if}$	$50.10^{-6}$	0.0007

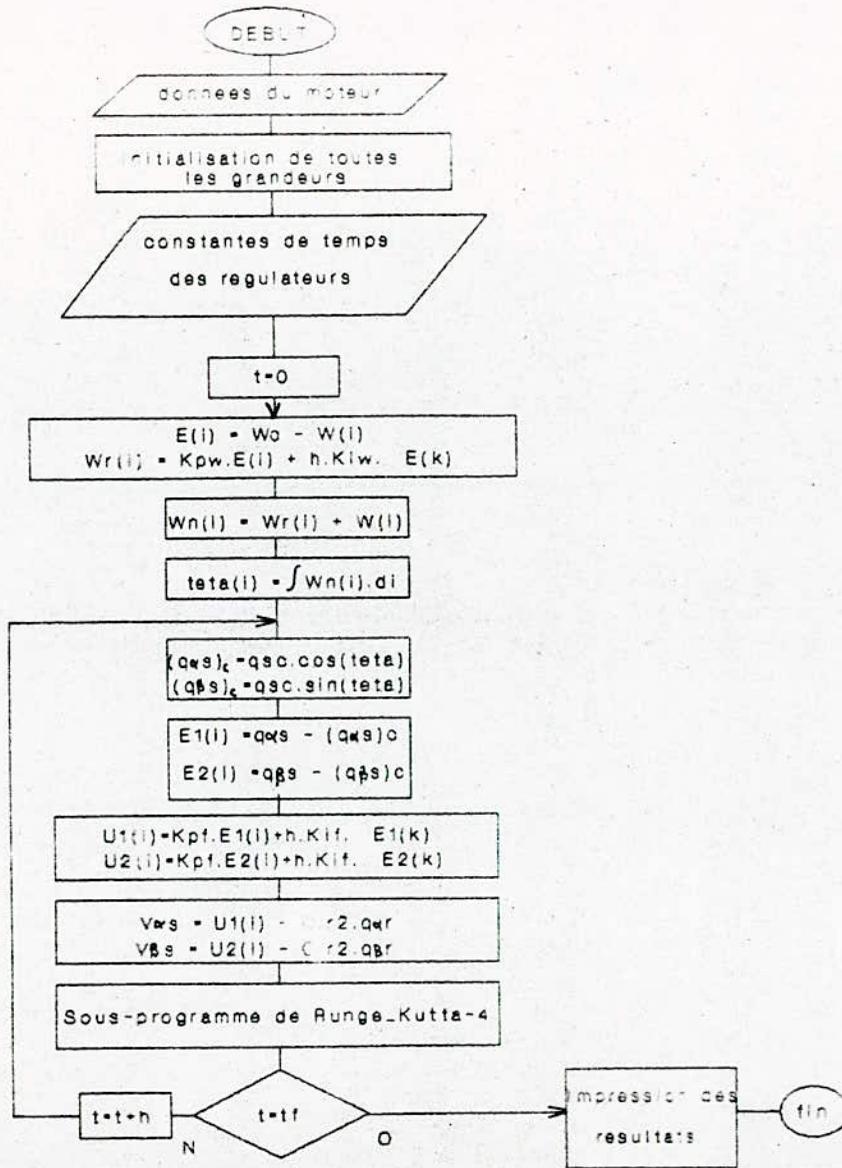
Tableau (III.a)

Nous élaborons des programmes selon les organigrammes (III.1) et (III.2), nous permettant de voir l'évolution des courants, des flux, de la vitesse et du couple électromagnétique dans le référentiel ( $\alpha\beta$ ).

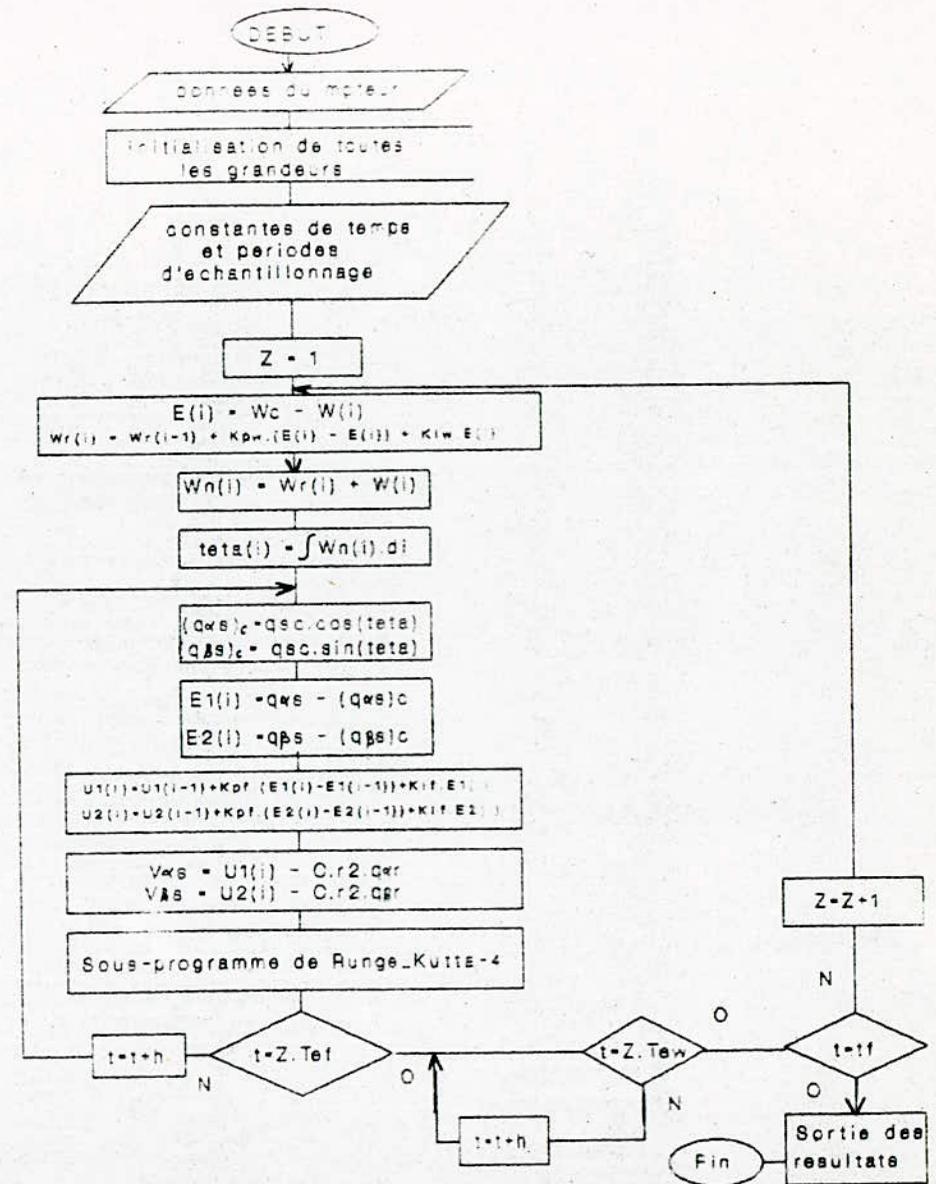
Des courbes tracées (fig III.2, fig III.3, fig III.4 et fig III.5) nous relevons au démarrage à vide les contraintes maximales que nous réunissons dans le tableau suivant:

	Réglage Analogique	Réglage Numérique
$I_{max}$	3	4
$(\Gamma_{em})_{max}$	1.5	1.3
$t_e$ (s)	0.3	0.3

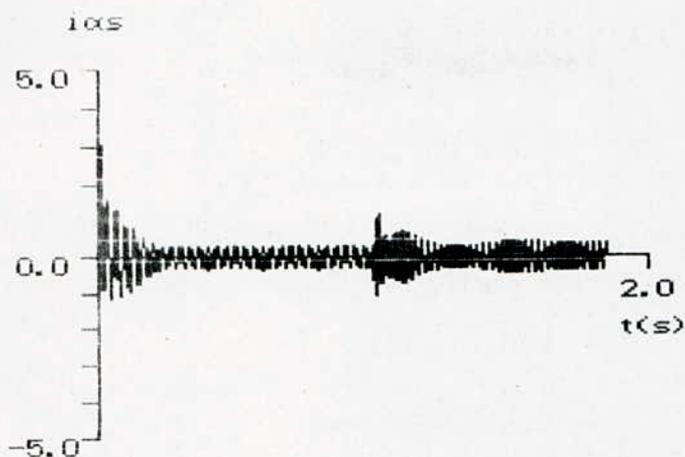
Tableau (III.b) :  $w_c = 0.6$  et  $q_{sc} = 1$



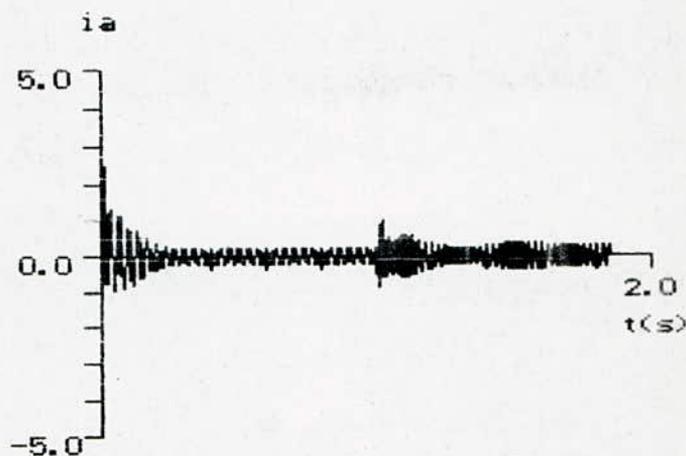
Organigramme III.1 : Reglage analogique de la vitesse avec imposition du flux



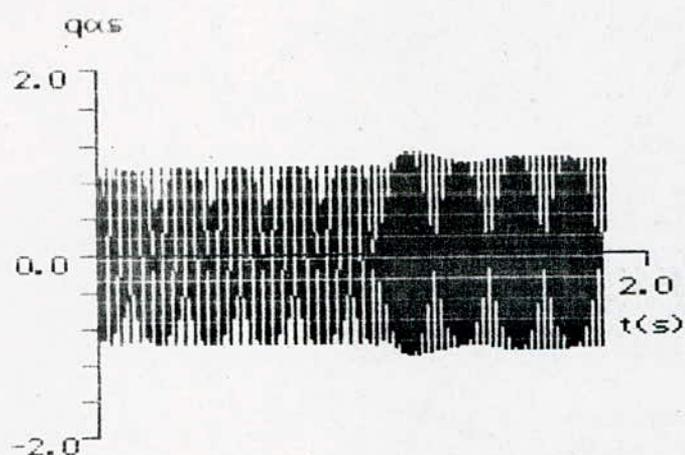
Organigramme III.2 : Reglage numerique de la vitesse avec imposition du flux (flux observe)



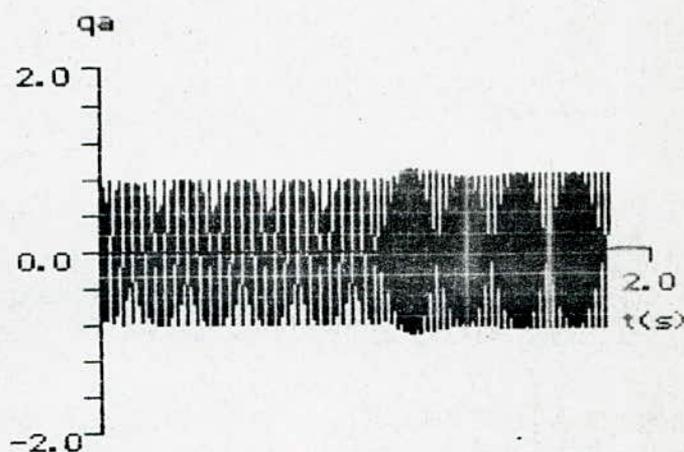
a : courant statorique  $\text{rep}(\alpha\beta)$



b : courant statorique réel



c : flux statorique  $\text{rep}(\alpha\beta)$



d : flux statorique réel

Fig III-2 : Réponse du M.A.S à vide à une consigne de vitesse dans le cas du réglage analogique de la vitesse avec imposition du flux (flux observé)

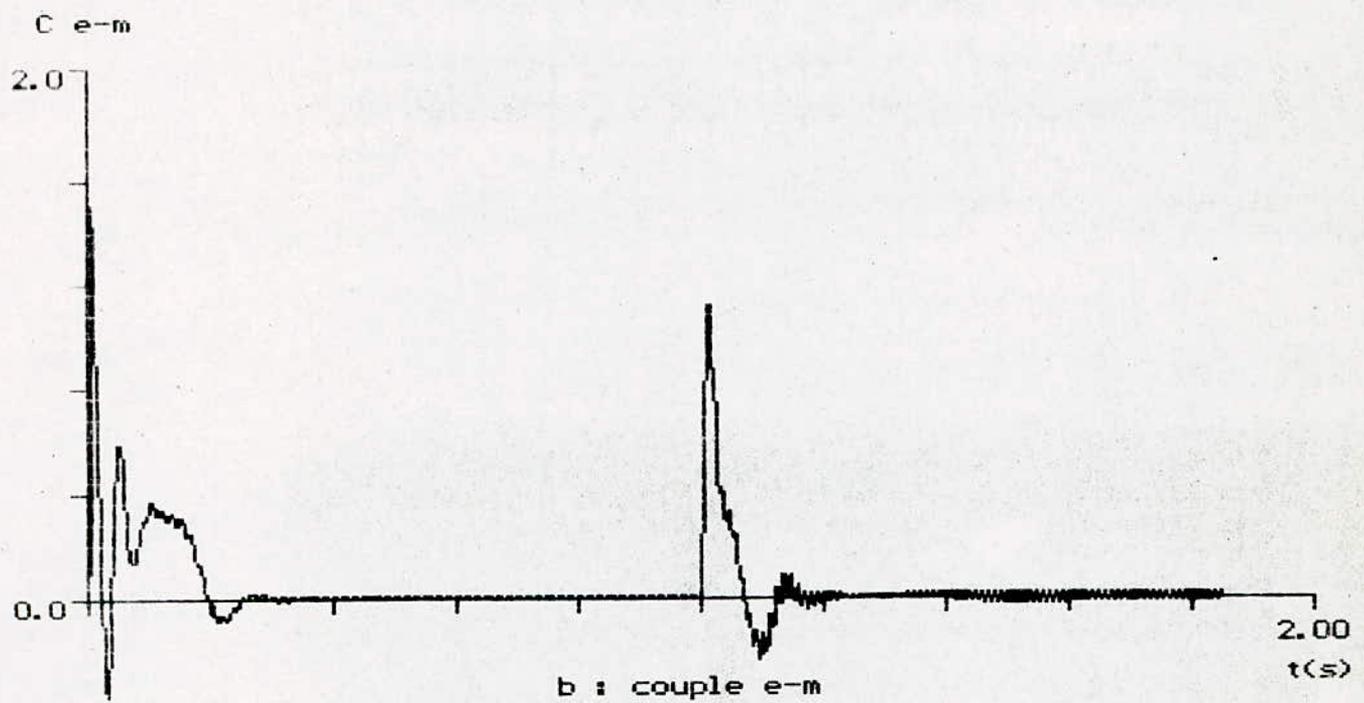
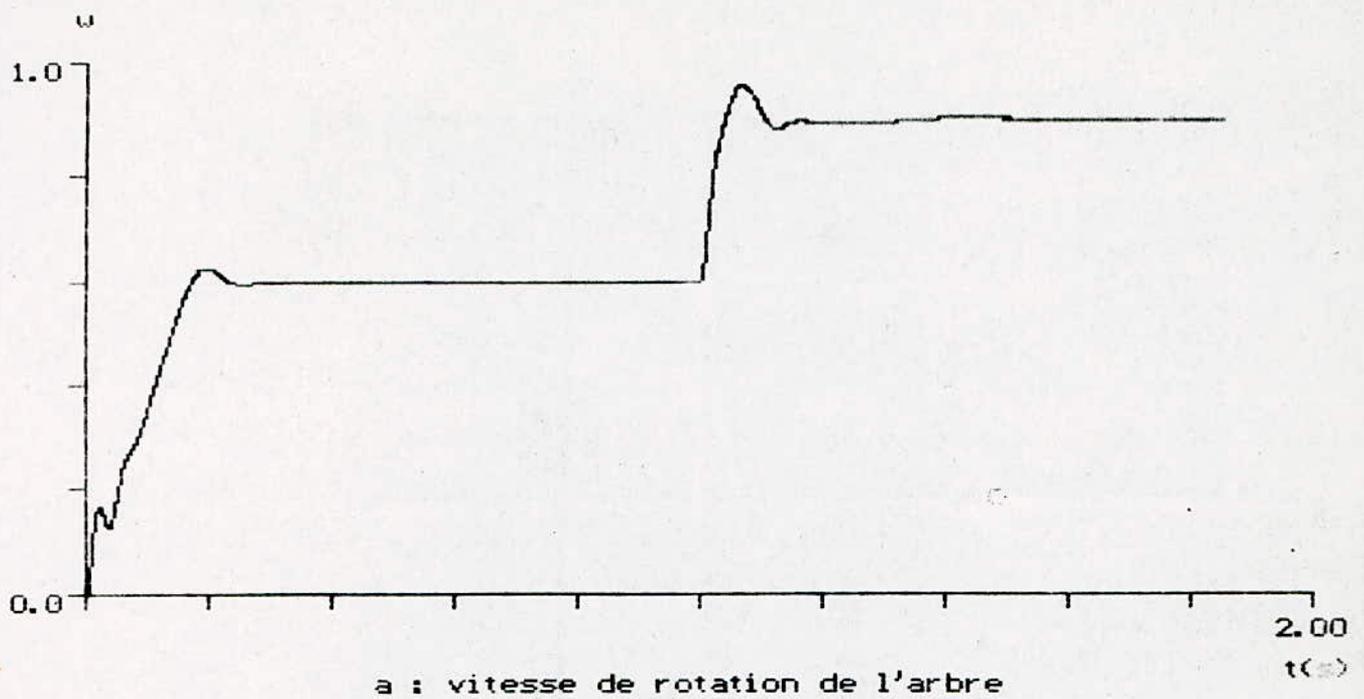
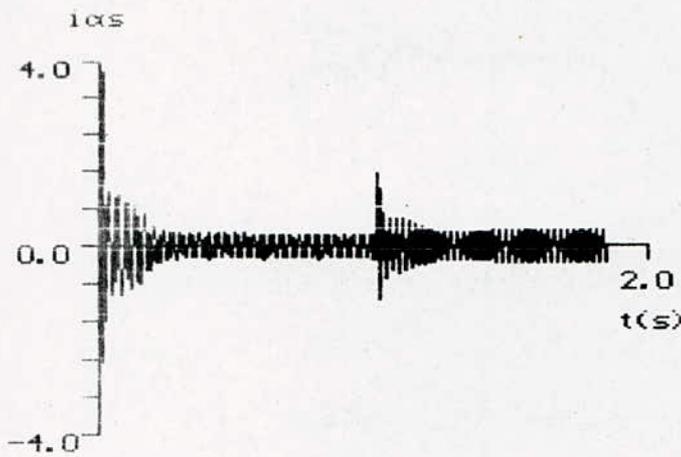
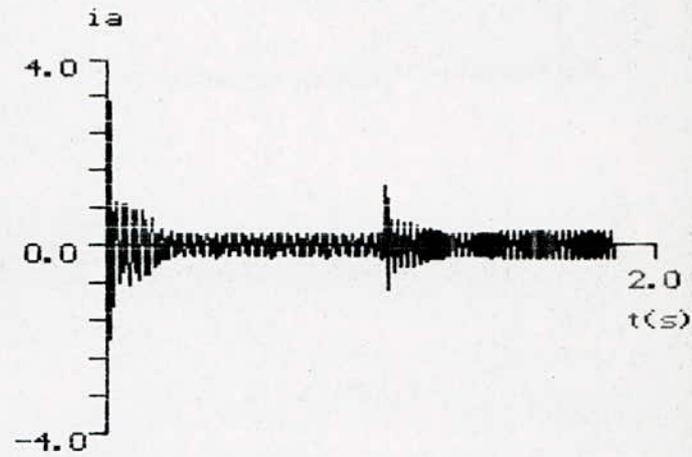


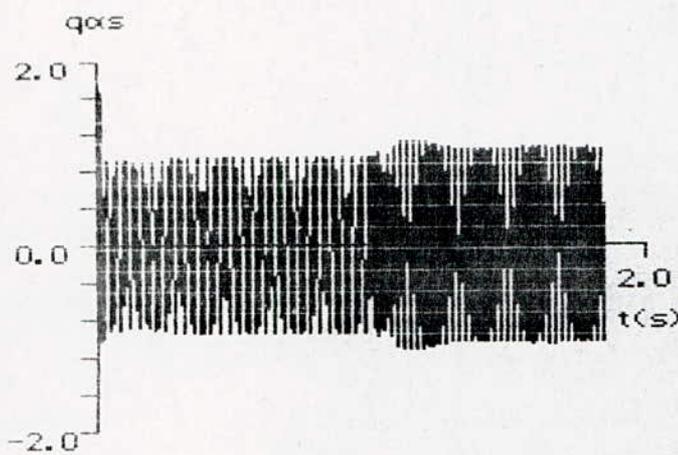
Fig III- 3 : Réponse du M.A.S à une consigne de vitesse dans le cas du réglage analogique de la vitesse avec imposition du flux (flux observé)



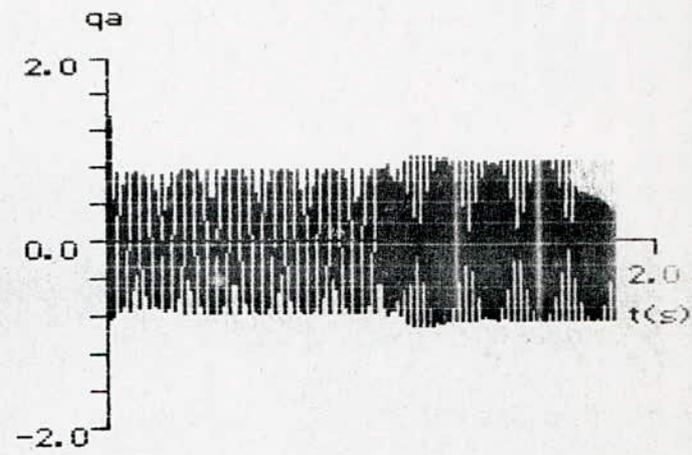
a : courant statorique rep( $\alpha\beta$ )



b : courant statorique réel



c : flux statorique rep( $\alpha\beta$ )



d : flux statorique réel

Fig III- 4 : Réponse du M.A.S à vide à une consigne de vitesse dans le cas du réglage numérique de la vitesse avec imposition du flux (flux observé)

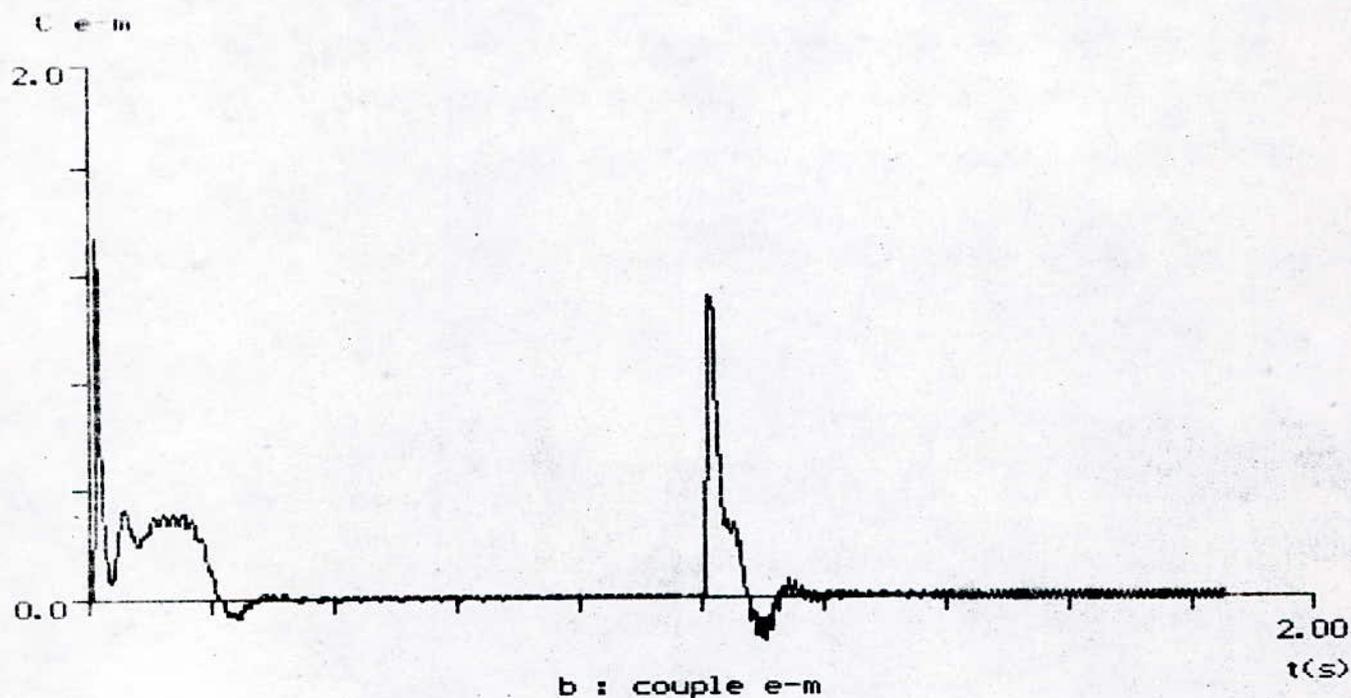
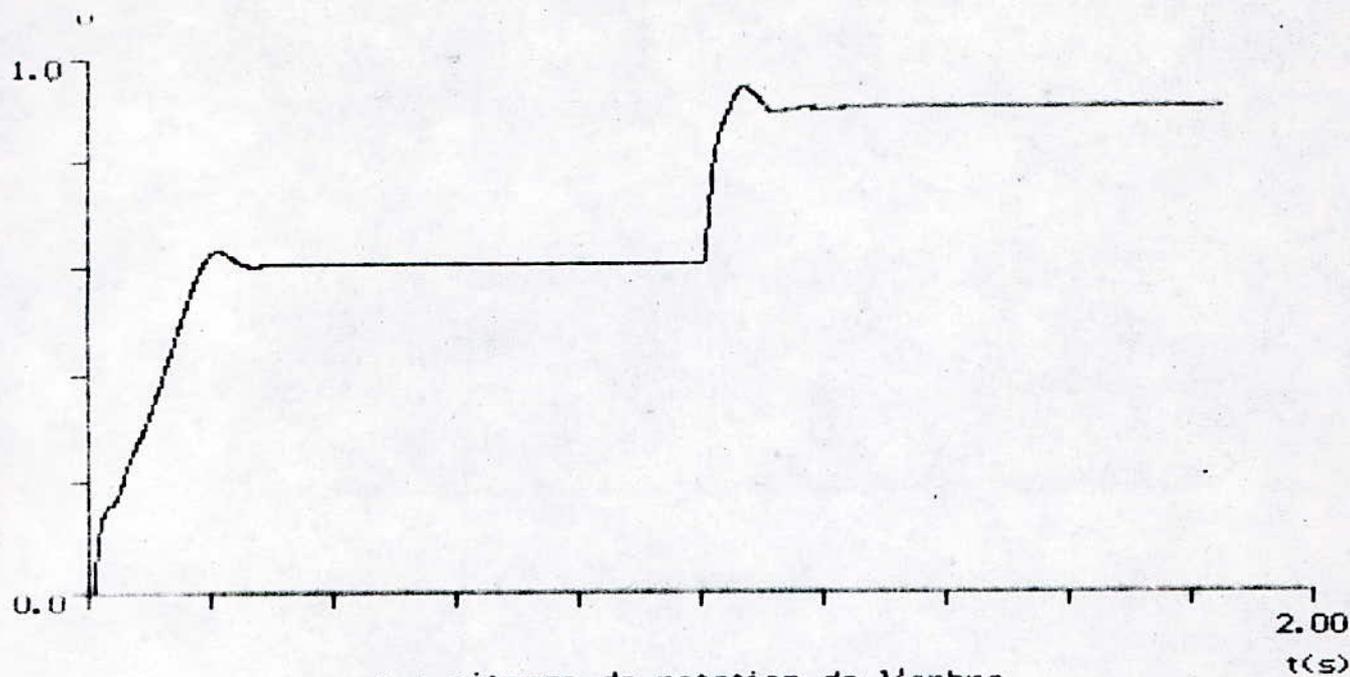


Fig III-5 : Réponse du M.A.S à une consigne de vitesse dans le cas du réglage numérique de la vitesse avec imposition du flux (flux observé)

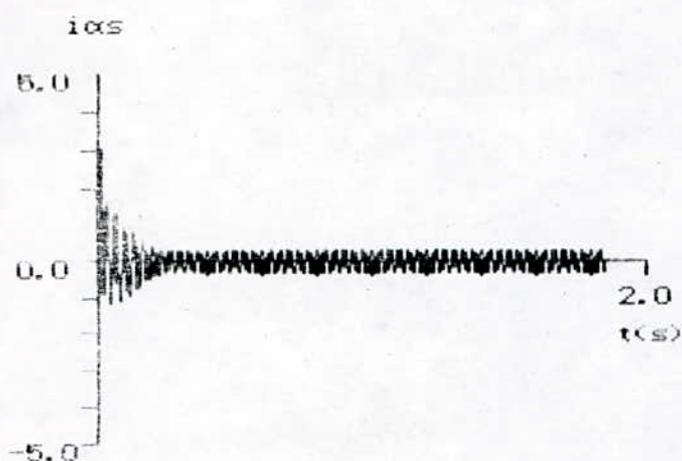
A partir de cette simulation nous constatons qu'au régime dynamique, la composante pulsante du couple est fortement amortie et que le maximum du courant est réduit.

Il apparaît aussi, d'une part, que le couple devient continu et que les grandeurs régulées suivent fidèlement leurs consignes, au régime établi.

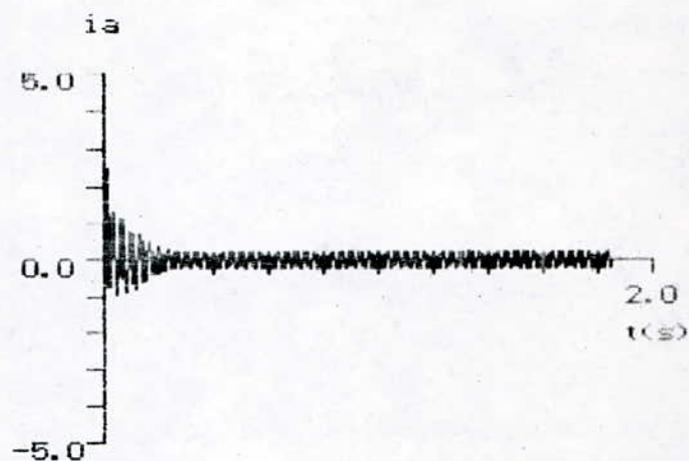
D'autre part, l'introduction d'une variation permanente en consigne de vitesse et en consigne de charge du type proportionnelle à  $w$ ,  $w^2$ , ou  $w^3$ , n'affecte en aucun cas la stabilité du système (fig(III.6), fig(III.7), fig(III.8) et fig(III.9)).

### III.5 CONCLUSION:

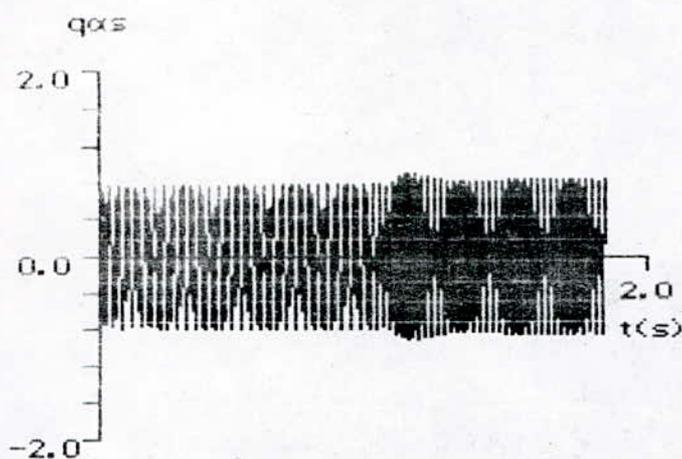
L'étude comparative des deux structure de réglage montre, que les deux lois de commande incrémentale et discrète offrent des résultats très voisins et satisfaisants.



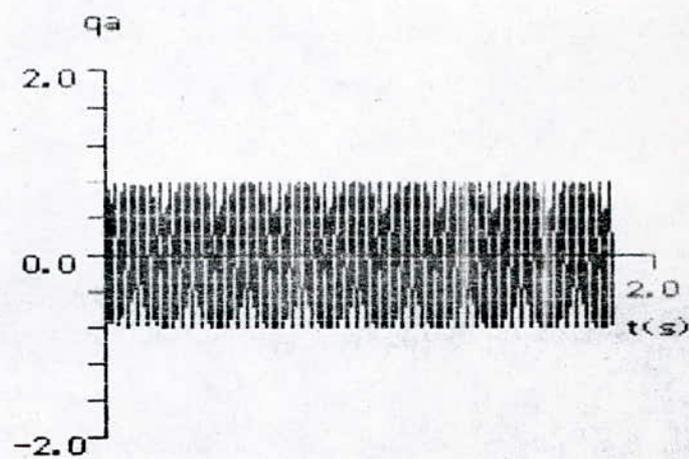
a : courant statorique rep( $\alpha\beta$ )



b : courant statorique réel



c : flux statorique rep( $\alpha\beta$ )



d : flux statorique réel

Fig III- 6 : Réponse du M.A.S à vide à une variation de la charge dans le cas du réglage analogique de la vitesse avec imposition du flux (flux observé)

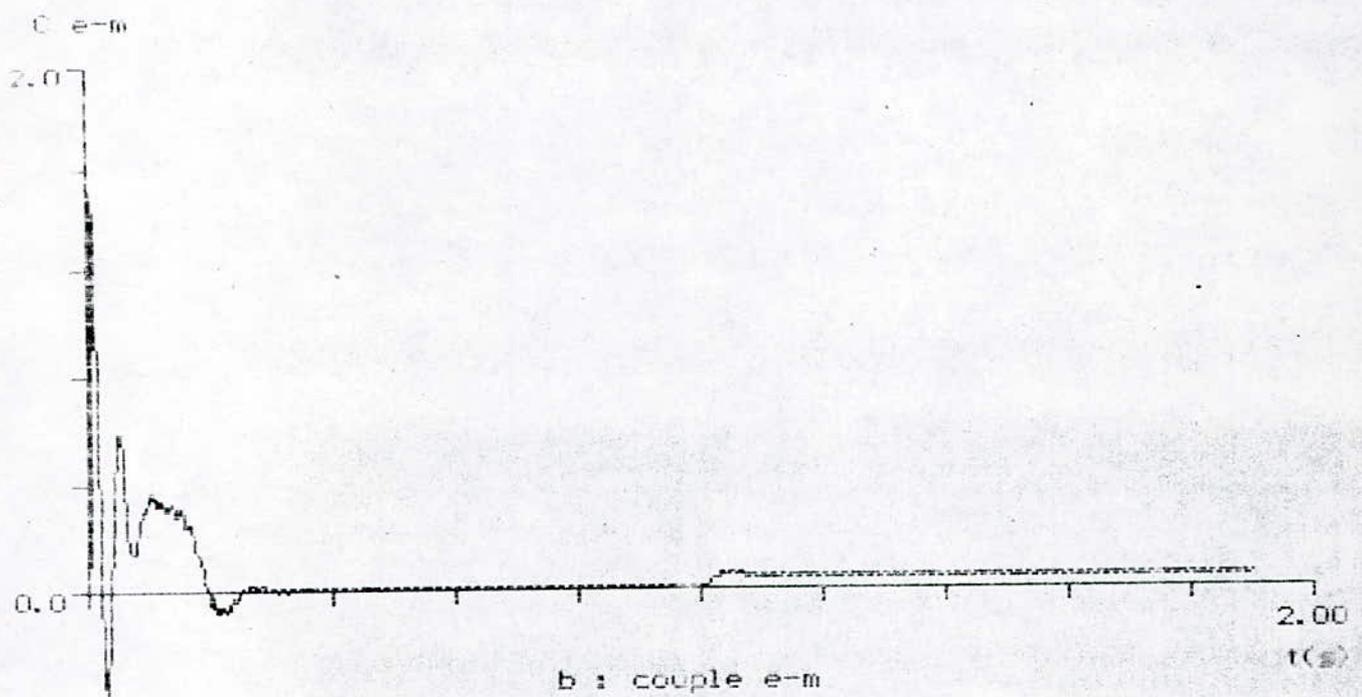
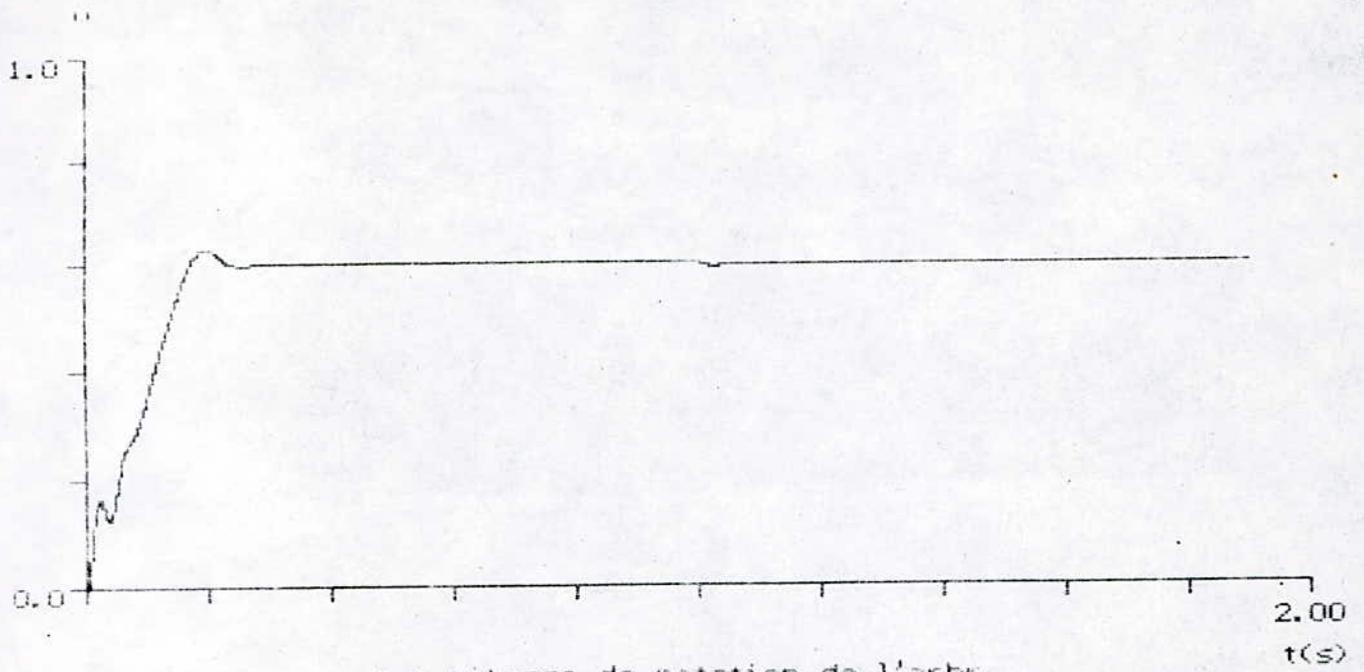
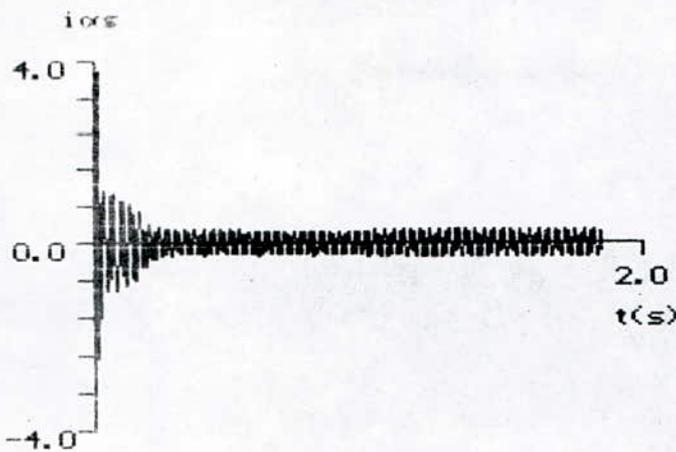
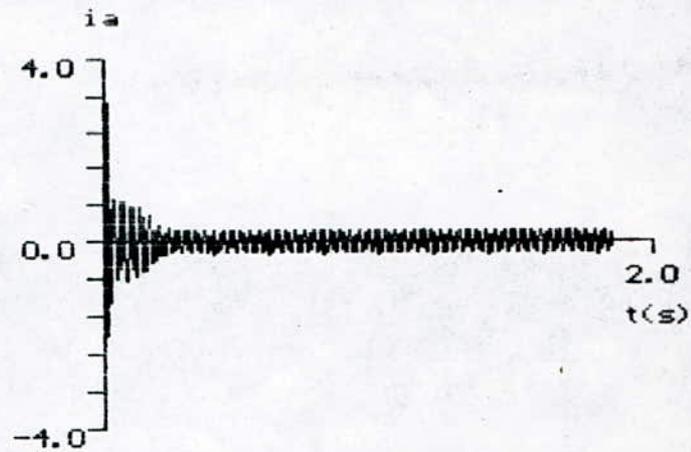


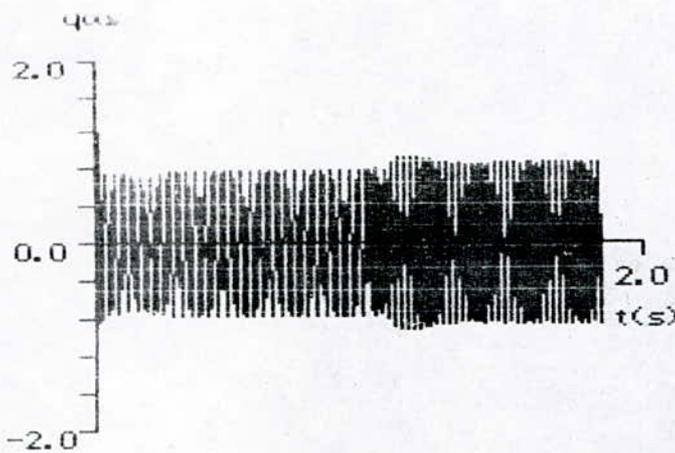
Fig III- : Réponse du M.A.S à une variation de la charge dans le cas du réglage analogique de la vitesse avec imposition du flux (flux observé)



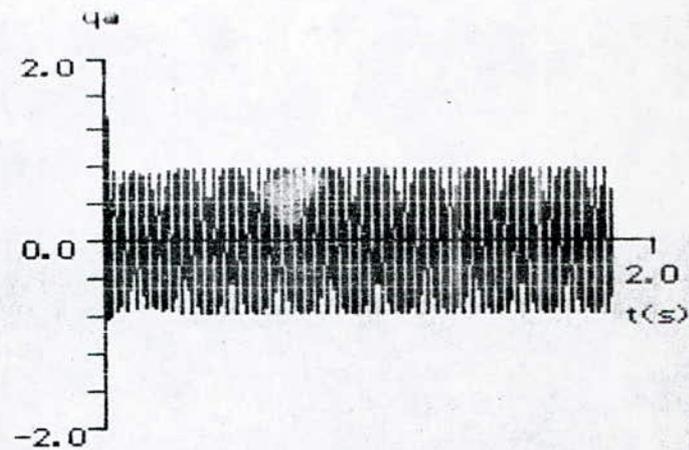
a : courant statorique rep( $\alpha\beta$ )



b : courant statorique réel



c : flux statorique rep( $\alpha\beta$ )



d : flux statorique réel

Fig III- 8 : Réponse du M.A.S à vide à une variation de la charge dans le cas du réglage numérique de la vitesse avec imposition du flux (flux observé)

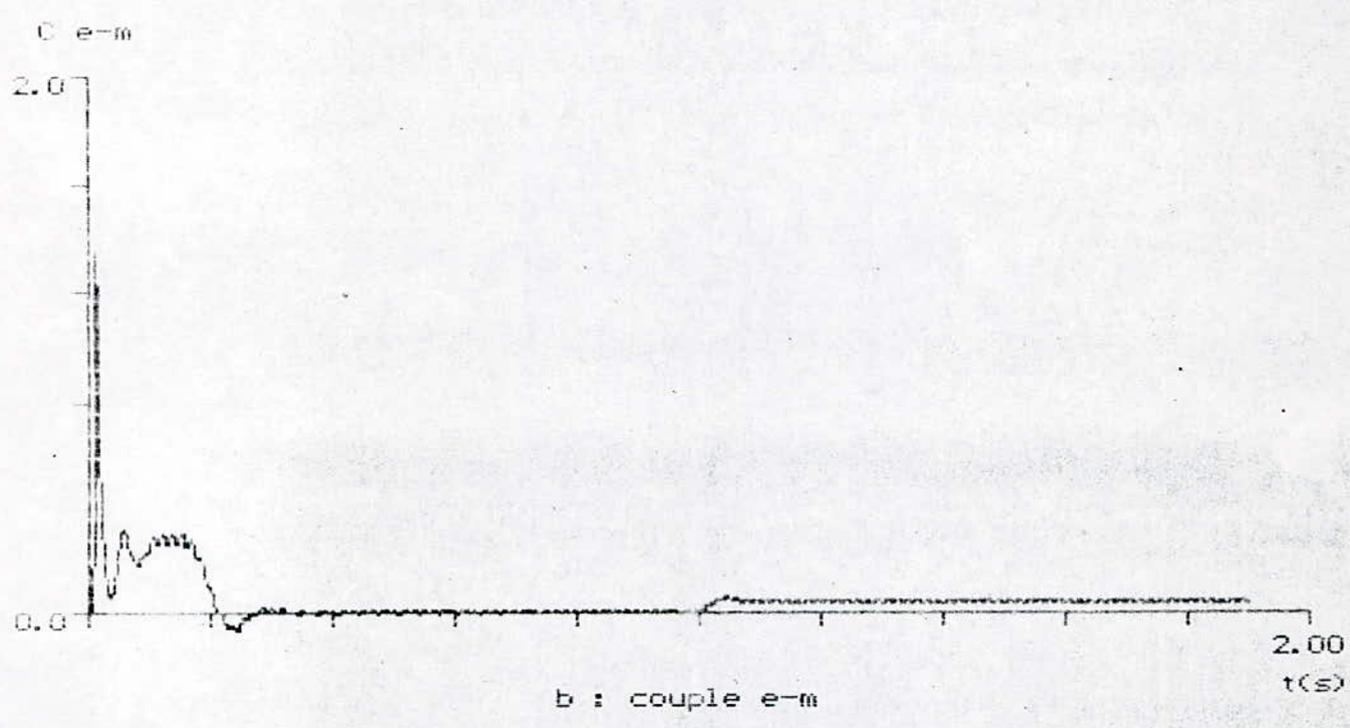
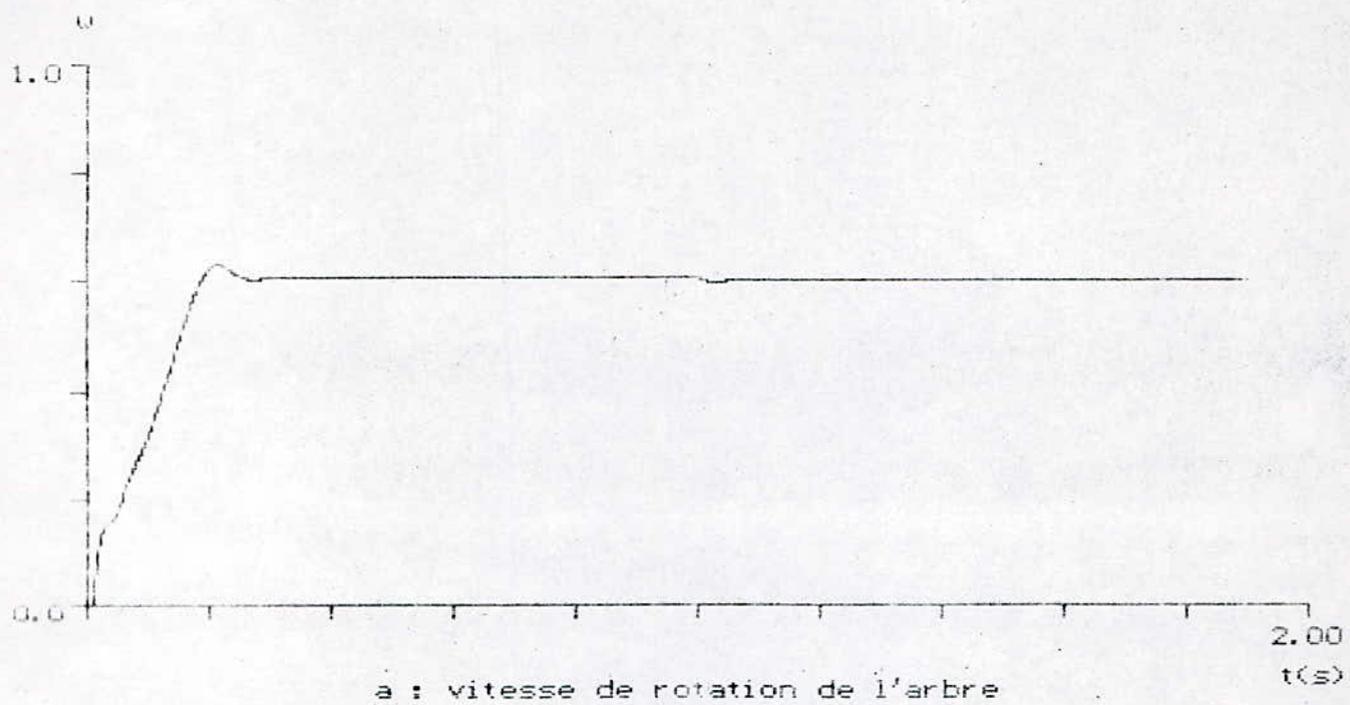


Fig III- : Réponse du M.A.S à une variation de la charge dans le cas du réglage numérique de la vitesse avec imposition du flux (flux observé)

## CHAPITRE IV

### REGLAGE EN CASCADE DE LA VITESSE ET DU FLUX MESURE

#### IV 1 INTRODUCTION:

Dans l'étude présentée au chapitre II, il apparaît que le réglage de la vitesse seule, présente des performances non satisfaisantes pour certains entraînements réglés par des M.A.S.

Pour pallier cet inconvénient, nous développons dans ce chapitre une technique de commande de la machine, basée sur le maintien du niveau du flux à une valeur de référence lequel est supposé accessible à la mesure.

#### IV 2 MODELISATION DU SYSTEME:

La machine est à nouveau représentée dans le référentiel ( $\alpha\beta$ ) par le modèle de Park, où les modes électriques et mécaniques sont supposés séparés.

Ceci a l'avantage, de traiter la boucle de vitesse indépendamment, du contrôle du flux mesuré [12].

En choisissant les axes  $\alpha$  et  $\beta$  liés au stator, la machine est décrite par une équation d'état de la forme:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dT} \begin{bmatrix} X \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U \end{bmatrix} \\ Y &= \begin{bmatrix} C \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{VI.2.1})$$

Avec, d'après les équations (III.2.4):

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & a_{12} & -a_{12}^* \cdot w \\ 0 & a_{11} & a_{12}^* \cdot w & a_{12} \\ a_{21} & 0 & a_{22} & -w \\ 0 & a_{21} & w & a_{22} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ b_2 & 0 \\ 0 & b_2 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} X \end{bmatrix}^t = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} & i_{\beta s} & \psi_{\alpha r} & \psi_{\beta r} \end{bmatrix}, U = \begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} Y \end{bmatrix}^t = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} & i_{\beta s} \end{bmatrix}$$

La matrice [A] est une matrice quasi-constante, dépendante de la vitesse  $w$ ; C'est ainsi, que les matrices d'état du système seront calculées en temps réel.

Au régime permanent, le couple électromagnétique est exprimé par ( voir chapitre II ):

$$\Gamma_{em} = K_e \cdot \phi_s \cdot w_r \quad (\text{VI.2.2})$$

Avec:

$$K_e = \frac{M^2}{R_r \cdot L_s^2}$$

Si le flux  $\phi_s$  est constant, le couple reste proportionnel à  $w_r$ .  
Pour cette raison, le flux statorique est maintenu constant dans la machine par un réglage afin de conserver un couple électromagnétique important.

L'équation du couple étant:

$$\Gamma_{em} = J \cdot \frac{dw}{dt} + F_r \cdot w + C_r$$

Avec  $C_r = K_c \cdot \Omega$

### IV.3 REGLAGE DU FLUX:

Dans l'étude entreprise, nous avons choisi le modèle de Park, comme pour le chapitre II, dans le référentiel  $(\alpha\beta)$  lié au stator, afin de pouvoir réguler indépendamment les tensions  $V_{\alpha s}$  et  $V_{\beta s}$ .

Pour cela, l'étude sera traitée de la même manière que dans le chapitre précédent, à part que le flux est mesuré réellement et non estimé.

### IV.4 SIMULATION NUMERIQUE ET RESULTATS:

De l'organigramme (III.1), nous élaborons un programme de simulation du fonctionnement de la machine, régulée en vitesse avec imposition du flux statorique.

Les régulateurs utilisés lors de la simulation ont pour caractéristiques les coefficients suivants:

$$K_{pw} = 1.009 \quad , \quad K_{iw} = 0.0001$$

$$K_{pf} = 1.2 \quad , \quad K_{if} = 0.33$$

respectivement pour celui de la vitesse et du flux.

Les résultats de la simulation illustrés par les figures (IV.1), (IV.2), (IV.3) et (IV.4), montrent la montée de la vitesse et l'évolution du couple, des courants et des flux.

Des courbes tracées, nous dressons le tableau suivant:

$I_{\max}$	2
$(C_{em})_{\max}$	0.4
$t_e$	0.35

Tableau IV.1 (Au démarrage à vide)

Une étude comparative avec l'étude entreprise au chapitre précédent, montre que le réglage avec un flux supposé mesuré, fournit un courant maximal plus petit au dépend du couple électromagnétique très faible que la M.A.S a développé.

Ces écarts observés sont essentiellement liés à l'erreur introduite par l'observateur.

Aussi, soumis aux mêmes perturbations en vitesse et en charge, les régulateurs présentent un comportement très stable et satisfaisant, comme le montrent les résultats obtenus.

#### REMARQUE:

La stratégie de contrôle ainsi définie, présente à priori l'avantage d'être réalisable à partir de fonctions élémentaires qui se matérialisent facilement (comparateurs, opérateur, etc...), au détriment de la mesure difficile du flux.

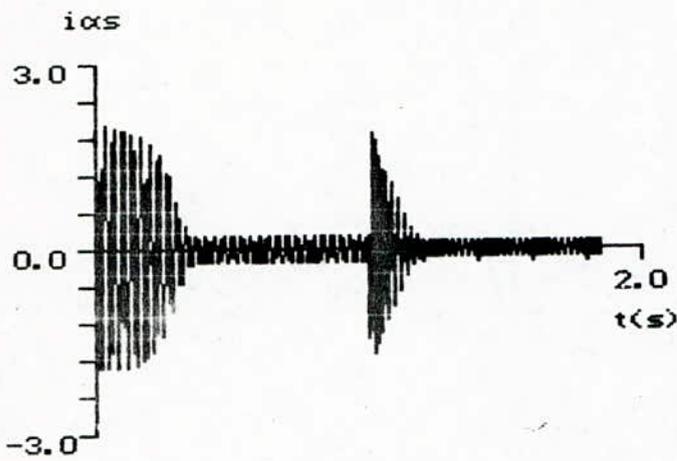
#### IV.5 REPOSE DE LA M.A.S A UNE RAMPE DE CONSIGNE:

Nous exploitons le programme précédent pour établir une étude comparative entre l'effet d'une consigne de vitesse en échelon et celle en rampe sur le fonctionnement de la M.A.S.

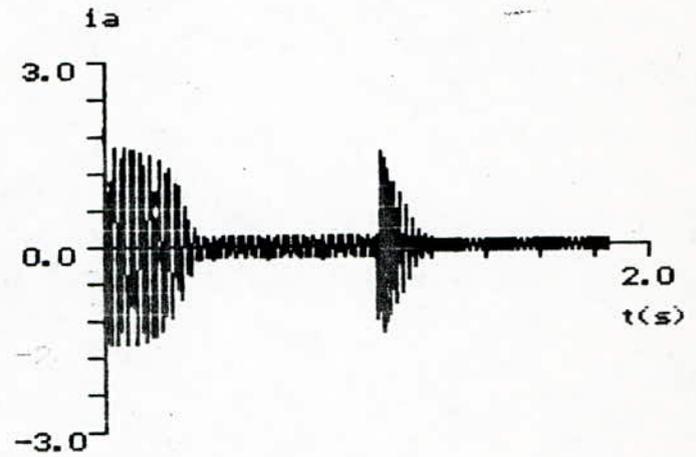
Le principe est basé sur la réduction de moitié du temps d'établissement de la vitesse, obtenu lorsque la consigne est un échelon d'amplitude  $w_c = 1$ .

Cette amélioration est déterminée par un choix judicieux de la consigne en rampe.

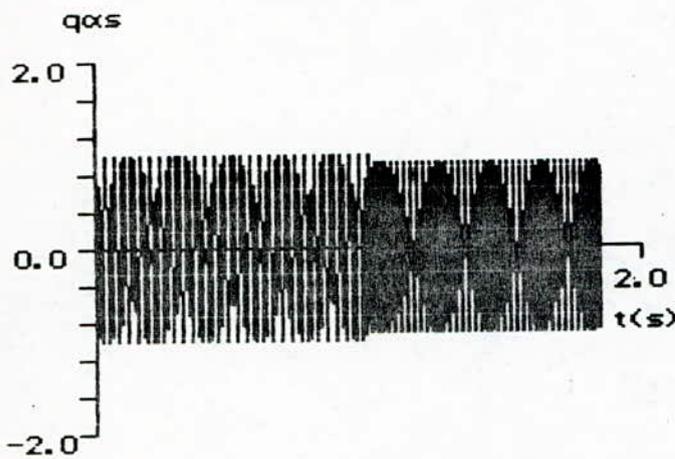
Des courbes tracées (fig (IV.5) et fig(IV.6)), nous dressons le tableau comparatif suivant:



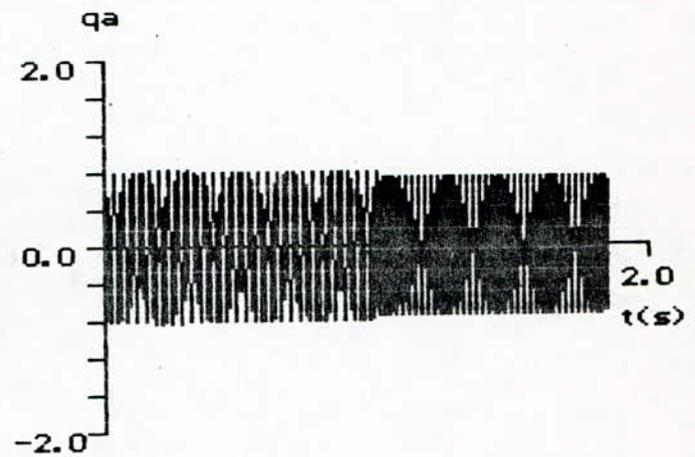
a : courant statorique rep( $\alpha\beta$ )



b : courant statorique réel

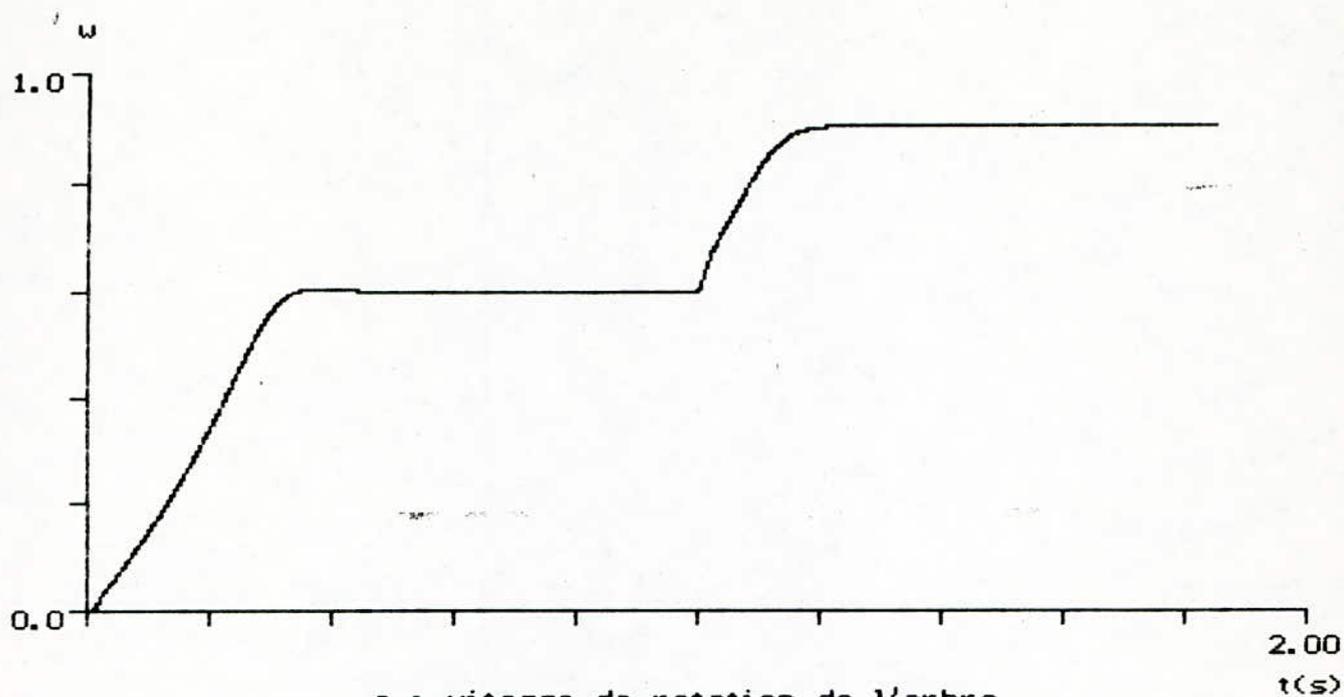


c : flux statorique rep( $\alpha\beta$ )

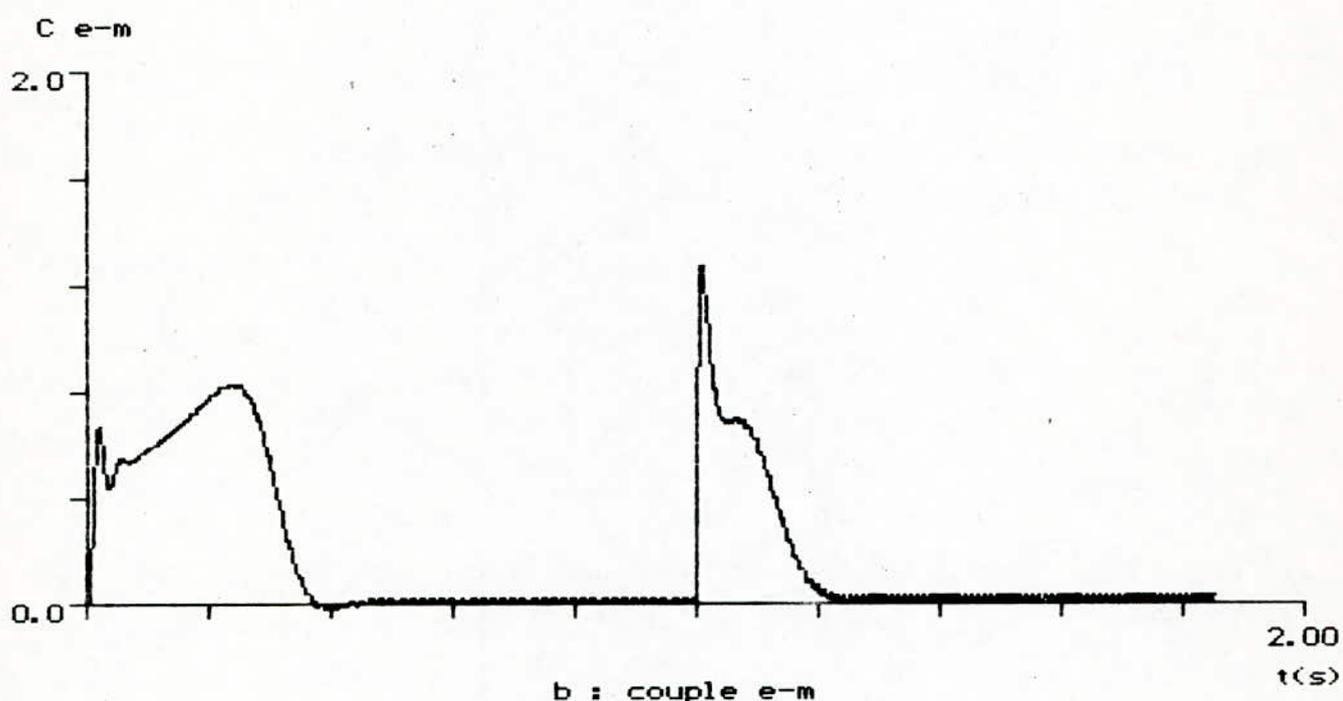


d : flux statorique réel

Fig IV-1 : Réponse du M.A.S à vide à une consigne de vitesse dans le cas du réglage analogique de la vitesse avec imposition du flux (flux non observé)

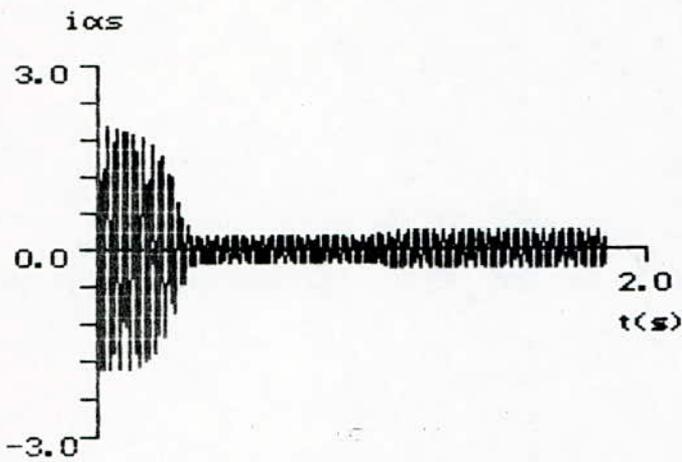


a : vitesse de rotation de l'arbre

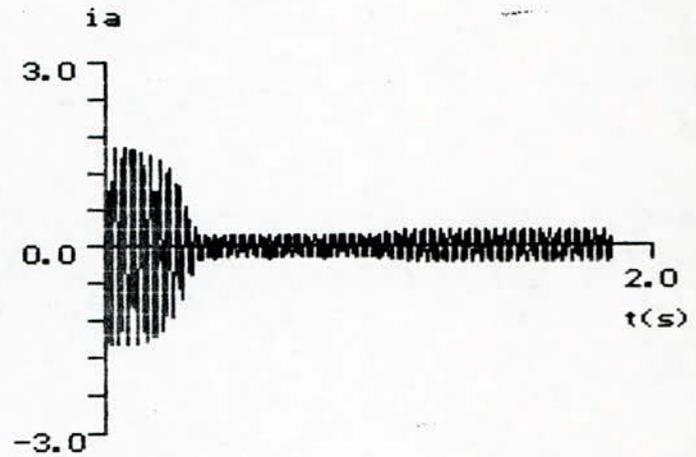


b : couple e-m

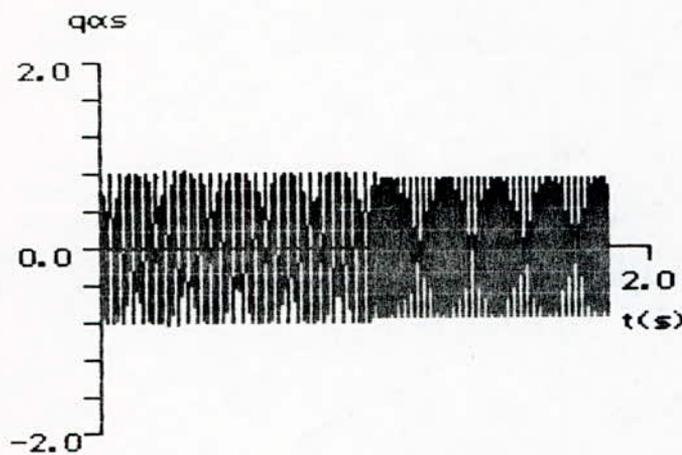
Fig IV- 2 : Réponse du M.A.S à une consigne de vitesse dans le cas du réglage analogique de la vitesse avec imposition du flux (flux non observé)



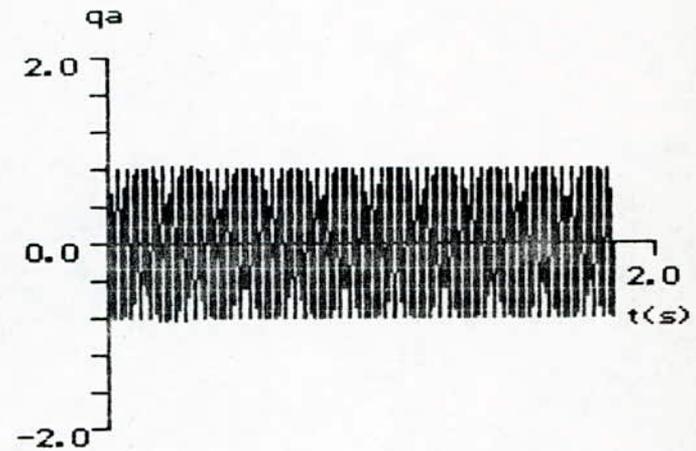
a : courant statorique rep( $\alpha\beta$ )



b : courant statorique réel



c : flux statorique rep( $\alpha\beta$ )



d : flux statorique réel

Fig IV-3 : Réponse du M.A.S à vide à une variation de la charge dans le cas du réglage analogique de la vitesse avec imposition du flux (flux non observé)

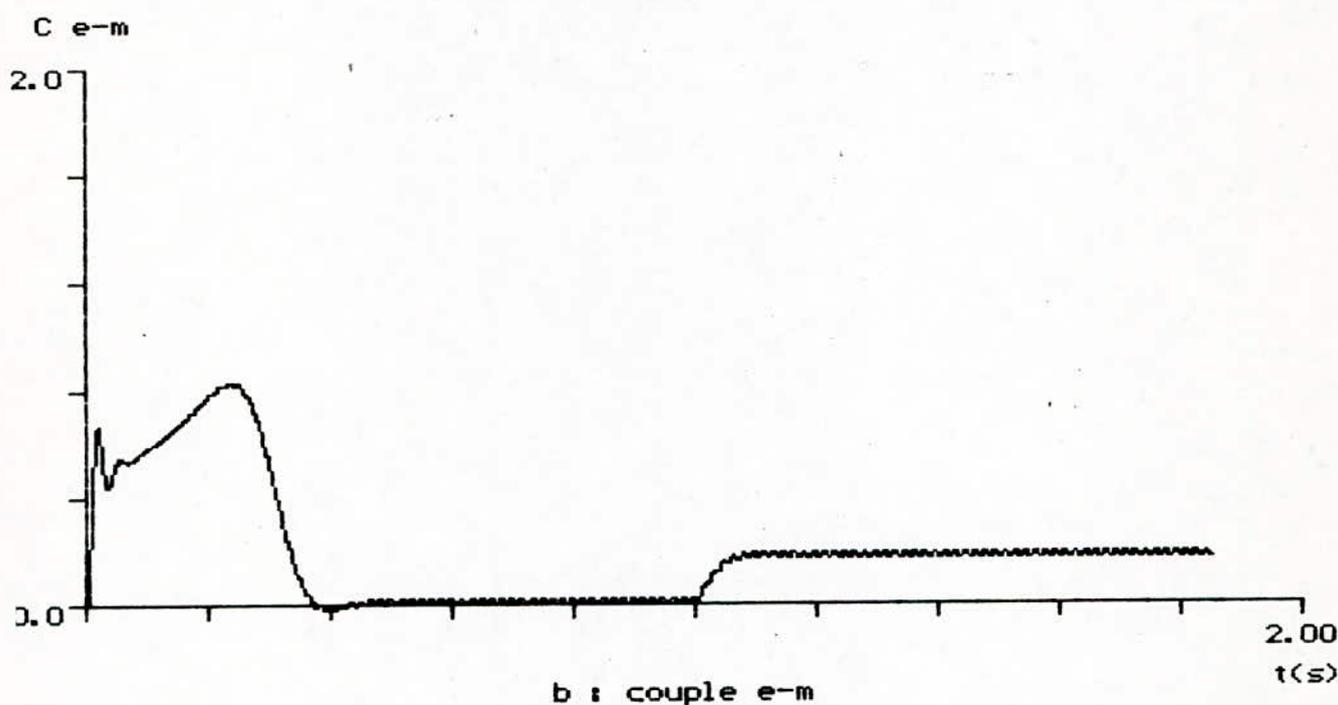
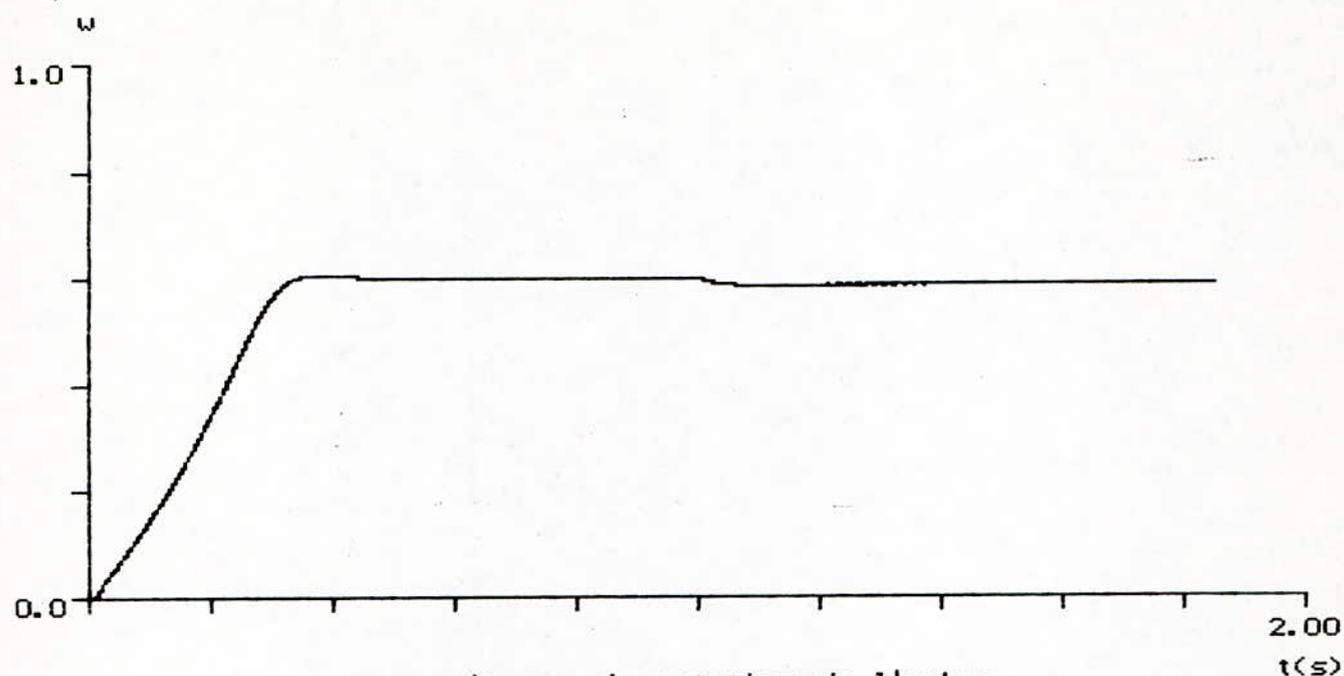


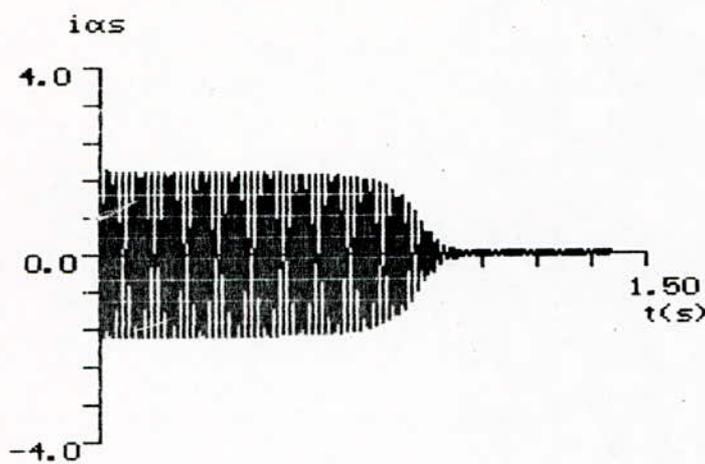
Fig IV-4 : Réponse du M.A.S à une variation de la charge dans le cas du réglage analogique de la vitesse avec imposition du flux (flux non observé)

	consigne en échelon ( $w_c=1$ )	consigne en rampe
$I_{\max}(t=0)$	1.6	1.6
$I_{\max}(t \neq 0)$	1.6	0.8
$(C_{em})_{\max}$	0.4	0.7
$t_c$	1	0.55

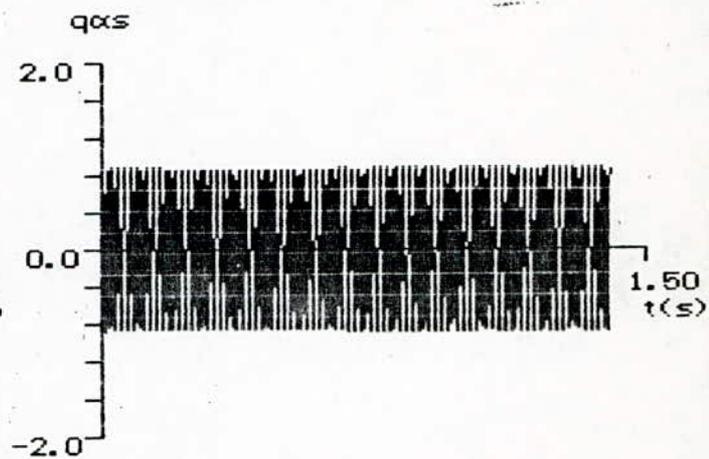
Tableau IV.2

Nous constatons que lorsqu'on applique une rampe, la montée de la vitesse est graduelle, ce qui réduit les piques importants des courants au démarrage, élimine la composante pulsante du couple et offre un couple électromagnétique constant voisin du couple nominal.

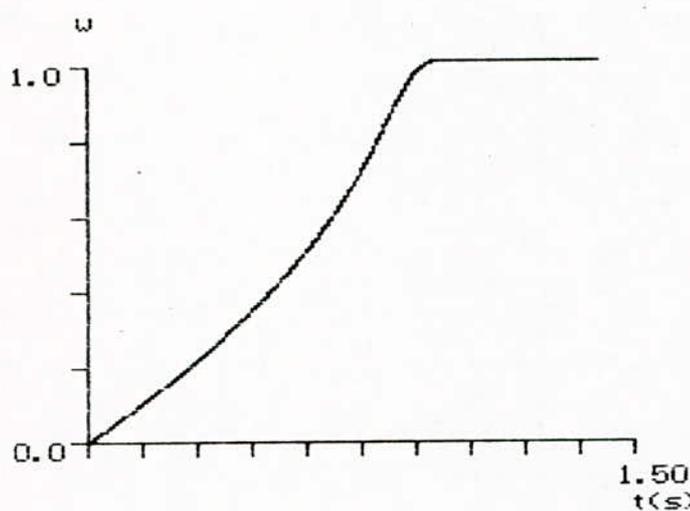
D'où la préférence de la rampe à l'échelon dans la zone des grandes perturbations.



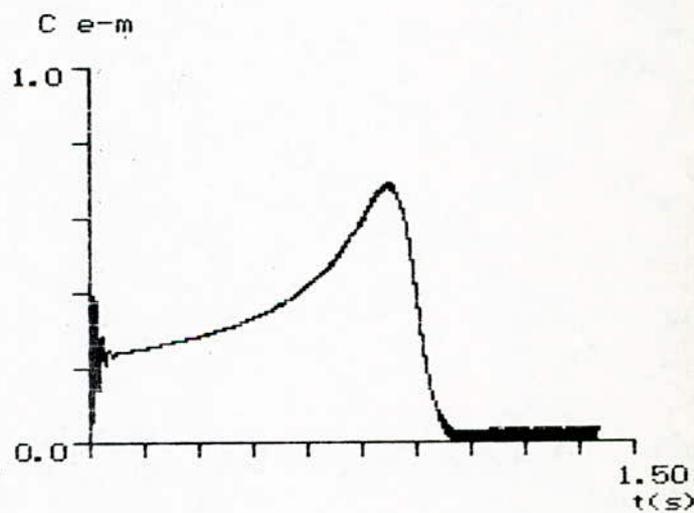
a : courant statorique  $\text{rep}(\alpha\beta)$



b : flux statorique  $\text{rep}(\alpha\beta)$

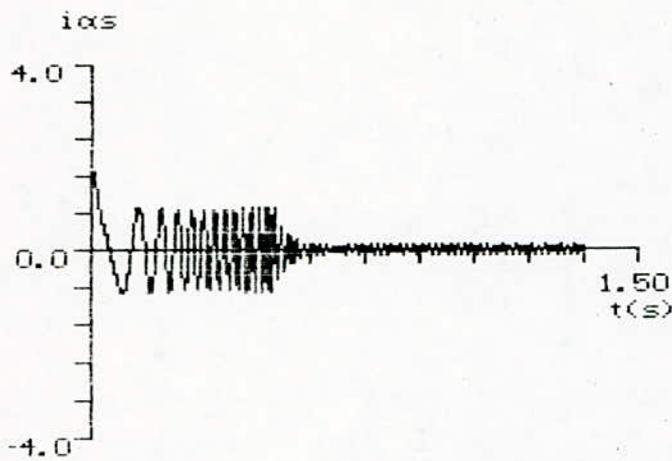


c : vitesse de rotation de l'arbre

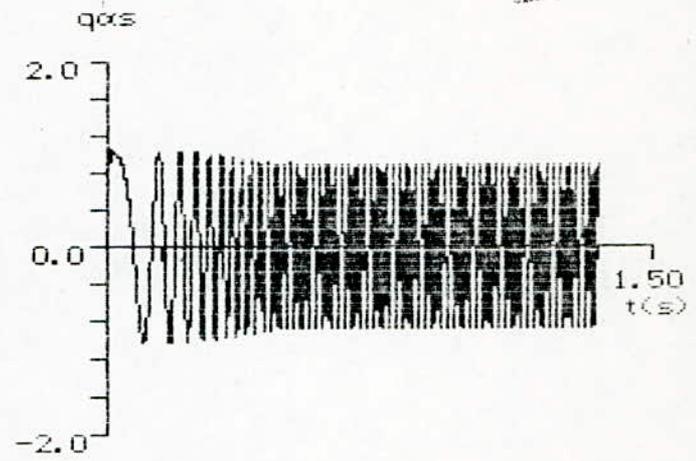


d : couple e-m

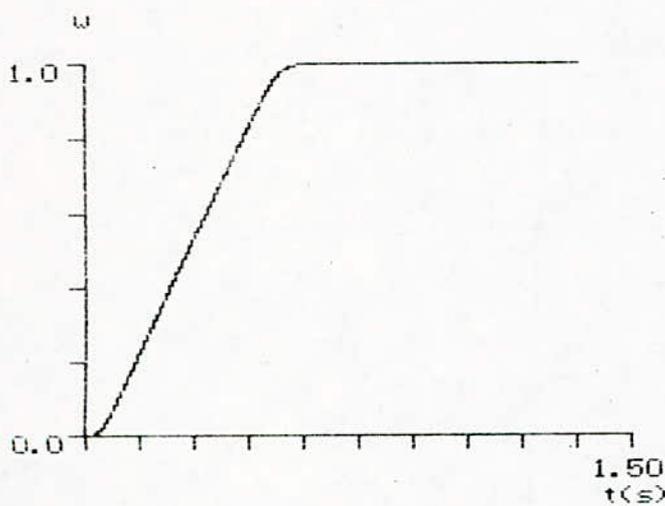
Fig IV-5 : Réponse du M.A.S à vide à une consigne e vitesse ( $\omega_c=1$ ) dans le cas du réglage analogique de la vitesse avec imposition du flux (flux non observé)



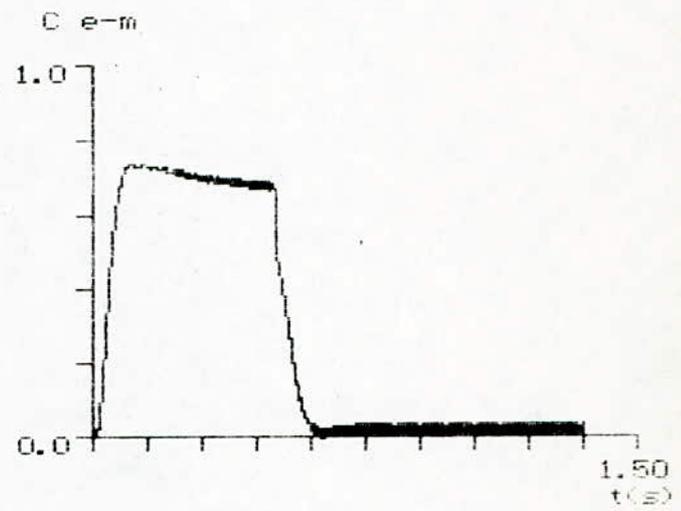
a : courant statorique rep( $\omega\beta$ )



b : flux statorique rep( $\omega\beta$ )



c : vitesse de rotation de l'arbre



d : couple e-m

Fig IV- : Réponse du M.A.S à vide à une consigne de vitesse en rampe dans le cas du réglage analogique de la vitesse avec imposition du flux (flux non observé)

## CONCLUSION GENERALE:

Pour étudier le comportement dynamique de la machine, nous avons présenté un modèle plus simplifié par l'utilisation de la transformation de Park.

La simulation numérique en boucle ouverte, a mis en évidence les contraintes auxquelles la M.A.S est soumise, pour différentes alimentations. Les résultats obtenus révèlent l'importance et l'avantage de l'onduleur M.L.I vis à vis des autres alimentations à fréquence variable.

Cependant, de l'analyse du régime transitoire de la machine, nous constatons des piques de courants et de flux très importants, et une composante pulsante du couple électromagnétique considérable pouvant nuire à la machine, ainsi qu'aux installations environnantes; ce qui fait l'insuffisance de la boucle ouverte.

Afin de déterminer les conditions à imposer pour avoir un bon fonctionnement à fréquence variable, nous avons présenté un modèle de la machine au régime établi.

De l'analyse de ce modèle, nous constatons qu'un fonctionnement à  $(U_s/f_s)$  constant, permet de conserver le flux au régime permanent pour des fréquences élevées.

L'exploitation de ce modèle, nous a conduit à représenter la machine par une fonction de transfert approximative, qui nous a renseigné sur les lois de commande les plus appropriées permettant la constance de la vitesse indépendamment des perturbations externes.

Les résultats de la simulation du réglage de la vitesse avec un correcteur du type P.I, ont fait preuve de son insuffisance par les oscillations importantes observées. Un réglage du flux au régime transitoire s'impose.

Pour mettre en évidence l'amélioration apportée par l'imposition du flux, nous avons présenté un schéma de principe illustrant la boucle de réglage dans lequel le flux est mesuré de deux façons.

Des résultats obtenus, il apparaît une nette amélioration des réponses au régime transitoire, cependant les pointes des courants demeurent importantes, lorsque la consigne est du type échelon.

Pour pallier cet inconvénient, nous avons proposé une montée

graduelle de la consigne (donc du type rampe).

A l'aide du programme élaboré, nous avons montré que cette consigne offre des résultats très satisfaisants et meilleurs.

Dans l'étude entreprise, les résultats de toutes les simulations en boucle fermée ont révélé que le réglage du flux est de la vitesse dans le référentiel lié au stator, est simple et efficace.

Pour une première validation de ces commandes, la simulation a su montrer qu'elle constitue un outil privilégié par sa souplesse et son économie.

## Bibliographie

---

- [1] : H. BÜHLER  
"Conception de systèmes automatique"  
Presses Polytechniques Romandes : 1988.
- [2] : H. BÜHLER  
"Réglages échantillonnés -volume 1"  
Presses Polytechniques Romandes : 1986.
- [3] : H. BÜLER:  
"Electronique de réglage et de commande"  
Presses Polytechniques Romandes: 1979.
- [4] : J. CHATELAIN  
"Machines électriques -tomme 1"  
Presses Polytechniques Romandes : 1983.
- [5] : C. FOULARD  
"Commandé et régulation par calculateur numerique"  
Dunod : 1982.
- [6] : M. S. GARIDO  
"Identification et commande des M. A. C"  
Polycope de cours U. C. L. (BELGIQUE): 1990.
- [7] : P. C. KRAUSE  
"Analysis of electric machinery"  
International Editions: 1987.
- [8] : F. LBRIQUE ET G. SEGUIER  
"Les convertisseurs de l'électronique de puissance-tome 4"  
Dunod.

[9] : LAOUAD-ZIDANE

"Etude par simulation numerique d'un moteur asynchrone alimenté à fréquence variable"

Ecole Nationale Polytechnique ALGER:1989.

[10] : H. CUNHA ET L. ROSSI

"Asynchronous motor transfer function"

IMACS-TC1'90 NANCY:Septembre 1990

[11] : L. MARET

"Régulation automatique"

Presses polytechniques romandes" 1987

[12] : M. PIETRZAK DAVID ET B. DE FORNEL

"Comparative study of continuous and sampled control performances in asynchronous drives"

IMACS-TC1'90 NANCY:Septembre 1990.

[13] : H. KOBAYASHI, H. HASIMOTO, M. KOIZUMI, S. KONDO ET F. HARASHIMA

"A new controller for induction motors using flux observer"

IEEE PESC'88 RECORD:April 1988.

[14] : Assam et Moulai

"Etude par simulation numérique du moteur asynchrone en régime variable, démarrage et défaut de tension d'alimentation"

Ecole Nationale Polytechnique ALGER:1985.

[15] : Y. HO, Y. EDWARD ET C. PARESH

"Digital simulation of P.W.M induction motor"

IEEE TRANS, ON IE Volume IE 33 N°1, February 1986.