الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم و البحث العلمي
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : Genie-electrique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Simulation de la commande numerique et analogique d'un moteur à courant continu

Proposé Par :	Etudié par :	Dirigé par :
Mr BOUCHERIT	Melle FETOUS F.	Mr BOUCHERIT
Mr CHEKIREB	Melle SAHRAOUI H.	Mr CHEKIREB

PROMOTION :

E.N.P. 10, Avenue Hacen Badi – EL-HARRACH – ALGER

بسم الله الرحمان الرحيم

رب إشرح لي صدري ويسرلي أمري

واحلل عقدة من لساني يفقهوا قولي

صدق الله العظيم

REMERCIEMENTS

Nous adressons nos vifs remerciements à Monsieur BOUCHRIT pour son dévouement et pour l'aide précieuse qu'il nous a apportée.

Nous remercions également Monsieur CHEKIREB pour son aide, ainsi que tous ceux qui nous ont aidé à élaborer ce travail.

DEDICACES

A mes parents;

A mes grand parents;

A mes frères et soeurs;

A toute ma famille;

A tous mes amis;

Je dédie ce modeste travail.

Melle. FETOUS Fatiha

Je dédie ce modeste travail à ma famille et à tous mes amis.

Melle. SAHRAOUI Houria

- LISTE DES PRINCIPAUX SYMBOLES -

Ra : Résistance de l'induit du moteur

La : Inductance de " " "

Unom Tension nominale du moteur

Inom : Courant " "

PNOM : Puissance " "

CNOM : Couple " "

ia : Valeur réduite du courant

n : " " de vitesse

cm : " " du couple moteur

K : constante de f.c.e.m du moteur

J : Moment d'innertie des parties tournantes

j : Valeur réduite du moment d'innertie

Kf : Coefficient de frottement

kf : Valeur réduite du coefficient de frottement

Ri : Résistance interne du hacheur

Li : Inductance interne du hacheur

Tcm : Constante de temps du hacheur

Kcm : Gain du hacheur

Tt : Constante de temps résultante de la boucle de courant

Ri : Résistance totale

Tm : Constante de temps mécanique

Rs : Résistance de la self de lissage

Ls : Inductance " " "

nc : Consigne de vitesse

nc^* : Consigne de vitesse échantillonnée

ic : " de courant

ic^* : " " " échantillonnée

T : Période d'échantillonnage

ε : Retard

ε_r : " pur

Ucm : Tension de sortie du régulateur de courant

U'cm : " à la sortie de l'impulsateur

Ucm : " " du bloqueur

Te : Constante de temps équivalente du circuit de courant en boucle fermée

Km : Gain de la boucle de vitesse

Kc : Coefficient du régulateur de courant

Kn : " " " de vitesse

KPI : Coefficient de proportionnalité du régulateur de courant

KPN : " " " de vitesse

KII : " d'intégration du régulateur de courant

KIN : " " " de vitesse

Tin : Coefficient d'intégration de la vitesse

Tii : " " du courant

Go(s) : Fonction de transfert en boucle ouverte du circuit de courant

Grt(s) : " " du régulateur de courant

Gi(s) : " " du circuit de courant

$Gi(Z,\varepsilon)$: " " échantillonnée du circuit de courant

Dc(Z) : " " du régulateur discret de courant

Dn(Z) : " " " " de vitesse

Gif(s) : " " en boucle fermée du circuit de courant

Gon(s) : " " " ouverte " de vitesse

$Gif(Z,\varepsilon)$: " " échantillonné du circuit de réglage de courant en boucle fermée

Gse(s) : Fonction de transfert du système équivalent

Geb(s) : " " " " associé au bloqueur

$Geb(Z,\varepsilon)$: " " échantillonnée du système équivalent associé au bloqueur

$Gn(Z,\varepsilon)$: Fonction de transfert échantillonnée du circuit de vitesse

Gno(Z,0) : " " " " de réglage de vitesse en boucle ouverte

$Gnf(Z,\varepsilon)$: Fonction de transfert échantillonnée du circuit de réglage de vitesse en boucle fermée .

TABLE DES MATIERES

- I NTRODUCTION -

Le problème des variateurs de vitesse est trés important dans les processus industriels.

Plusieures solutions ont été adoptées. Actuellement on opte pour la commande numérique, qui présente plusieurs avantages tel que la facilité de maintenance, l'absence de dérive, la souplesse d'utilisation, la facilité d'extension des installations existantes, la possibilité de réaliser certaines fonctions impossibles en analogique.

Les systèmes de régulation numérique peuvent êtres réalisés, pour les entrainements à vitesse variable, sur microprocesseur.

Cette réalisation n'est devenue économiquement et techniquement possible que grâce aux progrés réalisés par la microinformatique; auparavant, les calculateurs n'étaient pas assez rapides pour effectuer les tâches de régulation en temps réel.

Dans notre étude, on fera d'abord l'analyse et la synthèse de la commande analogique puis numérique d'un moteur à courant continu suivie de l'influence du temps de calcul sur les performances du systèmes; on fera ensuite une comparaison des deux types de commande.

Au premier chapitre, on fera une étude brève sur le réglage analogique.

Au deuxième chapitre, on étudiera la structure de réglage digitale en supposant d'abord, que le temps de calcul du calculateur est négligeable; on fera ensuite au troisième chapitre la même étude en tenant compte du temps de calcul.

Cette étude se terminera par un quatrième chapitre qui sera consacré à la simulation; en premier lieu on fera la simulation du hacheur ensuite la simulation globale des deux types de réglage.

CHAPITRE I

I - 1 Modélisation et identification

I - 1.1 Déscription

I - 1.2 Mise en équation

I - 1.3 Schéma fonctionnel

I - 2 Structure du réglage

I - 3 Réglage de courant

I - 4 Réglage de vitesse.

Ce chapitre est consacré à l'étude du réglage analogique d'un moteur à courant continu, ă exitation séparée, alimenté par hacheur à thyristors.

Cette étude n'est faite que dans le but de faire une comparaison avec le réglage digital.

I -1: Modélisation et identification :

I -1.1: Déscription

Le système à régler est constitué d'un moteur à courant continu à éxitation séparée et à flux constant, alimenté par un hacheur à thyristors.

A cette association, on insère une inductance de valeur élevée pour réduire les ondulations du courant provoquées par le hacheur.

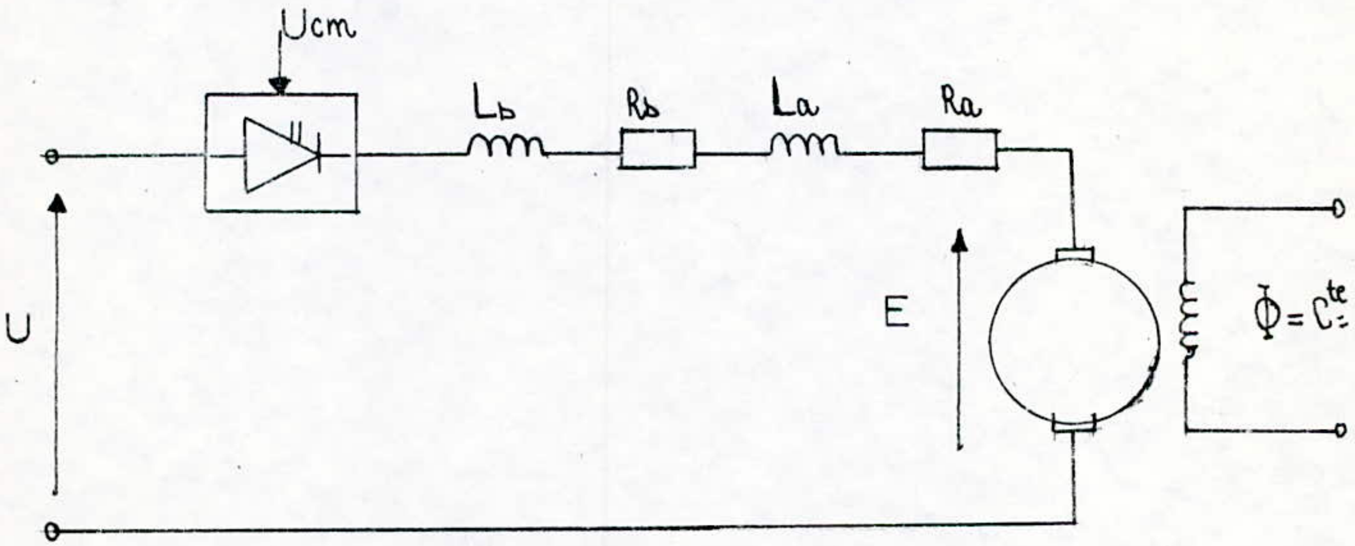


fig I-1: Schéma du montage

I -1- 2 : Mise en équation :

Le moteur est régi par les équations suivantes :

- Equation électrique

$$U = E + (Ra + Rs + Ri).\ Ia + (Ls + Li + La)\ .\ \frac{dIa}{dt}$$

Avec : $Ri = Li = 0$ (voir paragraphe suivant)

- Equation mécanique

$$Cm - Cr = J\ .\ \frac{dN}{dt} + Kf\ .\ N$$

- Equation de conversion

$$E = K\ .\ N\ .\ \emptyset\ .$$

$$Cm = K\ .\ Ia$$

Il est avantageux de travailler avec les grandeurs relatives aux valeurs nominales, ceci facilite l'analyse du circuit de réglage et permet de comparer le comportement des moteurs ayant des puissances différentes.

On obtient donc les équations suivantes :

- Equation électrique :

$$u = Rt\ .\ ia + Tt\ .\ Rt\ .\ \frac{dia}{dt} + e$$

Avec : $Rt = (Ra + Rs)\ .\ \frac{Inom}{Unom}$ et $Tt = \frac{Ls + La}{(Rs + Ra)}$

- Equation mécanique :

$$cm - cr = j\ .\ \frac{dn}{dt} + kf\ .\ n$$

Avec : $j = J\ .\ \frac{Nnom}{Cnom}$ et $kf = Kf\ .\ \frac{Nnom}{Cnom}$

- Equation de conversion :

$e = \varphi\ .\ n$ le flux étant constant $\varphi = 1$ donc $e = n$

$cm = ia$

Ces valeurs relatives sont :

ia : courant réduit $ia = \frac{Ia}{Inom}$

u : tension réduite $u = \frac{U}{Unom}$

cm : couple réduit $cm = \frac{Cm}{Cnom}$

- Caractéristiques du système :

Le moteur porte sur sa plaque signalétique, les indications suivantes :

Vitesse nominale : Nnom = 1500 tra/mn

Inducteur : tension Unom = 110 V , courant Jnom = 1. 2A

Induit : tension Unom = 110 V , courant Inom = 32 A

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

- Résistance de l'induit : Ra = 0 . 4 Ω
- Inductance de l'induit : La = 16 mH
- Constante de la f.c.e.m du moteur à exitation constante : K = 0.06 V.s/rd
- Moment d'inertie des parties tournantes : J = 0.06 Kg . m ^{2}
- Coefficient de frottement : Kf = 0.00975 m.N/rds

L'identification de ces paramètres nous donne;

- Constante de temps électrique : Tt = 72.5 ms
- Constante de temps mécanique : Tm = 6150 ms

Le hacheur utilisé, présente les caractéristiques suivantes :

- Résistance : Ri = 0 Ω
- Inductance : Li = 0 mH

L'identification nous donne :

- Constante de temps : Tcm = 2.5 ms
- Gain : Kcm = 1.2

La self de lissage utilisée : $Ra = 1.2\ \Omega$, $La = 100\ mH$

I-1-3 : Schéma fonctionnel :

Les équations différentielles établies précédemment permettent de calculer les fonctions de transfert en utilisant la transformée de laplace.

$$ia(s) = \frac{u(s) - n(s)}{Rt.(1+s.Tt)} \quad \text{d'où} \quad ia = \frac{u(s)}{Rt.(1+s.Tt)} - \frac{n(s)}{Rt.(1+s.Tt)}$$

$$n(s) = \frac{ia(s) - cr(s)}{kf.(\frac{j.s}{kf} + 1)} \quad \text{d'où} \quad n(s) = \frac{ia(s)}{kf.(1+s.Tm)} - \frac{cr(s)}{kf.(1+s.Tm)}$$

On peut en déduire le schéma fonctionnel suivant :

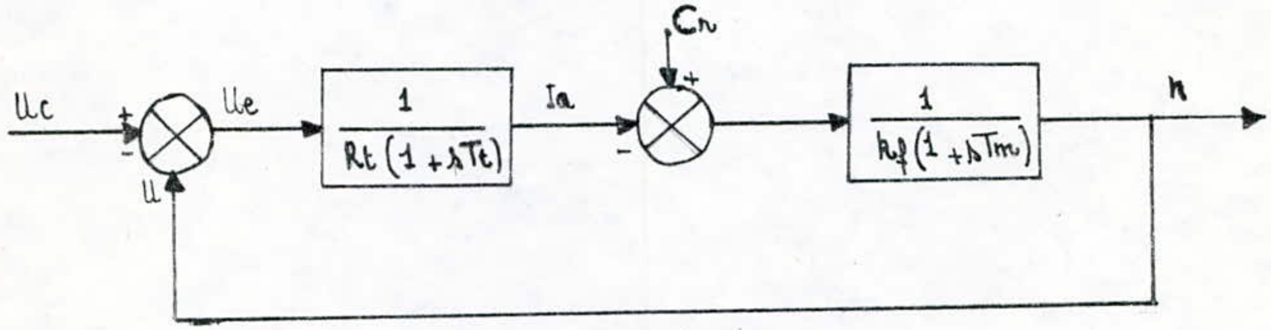


fig I.1.3 Schéma fonctionnel

I - 2 : Structure de réglage :

Le réglage analogique du système se fait en cascade suivant le schéma bloc ci-dessous .

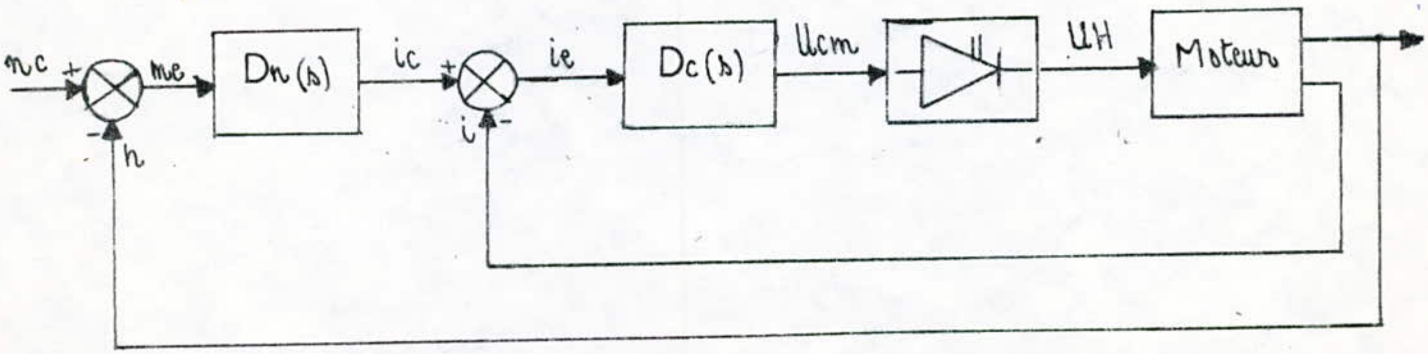


fig I.2 : Schéma bloc de la régulation du système

Le courant qui constitue la boucle intérmédiaire, doit être limité et la vitesse qui constitue la boucle principale, doit être asservie .

I - 3 : Réglage du courant :

La fonction de transfert en boucle ouverte du circuit de courant est :

$$Goi(s) = \frac{Gri(s).Gom(s)}{Rt.(1+s.Tt)}$$

Gri(s) : fonction de transfert du régulateur de courant

Gom(s) : fonction de transfert du hacheur

$$Goi(s) = Gri(s). \frac{B}{(1+s.Tcm).(1+s.Tt)} \qquad \text{avec} \quad : \quad B = \frac{Kcm}{Rt}$$

Pour compenser la constante de temps dominante du système (Tt), on fait appel à un régulateur de type PI dont la fonction de transfert est de la forme :

$$Gri(s) = \frac{1+s.Tni}{s.Tii}$$

La constante de temps d'intégration Tii doit être choisie selon le critère de l'amortissement optimal, qui est donné par la relation suivante :

$Tii = 2.B.Tcm$

Le calcul donne les résultats suivants :

$Tii = 12.9$ ms , $Tni = 72.5$ ms

I - 4 : Réglage de vitesse :

Le circuit intermédiaire fermé intervient dans la boucle principale avec la fonction de transfert suivante :

$$Gif(s) = \frac{1}{1+2.Tcm.s.(1+s.Tcm)}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du circuit principal s'écrit :

$$Gon(s) = \frac{1}{R_f.(1+s.Tcm)} \cdot \frac{1}{2.Tcm.s.(1+s.Tcm)+1}$$

Afin de simplifier les calculs, on néglige le terme 2. Tcm^2 ; et pour compenser la constante de temps principale Tm, on utilise un régulateur de type PI dont la fonction de transfert est :

$$Grn(s) = \frac{1+s.Tnm}{s.Tin}$$

La constante d'intégration est déterminée par le critère de l'amortissement optimal ; on obtient :

Tin = 2.Kn.2.Tcm

Le calcul donne les résultats suivants :

Tin = 125 ms , Tnn = 6150 ms

Les régulateurs utilisés sont composés de deux coefficients :

- Coefficient proportionnel : $KP = \frac{Tn}{Ti}$
- Coefficient intégral : $KI = \frac{1}{Ti}$

On obtient alors :

- Boucle de courant : KPI = 5.6 ; KII = 0.0137 (ms^{-1})
- Boucle de vitesse : KPN = 49.2 ; KIN = 0.004 (ms^{-1})

CHAPITRE II

Le réglage digital nécessite l'utilisation des méthodes d'analyse et de synthèse particulières, qui tiennent compte du fonctionnement discontinu de ce réglage.

Ces méthodes sont :

- Traitement par la transformée en Z
- Traitement dans l'espace d'état

Dans notre étude, on se limitera à la première méthode.

Pour les moteurs à courant continu, on utilise, en général, un réglage en cascade. La boucle de courant et la boucle de vitesse travaillent avec la même période d'échantillonnage.

II - 1 : Déscription globale du système

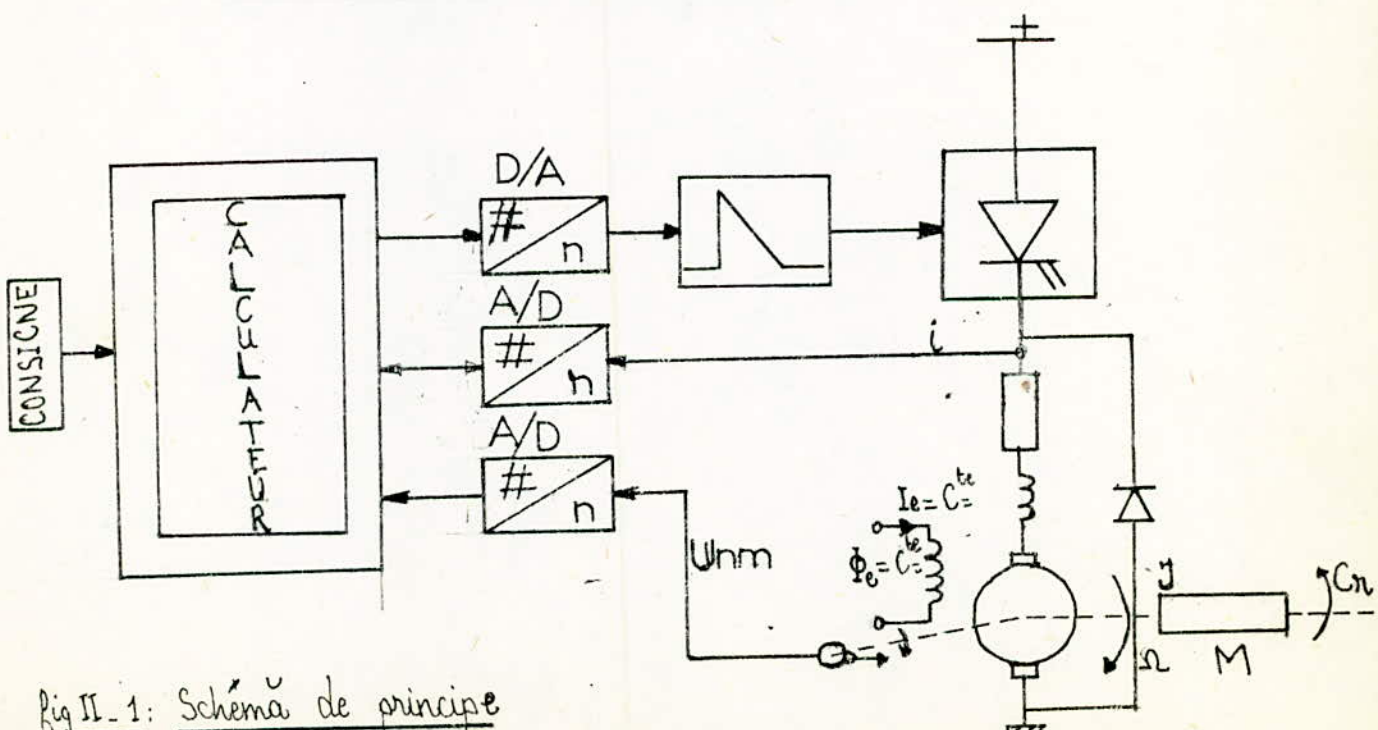


fig II_1: Schéma de principe

II-2 : Schémà bloc de la structure de réglage

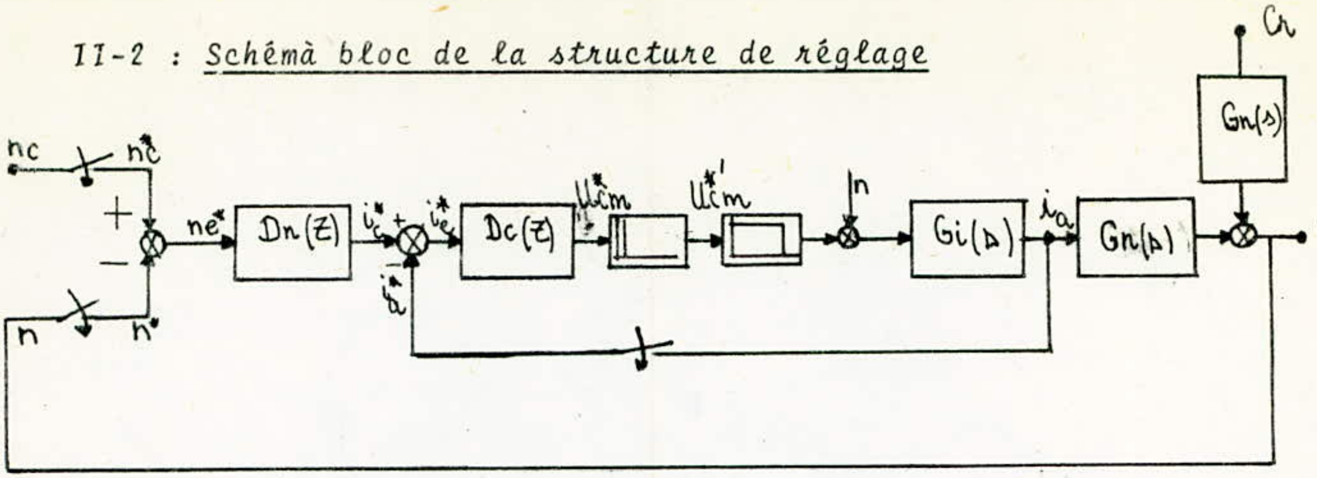


fig II_2.a

Ce schémà se transforme en un schémà plus réduit, dans lequel on met en évidence le caractère échantillonné des différents signaux.

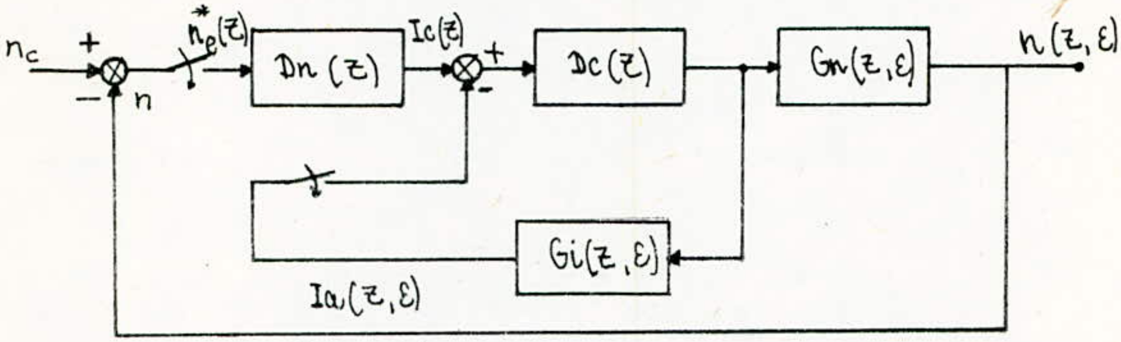


fig II_2.b

II-3 : Réglage digital du courant

Les deux boucles sont étudiées séparémment ; on commence par l'étude de la boucle de courant.

II-3.1 : Schémà bloc du circuit de courant

La variation de la vitesse n'ést pas importante lorsque le courant varie ; on ne tient donc pas compte de la perturbation.

D'où le schémà bloc du circuit de courant:

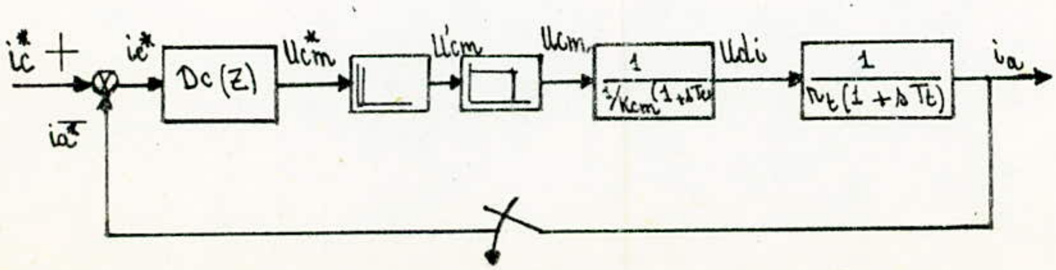


fig II_3_1

II-3.2 : <u>Fonction de transfert du circuit de réglage</u>

$$Gi(s) = \frac{Kcm}{(1+s.Tcm)} \cdot \frac{1}{Rt.\ (1+s.Tt)} \cdot \frac{1-\bar{e}^{s.T}}{s}$$

En passant aux transformées en Z ; on obtient :

$$Gi\ (Z,\varepsilon) = B. \left[\frac{Z}{Z-1} + \frac{Tt.Z}{(Tcm-Tt).(Z-\bar{e}^{T/Tt})} \cdot \bar{e}^{-\varepsilon.T/Tt} - \frac{Tcm.Z.\bar{e}^{\varepsilon.T/Tcm}}{(Tcm-Tt).(Z-\bar{e}^{T/Tcm})} \right] .$$

$$\left(\frac{Z-1}{Z}\right)$$

Avec : $Zt = \bar{e}^{T/Tt}$; $Z_{cm} = \bar{e}^{T/Tcm}$; $B = K_{cm}/R_t$; $D = B/\ (Tcm-Tt)$

$Gi\ (Z,\varepsilon)$ s'écrit sous la forme :

$$Gi\ (Z,\varepsilon) = \frac{D2(\varepsilon).Z^2+D1(\varepsilon).Z+D0(\varepsilon)}{(Z-Zcm).(Z-Zt)}$$

Avec : $D_2\ (\varepsilon) = D. \left[Tcm.(1-Zcm^{\varepsilon})-Tt.(1-Zt^{\varepsilon}) \right]$

$$D1\ (\varepsilon) = D. \left[Tt.(Zcm+Zt)-Tcm.(Zcm+Zt)+Tcm.Zcm^{\varepsilon}.Zt-Tt.Zt^{\varepsilon}.Zcm + Tcm.Zcm^{\varepsilon}-Tt.Zt^{\varepsilon} \right]$$

$$D_0(\varepsilon) = D. \left[(Zt.Zcm.Tcm-Tt.Zt.Zcm+Tt.Zcm.Zt^{\varepsilon}-Tcm.Zt.Zcm^{\varepsilon}) \right]$$

La fonction de transfert du circuit de réglage de courant en boucle fermée est donnée par :

$$Gif\ (Z,\varepsilon) = \frac{Gi\ (Z,\varepsilon).Dc\ (Z)}{1+Gi\ (Z,0).Dc(Z)}$$

L'équation caractèristique $1+Gi(Z,0).Dc(Z)=0$ nous renseigne sur la stabilité du système en boucle fermée.

II-3.3 : Choix de la période d'échantillonnage.

Le Choix de la période d'échantillonnage est basée sur le théorème de Schanon :

"La pulsation d'échantillonnage $W = 2\pi/T$ est au moins deux fois plus grande que la plus grande des pulsations contenues dans le signal que l'on échantillonne."

$$W \geqslant 2\ W_{max} \text{ d'où } \quad T \leqslant T_{min}/2$$
$$T \leqslant 72.5/2$$

On choisit : $T = 30ms$

II-4 : Choix et dimensionnement du régulateur de courant

Le choix et le dimensionnement des régulateurs standards se base sur
- La compensation des pôles du système à régler par les zéros du régulateur
- L'annulation de l'écart de réglage en régime établi

Le régulateur doit posséder un comportement intégral si le système n'en possède pas. Ce qui est le cas de notre système à régler.
D'où le choix du régulateur PI.

Sa fonction de transfert s'écrit sous la forme :

$$Dc(Z) = Kc.\frac{Z-Zt}{Z-1} \quad ; \quad Zt : \text{Pôle dominant à compenser}$$

On obtient alors :

$$Gio(Z,o) = Kc.\frac{Z-Zt}{Z-1}.\frac{Qi(Z,\mathcal{E})}{(Z-Zt).(Z-Zcm)}$$

Avec : $Qi(Z,\mathcal{E}) = D_2(\mathcal{E}).Z^2 + D_1(\mathcal{E}).Z + D_0(\mathcal{E})$

$Gio(Z,o)$ peut s'écrire alors sous la forme :

$$Gio(Z,o) = Kc.Fi\ (Z,o)$$

Dimensionner le régulateur de courant revient à déterminer le coefficient Kc ; et ceci se fera par la méthode de la marge de phase.

Un programme établi, nous permet de déterminer la valeur de Kc à partir du tracé de la réponse harmonique $Fi(j\Omega)$(fig1).

ceci nous donne :

$$Kc = 1.056$$

Les coefficients du régulateur sont déterminés à partir des relations suivantes :

$$KP = Kc.Zt \quad ; \quad KI = Kc.(1-Zt)$$

D'où : $KP = 0.69$ $\qquad$ $KI = 0.36$

II-5 : Réponses indicielles

Pour analyser la qualité de réglage du courant, on calcule les différentes réponses indicielles du système bouclé.

II-5.1 : Réponse indicielle du courant

A partir de la structure présentée à la fig (II-3.1), on établit la fonction de transfert en boucle fermée du circuit de régloge du courant.

$$Gif\ (Z,\varepsilon) = \frac{Gio\ (Z,\varepsilon)}{1 + Gio\ (Z,o)}$$

$$Gif\ (Z,\varepsilon) = \frac{Kc.D2(\varepsilon).Z^3+Kc.D1(\varepsilon).Z^2+Kc.Do(\varepsilon).Z}{Z.(Z-1).(Z-Zcm)+Kc.D_2(1).Z^2+Kc.D_1(1).Z+Kc.Do(1)}$$

La réponse à un échelon unitaire donne :

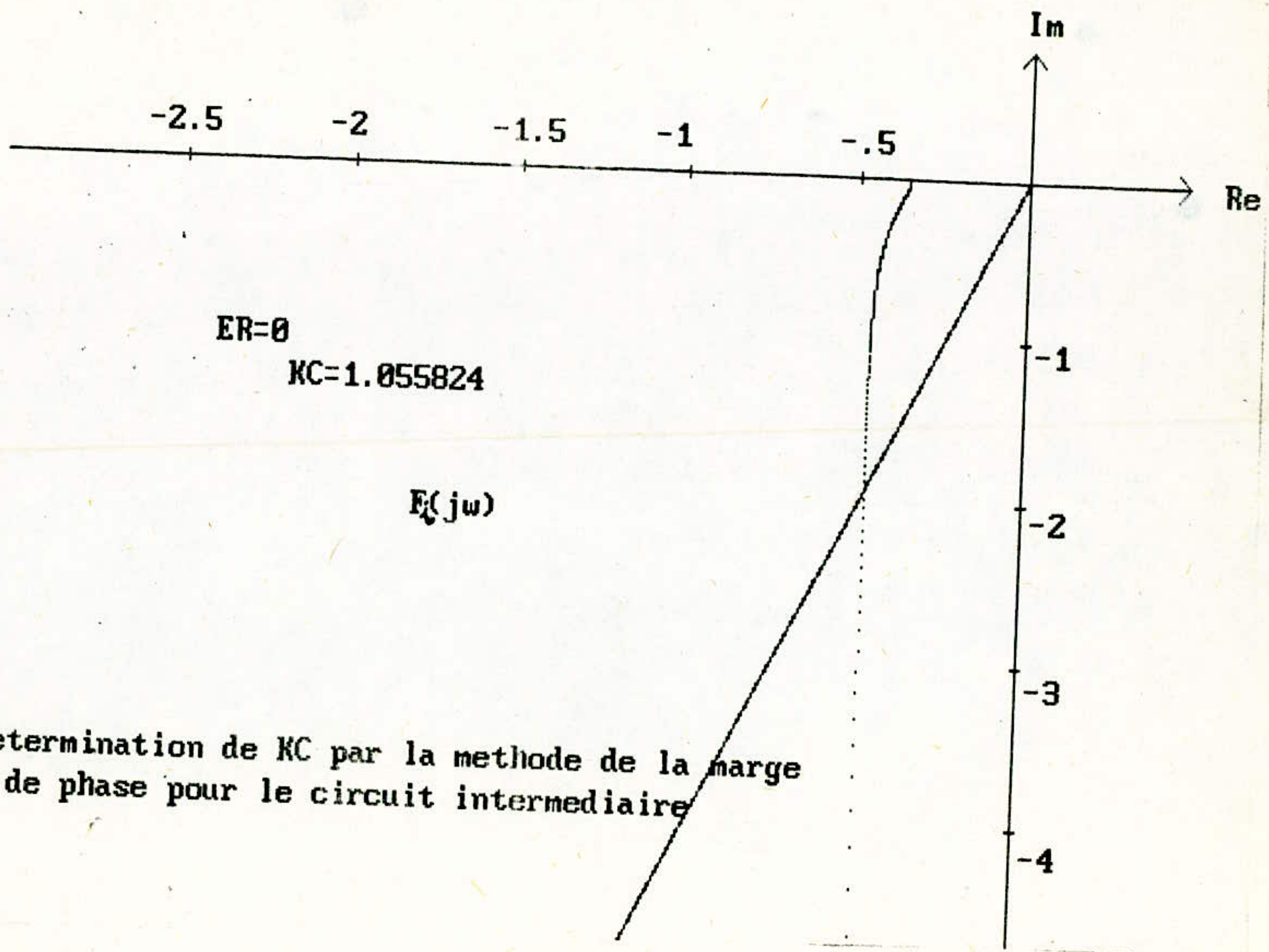


Fig1:Determination de KC par la methode de la marge de phase pour le circuit intermediaire

$$I(Z,\mathcal{E}) = \frac{Z}{Z-1} \cdot Gif\ (Z,\mathcal{E})$$

Cette relation peut s'écrire sous la forme :

$$I(Z,\mathcal{E}) = \frac{b_4 . Z^4 + b_3 . Z^3 + b_2 . Z^2 + b_1 . Z + bo}{Z^4 + a_3 . Z^3 + a_2 . Z^2 + a_1 . Z + a_0}$$

Avec : $b4 = Kc . D_{2(\mathcal{E})}$

$b3 = Kc . D_1(\mathcal{E})$

$b2 = Kc . Do(\mathcal{E})$

$b_1 = b_0 = 0$

$a_3 = Kc . D_2\ (1) - Zcm - 2$

$a_2 = Kc . D1\ (1) + 2 . Zcm + 1 - Kc . D_2(1)$

$a_1 = Kc \left[Do\ (1) - D_1(1)\right] - Zcm$

$a_0 = -Kc . Do(1)$

A partir de la forme de $I(Z,\mathcal{E})$, on établit la formule de récurrence suivante :

$$I(k,\mathcal{E}) = b_{n-k}(\mathcal{E}) - a_{n-1}\ I(k-1,\mathcal{E}) - a_{n-2} . I(k-2,\mathcal{E}) - \ldots\ldots\ldots - a_0 . I(k-n,\mathcal{E})$$

Pour $n = 4$ la formule devient :

$$I(k,\mathcal{E}) = b_{4-k}\ (\mathcal{E}) - a_3 . I(k-1,\mathcal{E}) - a_2 . I(k-2,\mathcal{E}) - a_1 . I(k-3,\mathcal{E}) - a_0 . I(k-4,\mathcal{E})$$

D'où les résultats numériques de la réponse indicielle

$$I(o,\mathcal{E}) = b_4$$
$$I(1,\mathcal{E}) = b_3 - a_3 .\ I(o,\mathcal{E})$$
$$I(2,\mathcal{E}) = b2 - a_3 .\ I(1,\mathcal{E}) - a_2 . I(o,\mathcal{E})$$
$$I(3,\mathcal{E}) = b_1 - a_3 .\ I(2,\mathcal{E}) - a_2 . I(1,\mathcal{E}) - a_1 . I(o,\mathcal{E})$$
$$I(4,\mathcal{E}) = b_0 - a_3 .\ I(3,\mathcal{E}) - a_2 . I(2,\mathcal{E}) - a_1 . I(1,\mathcal{E}) - a_0 . I(o,\mathcal{E})$$

Pour $k > 4$

$$I(k,\mathcal{E}) = -a_3 . I(k-1,\mathcal{E}) - a_2 . I(k-2,\mathcal{E}) - a_1 . I(k-3,\mathcal{E}) - a_0 . I(k-4,\mathcal{E})$$

Le tracé de la courbe est donné à la fig 2.

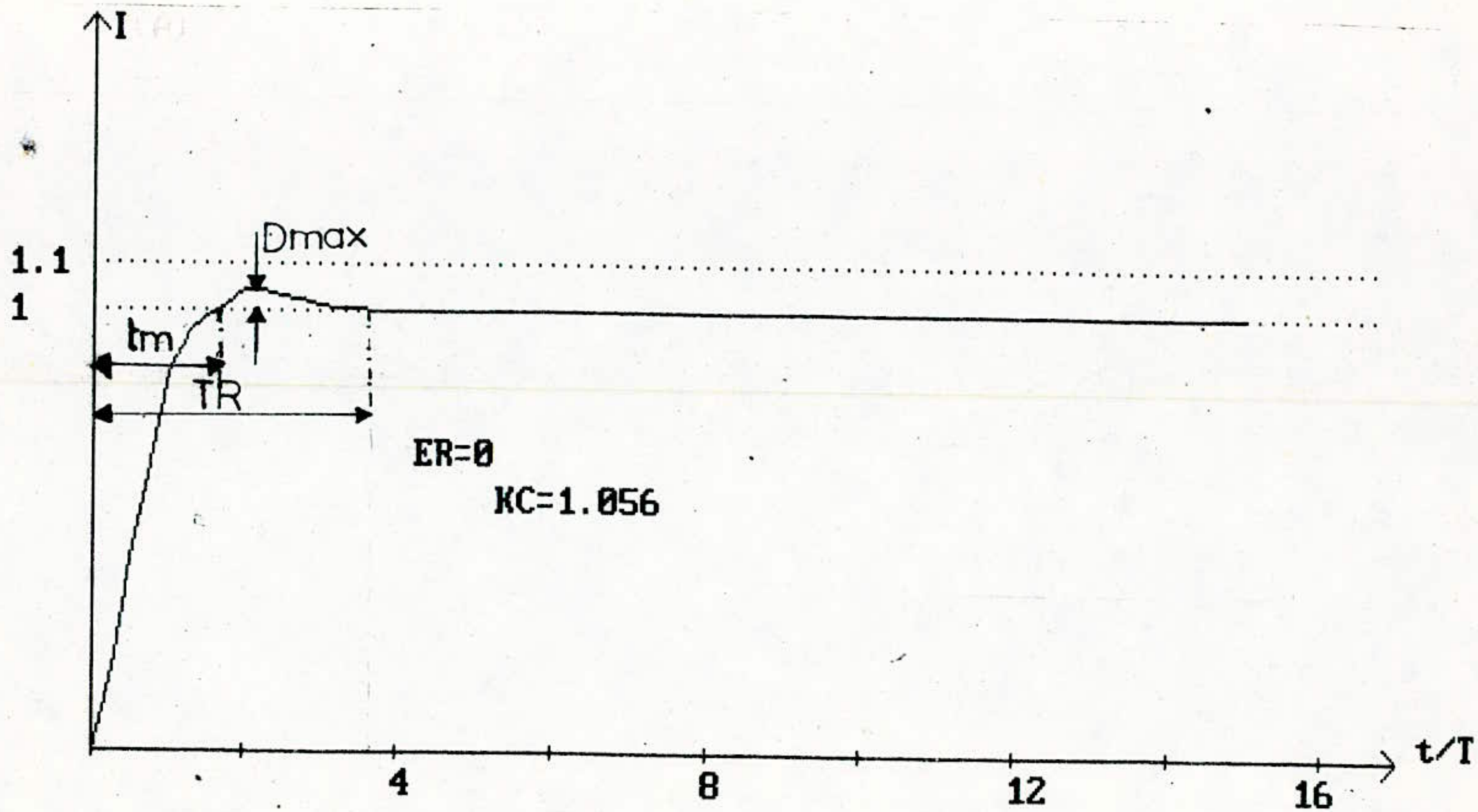


Fig2: Réponse indicielle de la grandeur a regler..........(courant)

II-5.2 : Réponse indicielle de la grandeur de commande Ucm

A partir de la structuresprésentée à la fig (3.1), on détermine la fonction de transfert de $Ucm(Z)$ par rapport à la grandeur de consigne $Ic(Z)$.

$$G_{Ucm}(Z) = \frac{Dc\ (Z)}{1 + Gio\ (Z,0)}$$

$$G_{Ucm}(Z) = \frac{Kc.Z^3 - Kc.(Zcm+Zt).Z^2 + Kc.Zt.Zcm.Z}{Z^3 + Z^2.Kc.D_2(1) - (Zcm+1) + Z.\left[Kc.D_1(1) + Zcm + Kc.D_0(1)\right]}$$

La réponse à un échelon unitaire donne :

$$Ucm(Z) = \frac{Z}{Z-1} \cdot G_{Ucm}\ (Z)$$

qui peut s'écrire sous la forme :

$$Ucm(Z) = \frac{b'_4.Z^4 + b'_3.Z^3 + b'_2.Z^2 + b'_1\ .Z + b'_0}{Z^4 + a_3.Z^3 + a_2.Z^2 + a_1.Z + a_0}$$

Avec :

$$b'_4 = Kc$$

$$b'_3 = -Kc.(Zcm+Zt)$$

$$b'_2 = Kc.Zt.Zcm$$

$$b'_1 = b'_0 = 0$$

Le traitement numérique nous permet de calculer la réponse indicielle de la grandeur de commande. La courbe est présentée à la fig 3.

II-5.3 : Réponse indicielle de la grandeur de sortie du convertisseur Udi.

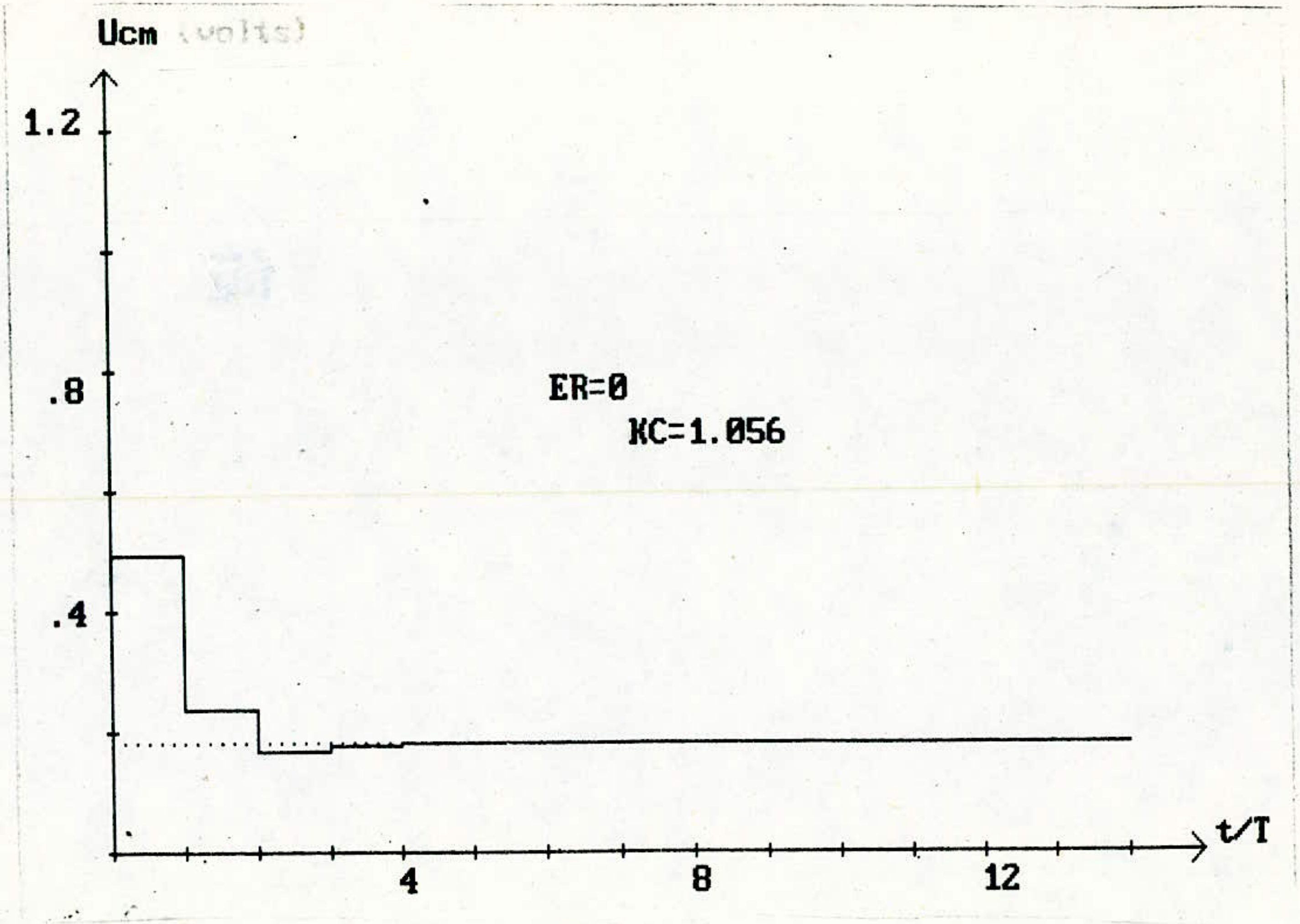


Fig3: Reponse indicielle de la grandeur de commande Ucm

A partir de la structure, on détermine la fonction de transfert liant la sortie du convertisseur Udi et l'entrée du bloqueur Ucm qui est donnée par l'expression suivante :

$$Gbi(s)=\frac{Kcm.(1-e^{-s.T})}{s.(1+s.Tcm)}$$

Sa transformée en Z s'écrit sous la forme :

$$Gbi(Z,\mathcal{E})=\frac{D_1(\mathcal{E}).Z+D_2(\mathcal{E})}{Z-Zcm}$$

Avec : $D_1(\mathcal{E})=Kcm.(1-Zcm^{\mathcal{E}})$

$D_2(\mathcal{E})=Kcm.(Zcm^{\mathcal{E}}-Zcm)$

La fonction de transfert entre la consigne de courant Ic et la sortie du convertisseur Udi se met sous la forme :

$$Gdi(Z,\mathcal{E})=Gbi(Z,\mathcal{E}).G_{Ucm}(Z)$$

Sa réponse à un échelon unitaire est donnée par :

$$Udi(Z,\mathcal{E})=\frac{Z}{Z-1}.Gdi(Z,\mathcal{E})$$

Qui peut s'écrire sous la forme :

$$Udi(Z,\mathcal{E})=\frac{B_5.Z^5+B_4.Z^4+B_3.Z^3+B_2.Z^2}{Z^5+A_4.Z^4+A_3.Z^3+A_2.Z^2+A_1.Z+A_0}$$

Avec : $B_5=b_3.D_1(\mathcal{E})$ $A_4=a_2-Zcm-1$

$B_4=b_3.D_2(\mathcal{E})+b_2.D_1(\mathcal{E})$ $A_3=a_1-a_2.Zcm-a_2+Zcm$

$B_3=b_2.D_2(\mathcal{E})+b_1.D_1(\mathcal{E})$ $A_2=a_0-a_1.Zcm-a_1+a_2.Zcm$

$B_2 = b1.\ D_2\ (E)$ $\qquad$ $A1 = a_1.Zcm - a_0.Zcm - a_0$

$B1 = B_0 = 0$ $\qquad$ $Ao = a_0.Zcm$

Le traitement numérique nous permet de tracer la réponse indicielle de Udi ; ce tracé est présenté à la fig 4.

II-6 : Réglage digital de la vitesse

On simplifie l'étude du circuit de réglage de la vitesse en remplaçant le circuit de réglage du courant en boucle fermée par une fonction de transfert du premier ordre.

D'où le schémà du circuit de réglage de vitesse :

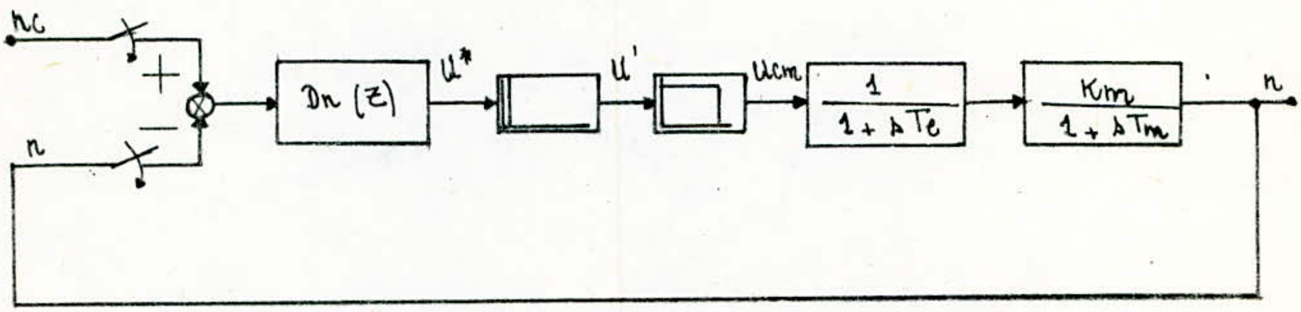


fig II-6

II-6.1: Fonction de transfert échantillonnée du système équivalent

$$G_{se}(s) = \frac{1}{1+s.Te}$$

T_e est déterminé en imposant l'égalité des surfaces de réglage pour le circuit de courant en boucle fermée et le système équivalent.

d'où :

$$Te = T.\frac{Rt}{Kcm.Kc.(1-e^{-T/Tt})}$$

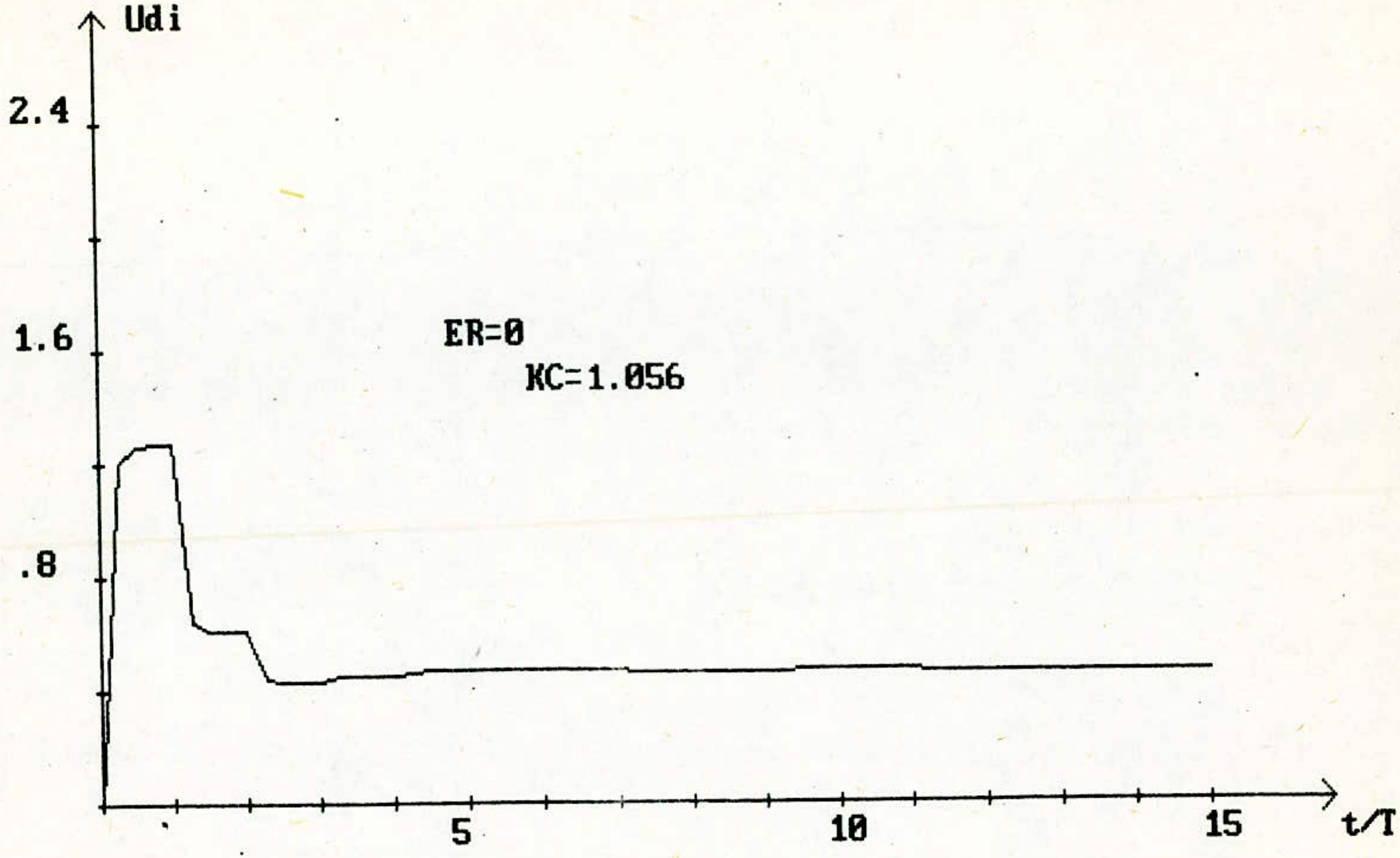


Fig4 :Réponse indicielle de la grandeur de sortie Udi

25

On tire ainsi : $T_e = 32.48 (ms)$

La fonction de transfert du système équivalent associé au bloqueur s'écrit sous la forme :

$$Geb(s) = \frac{1-e^{-s.T}}{S.(1+s.Te)}$$

En passant à la transformée en Z ; on obtient :

$$Geb(Z,\mathcal{E}) = \frac{c_1(\mathcal{E}).Z + C_0(\mathcal{E})}{Z - Z_e}$$

Avec : $C_1(\mathcal{E}) = 1 - Z_e^{\mathcal{E}}$

$C_0(\mathcal{E}) = Z_e^{\mathcal{E}} - Z_e$

$Z_e = e^{-T/Te}$

II-6.2 : Fonction de transfert échantillonnée du circuit de réglage de vitesse.

Par analogie avec la boucle de courant, la fonction de transfert échantillonnée du circuit de réglage de vitesse se met sous la forme :

$$G_n(Z\mathcal{E}) = \frac{D'_2(\mathcal{E}).Z^2 + D'_1(\mathcal{E}).Z + D'_0(\mathcal{E})}{(Z-Z_e).(Z-Z_{tm})}$$

Avec : $D'2\ (\mathcal{E}) = D'.\left[Te.(1-Z_e^{\mathcal{E}}) - T_m.(1-Z_{tm}^{\mathcal{E}})\right]$

$D'_1\ (\mathcal{E}) = D'.\left[T_m.(Z_e+Z_{tm}) - T_e.(Z_e+Z_{tm}) + T_e.Z_e^{\mathcal{E}}.T_m - T_m.Z_{tm}^{\mathcal{E}}.Z_e + T_e.Z_e^{\mathcal{E}} - T_m.Z_{tm}^{\mathcal{E}}\right]$

$D'_0\ (\mathcal{E}) = D'.\left[Ztm.Z_e.T_e - Ztm.T_m.T_e + T_m.Z_e.Z_{tm}^{\mathcal{E}} - T_e.Z_{tm}.Z_e^{\mathcal{E}}\right]$

$D' = B'/(T_e - T_m)$

$B' = K_m$

II-7: Choix et dimensionnement du régulateur de vitesse

Le choix se fait de la même manière que pour le régulateur de courant ; sa fonction de transfert s'écrit sous la forme :

$$D_n(Z) = K_n \cdot \frac{Z - Z_{tm}}{Z-1}$$ Ztm : pôle dominant à compenser

La fonction de transfert en boucle ouverte du circuit de réglage de vitesse est donnée par :

$$G_{no}(Z,0) = \frac{Kn \cdot Qn(Z,0)}{(Z-1) \cdot (Z-Z_e)}$$

Avec ; $Qn(Z,0) = D'2(\mathcal{E}) \cdot Z^2 + D'1(\mathcal{E}) \cdot Z + D'o(\mathcal{E})$

Gno (Z,0) peut se mettre sous la forme :

$$G_{no}(Z,0) = K_n \cdot F_n(Z,0)$$

Le coefficient K_n du régulateur est aussi calculé par la méthode de la marge de phase.

Un programme établi, nous permet de déterminer la valeur de K_n à partir du tracé de la réponse harmonique $Fn(j\Omega)$ (fig 5).

Ceci nous donne :

$$Kn = 6$$

D'où l'on tire :

$$KP = 5.97 \qquad KI = 0.029$$

II-8 : Réponses indicielles

II-8.1 : Réponse indicielle de la vitesse

La fonction de transfert échantillonnée en boucle fermée du circuit de réglage de vitesse s'écrit sous la forme :

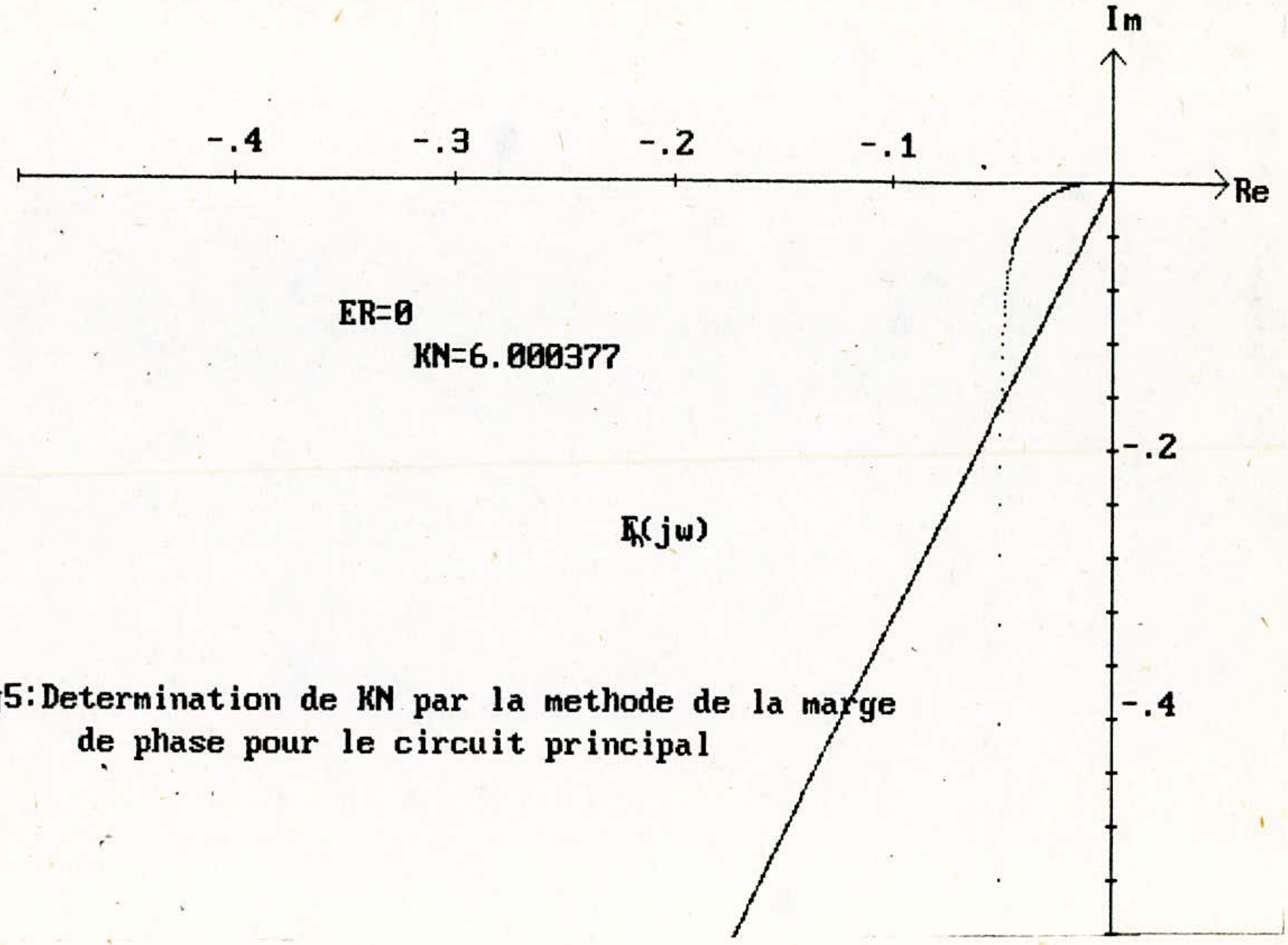


Fig5:Determination de KN par la methode de la marge de phase pour le circuit principal

$$G_{nf}(Z,\mathcal{E})=\frac{G_{no}(Z,\mathcal{E})}{1+G_{no}(Z,0)}$$

Sa réponse à un échelon unitaire nous donne :

$$N(Z,\mathcal{E})=\frac{Z}{Z-1}\cdot G_{nf}(Z,\mathcal{E})$$

Elle peut se mettre sous la forme :

$$N(Z,\mathcal{E})=\frac{d_4.Z^4+d_3.Z^3+d_2.Z^2+d_1.Z}{Z^4+a'_3.Z^3+a'_2.Z^2+a'_1.Z+a'_o}$$

Avec :

$d_4 = K_n.D'_2(\mathcal{E})$ $\qquad a'_3 = K_n.D'_2(1)-Z_e-2$

$d_3 = K_n.D'_1(\mathcal{E})$ $\qquad a'_2 = K_n.D'_1(1)-K_n.D'_2(1)+2.Z_e+1$

$d_2 = K_n.D'_o(\mathcal{E})$ $\qquad a'_1 = K_n.D'_o(1)-Kn.D'_1(1)-Z_e$

$d = d_o = 0$ $\qquad a'_o = -K_n.D'_o(1)$

Le traitement numérique nous permet de tracer la réponse indicielle ; la courbe est présentée à la fig 6.

II-8.2 : Réponse indicielle du courant avec introduction du circuit de vitesse.

A partir de la structure présentée à la fig (II.2.a), on détermine la fonction de transfert échantillonnée liant le courant $I_n(Z,\mathcal{E})$ et la consigne $N_c(Z)$.

$$G_{fi}(Z,\mathcal{E})=\frac{G_{eb}(Z,\mathcal{E}).D_n(Z)}{1+G_n(Z,0).Dn(Z)}$$

La réponse de courant à un échelon unitaire de vitesse nous donne :

$$I_n(Z,\mathcal{E})=\frac{Z}{Z-1}\cdot G_{fi}(Z,\mathcal{E})$$

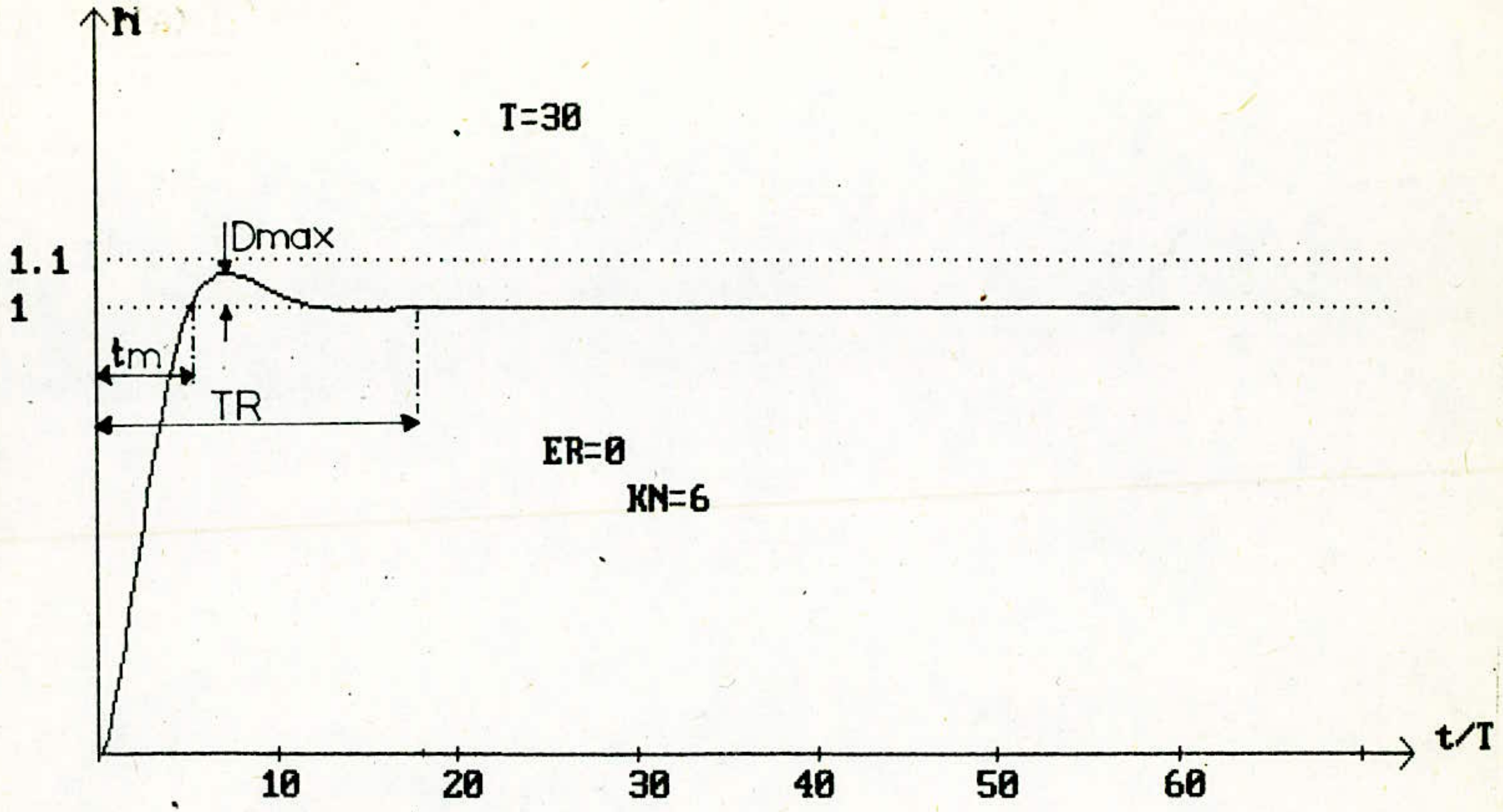


Fig6: Réponse indicielle de la vitesse

Qui s'écrit sous la forme :

$$I_n(Z,\mathcal{E}) = \frac{d'_4 . Z^4 + d'_3 . Z^3 + d'_2 . Z^2}{Z^4 + a'_3 . Z^3 + a'_2 . Z^2 + a'_1 . Z + a'_0}$$

Avec : $d'_4 = K_n . C_1(\mathcal{E})$

$d'_3 = K_n . C_0(\mathcal{E}) - K_n . Z_{tm} . C_1(\mathcal{E})$

$d'_2 = - K_n . Z_{tm} . C_0(\mathcal{E})$

$d' = d'_0 = 0$

Par traitement numérique, on trace la réponse indicielle. La courbe est présentée à la fig 7.

Dans ce chapitre, on a établi des programmes qui nous ont permis de déterminer les coefficients des deux régulateurs utilisés dans les circuits de réglage ; et de tracer les différentes réponses indicielles. Ces dernières sont calculées dans le but d'évaluer la qualité de réglage du système.

Des fig 2 et 6, on relève les grandeurs caractèristiques pour la qualité de réglage.

Pour la boucle de courant ; on obtient :

$t_m = .54$ (ms) $t_R = 117$ (ms) $D_{max} = 4.3\%$

Pour la boucle de vitesse ; on obtient :

$t_m = 156$ (ms) $t_R = 540$ (ms) $D_{max} = 7\%$

L'analyse de ces résultats nous conduit à conclure que le système réglé présente d'assez bonnes performances.

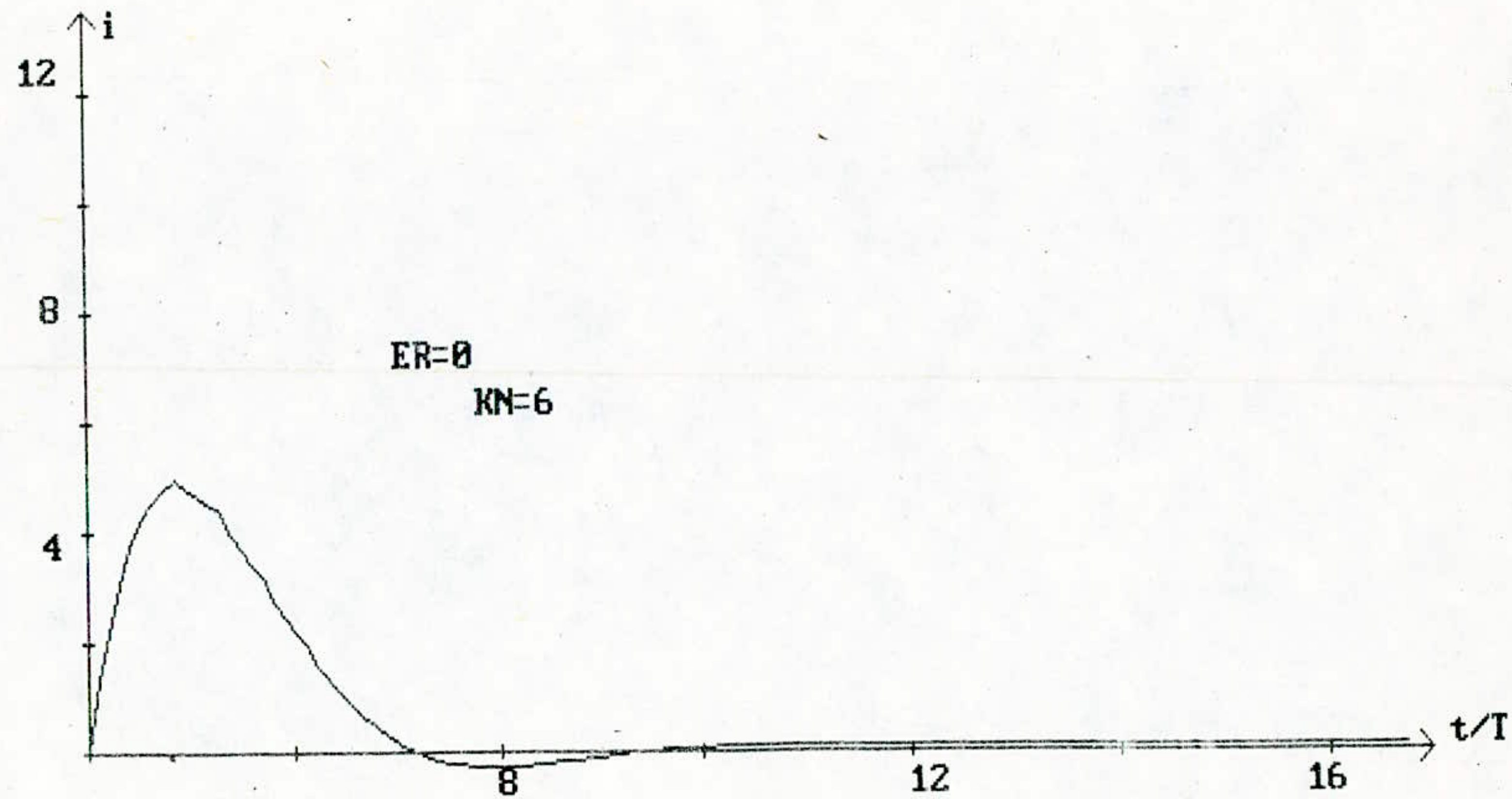


Fig7 :Réponse indicielle du courant avec introduction du circuit de vitesse

CHAPITRE III

ETUDE L'INFLUENCE DU TEMPS DE CALCUL

Le calculateur de processus traite périodiquement l'algorithme de réglage.

En général, ce temps de traitement dépend des performances du micro-processeur utilisé; mais pour un processus industriel où plusieurs grandeurs sont à régler; il est nécessaire de tenir compte du temps de calcul.

Dans ce chapitre, on se propose d'analyser l'influence du temps de calcul sur les performances du système.

III.1. STRUCTURE DE REGLAGE TENANT COMPTE DU TEMPS DE CALCUL.

Le temps de calcul du calculateur de processus est pris en considération par un échantillonneur à pulsations, dont l'apparition de l'impulsion est retardée de ε_r aux instants d'échantillonnage.

La structure de réglage devient alors :

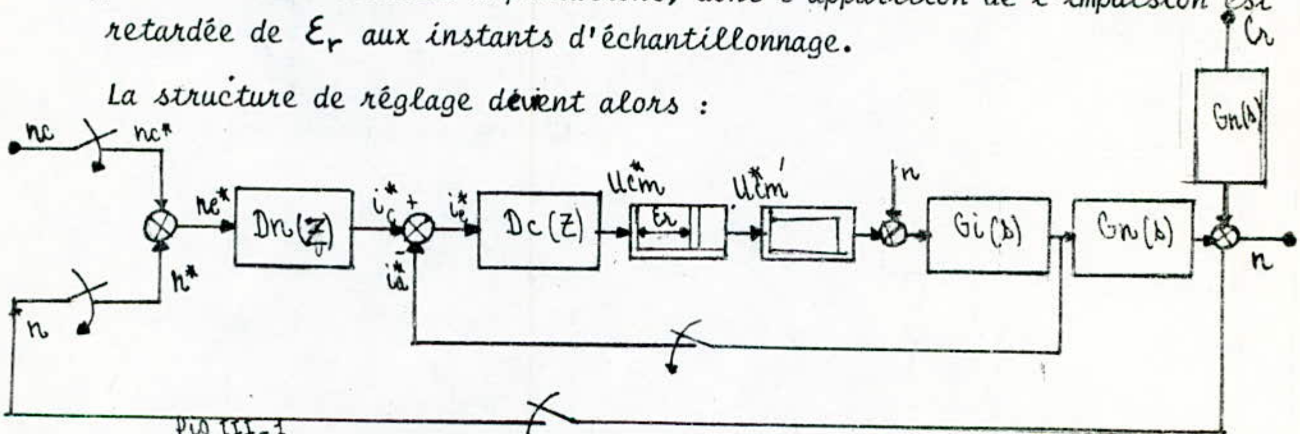


fig III-1

III.2. ETUDE DU REGLAGE DE COURANT EN TENANT COMPTE DU TEMPS DE CALCUL

Sachant que la fonction de transfert est de la forme :

$$G_i(Z,\varepsilon) = \frac{Q_i(Z,\varepsilon)}{P_i(Z)}$$

En tenant compte du temps de calcul, la forme de $G_i(Z,\varepsilon)$ devient :

$$G_i(Z,\varepsilon) = \begin{cases} \dfrac{Q_i(Z, 1+\varepsilon-\varepsilon_r)}{Z.P_i(Z)} & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_r \\ \dfrac{Q_i(Z, \varepsilon-\varepsilon_r)}{P_i(Z)} & \varepsilon_r \leq \varepsilon \leq 1+\varepsilon_r \end{cases}$$

D'où $$G_i(Z,\varepsilon) = \frac{D_2 Z^2 + D_1 . Z + D_0}{Z.(Z+1).(Z+Z_{cm})}$$

Avec : $D_2 = D.\left[T_{cm}(1 - Z_{cm}^{1+\varepsilon-\varepsilon_r}) - T_t(1-Z_t)\right]$

$D_1 = D.\left[T_t(Z_{cm}+Z_t) - T_{cm}(Z_{cm}+Z_t) + T_{cm} Z_{cm}^{1+\varepsilon-\varepsilon_r} Z_t - T_t Z_t^{1+\varepsilon-\varepsilon_r} Z_{cm} + T_{cm} Z_{cm}^{1+\varepsilon-\varepsilon_r} - T_t Z_{cm}^{1+\varepsilon-\varepsilon_r}\right]$

$D_0 = D.(Z_t Z_{cm} T_{cm} - T_t Z_t Z_{cm} + T_t Z_{cm} Z_t^{1+\varepsilon-\varepsilon_r} - T_{cm} Z_t Z_{cm}^{1+\varepsilon-\varepsilon_r})$

III.3. DIMENTIONNEMENT DU REGULATEUR DE COURANT

Le régulateur choisi est de type PI, sa fonction de transfert discrète s'écrit sous la forme :

$$D_c(Z) = \frac{S(Z)}{R(Z)} = K_c \frac{Z - Z_t}{Z - 1}$$

L'introduction de ce régulateur s'implifie la fonction de transfert en boucle ouvertequi devient :

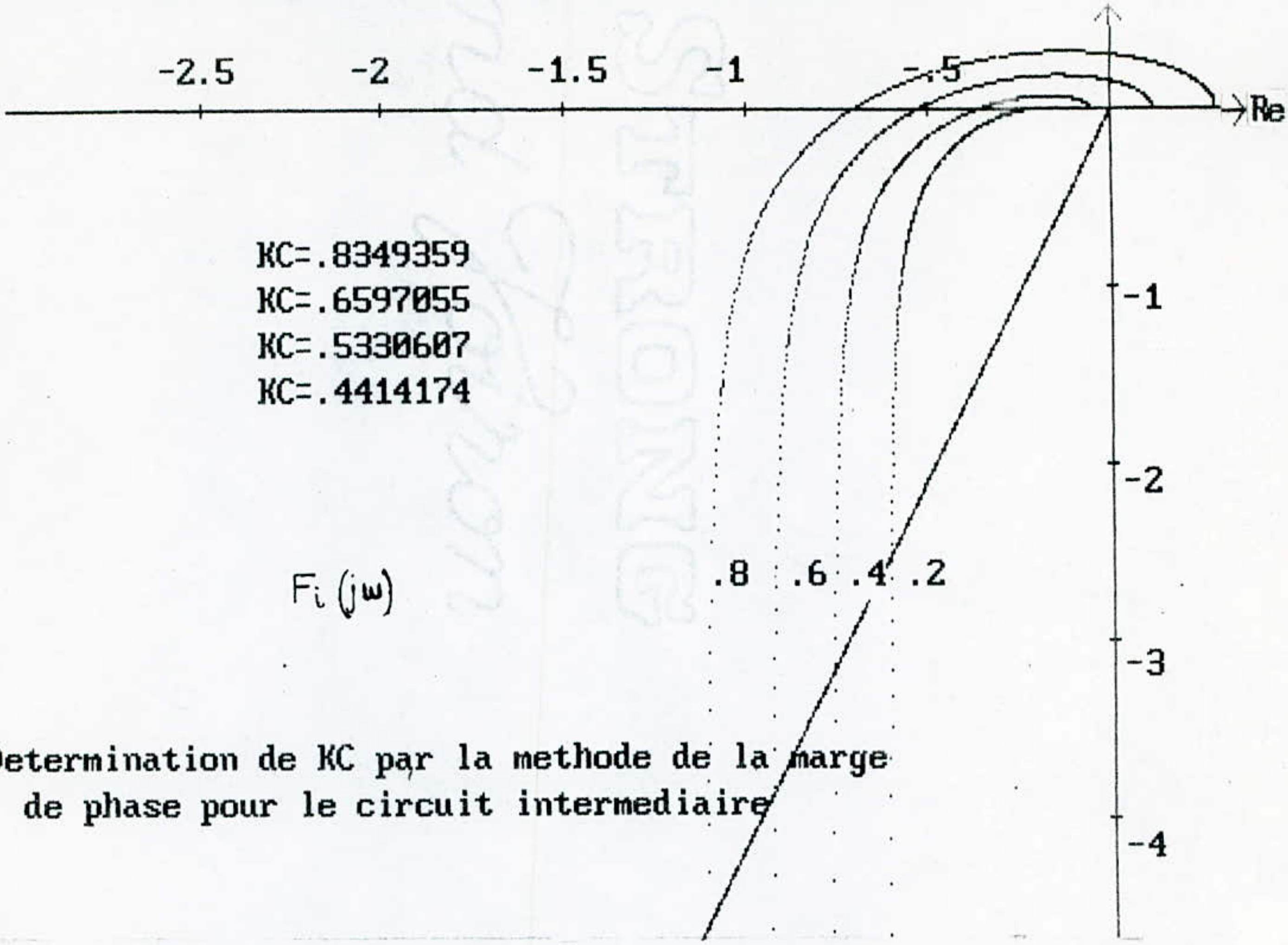
$$G_{i_0}(Z,0) = \frac{K_c (Z-Z_t)\, Q_i(Z, 1-\varepsilon_r)}{Z(Z-1)(Z-Z_t)(Z-Z_{cm}}$$

D'où

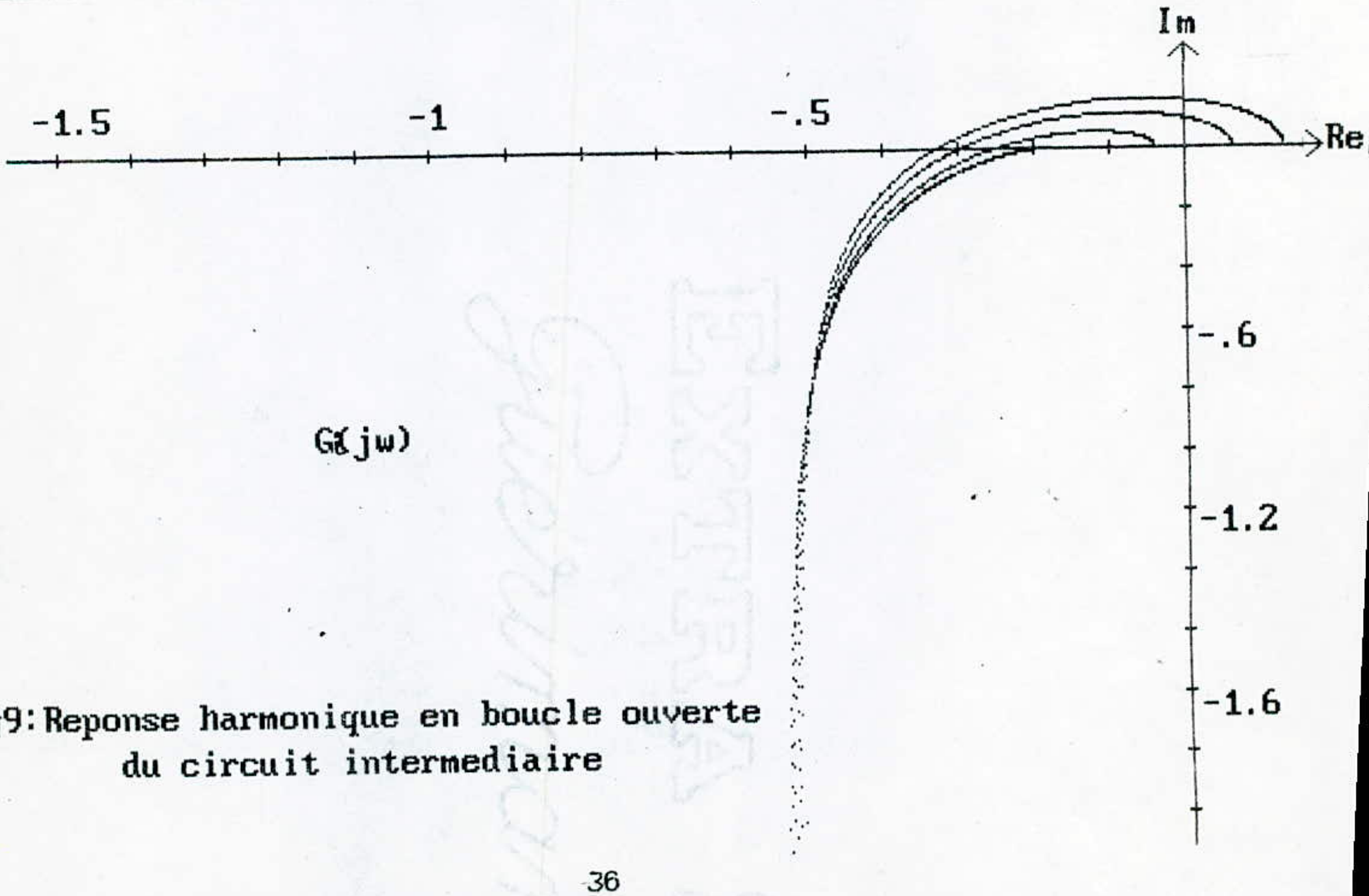
$$G_{i_0}(Z,0) = K_c \frac{D_2 Z^2 + D_1 Z + D_0}{Z(Z-1)(Z-Z_{cm}}$$

L'application du critère de la marge de phase nous permet de déterminer les différentes valeurs de Kc correspondantes ayx différents retards ε_r

La fig 8 représente les réponses harmoniques et les différentes valeurs de Kc correspondantes en fonction du retard ε_r.
Les résultats obtenus sont donnés par le tableau ci-dessous :



g8:Determination de KC par la methode de la marge de phase pour le circuit intermediaire



ig9:Reponse harmonique en boucle ouverte du circuit intermediaire

ε_r	.2	.4	.6	.8	1
Kc	.834	.659	.533	.441	.381
Kp	.551	.436	.352	.293	.252
Ki	.282	.224	.182	.149	.129

Pour vérifier la marge de gain qui doit être limitée, on a représenté la réponse harmonique en boucle ouverte avec l'introduction du coefficient Kc à la fig 9. On constate que : GM .2, ... ; 05

L'augmentation du retard ε_r entraîne la diminution des coefficients du régulateur; ce résultat est représenté à la fig 10.

On peut donc conclure, que l'intervention du régulateur n'est pas efficace lorsque le retard devient important.

III.4. REPONSES INDICIELLES TENANT COMPTE DU TEMPS DE CALCUL

III.4.1. REPONSE INDICIELLE DE COURANT

La fonction de transfert en boucle fermée de circuit de réglage de courant est donnée par la formule suivante :

$$G_{if} = \frac{G_{io}(Z,\varepsilon)}{1+G_{io}(Z,\varepsilon)}$$

D'où

$$G_{if}(Z,\varepsilon) = \begin{cases} \dfrac{Q_{io}(Z,1+\varepsilon-\varepsilon_r)/Z.P_i(Z)}{1+Q_{io}(Z,1-\varepsilon_r)/Z.P_i(Z)} & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_r \\[2ex] \dfrac{Q_{io}(Z,\varepsilon-\varepsilon_r)/P_i(Z)}{1+Q_{io}(Z,1-\varepsilon_r)/Z\,P_i(Z)} & \varepsilon_r \leq \varepsilon \leq 1+\varepsilon_r \end{cases}$$

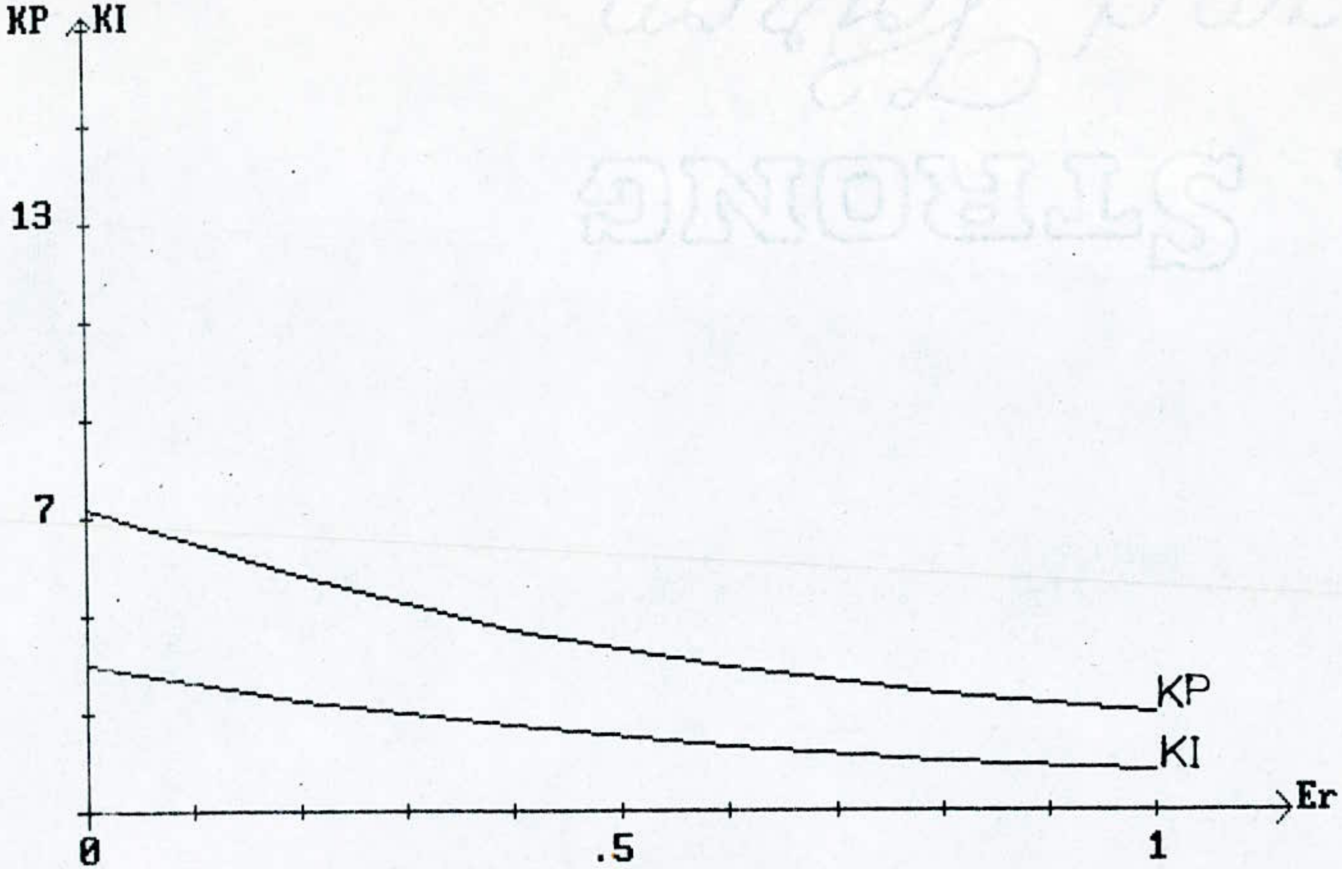


Fig10: Influence du temps de calcul sur les coefficients KP et KI determinees par la methode de la marge de phase

La réponse à un échelon unitaire de consigne I_c donne :

$$I(Z,\varepsilon) = \frac{Z}{Z-1} \cdot G_{if}(Z,\varepsilon)$$

En posant $V = \varepsilon - \varepsilon_r$ donc $0 \leqslant V \leqslant 1$, la relation devient :

$$I(Z,\varepsilon) = \frac{b_4(V).Z^4 + b_3(V).Z^3 + b_2(V).Z^2 + b_1(V).Z + b_0(V)}{Z^4 + a_3.Z^3 + a_2.Z^2 + a_1.Z + a_0}$$

Avec : $b_4(V) = K_c . D_2(V)$ $\qquad a_3 = K_c . D_2(1-\varepsilon_r) - Z_{cm} - 2$

$b_3(V) = K_c . D_1(V)$ $\qquad a_2 = K_c . D_1(1-\varepsilon_r) - 2.Z_{cm} + 1 - K_c . D_2(1-\varepsilon_r)$

$b_2(V) = K_c . D_0(V)$ $\qquad a_1 = K_c\left[D_0(1-\varepsilon_r) - D_1(1-\varepsilon_r)\right] - Z_{cm}$

$b_1(V) = b_0(V) = 0$ $\qquad a_0 = -K_c . D_0(1-\varepsilon_r)$

En appliquant la formule récurssive, le traitement numérique aboutit à la relation suivante:

Pour $K > 4$ $\qquad I(k,\varepsilon) = -a_3 I(k-1,\varepsilon) - a_2 I(k-2,\varepsilon) - a_1 I(k-3,\varepsilon) - a_0 I(k-4,\varepsilon)$

Un programme élaboré permet de tracer la réponse indicielle du courant pour plusieurs valeurs du retard ε_r.

Ces résultats sont représentés à la fig 11. On constate le ralentissement du phénomène transitoire lorsque le retard ε_r augmente.

La fig 11 -a; représente la réponse indicielle du courant pour un retard $\varepsilon_r = 0.8$ avec le coefficient Kc correspondant à ce retard.

On relève les grandeurs caractéristiques pour la qualité de réglage; c'est-à-dire :

$$t_m = 120\,(ms) \quad t_r = 337\,(ms) \quad D_{max} \equiv 5.7\,\%$$

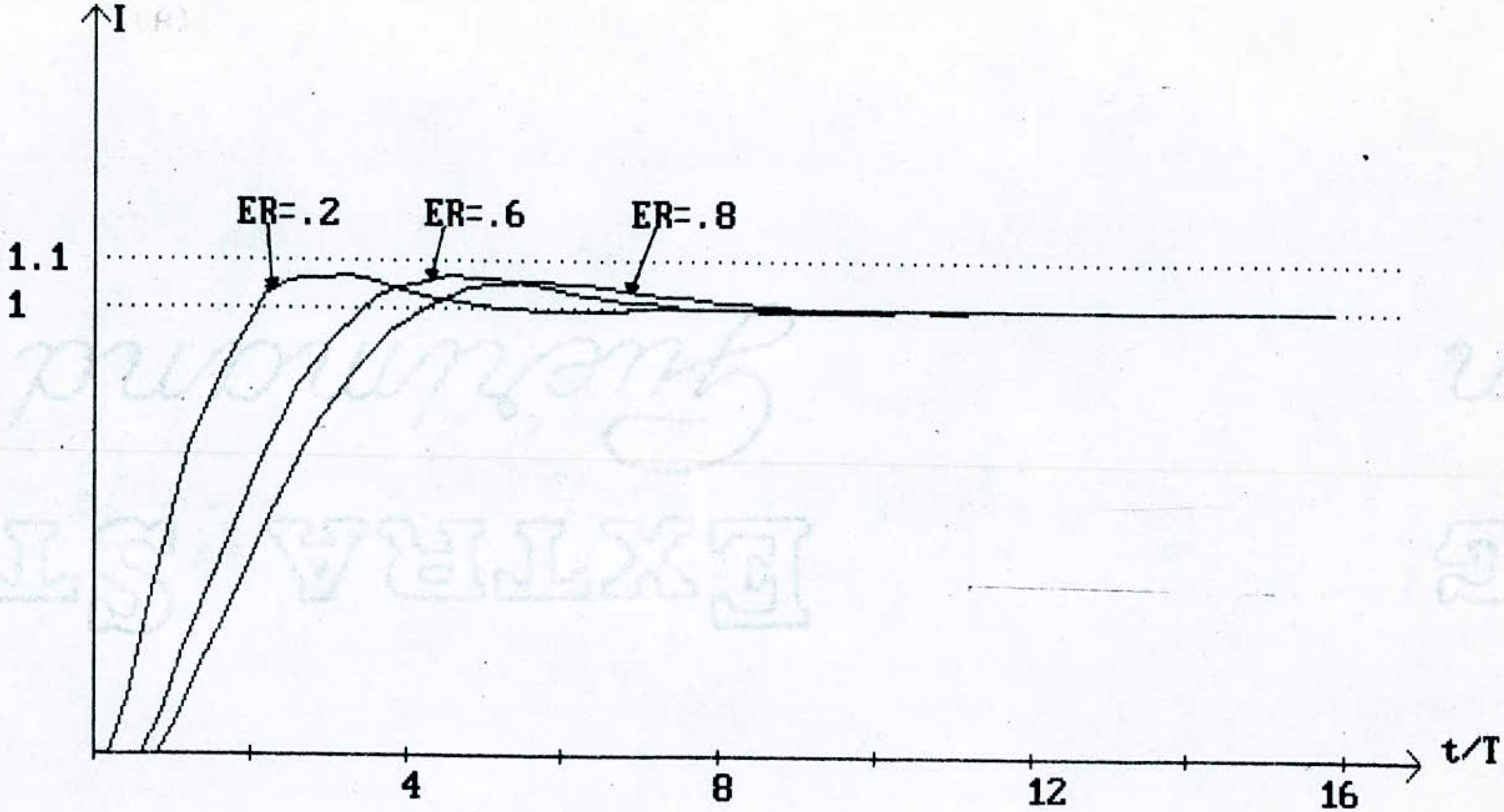


Fig11:Réponse indicielle (courant)..........influence du temps de calcul

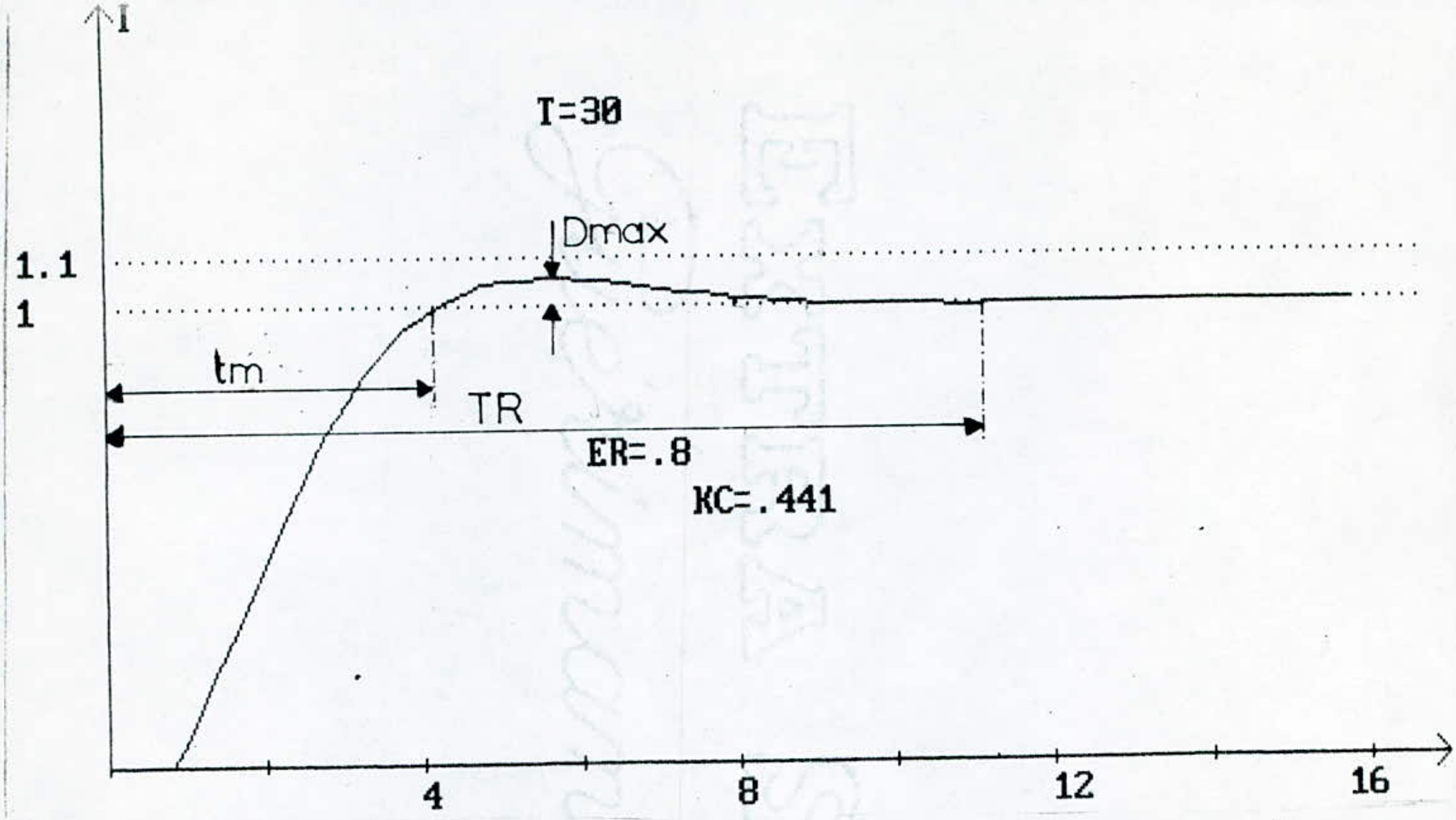


Fig11-a: Réponse indicielle (courant)...influence du temps de calcul

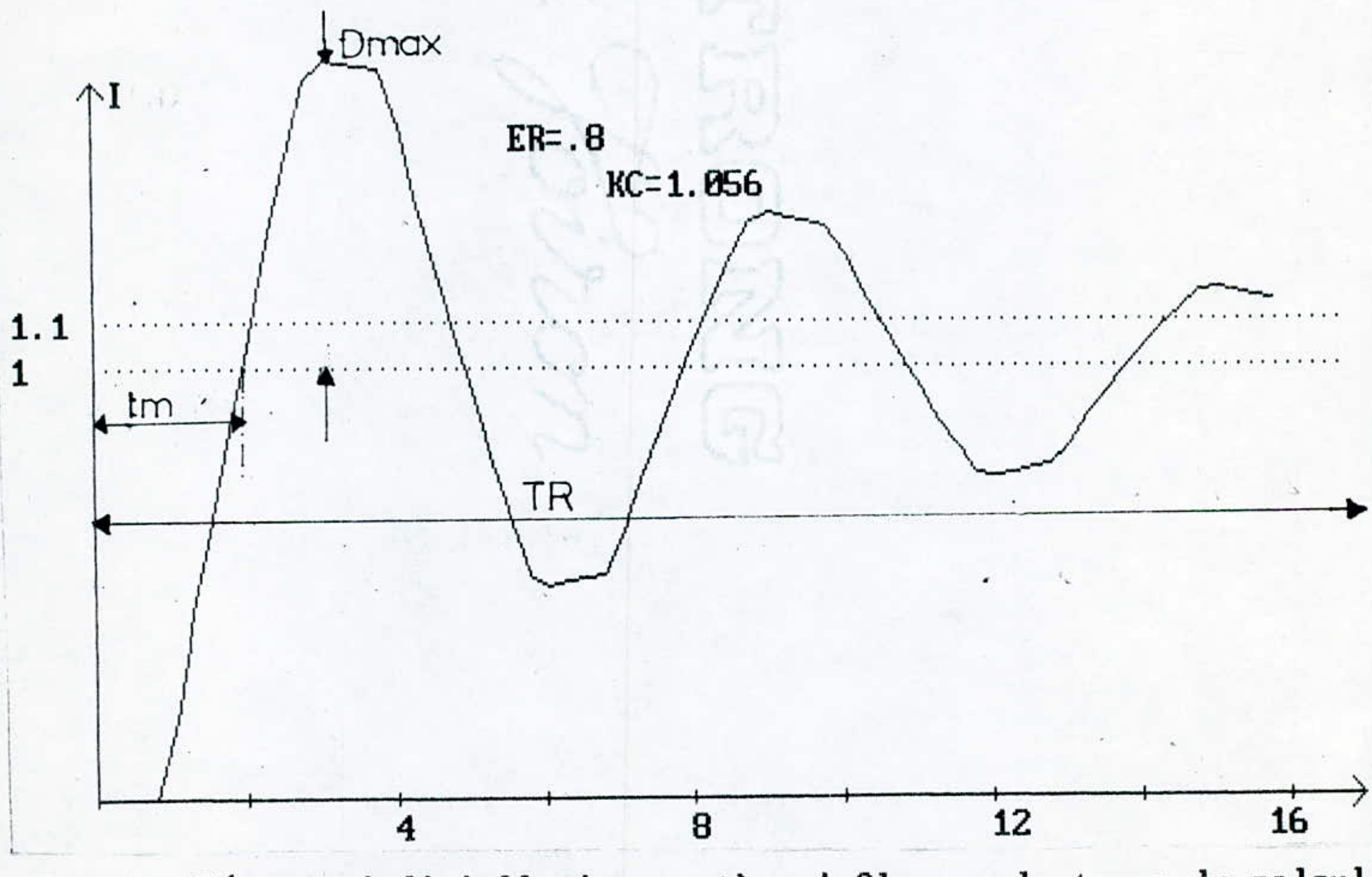


Fig11-b: Réponse indicielle (courant)...influence du temps de calcul

A la fig 11 . b, on a représenté la même courbe pour un retard $\mathcal{E}_r = 0.8$ avec un coefficient Kc correspondant à un retard nul.

Les grandeurs caractéristiques pour la qualité de réglage deviennent :

$$t_m = 60 (ms) \quad t_R = 490 (ms) \quad D_{max} = 61\%$$

On constate donc que le comportement transitoire est meilleurs lorsqu'on tient compte du temps de calcul lors du dimensionnement du régulateur.

III.4.2. REPONSE DE LA GRANDEUR DE COMMANDE UCM

La réponse indicielle de la grandeur de commande Ucm est déterminée par rapport à la grandeur de consigne Ic (Z)

$$Ucm\ (Z) = G\ Ucm\ (Z)\ Ic\ (Z)$$

$$G\ Ucm\ (Z) = \frac{Dc\ (Z)}{1 + Gi(Z,0) Dc(Z)}$$

En remplaçant Gi (Z,0) et Dc (Z) par leurs expressions, la relation devient :

$$G_{U_{cm}}(Z) = \frac{K_c Z^3 - K_c (Z_{cm} + Z_t) Z^2 + K_c Z_t Z_{cm} Z}{Z^3 + Z^2 K_c \left[D_2(1-\mathcal{E}_r) - (Z_{cm}+1)\right] + Z\left[K_c D_1 (1-\mathcal{E}_r) + Z_{cm} + K_c D_0 (1-\mathcal{E}_r)\right]}$$

Pour un échelon unitaire de Ic on obtient :

$$U_{cm}(Z) = \frac{Z}{Z-1} \cdot G_{U_{cm}}(Z)$$

Après développement des calculs, U(Z) s'écrit sous la forme :

$$U(Z) = \frac{b'_4 Z^4 + b'_3 Z^3 + b'_2 Z^2 + b'_1 Z + b'_0}{Z^4 + a_3 Z^3 + a_2 \cdot Z^2 + a_1 Z + a_0}$$

Avec : $b'_4 = Kc$

$b'_3 = -Kc\ (Zcm + Zt)$

$b'_2 = Kc.\ Zt.\ Zcm$

$b'_1 = b'_0 = 0$

La même formule récursive a été utilisée pour le traitement numérique : pour $K > 4$

$$U(k) = -a_3 U(k-1) - a_2 U(k-2) - a_1 U(k-3) - a_0 U(k-4)$$

Un programme a été élaboré pour tracer la réponse indicielle pour plusieurs valeurs du retard $\mathcal{E}_r$.

Ces résultats sont présentés à la fig 12. On constate que la valeur maximale de Ucm diminue lorsque le retard augmente.
Le régime établi est caractérisé par une valeur finale qui est atteinte plus rapidement lorsque le retard deminue.
A la fig 12 - a, on a représenté la réponse indicielle de la grandeur de commande Ucm pour un retard $\mathcal{E}_r = 0,8$ et un coefficient du régulateur équivalent. On constate que le régime transitoire n'est pas lent, mais la valeur maximale de Ucm n'est pas très importante.
A la fig 12 - b, on a représenté la même réponse mais pour, un coefficient correspondant à un retard nul, le régime transitoire est alors important ainsi que la valeur maximale de Ucm.

III.4.3. REPONSE INDICIELLE DE LA GRANDEUR DE SORTIE DU CONVERTISSEUR Udi

Le schéma bloc ci-dessous nous permet de calculer la réponse à la sortie du convertisseur.

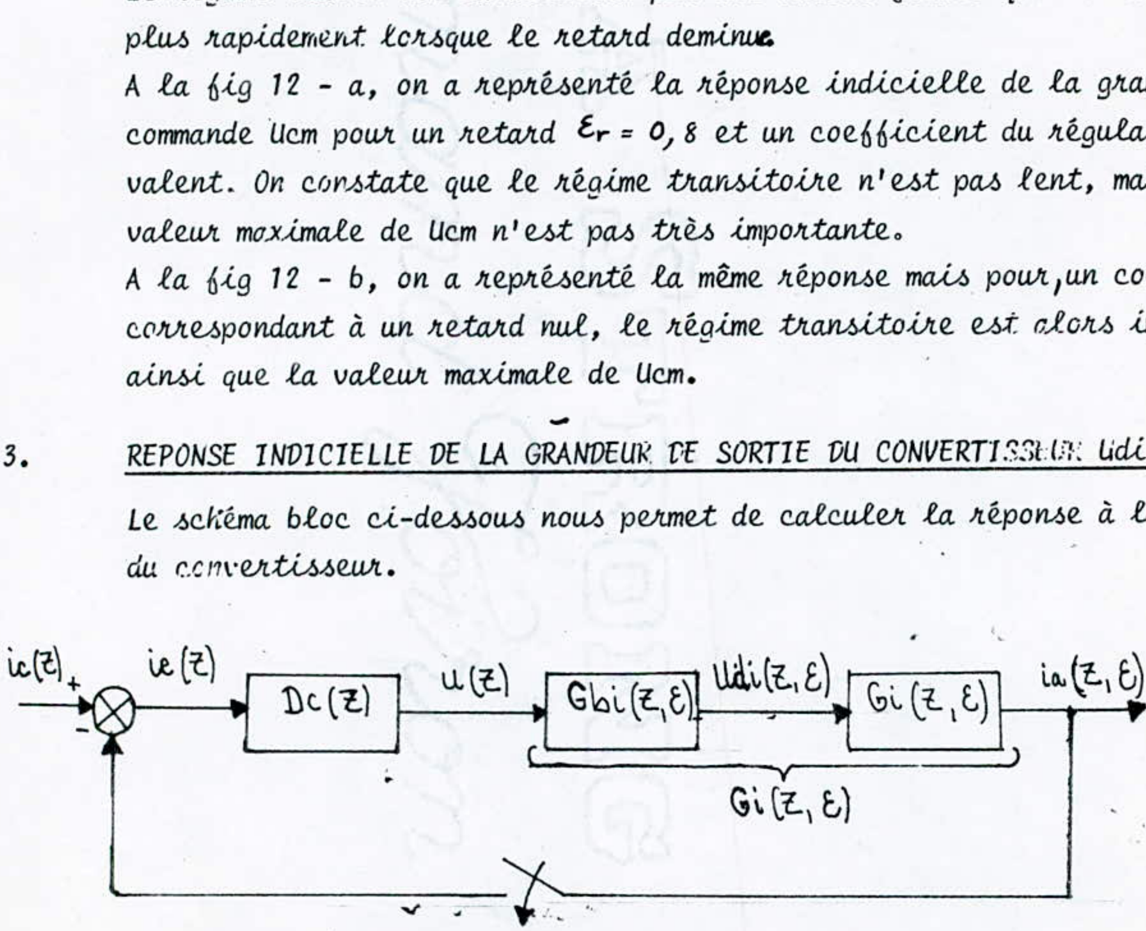


fig III.4.3

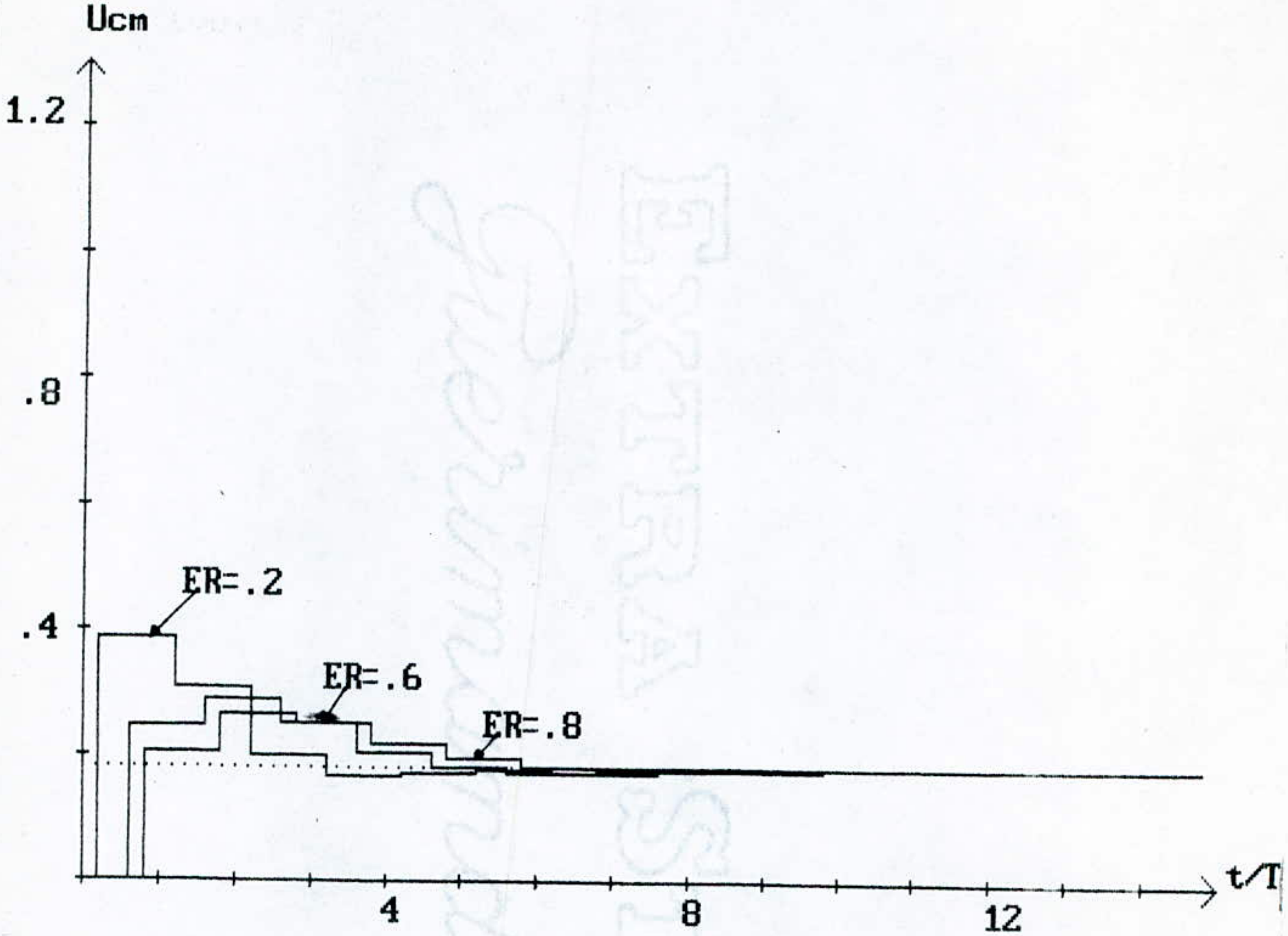


Fig12: influence du temps de calcul sur la grandeur de commande Ucm

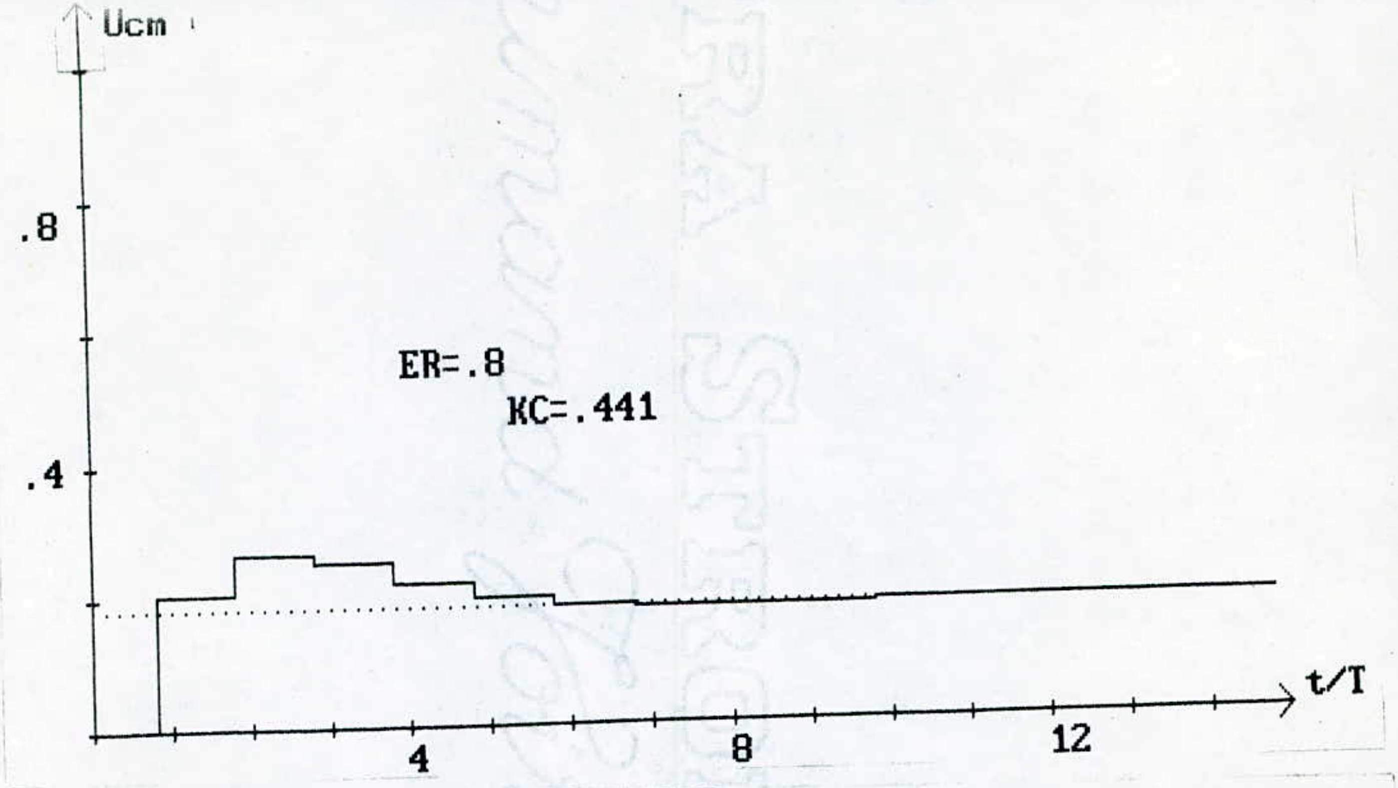


Fig12-a: influence du temps de calcul sur la grandeur de commande Ucm

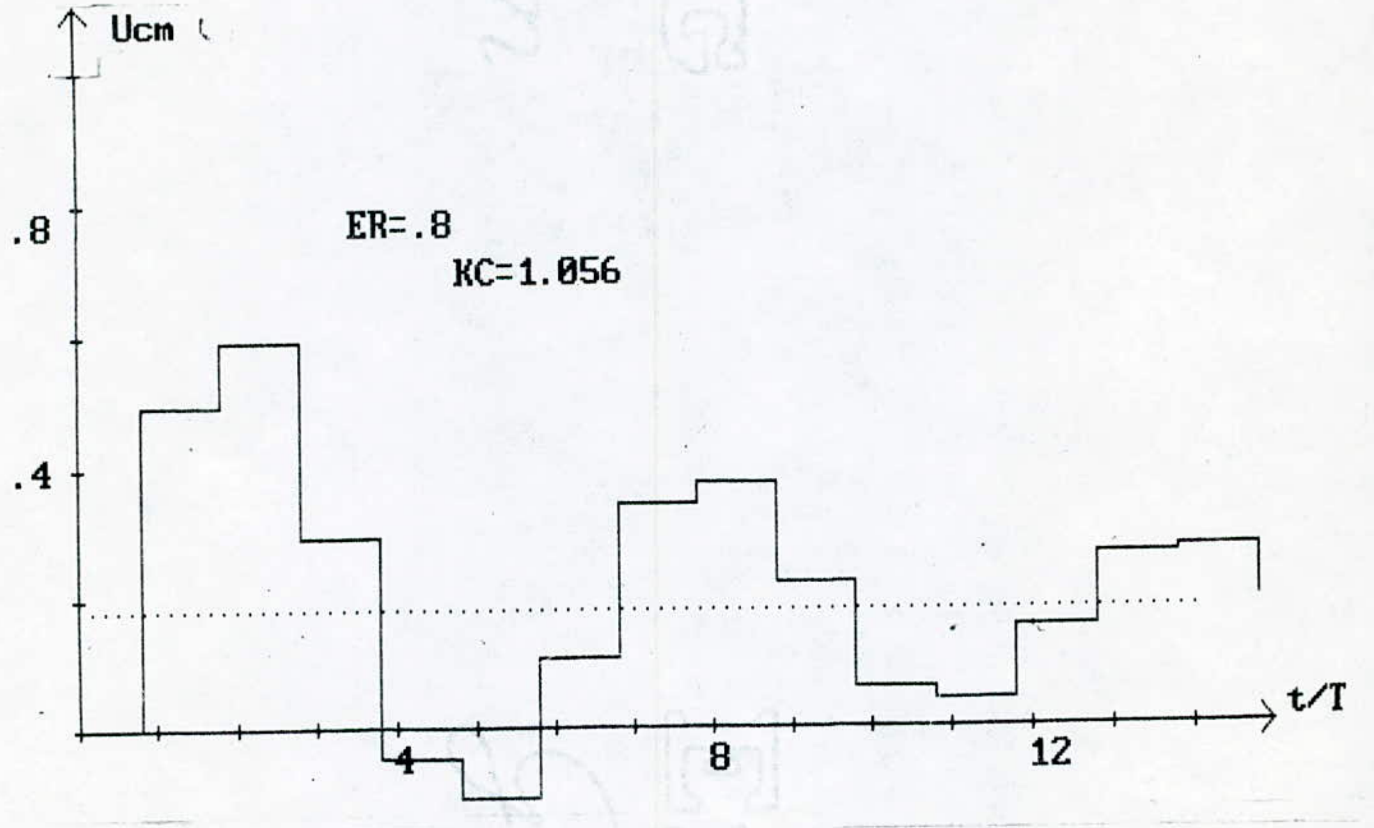


Fig12-b: influence du temps de calcul sur la grandeur de commande Ucm

$$Udi = Gbi\,(Z, \mathcal{E})\; Ucm\,(Z) = Gbi\,(Z, \mathcal{E}).Ic(Z).G_{Ucm}(Z)$$

Avec : $$Gbi\,(Z, \mathcal{E}) = \frac{Qi\,(Z, \mathcal{E})}{Pi\,(Z)}$$

Pour , la fonction de transfert est :

$$Gbi\,(Z, \mathcal{E}) = \frac{D_1\,(\mathcal{E} - \mathcal{E}r).Z + D_2\,(1 - \mathcal{E}r)}{Z - Z_{cm}}$$

En remplaçant Gbi et Ucm par leurs expressions, Udi prend la forme suivante :

$$Udi\,(Z, \mathcal{E}) = \frac{B_5 . Z^5 + B_4 . Z^4 + B_3 Z^3 + B_2 Z^2}{Z^5 + A_4 .\, Z^4 + A_3 .\, Z^3 + A_2 .\, Z^2 + A_1 .\, Z + A_0}$$

Avec :

$B_5 = b_3 .\, D_1$ | $A_4 = a_2 - Z_{cm} - 1$

$B_4 = D_2 . b_3 .\, b_3 + b_2 .\, D_1$ | $A_3 = a_1 - a_2 . Z_{cm} - a2 + Z_{cm}$

$B_3 = b_2 .\, D_2 + b_1 .\, D_1$ | $A_2 = a_0 - a_1 . Z_{cm} + a_2 .\, Z_{cm} - a_1$

$B_2 = b_1 . D_2$ | $A_1 = a_1 . Z_{cm} - a_0 . Z_{cm} - a_0$

$B_1 = B_0 = 0$ | $A_0 = a_0 \,.\, Zcm$

Le traitement numérique de la réponse Udi nous permet de tracer cette courbe à la fig 13.

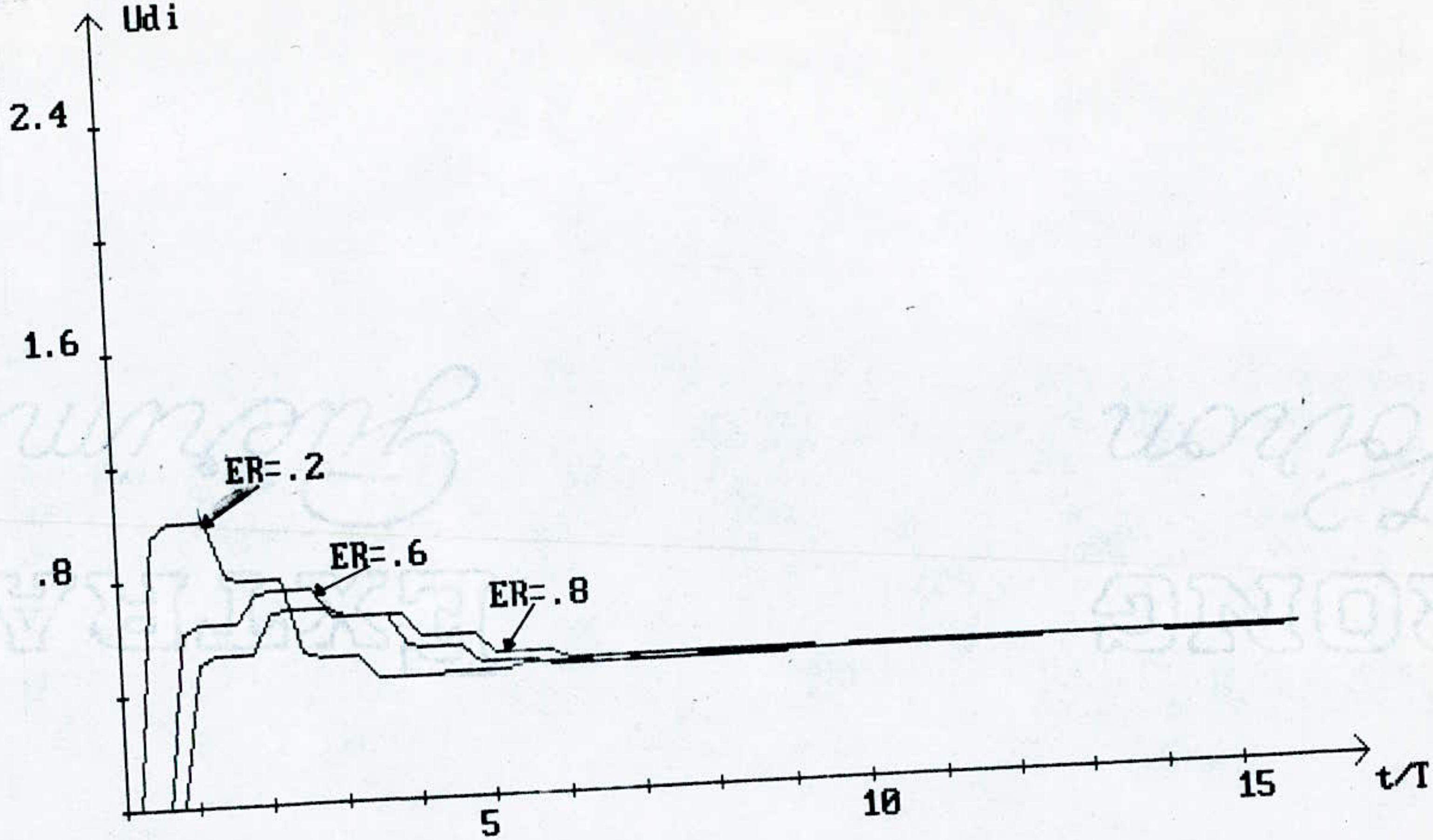


Fig13:Réponse indicielle Udi ...influence du temps du calcul

On constate que la valeur maximale diminue en fonction de $\mathcal{E}r$, et le régime permanent se caractèrise par une valeur finale .

A la fig 13 - a, on a représenté la réponse indicielle Udi pour un retard $\mathcal{E}r$ = .8 et un coefficient du régulateur correspondant .

A la fig 13 - b, on a représenté la même réponse indicielle mais pour un coefficient du régulateur ne tenant pas compte du temps de calcul .

On constate que les performances du système sont meilleures dans le premier cas.

III - 5 : <u>Etude du réglage de vitesse en tenant compte du temps de calcul</u>

Le schèma bloc de la fig(III.5) représente le circuit de réglage de la vitesse lorsqu'on tient compte de temps de calcul. Pour simplifier l'étude, le circuit de réglage intérmédiaire en boucle fermée a été remplacé par une fonction de transfert du premier ordre dépendant du temps de calcul.

On obtient alors la structures suivante :

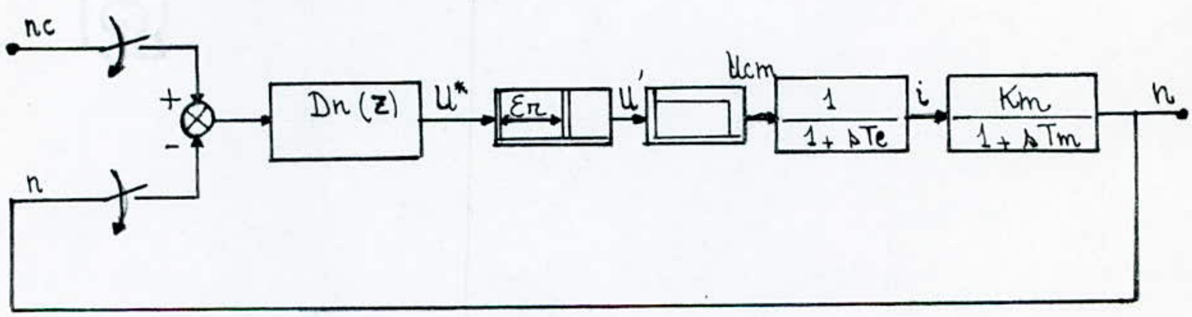


fig III_5 :

III - 5.1 : <u>Fonction de transfert échantillonné du système équivalent</u>

Le circuit de réglage intérmédiaire en boucle fermée peut être approximé par une fonction de transfert du premier ordre , qui peut s'écrire sous la forme :

$$Gse(s) = \frac{1}{1 + s.Te}$$

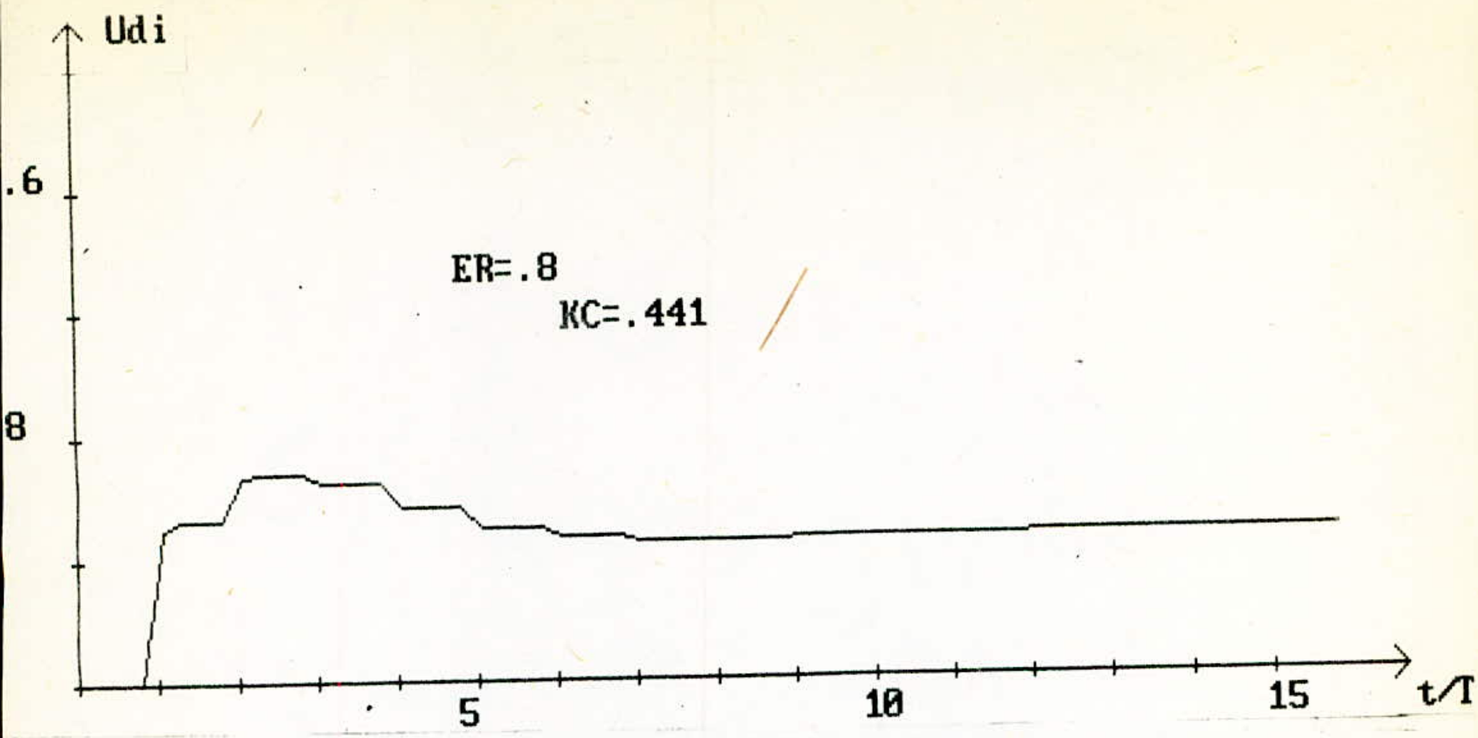


Fig13-a: Réponse indicielle Udi ...influence du temps du calcul

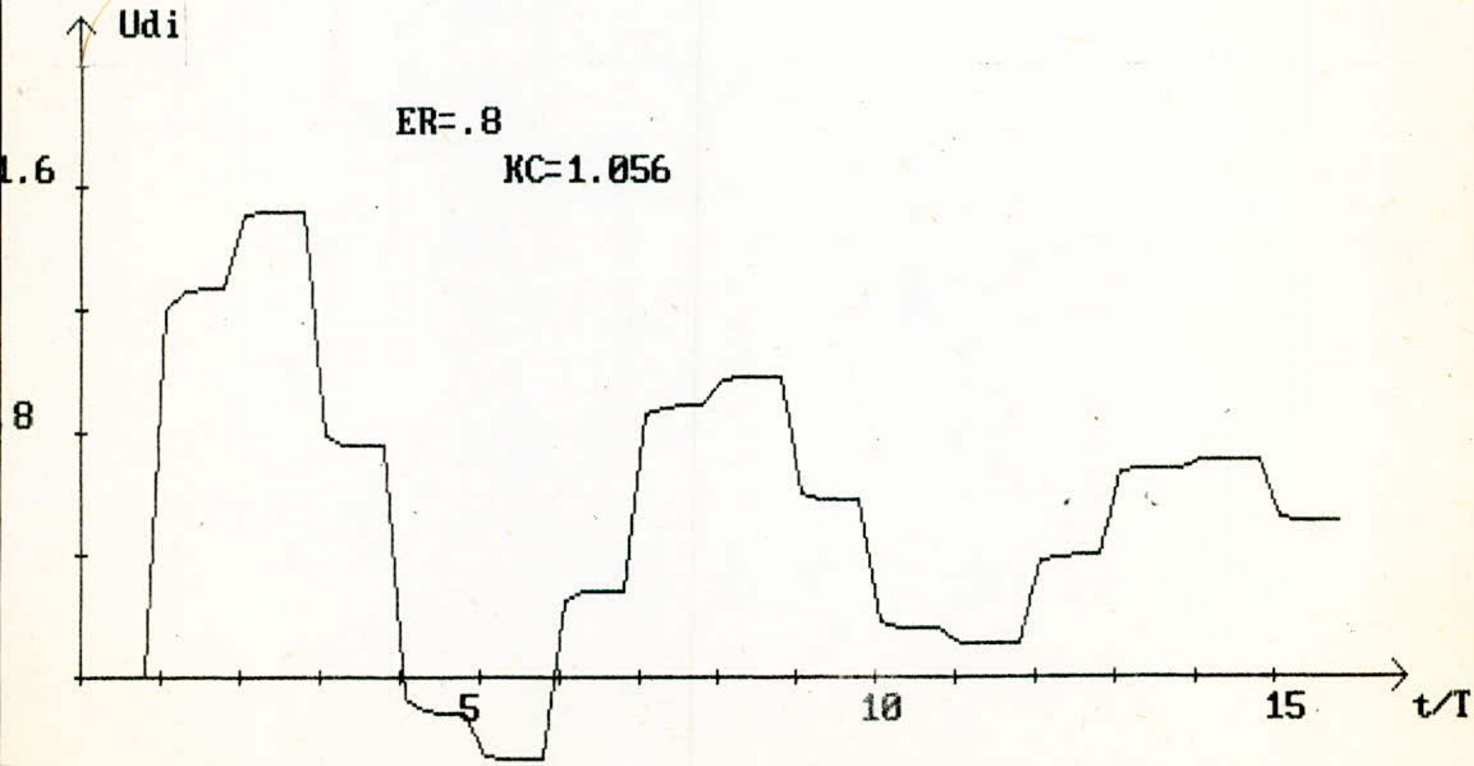


Fig13-b: Réponse indicielle Udi ...influence du temps du calcul

Où Te désigne la constante de temps équivalente déterminée par l'expression suivante :

$$Te = T \frac{Rt}{Kcm.Kc.(1-e^{-T/Rt})}$$

La fonction de transfert échantillonnée du système équivalent du premier ordre peut alors s'écrire :

$$Geb(Z,\varepsilon) = \frac{C1.Z+Co}{Z-Ze}$$

avec :

$$C1 = 1 - Ze^{\varepsilon}$$
$$Co = Ze^{\varepsilon} - Ze$$
$$Ze = e^{-T/Te}$$

Pour voir l'influence du temps de calcul sur la constante de temps équivalente on a établi un programme qui permet de tracer la constante de temps équivalente en fonction de εr, les résultats sont représentés à la fig 14.

On constate que la constante de temps équivalente augmente lorsque εr augmente; on peut donc conclure que le retard εr introduit un ralentissemnt du système. Les résultats sont résumés sur le tableau suivant :

εr	.2	.4	.6	.8	1
Te	41.08	52.05	64.36	77.79	90.04

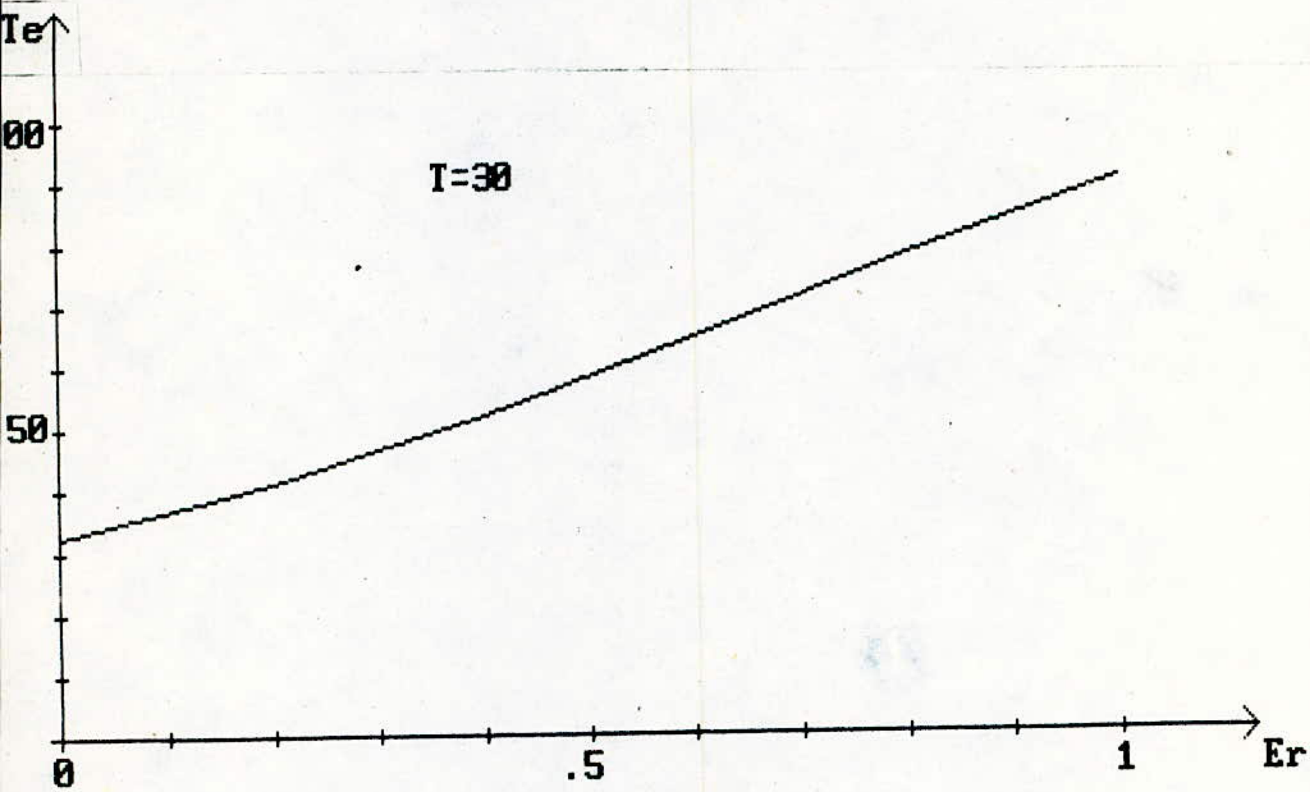


Fig14: Influence du temps de calcul sur la constante de temps équivalente du circuit de courant

III - 5.2 : Fonction de transfert échontillonnée du circuit de réglage de vitesse

Lorsqu'on tient compte du temps de calcul l'expression de la fonction de transfert du circuit de réglage de vitesse $Gn(Z,\varepsilon)$ devient :

$$
Gn(Z,\varepsilon) = \begin{cases} \dfrac{Qn(Z,1+\varepsilon-\varepsilon r)}{Z.Pn(Z)} & o \leq \varepsilon \leq \varepsilon_r \\[2ex] \dfrac{Qn(Z,\varepsilon-\varepsilon r)}{Pn(Z)} & \varepsilon_r \leq \varepsilon \leq 1+\varepsilon_r \end{cases}
$$

D'où :

$$
Gn(Z,0) = \frac{D'2.Z^2 + D'1 \,.\, Z + D'o}{Z.(Z-Ze).(Z-Zem)}
$$

Avec :

$$
D'_2 = D'.\left[Te.(1-Ze^{1+\varepsilon-\varepsilon_r})-Tm.(1-Ztm^{1+\varepsilon-\varepsilon_r}) \right]
$$

$$
D'1 = D'.\left[Tm.(Ze+Zm)-Te.(Ze+Ztm)+ Te.Ze^{1+\varepsilon-\varepsilon_r}.Tm-Tm.Ztm^{1+\varepsilon-\varepsilon_r}.Ze+Te.Ze^{1+\varepsilon-\varepsilon_r}-Tm.Ztm^{1+\varepsilon-\varepsilon_r} \right]
$$

$$
D'o = D'. \ Ztm.Ze.Te-Tm.Ztm.Te+Tm.Ze^{1+\varepsilon-\varepsilon_r}.Ztm-Te.Ztm.Ze^{1+\varepsilon-\varepsilon_r}
$$

$$
D' = Km/(Te - Tm)
$$

III-5.3 : Choix et dimensionnement du régulateur de vitesse

Le régulateur choisi est de type PI; sa fonction de transfert est de la forme :

$$
Dn(Z) = Km.\frac{Z-Ztm}{Z - 1}
$$

La fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$
Gno(Z,0) = Km.\ \frac{Qn(Z,1-\varepsilon r)}{Z.(Z-1)(Z-Ze)}
$$

On utilise la méthode précédente pour déterminer les coefficients du régulateur Km pour différents retards εr (fig 15).

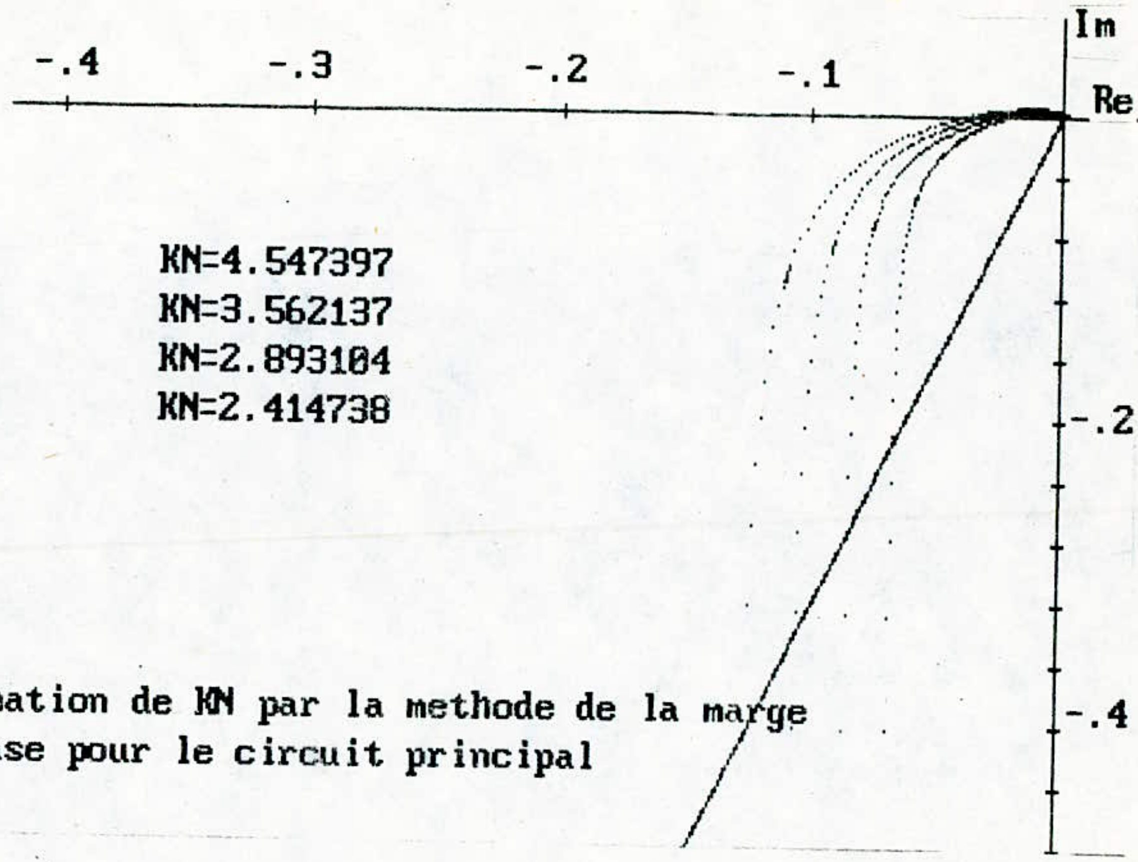


Fig15:Determination de KN par la methode de la marge de phase pour le circuit principal

Les résultats sont regroupés dans le tableau suivant :

ε_r	.2	.4	.6	.8	1
Kn	4.547	3.562	2.893	2.414	2.088

On constate que le coefficient Km diminue lorsque le retard ε_r augmente; ceci est du à l'intervention du régulateur qui devient moins efficace lorsque le retard augmente .

III - 5.4 : Réponse indicielle de vitesse

La fonction de transfert du circuit de vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$Gnf(Z,\varepsilon) = \begin{cases} \dfrac{Dn(Z).Qn(Z,1+\varepsilon-\varepsilon_r)/Z.Pn(Z)}{1+Dn(Z).Qn(Z,1-\varepsilon_r)/Z.Pn(Z)} & 0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_r \\[2ex] \dfrac{Dn(Z).Qn(Z,\varepsilon-\varepsilon_r)/Pn(Z)}{1+Dn(Z).Qn(Z,1-\varepsilon_r)/Z.Pn(Z)} & \varepsilon_r \leq \varepsilon \leq 1+\varepsilon_r \end{cases}$$

Pour le calcul de la réponse indiceille, on utilise la deuxième expression on obtient :

$$Gnf(Z,\varepsilon) = \frac{Km.D'2(V).Z^3+Km.D'(V).Z^2+Km.D'o(V).Z}{Z^3+Km\left[D'_2(1-\varepsilon_r)-Ze-1\right]Z^2+Z.\left[Kn.D'_1(1-\varepsilon_r)+Ze\right]+Km.D'o(1-\varepsilon_r)}$$

Avec :

$V = \varepsilon - \varepsilon_r$

D'où la réponse à un échelon unitaire :

$$N(Z,\mathcal{E}) = \frac{d_4.Z^4+d_3.Z^3+d_2.Z^2+d_1.Z}{Z^4+a'_3.Z^3+a'_1.Z+a'_0}$$

Avec :

$d_4 = Km.D'_2\ (V)$ $\quad a'_3 = Kn.D'_2\ (1-\mathcal{E}r) - Ze-2$

$d_3 = Kn.D'_1\ (V)$ $\quad a'_2 = Kn.D'_1(1-\mathcal{E}r) - Kn.D_2(1-r) + 2.Ze+1$

$d_2 = Kn.D'_o(V)$ $\quad a'_1 = Kn.\ De\ (1-\mathcal{E}r)-Kn.D'_2(1-\mathcal{E}r)-Ze$

$d_1 = d_o = 0$ $\quad a'_o = Kn.D'_o(1-\mathcal{E}r).$

On a élaboré un programme qui nous permet de tracer cette réponse pour plusieures valeurs de $\mathcal{E}r$ ((fig 16).

A la fig 16!a, on a représenté la réponse indicielle pour un retard $\mathcal{E}r$ =0.8 et un coefficient du régulateur Kn correspondant. De cette courbe, on relève les caractèristiques de réglage suivantes :

tm =408 (ms) $\quad t_R$ =123 (s) $\quad D_{max}$ =6.42%

A la fig 16 - b, on a représenté la même réponse mais pour un coefficient du régulateur Kn ne tenant pas compte du temps de calcul .

Les caractéristiques de réglage deviennent alors :

tm =192 (ms) $\quad t_R$ =1.75 (ms) $\quad D_{max}$ =22.8%

La comparaison de ces résultats montre que le comportement transitoire est meilleur lorsqu'on tient compte du temps de calcul.

III - 5.5 : Réponse indicielle de courant avec introduction du circuit de vitesse

L'expression du courant qui tient compte du circuit de vitesse est donnée par :

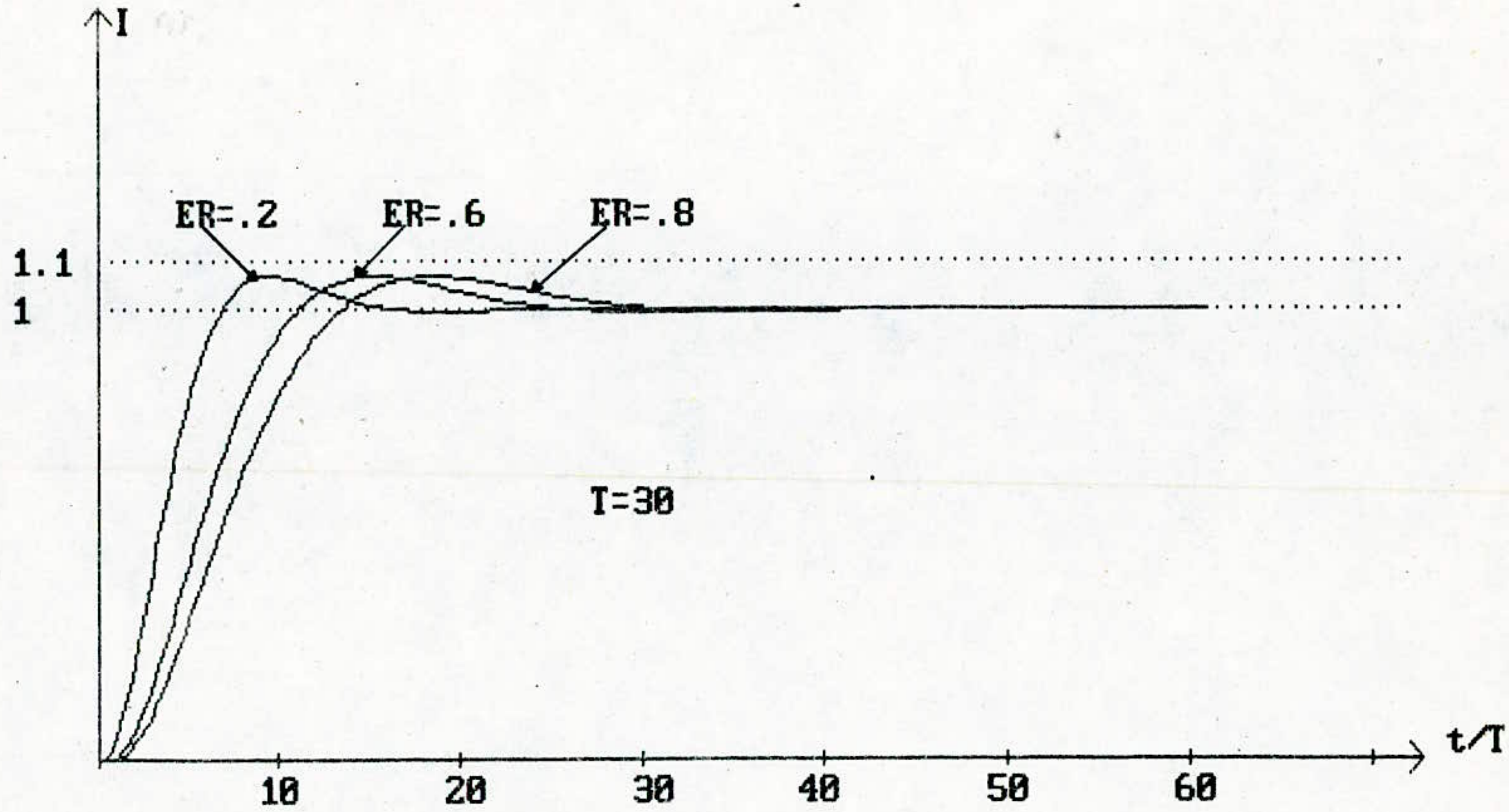


Fig16: Réponse indicielle de la vitesse influence du temps de calcul

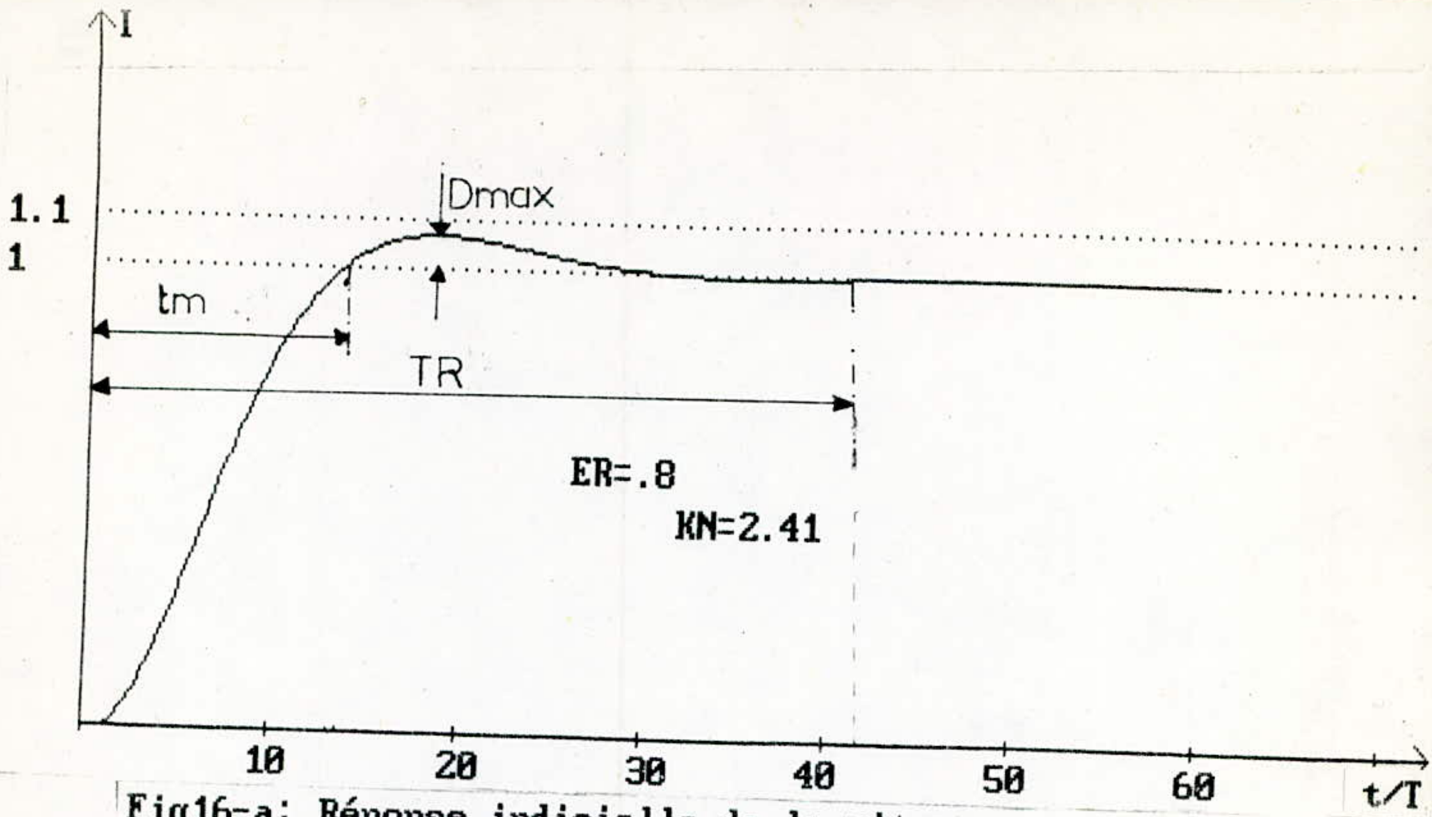


Fig16-a: Réponse indicielle de la vitesse
Influence du temps de calcul

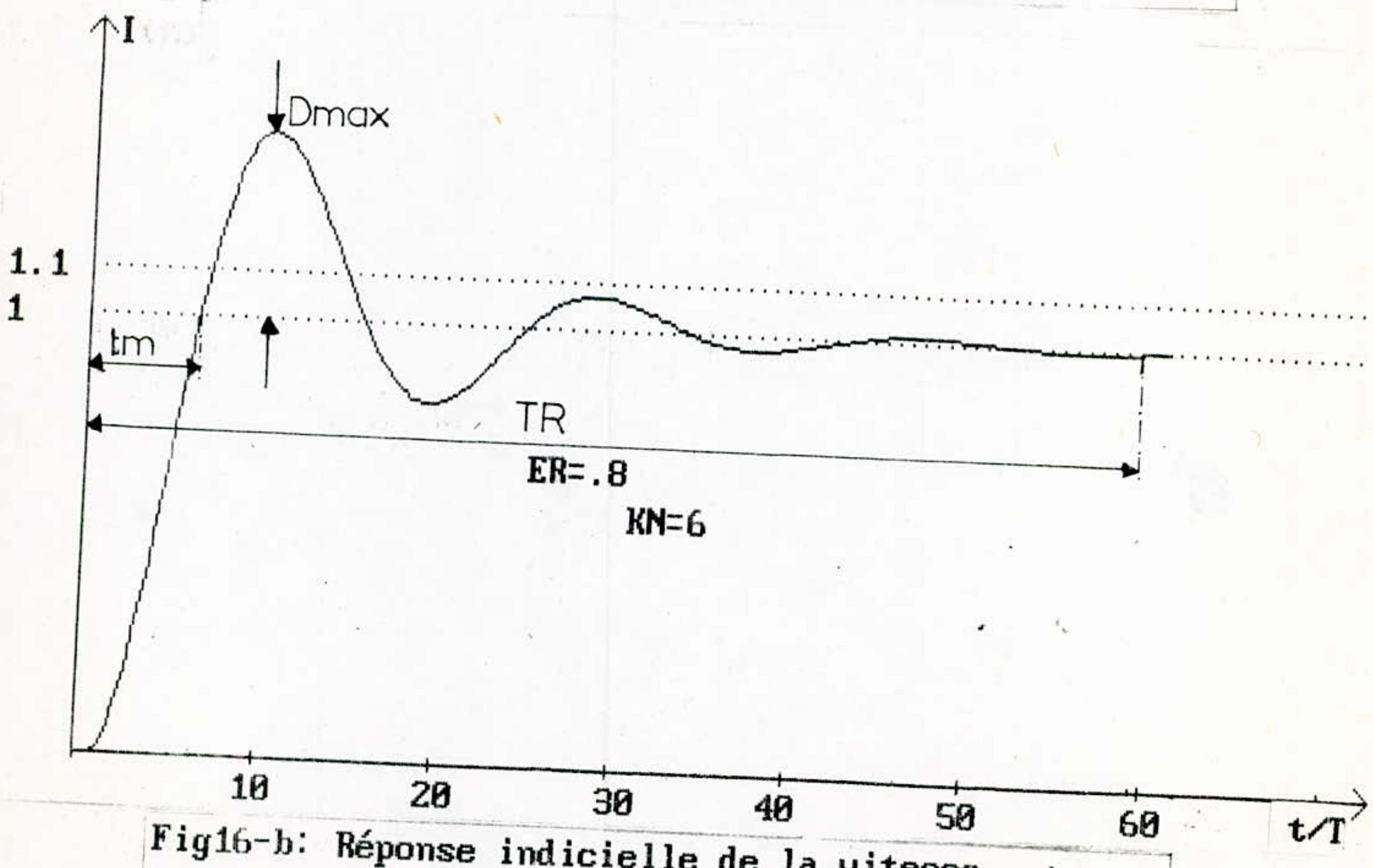


Fig16-b: Réponse indicielle de la vitesse
Influence du temps de calcul

$$In(Z,\varepsilon) = \frac{Geb(Z,\varepsilon).Dn(Z).Nc(Z)}{1+Gebn(Z,0).Dn(Z)}$$

La fonction de transfert échantillonnée reliant le courant $I(Z,\varepsilon)$ et la consigne Nc(Z) est :

$$Gfi(Z,\varepsilon) = \frac{Geb(Z,\varepsilon).Dn(Z)}{1+Cn(Z,0).Dn(Z)}$$

D'où la réponse à un échelon unitaire :

$$In(Z,\varepsilon) = \frac{d4.Z^4+d'3.Z^3+d_2.Z^2}{Z^4+a'_3.Z^3+a'_2.Z^2+a'_1.Z+a'_0}$$

Avec : $d_4 = Kn.c1\ (\varepsilon)$

$d_3 = Kn.C_0(\varepsilon) - Kn.Ztm.C1\ (\varepsilon)$

$d_2 = Kn.Ztm.Co\ (\varepsilon)$

$d = d_0 = 0$

Un programme à été élaboré pour le tracé de la réponse indicielle pour plusieures valeurs de εr. Ces courbes sont représentées à la fig 17.

A la fig 17 - a; on a représenté la réponse indicielle du courant pour un retard εr = .8 et un coefficient du régulateur correspondant, le régime transitoire est lent mais bien amorti.

A la fig 17 - b, on a représenté la même rémonse mais pour un coefficient du régulateur ne tenant pas compte du temps de calcul . On constate que le régime transitoire devient important .

Conclusions :

Dans ce chapitre, on a étudié le réglage du système en introduisant un retard. Le logiciel nouvellement établi est généralisé.

On constate que le comportement transitoire est meilleur lorsqu'on tient compte du temps de calcul lors du dimensionnement du régulateur; d'où l'importance de la prise en considération de ce dernier dans certains cas.

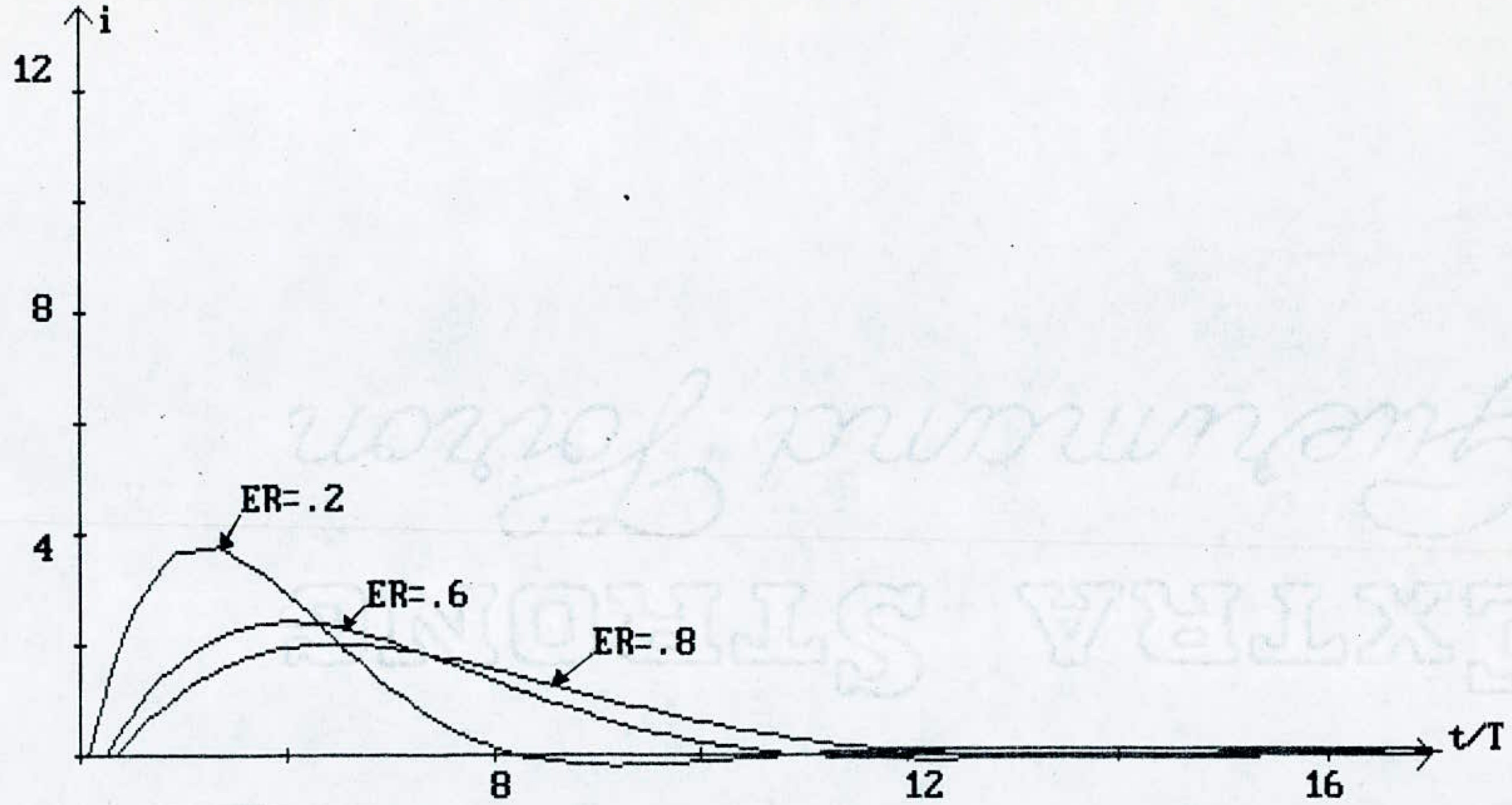


Fig17: Réponse indicielle du courant avec introduction du circuit de vitesse
influence du temps de calcul

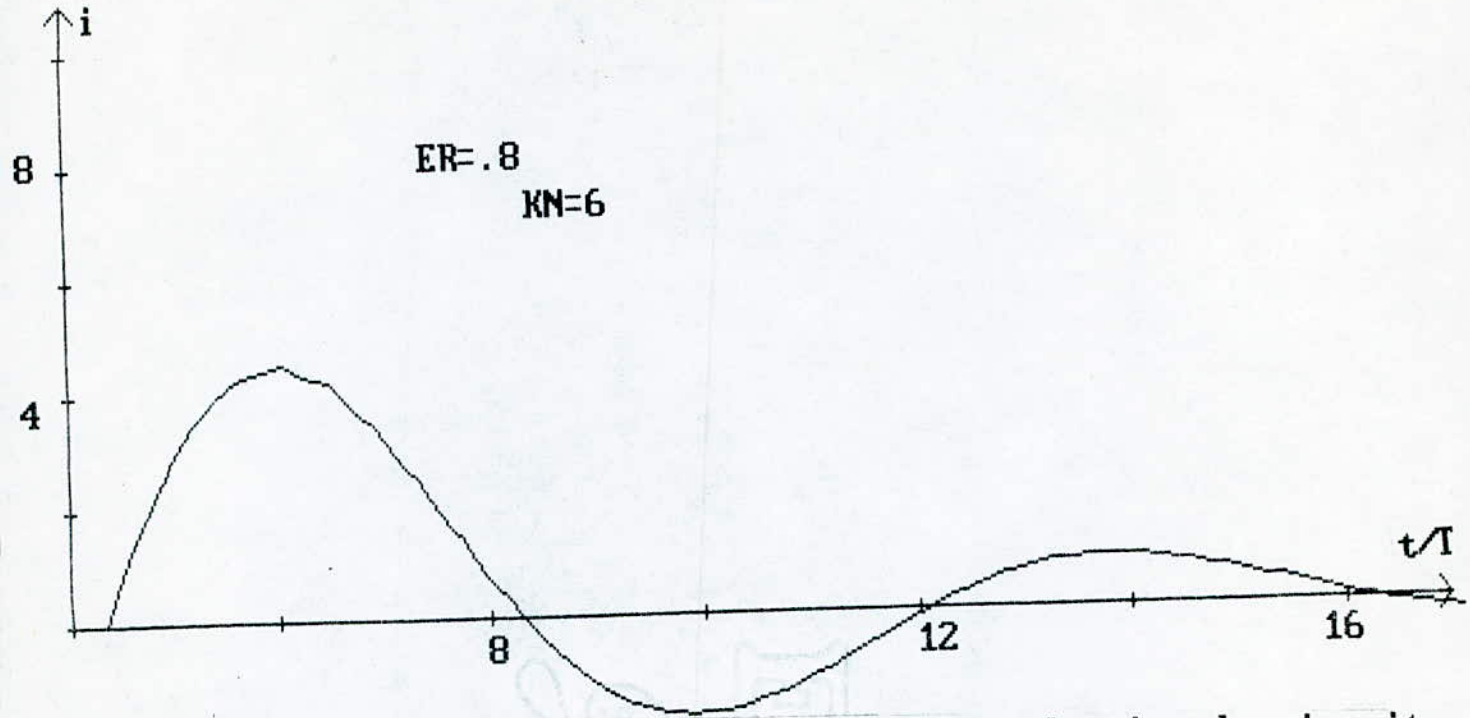


Fig17-b: Réponse indicielle du courant avec introduction du circuit de vitesse influence du temps de calcul

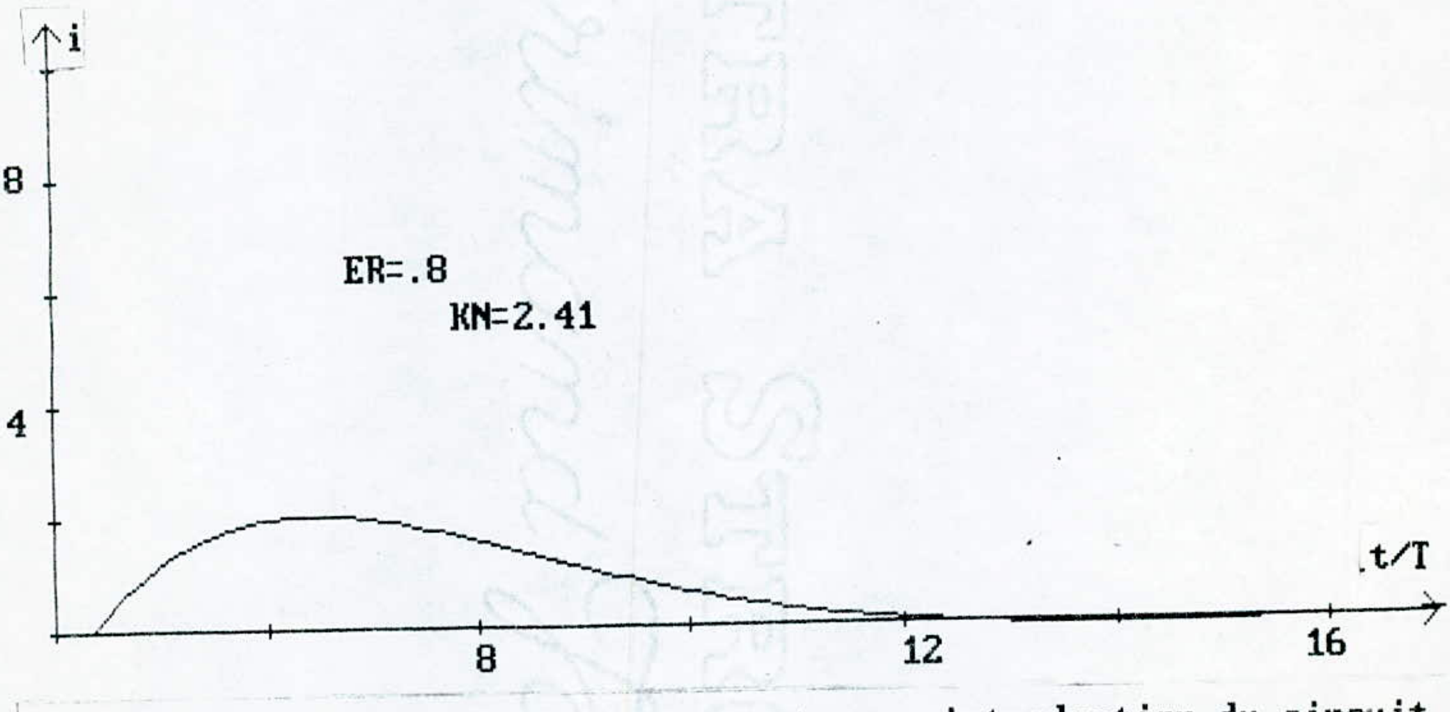


Fig17-a: Réponse indicielle du courant avec introduction du circuit de vitesse influence du temps de calcul

CHAPITRE IV

IV - 1 Simulation du hacheur

IV - 1.1 Simulation du hacheur idéal

IV - 1.2 Simulation du hacheur réel

IV - 2 Association hacheur-moteur

IV - 3 Simulation globale du système de réglage

IV - 3.1 Simulation du système de réglage analogique

IV - 3.2 Simulation du système de réglage digital

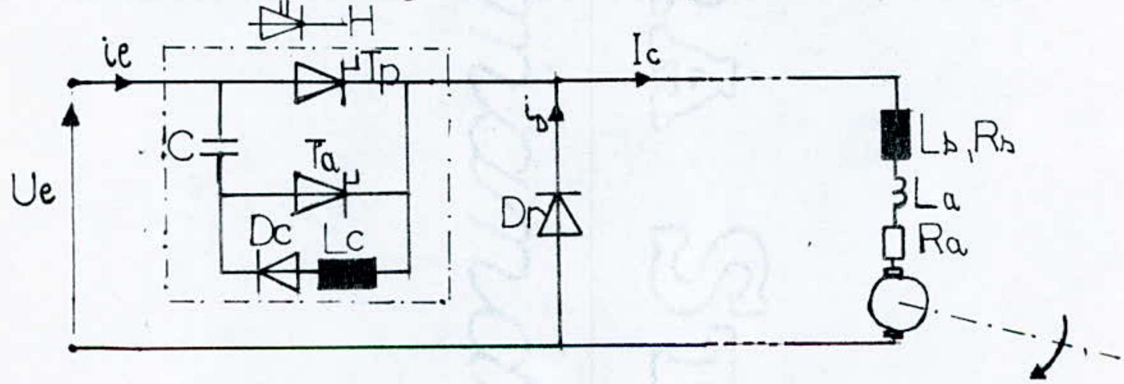
IV - 4. Etude comparative.

La simulation est l'étude du comportement d'un système à partir d'un modèle mathématique choici. C'est aussi un moyen d'approcher le comportement réel du système, et de prévoir sa réaction pour un fonctionnement donné.

Dans notre étude, on se propose de faire la simulation d'un hacheur, qui est d'abord considéré comme idéal, ensuite réel, et ceci en tenant compte des surtensions qui apparaissent aux instants de déclenchement ; puis on associe ce hacheur a un moteur à courant continu ; ensuite, on fera la simulation globale du système de réglage analogique et digital et une comparaison entre ces deux types de réglage.

IV - 1 : Simulation du hacheur

Le schéma du montage utilisé est présenté ci-dessous :



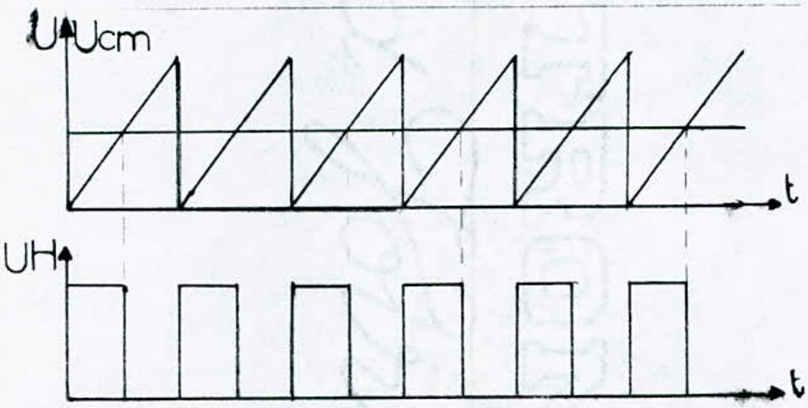
IV-1.1 : Simulation du hacheur idéal

On suppose :

- La source est parfaite (impédance interne nulle)
- L'inductance de la charge est infinie ; ce qui donne un courant parfaitement lissé.
- La durée de commutation est nulle.

Le contrôle du hacheur se fait en agissant sur la durée d'enclenchement et de déclenchement; ceci se fait en comparant une tension de commande Ucm à une tension auxilliaire U en forme de dents de scie, fournie par un oscillateur. Tant que la tension de commande Ucm est plus grande que la tension U, le hacheur est enclenché, dés que Ucm devient inférieur à U, le hacheur se déclenché.

La fig ci-dessous illustre ce fonctionnement :



Un programme établi, nous permet de tracer sur le même graphe (fig IV.1.1.a) la tension de commande Ucm et la tension U en dents de scie en fonctio du temps ; et la tension à la sortie du hacheur (fig IV.1.1.b), où te et td représentent respectivement les durées d'enclenchement et de déclenchement du hacheur.

Nous avons vérifié la validité de l'algorithme précedemment établi, en faisant varier la tension de commande. Pour cela, nous avons pris une tension de commande sinusoidale de la forme :

$$Ucm = 0{,}5 + 25 . \cos (6 . \pi . t / Ts)$$

On obtient alors le résultat fig (IV.1.1.c)

IV - 1.2 : Simulation du hacheur réel

Lors du fonctionnement réel du hacheur, des surtensions dues à la commutation apparaissent aux instants de déclenchement.
Ce fonctionnement est illustré par la fig ci-dessous.

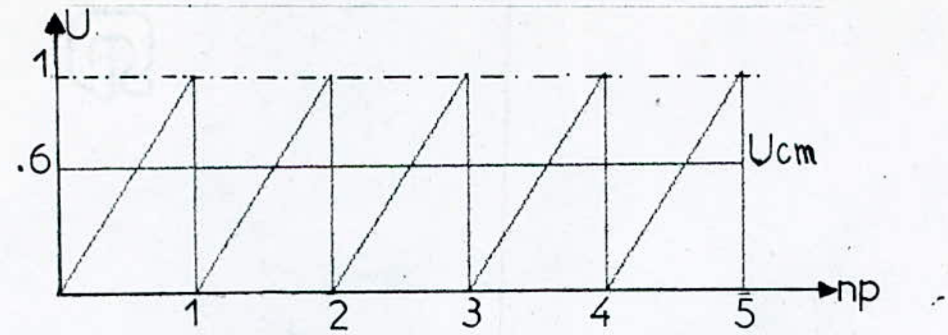


fig IV.1.1.a : Comparaison de la dent de scie à une tension de commande C^{te}

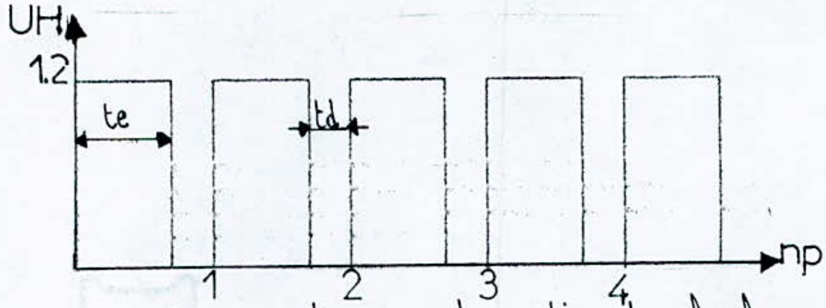


fig IV.1.1.b : tension de sortie du hacheur

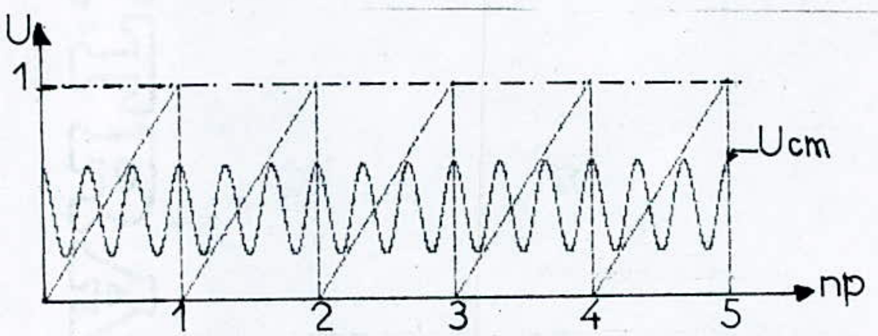


fig IV.1.1.c : Comparaison de la dent de scie à une tension de commande variable.

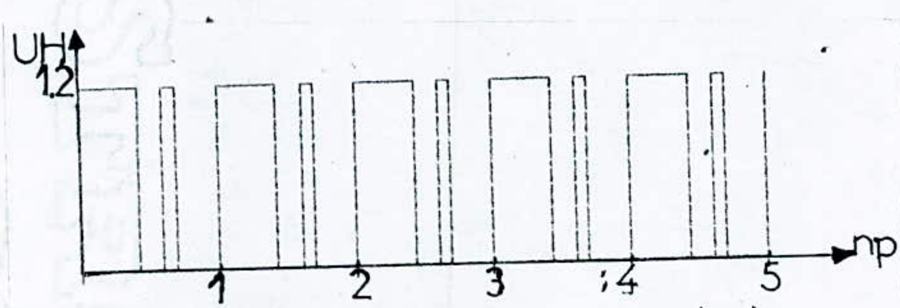
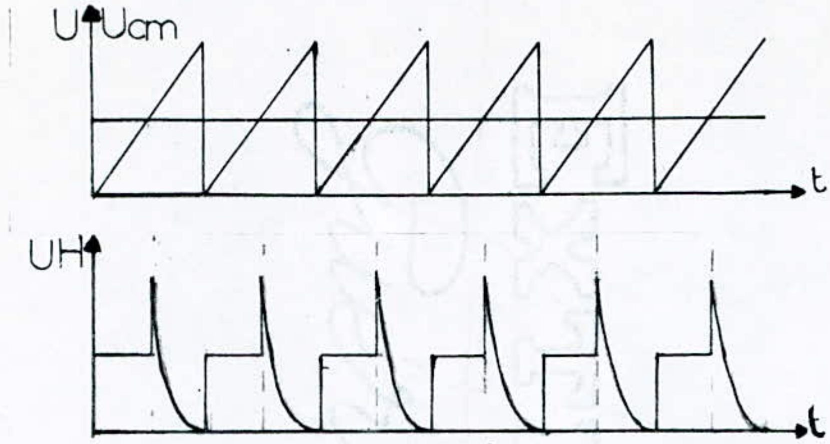


fig IV.1.1.d : tension de sortie du hacheur



Pour la simulation de ce fonctionnement nous supposons que la décharge du condensateur se fait de façon linéaire, comme il est représenté à la fig IV.1.2

IV- 2: <u>Association du hacheur - moteur</u>

Le moteur à courant continu est représenté par le modèle mathématique suivant :

$$\frac{di}{dt} = \frac{UH - Rt.i - n}{Rt.Tt}$$

avec : $km = 1/kf$

$$\frac{dn}{dt} \quad \frac{km.(i - cr) - n}{Tm}$$

La simulation du moteur nécessite la résolution de ces équations différentielles; nous utiliserons alors, la méthode de Runge - Kutta. Pour cela, on établit un algorithme de résolution de ces équations. Pour la simulation de l'association hacheur-moteur, il suffit de compléter par la simulation du hacheur déjà établie.
Un organigramme de simulation de cette association est présentée à la fig (IV-2-a) ce dernier pemet d'élaborer un programme qui nous trace les réponses de courant et de vitesse et la tension de sortie du hacheur pour une tension de commande donnée. (fig IV.2.b)

IV - 3 : <u>Simulation globale du système de réglage</u>.

La simulation numérique du système de réglage nous permet d'analyser le comportement réel du système.

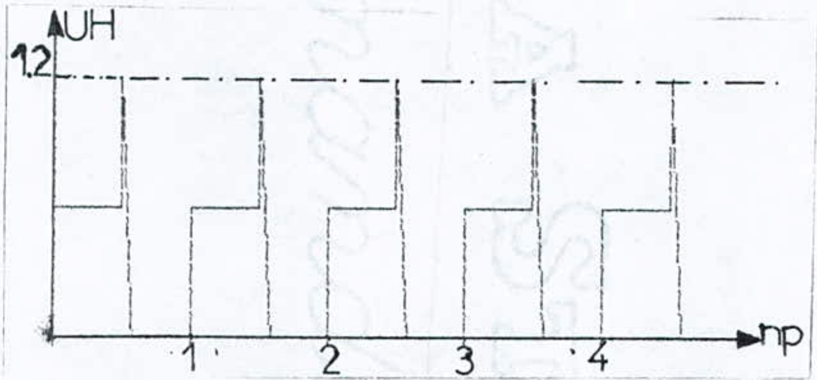


fig IV-12 : Tension de sortie du hacheur reel.

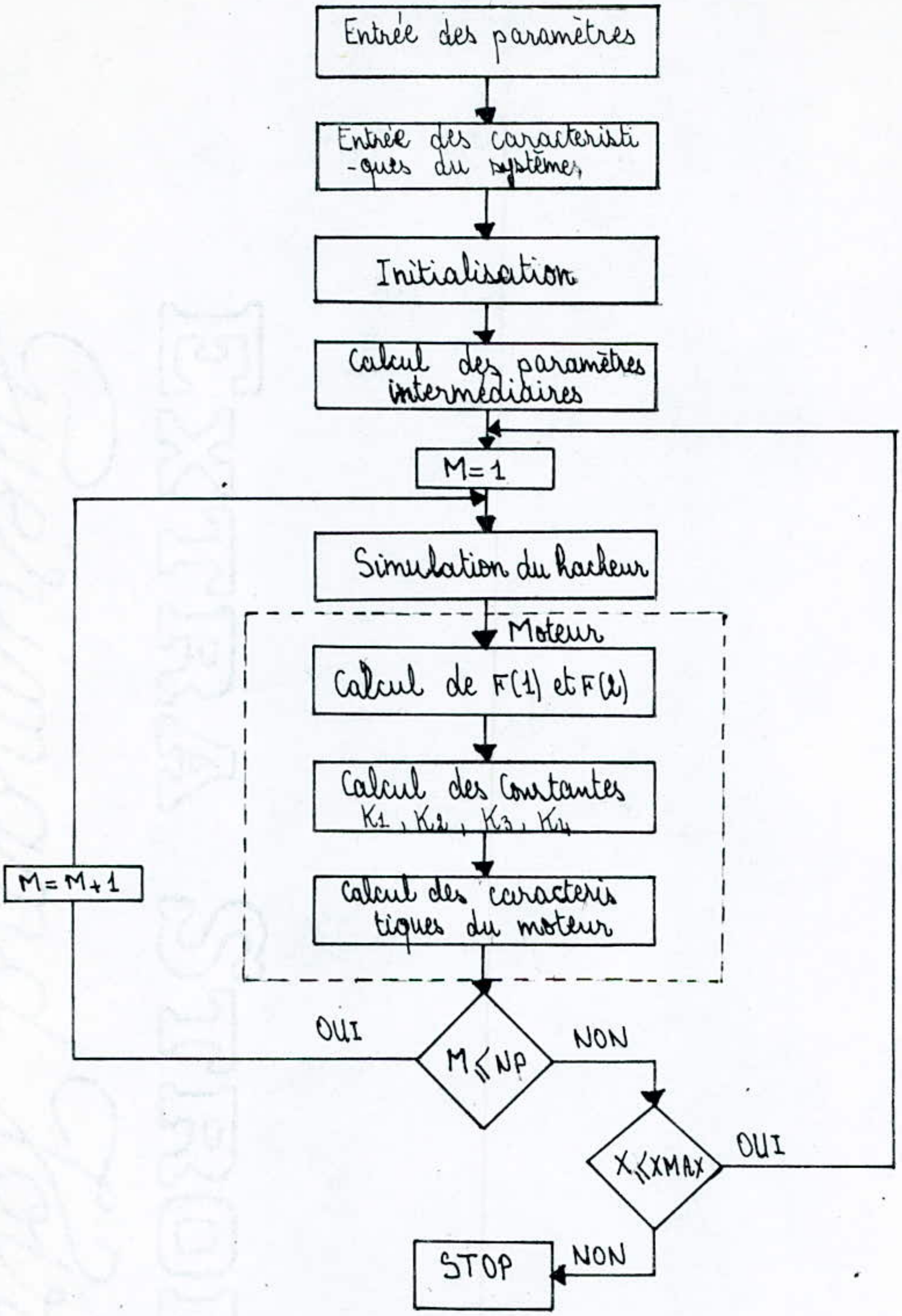
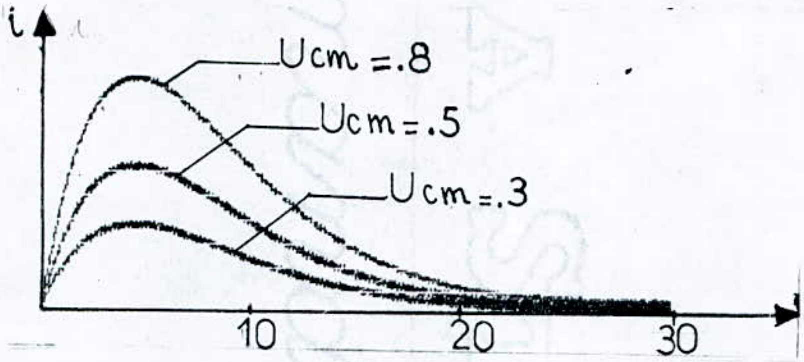
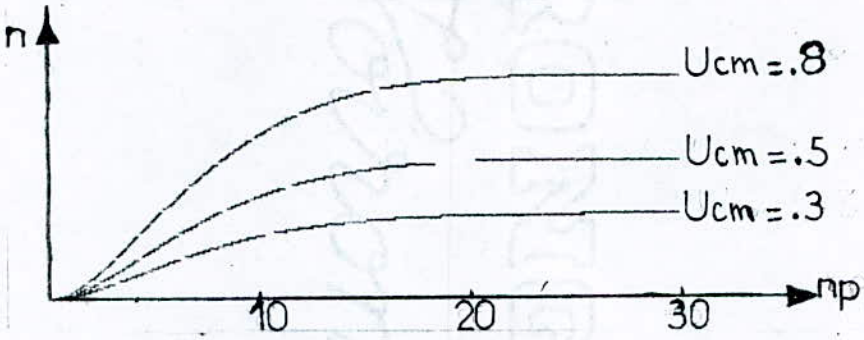


fig IV-2-a: Simulation de l'association hacheur-Moteur-

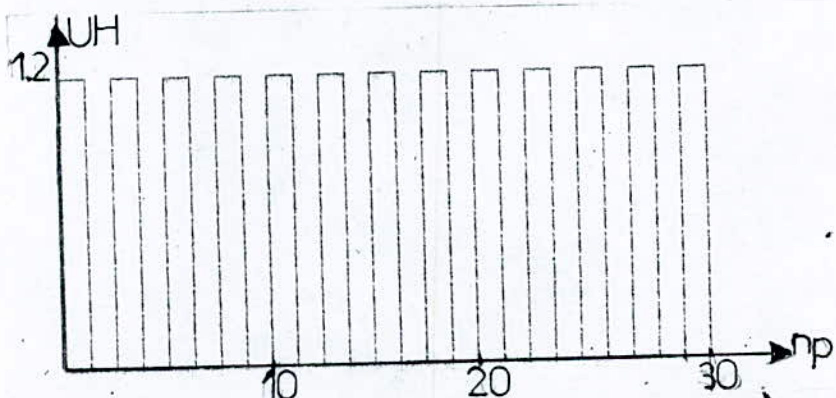
- Influence de la variation de la tension de commande :



: Courbe de courant



: Courbe de vitesse

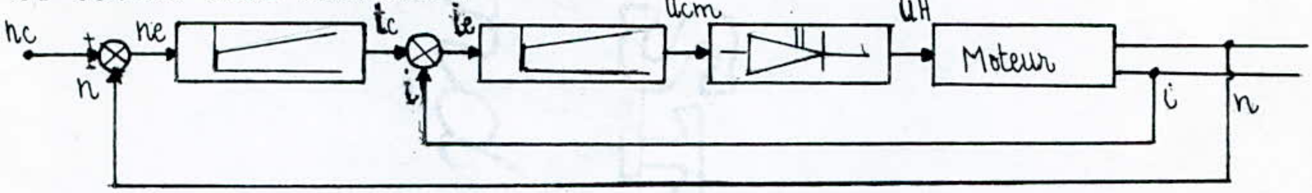


: Tension de sortie du hacheur (α = .5)

fig IV.2 b :

IV - 3.1 : Simulation du système de réglage analogique

La simulation globale du système de réglage analogique se base sur le schéma bloc suivant :



Pour la simulation de l'association hacheur-moteur, nous adoptons ce qui a été fait précédemment, tandis que pour les régulateurs analogiques nous utilisons l'algorithme suivant :
La grandeur de commande est liée à l'écart de réglage par la relation qui suit :

$$C = KP.e+Ki.\ e.dt$$

D'où l'algirithme de réglage :

$$S = S+E$$

$$C = DP.E+KI.S.H$$

KP,KI : coefficients proportionnel et intégral des deux régulateurs.
H: pas d'intégration
L'organigramme présenté à la figIV3.1.a illustre cette simulation. De ce dernier on élabore un programme qui nous trace les courbes de vitesse, courant, tension de commande, et la tension de sortie du hacheur (figIV.3-1.b)
La fig(IV.3.1.c) représente les réponses du courant et de vitesse pour une consigne de 0.5 . Aprés que le régime permanent soit établi pour une charge de 0.5, on surcharge le moteur; ceci se traduit par une augmentation brusque du courant et un ralentissement du moteur dont la vitesse réatteint sa valeur de consigne aprés un temps de 1.3 s

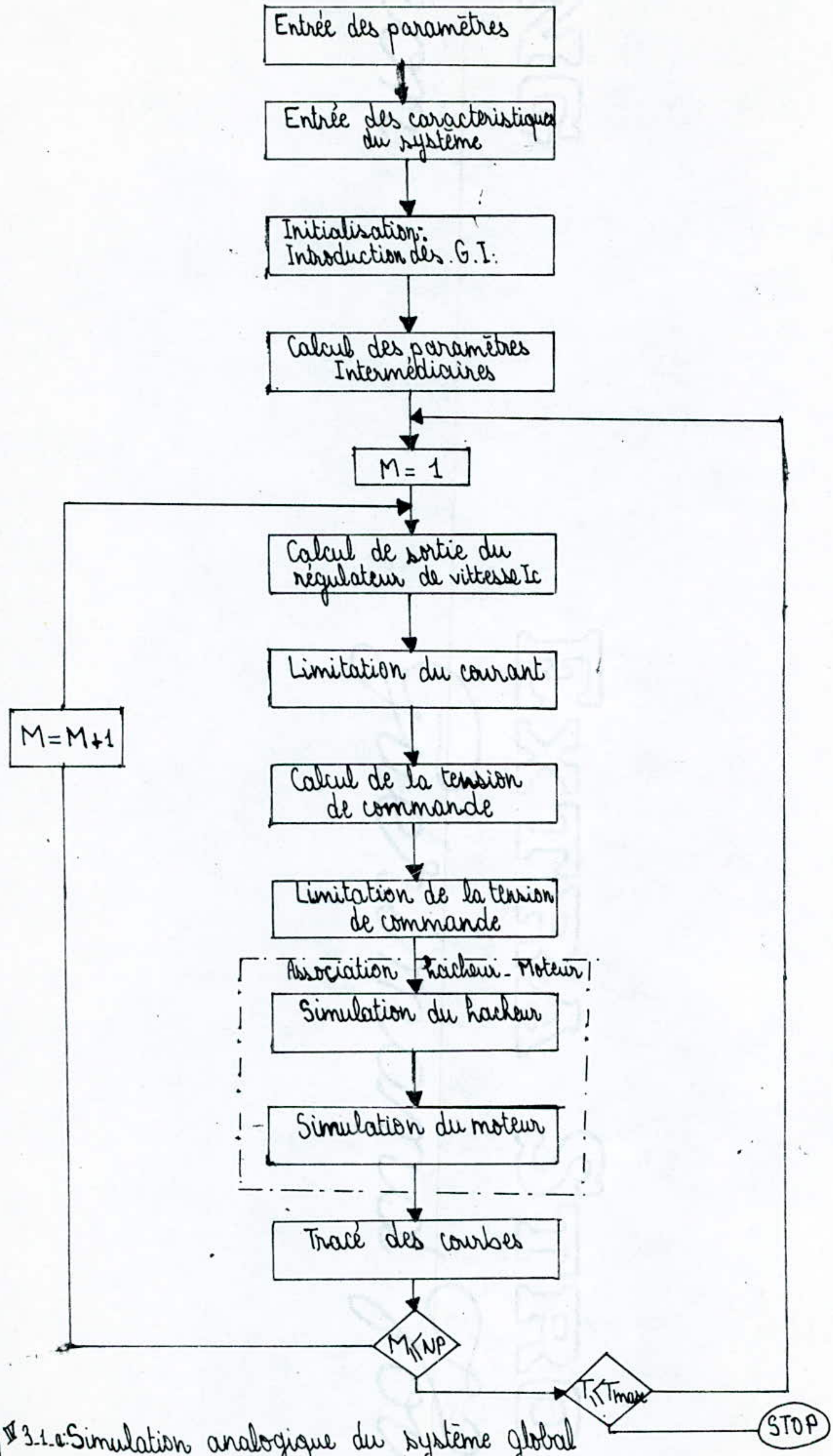
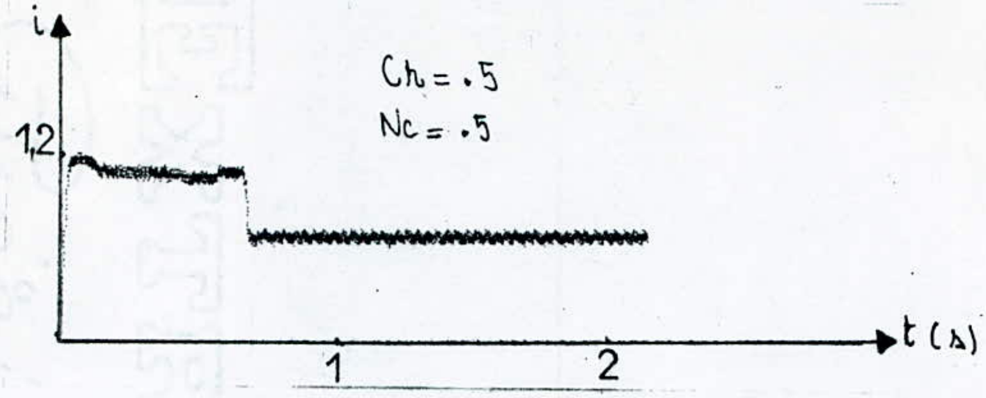
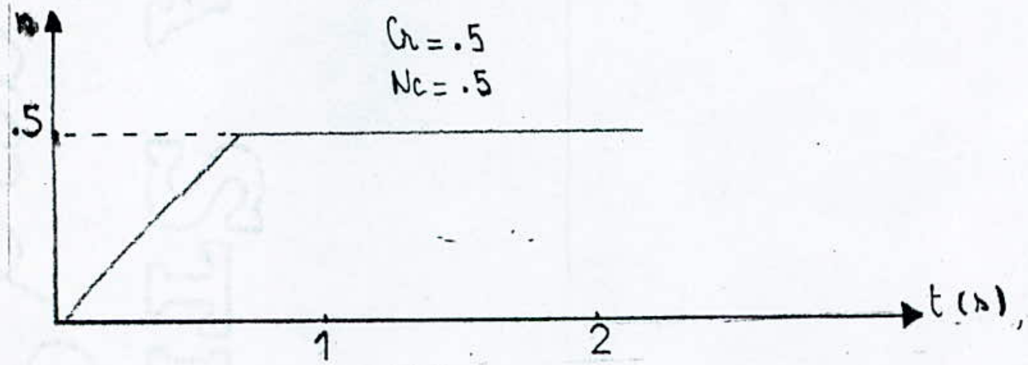


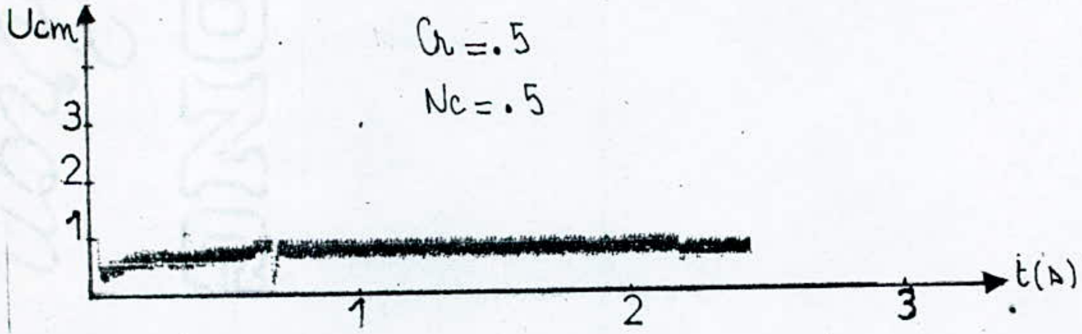
fig V 3.1.a: Simulation analogique du système global



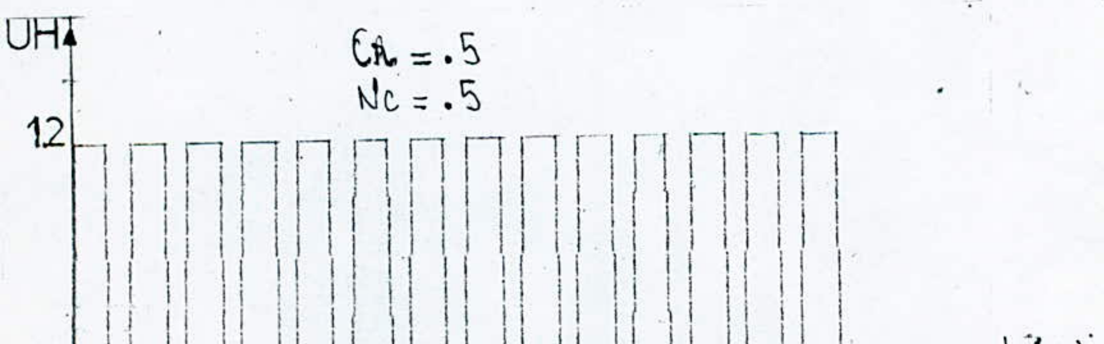
: Courbe de courant



: Courbe de vitesse



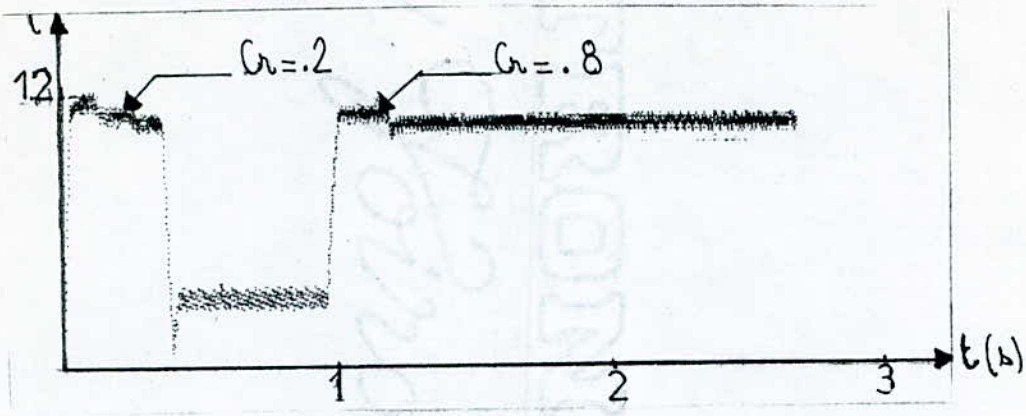
: Tension de Commande



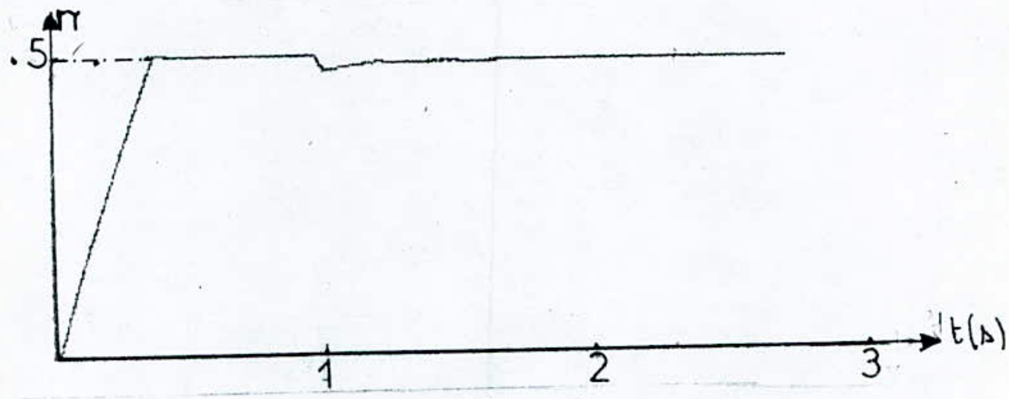
: Tension de sortie du hacheur

- fig IV-3.1-b -

- Influence des perturbations -

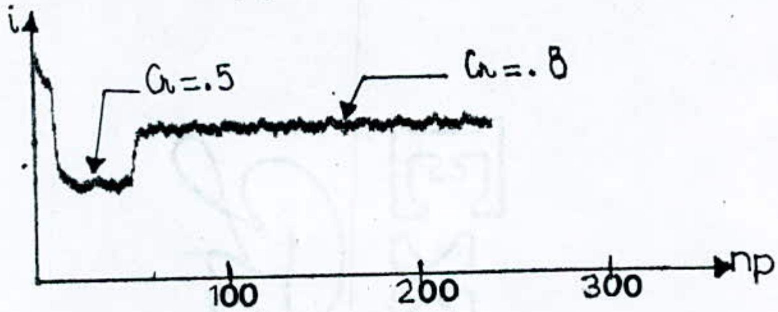


: Courbe de courant

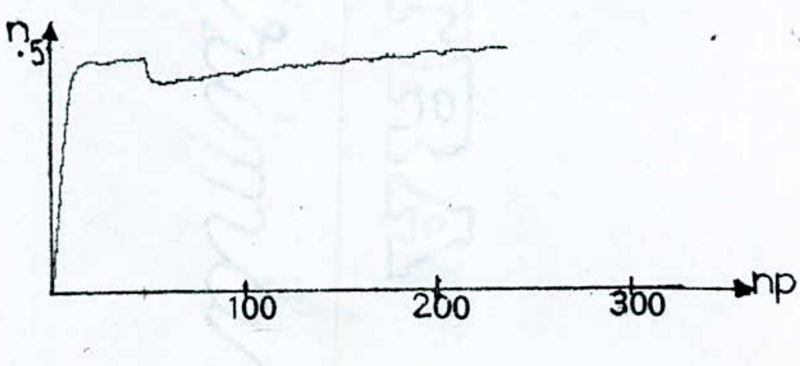


: Courbe de vitesse

- fig IV-3-1-c -



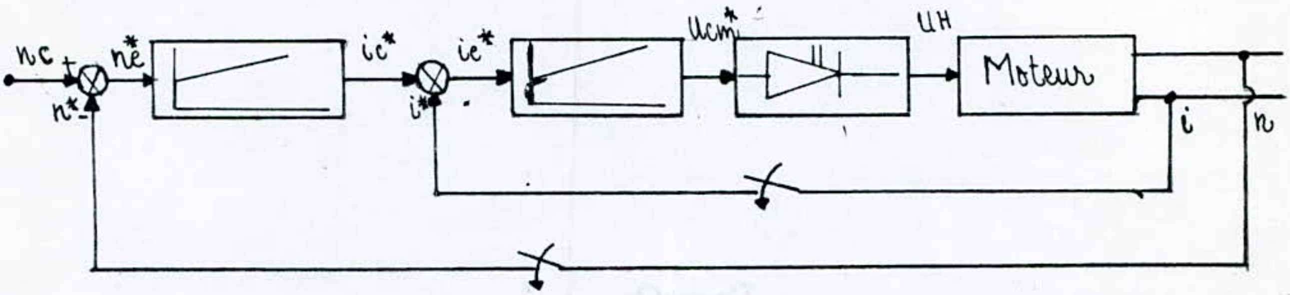
Courbe de courant



: Courbe de vitesse   - fig: IV-3-2 b -

IV - 3.2 : Simulation du système de réglage digital

La simulation globale du système de réglage digital est basée sur le schéma bloc suivant :



De la même manière que pour la simulation du système analogique, nous adoptons la même simulation pour, l'association moteur-hacheur, tandis que les régulateurs discrets sont répresentés par l'algorithm suivant :

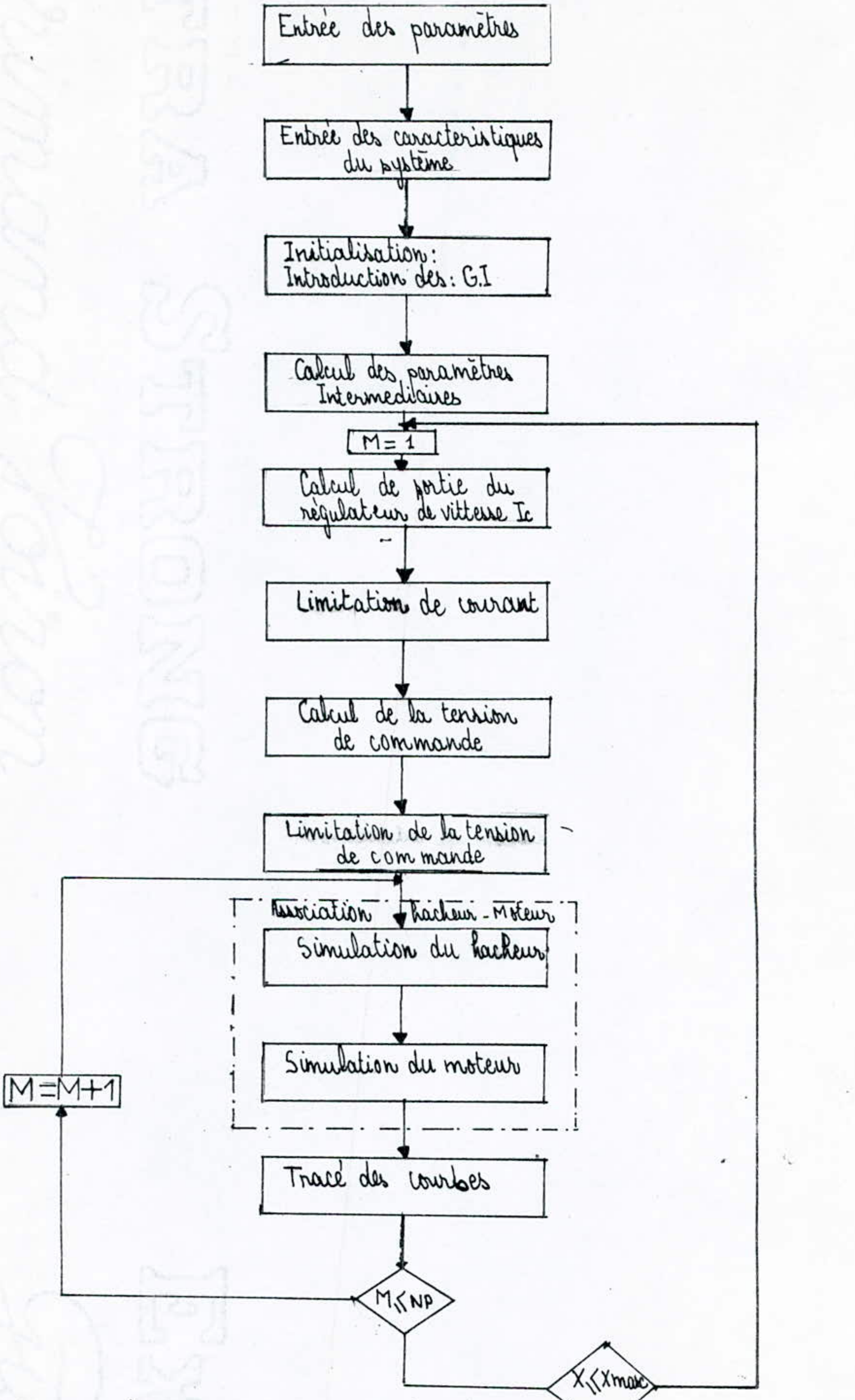
$$S = S+E$$

$$C = KP.E+KI.S$$

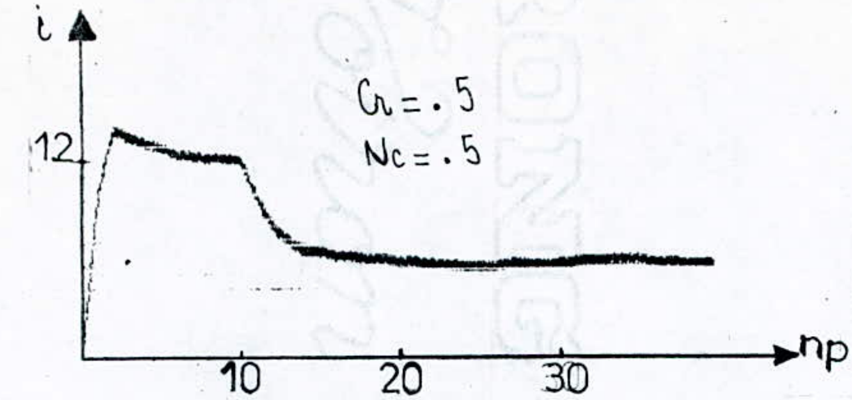
De même que précedemment, on établit un organigramme illustrant cette simulation. A partir de celui-ci on élabore un programme qui nous trace les courbes de vitesse, de courant, de tension de commande, et de la tension de sortie du hacheur. Fig(IV-3-2-a)
On applique la même perturbation que pour le système analogique, on constate que le système digital réagit de la même façon; le temps que met la vitesse pour retrouver sa valeur de consigne étant de : 4.5 s

IV - 4.4 : Etude comparative

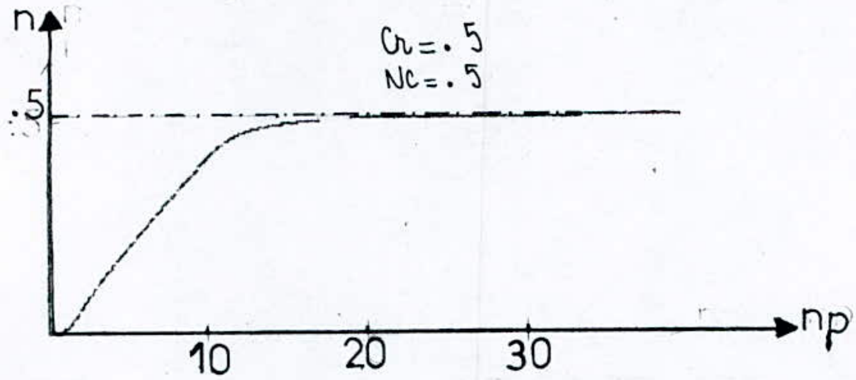
L'étude des résultats obtenus en simulation aux fig ( ); nous permet de constater que les deux types de réglage sont presque analogues. Mais on relève une certaine rapidité dans la réponse des régulateurs analogiques. Ceci est aux pertes d'information provoquées par le caractère échantillonné de la commande numérique.



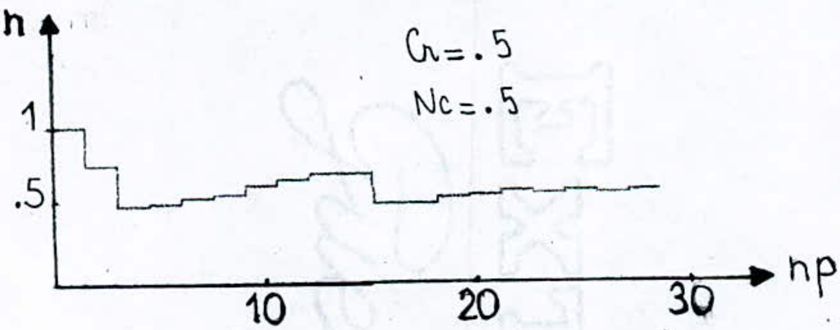
Simulation numérique du système global



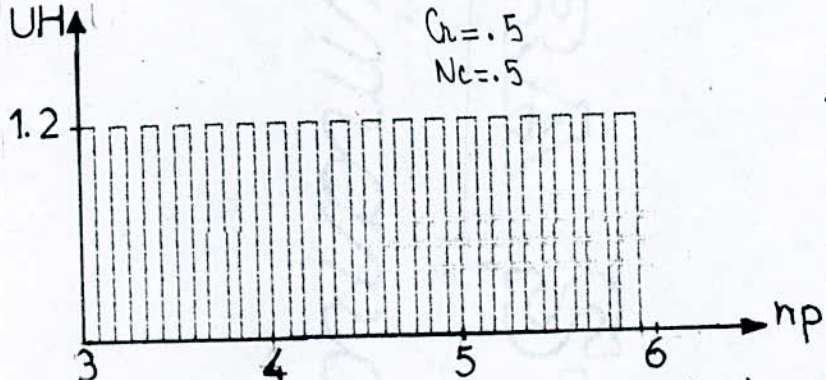
: Courbe de courant



: Courbe de vitesse



: Tension de commande



: Tension de sortie du hacheur

fig IV-3-2-a

- CONCLUSION -

Nous avons commencé notre travail par une brève étude de la commande analogique. Ceci nous a permis de faire une comparaison avec la commande numérique. Nous avons ensuite mis en évidence l'influence du temps de calcul sur les performances du système, qui peut dans certains cas le détériorer. D'où la necessité de sa prise en considération dans l'analyse. Il en résulte que n'importe quel microprocesseur n'est pas apte à remplir n'importe quelle fonction, ceci dépend du temps d'exécution du microprocesseur et des constantes de temps des éléments constituant le système .

De plus, la comparaison de deux types de commande nous a permis de montrer que la commande numérique conserve concerne les performances dynamiques de la régulation analogique tout en assurant une meilleure précision. Ainsi vu, tous les avantages que présente, cette commande, on opte pour le développement et l'utilisation de celle-ci.

Mais actuellement, entre le tout numérique et le tout analogique, les constructeurs choisissent les produits hybrides plus ou moins marqués par l'une ou l'autre tendance.

— BIBLIOGRAPHIE —

/01/ - H. BUHLER : Réglage échantillonné
Vol.1 traitement par la transformée en Z
Presses Polytechniques Romandes .

/02/ - H. BUHLER : Electronique de règlage et de commande
DUNOD 1979 .

/03/ - H. BUHLER : Electronique de puissance
GEORGI 1981

/04/ - Y. SEVELY : Systèmes et asservissements linéaires échantillonnés 1973.

/05/ - C. GUEGUEN : Commande des systèmes discrets et èchantillonnés .

/06/ - F. MILSANT : Asservissements linéaires EYROLLES 1980.

/07/ - R. CHAUPRADE : Electronique de puissance .
Commande des moteurs à courant continu
EYROLLES 1981.

/08/ - FAES : Commande des processus industriels par calculateur
Tome 1.
DUNOD 1981 .

/09/ - J. PRUVOST : Point en automatique
Technique et documentation 1981 .

/10/ - S. DIALLO : Contribution à la simulation de l'association
moteur série hacheur à thyristor .
Thèse de Docteur-Ingènieur - ENSM - NANCY - 1980

/11/ - J. L. DUARTE : Commande numérique en courant et en vitesse
sans capteur d'un moteur à courant continu
Thèse de Docteur-Ingènieur . ENSM - NANCY - 1985

/12/ - N. CHAKER : Analyse de la qualité de règlage numérique
E.N.P. Juin 86 . (Projet de Fin d'etude)

/13/ - M. BENKHORIS : Simulation des diffèrentes méthodes de règulation
de vitesse d'un moteur à courant continu
E.N.P. Juin 86 . (Projet de Fin d'etude)

/14/ - SN. SINGH , - D.R. KOHLI : Performance determination of a chopper-controlled
Separately Excited DC Motor
IEEE Transaction on industrial electronics ,
Vol IE - 31 Fev . 84 .

/15/ - D.R. KOHLI , SHAMSU. AHMAD , ALI ATHAR KAN :

A New Approch To P erformance Analysis Of Chopper Controlled D.C Motor DRIVE 1981 .

/16/ - Jean - François AUBRY :

Les microprocesseurs dans la règulation des moteurs à courant continu .

Etude de quelques réalisations.

A G E Octobre 83 .

/17/ - René FEUILLET , Daniel ROYE , Elisabeth OLIVIER :

Etude comparative de deux règulateurs de vitesse par microprocesseur d'un moteur à courant continu .

R G E Octobre 83 .

/18/ - Patrick BOUCHER :

Règulation et filtrage numérique en commande de vitesse par microprocesseur .

R G E Octobre 83 .