

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

4/87

وزارة التعليم والبحث العلمي

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

1ex

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : D'ELECTROTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention d'un diplôme d'ingénieur d'Etat

SUJET

**Simulation de la Commande
Echantillonnée en Cascade
d'un Moteur à Courant continu**

Proposé par :

Mr : BOUCHERIT

Mr : H. CHEKIREB

Etudié par :

BENHISSEN

Nacer-Eddine

Dirigé par :

Mr : BOUCHERIT

Mr : H. CHEKIREB

PROMOTION : JANVIER 1987

E.N.P. 10, Avenue Hacén Badi - EL-HARRACH — ALGER

STRONG

River

STRONG

2001

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT : D'ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention d'un diplôme d'ingénieur d'Etat

SUJET

**Simulation de la Commande
Echantillonnée en Cascade
d'un Moteur à Courant continu**

Proposé par :

Mr : BOUCHERIT

Mr : H. CHEKIREB

Etudié par :

BENHISSEN

Nacer-Eddine

Dirigé par :

Mr : BOUCHERIT

Mr : H. CHEKIREB

PROMOTION : JANVIER 1987

E.N.P. 10, Avenue Hacén Badi - EL-HARRACH — ALGER

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

إقرأ باسم ربك الذي خلق خلق الانسان من علق إقرأ وربك

الاکرم الذي علم بالقلم علم الانسان ما لم يعلم

صدق الله العظيم

..... Dédicaces

A mon père

A ma mère

A mes frères et sœurs

A ma famille et à tous mes amis

Je dédie ce modeste travail

..... Remerciements

J'adresse mes vifs remerciements à monsieur BOUCHERIT pour son déroulement et pour l'aide précieuse qu'il m'a apportée et les conseils éclairés qu'il m'a prodigués .

Je remercie vivement monsieur H . CHEKIREB pour son aide et ses suggestions .

J'ajoute ma gratitude à tous les professeurs qui ont contribué à ma formation .

A tous ceux qui ont aidé à l'élaboration de ce travail .

| | |
|--|----|
| Introduction | 1 |
| CHAPITRE I Etude de la régulation en cascade | |
| I-1 Réglage en cascade | 2 |
| I-2 Schéma bloc d'un réglage en cascade | " |
| I-3 Structure de réglage | 4 |
| I-3-1 Fonction de transfert du circuit intermédiaire | " |
| I-3-2 Fonction de transfert de réglage principal | 5 |
| I-3-3 Influence du temps de calcul et de la période d'échantillonnage | 6 |
| I-3-4 Système équivalent pour le circuit de réglage intermédiaire | " |
| CHAPITRE II Réglage de courant et de vitesse d'un moteur à courant continu | |
| II-1 Introduction | 9 |
| II-2 Réglage d'un moteur à courant continu, schéma de principe | |
| II-3 Structure et hypothèses | 11 |
| II-3-1 Equation du système | " |
| II-3-2 Schéma fonctionnel | 13 |
| II-4 Réglage du courant | 14 |
| II-4-1 Fonction du transfert du circuit de courant | " |
| II-4-2 Données numériques | 16 |
| II-5 Choix et dimensionnement des régulateurs | 17 |
| II-5-1 Dimensionnement et choix du régulateurs de courant | " |
| II-5-2 Détermination de K_c par le critère sur la marge de phase de 60° | " |
| II-5-3 Détermination de K_c par la méthode du lieu des racines (lieu D'EVANS) | 18 |
| II-6 Réglage de vitesse | 28 |
| II-6-1 Détermination de la constante de temps du système équivalent | " |
| II-6-2 Choix et dimensionnement du régulateur de vitesse (avec système équivalent) | 29 |
| CHAPITRE III Analyse de la qualité de réglage | |
| III-1 Influence de T et ξ_r sur la réponse indicielle de courant (indépendamment du circuit principal) | 32 |
| III-1-1 Réponse de la grandeur de commande U_{cm} | 34 |
| III-1-2 Réponse de la grandeur de commande U_{di} | 37 |
| III-2 Influence de T et ξ_r sur la réponse de courant (avec l'introduction du circuit principal) | 41 |
| III-3 Influence de ξ_r et de T sur la réponse indicielle de vitesse | 42 |
| CHAPITRE IV Simulation numérique | 57 |
| Conclusions | 70 |

Introduction

L'introduction de microprocesseur dans le domaine des systèmes d'entraînement à vitesse variable permet d'obtenir d'excellentes performances dynamiques et statiques.

Ces calculateurs de processus permettent l'élaboration digitale des algorithmes de réglage et remplacent ainsi les régulateurs classiques fonctionnant de manière continue.

L'évolution actuelle est d'essayer de faire de l'optimisation quantitative.

L'automatisation par l'intermédiaire du calculateur exige la connaissance consciente du processus, cette connaissance est formulée en général sous forme d'équations constituant un modèle mathématique du processus.

On distingue en général deux types de modèles pour un processus industriel.

a) un modèle statique qui traduit l'influence des paramètres d'action ou de perturbation sous les grandeurs de sortie, en régime permanent.

b) un modèle dynamique qui fait intervenir le temps comme paramètre (Régimes transitoires, problèmes de stabilité, amortissement ect)

Ces modèles sont théoriquement toujours linéaires, cependant en pratique, compte tenu de la complexité du problème pour un grand nombre de processus et dans un but de simplification, on cherche, lorsque cela est possible, à reporter le caractère non linéaire du processus sur le modèle statique, et on étudie le modèle dynamique dans un petit domaine autour d'un point de fonctionnement statique ce qui permet de le linéariser, dans de tels cas, on parle de réglage échantillonnés, pour l'étude de ces derniers, on ne peut pas utiliser les méthodes habituelles qui sont connues pour des systèmes fonctionnant de manière continue.

donc on fait appel à des méthodes utilisant le calcul opérationnel. L'objectif principal de ce travail est d'étudier l'influence du temps de calcul sur le comportement dynamique d'un moteur à courant continu commandé par un calculateur numérique, et les contraintes qui apparaissent en ce qui concerne le choix de la période d'échantillonnage.

Le chapitre I est une étude de la régulation en cascade, et le chapitre II présente le réglage de courant et de vitesse d'un moteur à courant continu, ainsi le dimensionnement des deux régulateurs (courant, vitesse), et le chapitre III donne une analyse de la qualité de réglage, et enfin le chapitre IV est une simulation de cette commande.

Chapitre I

Etude de la régulation en cascade

I.1 Réglage en cascade

Le rôle essentiel d'un système de régulation est d'imposer à la grandeur de sortie (grandeur à asservir) de toujours rester égale à sa référence (grandeur d'entrée).

pour cela il est nécessaire de comparer ces deux valeurs et d'imposer à leur différence (ou erreur) d'être toujours nulle, nous aboutissons ainsi à un système bouclé.

donc il faut que le système soit composé de plusieurs boucles qui peuvent se combiner de différentes façons et parmi les systèmes couramment utilisés aujourd'hui surtout dans les cas des systèmes relativement simples, c'est la régulation par boucles multiples en cascade.

les variables secondaires sont régulées par les boucles internes et la variable principale par la boucle externe. pour les avantages et les inconvénients de ce système voir [8].

I-2 Schéma bloc d'un réglage en cascade

La fig a, montre le schéma bloc d'un réglage en cascade avec une grandeur à régler intermédiaire 'ya' (grandeur à régler auxiliaire) et une grandeur à régler principale y.

le système à régler global avec la fonction de transfert $G_s(s)$ est subdivisé en deux sous-systèmes avec respectivement les fonctions de transfert $G_{sa}(s)$ et $G_{sb}(s)$ pour le fonctionnement voir [1]

-Transformation du schéma bloc

Pour l'étude de ce réglage en cascade échantillonné il est indispensable de transformer le schéma bloc de la fig a, sous la forme représentée à la fig b, ou l'on a mis en évidence le caractère échantillonné des différents signaux.

Ce schéma bloc se prête à une analyse des circuits de réglage en cascade.

dans une première étape, on doit étudier le circuit de réglage intermédiaire. ce circuit de réglage intermédiaire fermé fait ensuite partie intégrante du circuit de réglage principal.

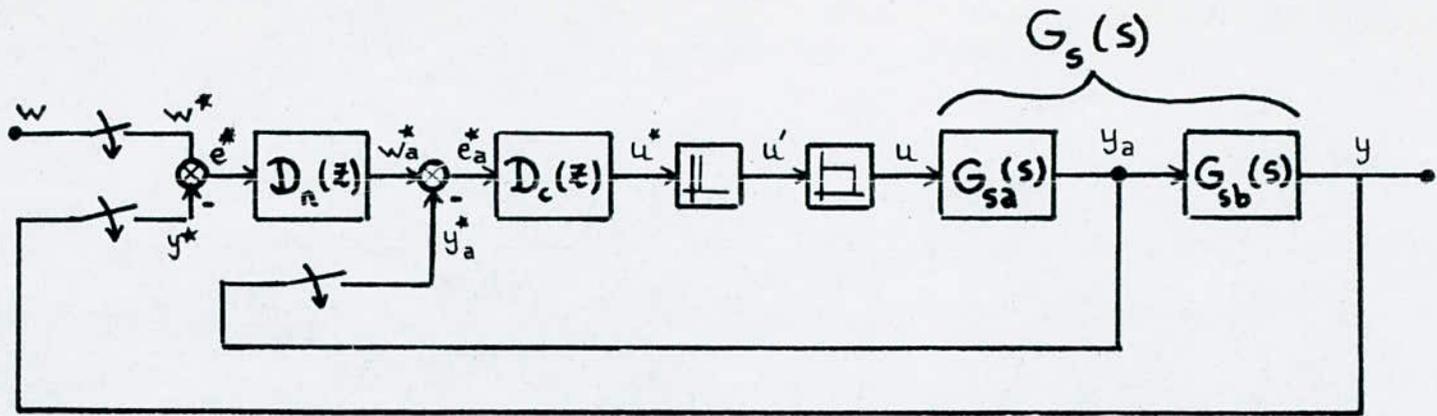


fig a - schéma bloc d'un réglage en cascade

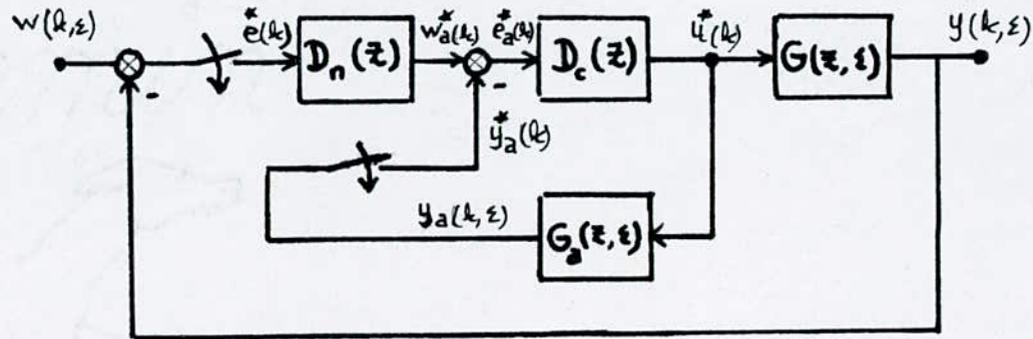


fig b - schéma bloc réduit d'un réglage en cascade

I-3 Structure de réglage

Le traitement de réglage est limité par le cas d'un circuit de réglage intermédiaire superposé par un circuit de réglage principal. ces deux circuits de réglage travaillent avec la même période d'échantillonnage.

I-3-1 Fonction de transfert du circuit intermédiaire

A partir du schéma bloc de la fig b .on peut établir pour le circuit de réglage intermédiaire appartenant au sous système 'a' les relations suivantes:

$$Y_a(z, \xi) = G_a(z, \xi) * D_c(z) * E_a^*(z)$$

et

$$E_a^*(z) = W_a^*(z) - Y_a(z, 0)$$

ainsi l'écart de réglage devient

$$E_a^*(z) = \frac{1}{1 + G_a(z, 0) * D_c(z)} W_a^*(z)$$

D'ou l'on obtient

$$Y_a(z, \xi) = G_{aw}(z, \xi) * W_a^*(z)$$

avec la fonction de transfert du circuit de réglage intermédiaire fermé

$$G_{aw}(z, \xi) = \frac{G_a(z, \xi) * D_c(z)}{1 + G_a(z, 0) * D_c(z)}$$

Pour l'analyse de la stabilité on a besoin de la fonction de transfert du circuit de réglage intermédiaire ouvert .

L'équation caractéristique est donnée par

$$1 + G_{ao}(z, 0) = 0$$

c'est a dire

$$1 + G_a(z, 0) * D_c(z) = 0$$

Généralités

Jusqu'à présent, on a supposé que la période d'échantillonnage T est donnée. cependant lors de la conception d'un système de réglage échantillonné. La période d'échantillonnage n'est pas connue à priori et constitue un des paramètres à déterminer.

Un premier critère est donné par le comportement dynamique du système à régler et l'influence de l'échantillonnage sur ce comportement.

Un deuxième critère est donné par le comportement dynamique du circuit de réglage échantillonné voir [1] .

Si par contre le retard dû à l'élaboration de l'algorithme de réglage n'est pas négligeable . On peut le prendre en considération par un échantillonneur à pulsations dont l'impulsion est retardée de $\xi r = T_c/T$ par rapport aux instants d'échantillonnage.

On décompose le retard pur relatif T_c/T en un nombre entier Kr de périodes d'échantillonnage est une fraction ξr avec $0 < \xi r < 1$

I-3-4 Système équivalent pour le circuit de réglage intermédiaire

Comme on l'a démontré dans les sections précédentes, le circuit de réglage intermédiaire fermé intervient dans le circuit de réglage principal . Dans le cas échéant on obtient des relations assez complexes pour l'étude du circuit de réglage principal. surtout s'il-y-a plusieurs circuits de réglage superposés.

Il serait donc utile de pouvoir remplacer approximativement le circuit de réglage intermédiaire fermé par un système équivalent du premier ordre .

D'où le schéma bloc représenté à la fig c .

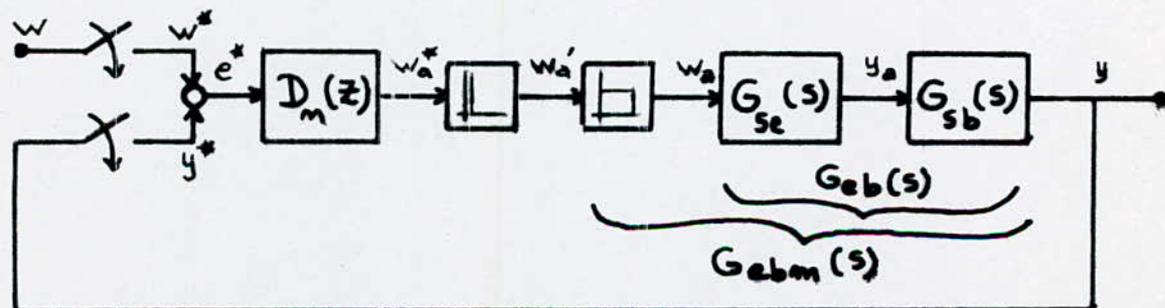


fig c. Schéma bloc avec un système équivalent pour le circuit de réglage intermédiaire fermé

I-3-2 Fonction de transfert du circuit de réglage principal

Lorsque le circuit de réglage intermédiaire est dimensionné de sorte qu'il soit stable et bien amorti, on peut passer à l'étude du circuit de réglage principal.

de la fig b, on tire

$$Y(z, \xi) = G(z, \xi) * D_c(z) * E_a^*(z)$$

$$= \frac{G(z, \xi) * D_c(z)}{1 + G_a(z, \xi) * D_c(z)} * W_a^*(z)$$

Pour la grandeur de consigne intermédiaire, on obtient

$$E_a^*(z) = W(z) - Y(z, 0) ; W_a^*(z) = D_n(z) * E_a^*(z)$$

après quelques transformations

$$W_a^*(z) = \frac{D_n(z)}{1 + \frac{G(z, 0) * D_c(z) * D_n(z)}{1 + G_a(z, 0) * D_c(z)}} * W(z)$$

D'où

$$Y(z, \xi) = G_w(z, \xi) * W(z)$$

avec la fonction de transfert du circuit de réglage principal fermé

$$G_w(z, \xi) = \frac{G(z, \xi) * \frac{G_{aw}(z, 0)}{G_a(z, 0)} * D_n(z)}{1 + G(z, 0) * \frac{G_{aw}(z, 0)}{G_a(z, 0)} * D_n(z)}$$

D'où l'équation caractéristique du circuit de réglage principal

$$1 + G_{op}(z, 0) = 0$$

$$\text{avec } G_{op}(z, 0) = G(z, 0) * \frac{G_{aw}(z, 0)}{G_a(z, 0)} * D_n(z)$$

Sur la base de cette équation caractéristique on peut choisir et dimensionner le régulateur principal.

-Fonction de transfert échantillonné du système équivalent du premier ordre .

On choisit pour le système équivalent un système du premier ordre avec la constante de temps équivalent T_e ,sa fonction de transfert normale est donc :

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

- Détermination de T_e

Pour déterminer la constant de temps équivalent T_e , On impose l'égalite des surfaces de réglage pour le circuit de réglage intermediaire fermé et le système équivalent comme il est indiqué à la fig d .

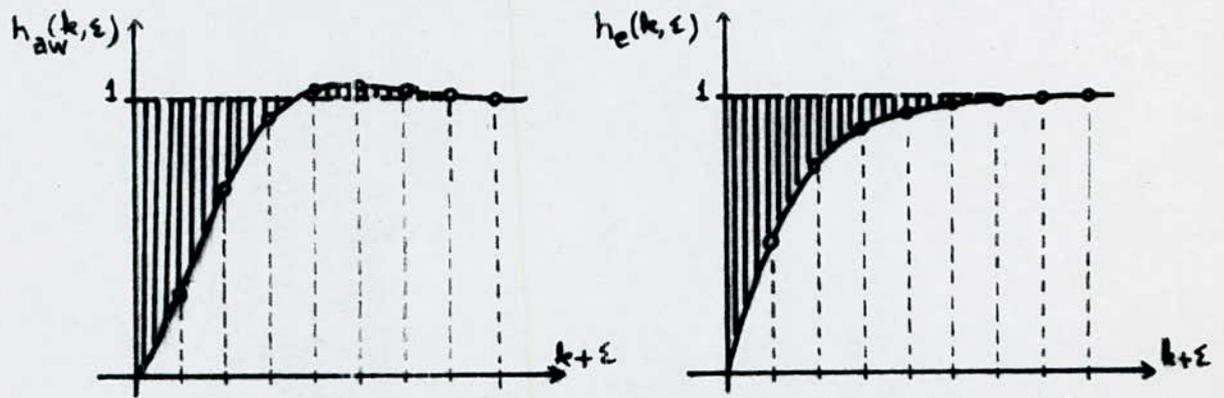


fig d Egalite des surfaces de réglage pour le circuit de réglage intermédiaire fermé et le système équivalent

Pour le système intermédiaire $S_{raw} = \int_0^{\infty} [1 - h_{aw}(k, \epsilon)] d(k+\epsilon)$
 et pour le système équivalent $S_{re} = \int_0^{\infty} [1 - h_e(k, \epsilon)] d(k, \epsilon)$

Pour une bonne approximation on impose l'égalité de ces surfaces de réglage c'est a dire $S_{re} = S_{raw}$

Après quelques transformations voir [1] .On obtient la constante de temps équivalente .

$$T_e = T \frac{1}{G_a(1,0) \times S_a(1)} \quad (*)$$

Ou

$$S_a(1) = \lim_{z \rightarrow 1} (z-1) \times D_c(z)$$

-Circuit de réglage principal

Pour l'étude du circuit de réglage principal ,On fait appel au schéma bloc de la fig c .

La constante de temps T_e est considérée comme petite constante de temps qui ne peut pas être compensée par le régulateur principal, Compte tenu de l'élément de maintien et des désignations utilisés à la fig c .

On obtient la fonction de transfert échantillonnée du système à régler par .

$$G(z, \xi) \xrightarrow{\quad Z \quad} G_{ebm}(s)$$

Chapitre II

Réglage de courant et de vitesse d'un moteur à courant continu

II-1 Introduction

Pour cette application pratique . Nous prenons comme exemple le moteur à courant continu ,car il est le plus utilisé pour la réalisation d'entraînement réglés .Bien que sa construction soit plus complexe que celle d'un moteur asynchrone .

Ceci provient du fait que l'on peut faire varier la vitesse d'un moteur à courant continu simplement au moyen d'une tension continue variable .

L'électronique de puissance met à disposition des convertisseurs de courant qui sont des sources de tension variables par excellence, On peut faire varier très rapidement la tension continue tout en disposant d'une puissance de commande très faible .

Ces propriétés sont très favorables pour la réalisation de circuits de réglage de haute qualité .

II-2 Réglage d'un moteur à courant continu, schéma de principe

La fig e' montre le schéma de principe du réglage d'un moteur à courant continu à excitation séparée voir [2] .

Ainsi on peut déduire le schéma bloc de notre système présenté à la fig f' où :

- La variable principale (celle qui doit être asservie en dernier lieu) est la vitesse .
- La variable secondaire (celles qui doivent être limitées afin de ne pas nuire au bon fonctionnement du moteur) il s'agira du courant voir [2] [8]

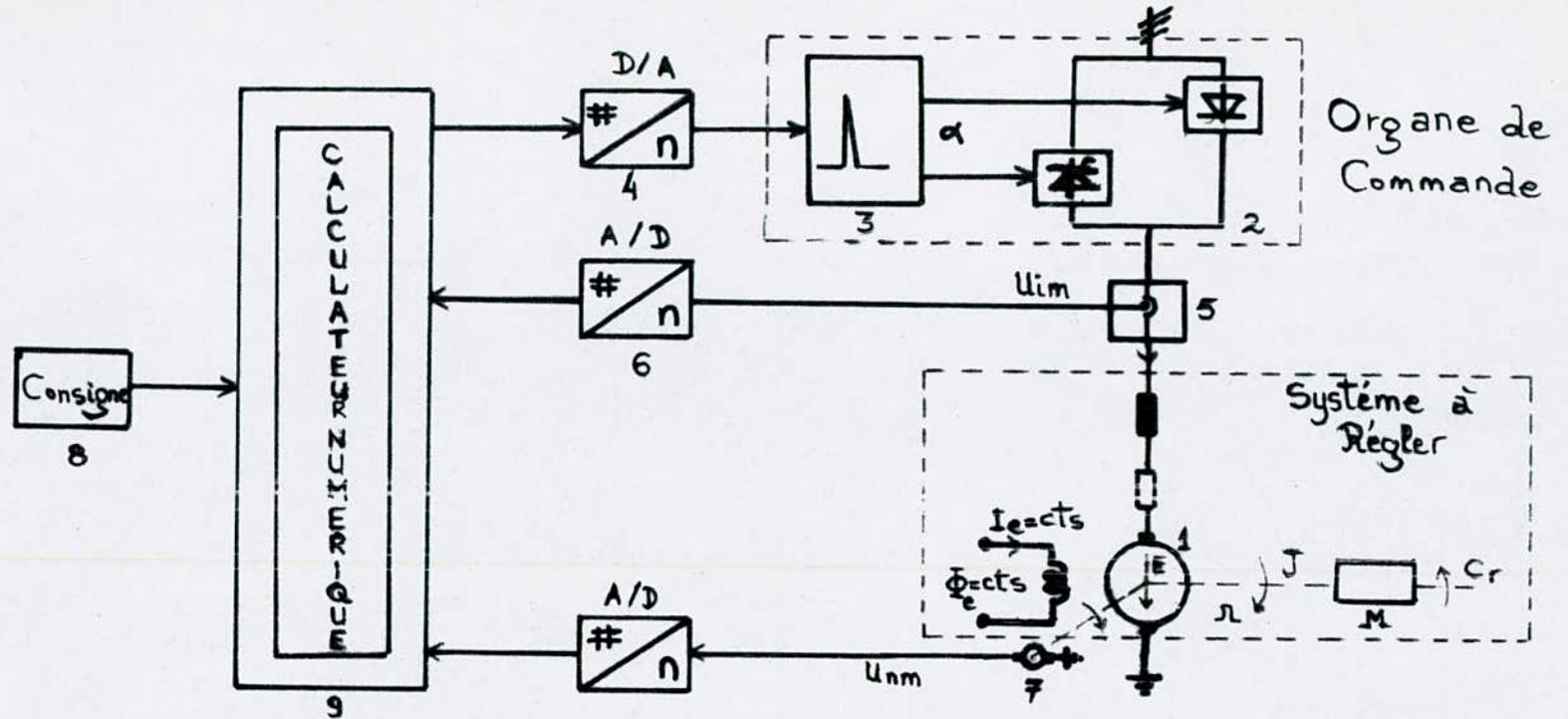


fig e Schéma de principe du réglage d'un moteur à courant continu

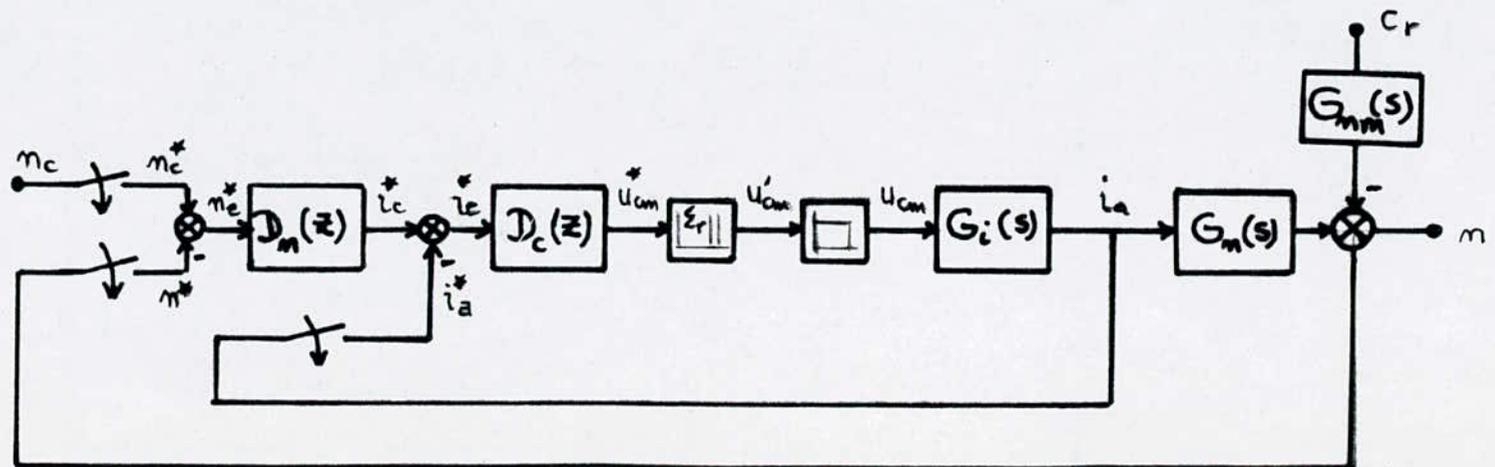


fig f Schéma bloc du réglage en cascade d'un moteur à courant continu

II-3 Structure et hypothèses

Pour déterminer la structure des circuits de réglage et étudier leur stabilité dans le domaine des entraînements réglés, Il est indispensable de connaître le comportement statique et dynamique des moteurs électriques .

Pour cela on admettra les suppositions suivantes voir [2] :

-La saturation du circuit magnétique est prise en considération seulement dans la culasse statorique .

-L'enroulement d'induit , avec les enroulements des pôles auxiliaires et un éventuel enroulement de compensation sont représentés par une inductance et une résistance équivalentes .

-On suppose que le convertisseur de courant est décomposé en deux parties , la première correspond au fonctionnement idéalisé sans chute de tension inductive . Et la deuxième correspond aux résistances et inductance internes provoquant la chute de tension inductive (cette deuxième partie est à considérer comme appartenant au système à régler voir fig e .

-La réaction d'induit n'est pas prise en considération .
-Les pertes dans le fer sont négligées .

-Les résistances et les inductances sont indépendantes de la température .

-Les frottements sont négligeables .

-Les ondulations provoquées par le convertisseur de courant ne sont pas prises en considération .

-On se limite à l'étude de la conduction continue du courant d'induit (en négligeant la conduction intermittente)

-Le flux d'excitation $\Phi = 1$ (par unité de flux) .

II-3-1 Equation du système

On calculera par la suite avec des grandeurs relatives d'une part, on facilitera l'analyse des circuits de réglage d'autre part .

Les constantes d'un moteur à courant continu exprimées en grandeurs relatives varient dans des domaines relativement restreints .

Il est alors possible de comparer le comportement des moteurs ayant des puissances nominales très différentes .

Il est donc judicieux de prendre comme valeur de référence les valeurs nominales correspondant à la charge et à la vitesse nominale.

L'équation électrique est donnée par .

$$-u_{di} \alpha + r_t \times i_a + r_t \times T_t \times \frac{di_a}{dt} + e = 0$$

avec

$$u_{di} \alpha = \frac{U_{di} \alpha}{U_n} ; i_a = \frac{I_a}{I_n} ; e = \frac{E}{U_n}$$

ou

$$r_t = (R_a + R_i) \frac{I_n}{U_n} ; T_t = \frac{L_a + L_i}{R_a + R_i}$$

Pour les indices voir annexe .

$$e = \varphi n \quad \text{et comme} \quad \varphi = 1 \quad \text{d'ou}$$

$$-u_{di} \alpha + r_t \times i_a + r_t \times T_t \times \frac{di_a}{dt} + n = 0$$

$$\frac{di_a}{dt} = \frac{u_{di} \alpha - n - r_t \times i_a}{r_t \times T_t}$$

L'équation de mouvement donne .

$$\frac{dn}{dt} = \frac{m_e - c_r}{T_m}$$

avec

$$T_m = J \frac{\Omega N}{M_n} ; c_r = \frac{C R}{M_n} ; m_e = \frac{M E}{M_n}$$

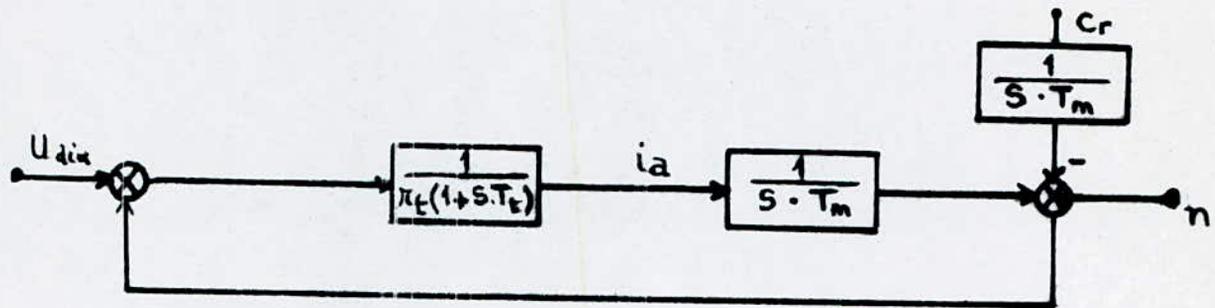
$$n = \frac{\Omega}{\Omega_n} \quad \text{or} \quad m_e = \varphi i_a \quad \text{et comme} \quad \varphi = 1 \quad \text{d'ou}$$

$$\frac{dn}{dt} = \frac{i_a - c_r}{T_m}$$

Ces deux équations différentielles peuvent être soumises à la transformation de LAPLACE d'où découle .

$$i_a = \frac{u_{di\alpha} - n}{r_t \times (1 + s \times T_t)} ; n = \frac{i_a - c_r}{s \times T_m}$$

II-3-2 Schéma fonctionnel



On remarque que ce schéma possède une boucle de contre-réaction interne en premier lieu, il est nécessaire d'éliminer cette boucle

On a

$$i_a = G_{iu}(s) \times u_{di\alpha} + G_{ir}(s) \times c_r$$

avec

$$G_{iu}(s) = \frac{s \times T_m}{1 + s \times T_m \times r_t \times (1 + s \times T_t)}$$

$$G_{ir}(s) = \frac{1}{1 + s \times T_m \times r_t \times (1 + s \times T_t)}$$

et pour la vitesse ,

$$n = G_{ni}(s) \times i_a + G_{nr}(s) \times c_r$$

$$G_{ni}(s) = G_{nr}(s) = \frac{1}{s \times T_m}$$

Avec une bonne approximation du dénominateur de $G_{iu}(s)$ et de $G_{ir}(s)$, On a .

$$1 + s \times T_m \times r_t + s^2 \times T_m \times T_t \times r_t \cong r_t \times T_m \times s \times (1 + s \times T_t)$$

pour la démonstration voir [8] .

D'où finalement .

$$G_{iu}(s) = \frac{1}{r_t \times (1 + s \times T_t)} ; G_{ir}(s) = \frac{1}{T_m \times r_t \times s \times (1 + s \times T_t)}$$

Cette approximation justifie qu'il est admis de déterminer les constantes de temps du régulateur selon la fonction de transfert qui ne tient pas compte du fait que la vitesse du moteur est variable.

II-4 Réglage du courant

Les circuits de réglage de courant sont souvent utilisés comme circuits de réglage pour grandeurs auxiliaires.

On étudiera par la suite les problèmes qui se posent concernant d'une part le choix du régulateur et d'autre part la détermination des coefficients du régulateur à l'aide du schéma de principe donné à la fig e.

On peut tirer le schéma bloc du circuit de courant représenté à la fig f.

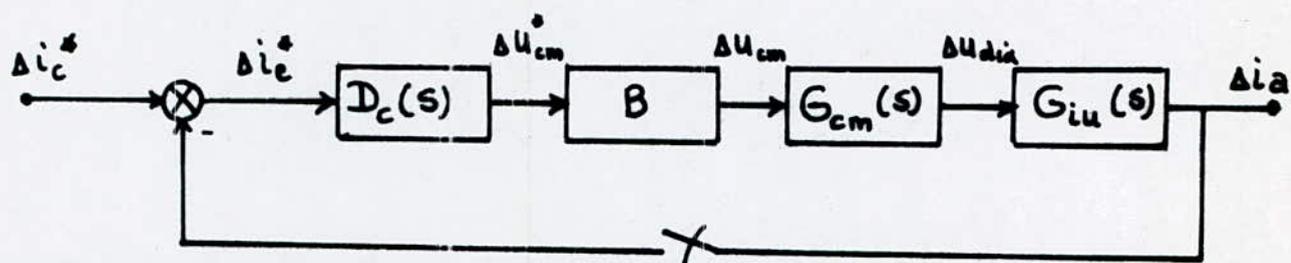


fig f Schéma bloc d'un circuit de réglage de Courant

voir l'annexe pour les indices.

L'organe B C'est un bloqueur d'ordre zéro (élément de maintien).

II-4-1 Fonction de transfert du circuit de courant

Pour étudier la régulation de courant on prend le circuit auxiliaire indépendamment du circuit principal ainsi on peut dimensionner le régulateur de courant et voir le comportement dynamique et statique du courant l'orsd'un échelon de consigne intermédiaire i_c .

D'ou le schéma bloc représenté à la fig g, obtenu selon le schéma principal donné à la fig a et à la fig f

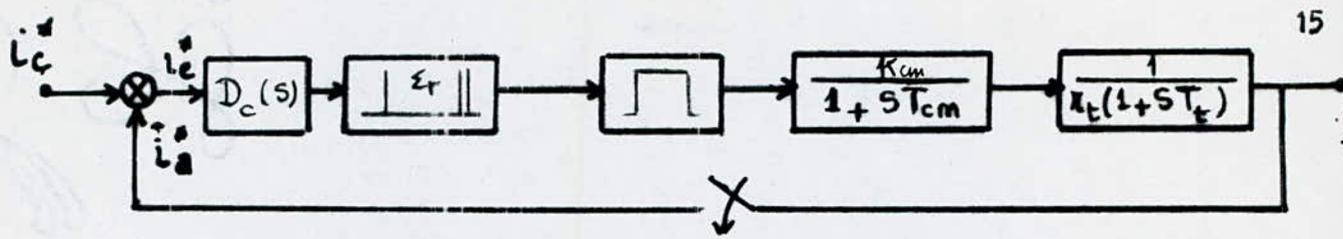


fig 9-1

Le schéma réduit donne .

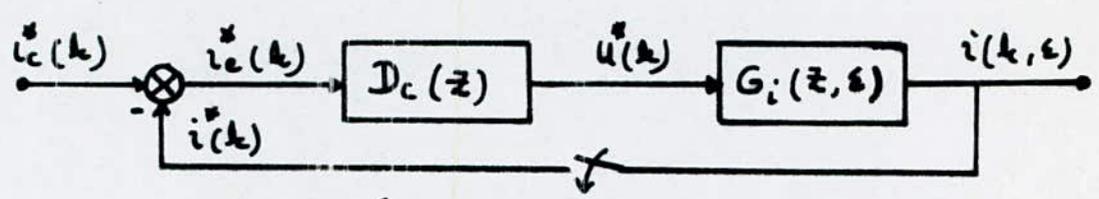


fig 9-2

$$G_i(z, \epsilon) \xrightarrow{z} \frac{K_{cm}}{1 + s \times T_{cm}} \times \frac{1}{rt \times (1 + s \times T_t)} \times \frac{1 - \exp(-s \times T)}{s}$$

$$= \frac{B}{s \times (1 + s \times T_t) \times (1 + T_{cm} \times s)} (1 - \exp(-s \times T))$$

avec

$$B = \frac{K_{cm}}{rt}$$

On utilisant les transformé en Z on obtient .

$$G_i(z, \epsilon) = \left[\frac{B \times z}{z - 1} + \frac{B \times T_t \times z \times zt}{(T_{cm} - T_t) \times (z - zt)} + \frac{B \times T_{cm} \times z \times z_{cm}}{(T_{cm} - T_t) \times (z - z_{cm})} \right]$$

$$\times \left[\frac{z - 1}{z} \right]$$

$$= \frac{d_2(\epsilon) \times z^2 + d_1(\epsilon) \times z + d_0(\epsilon)}{(z - z_{cm}) \times (z - zt)} = \frac{Q_i(z, \epsilon)}{P_i(z)}$$

$$d_2(\xi) = \frac{B}{(T_{cm} - T_t)} * \left[T_{cm} * (1 - z_{cm}^\xi) - T_t * (1 - z_t^\xi) \right]$$

$$d_1(\xi) = \frac{B}{(T_{cm} - T_t)} * \left[T_t * (z_{cm} + z_t) - T_{cm} * (z_t + z_{cm}) + T_{cm} * z_{cm}^\xi * z_t - T_t * z_t^\xi * z_{cm} + T_{cm} * z_{cm}^\xi - z_t^\xi * T_t \right]$$

$$d_0(\xi) = \frac{B}{(T_{cm} - T_t)} * \left[T_{cm} * z_{cm} * z_t - T_t * z_t * z_{cm} - T_{cm} * z_{cm}^\xi * z_t + T_t * z_t^\xi * z_{cm} \right]$$

et $z_t = \exp(-T/T_t)$; $z_{cm} = \exp(-T/T_{cm})$

en tenant compte du temps de calcul on a .

$$G_i(z, \xi) = \begin{cases} \frac{Q_i(z, 1 + \xi - \xi_r)}{z * P_i(z)} & 0 < \xi < \xi_r \\ \frac{Q_i(z, \xi - \xi_r)}{P_i(z)} & \xi_r < \xi < 1 + \xi_r \end{cases}$$

II - 4 - 2 Données numériques

Pour illustrer les études théoriques, on présentera des courbes et des résultats numériques qui se basent sur les données numériques suivantes .

- Moteur à courant continu [5] , de puissance nominale

$P_n = 5 \text{ kw}$

$K_{cm} = 1.28$

$T_{cm} = 1.66 \text{ ms}$

$r_t = .103$

$T_t = 10 \text{ ms}$

$T_m = .64 \text{ s}$

Pour le choix de la période d'échantillonnage en premier lieu on prend la valeur de T comme $T/T_t < .5 \Rightarrow T < 5 \text{ ms}$ [1] .

et puisque dans la cas général pour les machines électriques la valeur typique de T est donné entre 1 à 20 ms d'où

$$1 < T < 5 \text{ ms}$$

II - 5 - 1 Dimensionnement et choix du régulateur de courant

Le choix et le dimensionnement du régulateur est basé sur le principe de la compensation des pôles du système à régler par les zéros du régulateur [1].

Lorsqu'on exige que l'écart de réglage s'annule pour une consigne en échelon unitaire, il est nécessaire que le régulateur possède un comportement intégral.

Dans notre système on n'a pas ce comportement et puisque on a un seul pôle dominant Tt , donc le régulateur est de degré 1 d'où le choix d'un type de régulateur PI.

La fonction du transfert de la boucle ouverte du circuit de courant

$$\begin{aligned} Gop(z,0) &= Dc(z) \times Gi(z,0) = \frac{Si(z)}{Ri(z)} \times \frac{Qi(z,1-\xi_r)}{z \times Fi(z) \times (z - z_{cm})} \\ &= Kc \times \frac{z - z_t}{z - 1} \times \frac{Qi(z,1 - \xi_r)}{z \times (z - z_{cm}) \times (z - 1)} = Kc \times Fi(z,0) \end{aligned}$$

avec

$$\begin{aligned} Si(z) &= Kc \times (z - z_t) \\ Ri(z) &= z - 1 \\ Fi(z) &= z - z_t \end{aligned}$$

II - 5 - 2 Détermination de Kc par le critère sur la marge de phase de 60° .

Ce critère se base sur certaines propriétés que la réponse harmonique du circuit de réglage ouvert doit respecter afin que le circuit de réglage fermé soit stable et bien amorti.

En général, on envisage de respecter une marge de phase de 60° , par contre la marge de gain doit respecter la condition $Gm < .2, \dots, .5$

Dans ce cas, le coefficient de proportionnalité Kc , donné par

$$Kc = \frac{1}{|Fi(j\Omega_{120})|}$$

Où $F_i(j\Omega_{130})$ représente le module de la réponse harmonique échantillonnée en boucle ouverte pour une marge de phase de 60° .

Pour cela nous avons élaboré un programme qui permet de tracer les réponses harmoniques pour plusieurs valeurs du retard ξ_r et pour différentes valeurs de la période d'échantillonnage.

La fig 1-a qui a été tracée à l'aide du programme n°=1 montre les courbes dans le plan complexe pour six valeurs différentes du retard relatif ξ_r .

On constate que les courbes se déplacent vers la droite si ξ_r augmente, donc augmentation du déphasage.

La fig 1-b montre également les réponses harmoniques pour différentes valeurs de T et pour un retard pur négligeable $\xi_r = 0$.

Ici on remarque que lorsque on augmente la période d'échantillonnage le déphasage augmente aussi.

Et selon le critère sur la marge de phase. On peut déterminer le coefficient de proportionnalité K_c à partir des courbes de la réponse harmonique $F(j\Omega)$ présenté à la fig 1-a et 1-b.

Les résultats obtenus sont représentés à la fig 2 en fonction de ξ_r et pour plusieurs valeurs de T.

On constate que le facteur de proportionnalité diminue lorsque le retard pur ξ_r augmente. De même K_c diminue lorsque T augmente.

Et lorsqu'on détermine la marge de gain G_m . On constate que celle-ci est située entre .2 et .5.

Donc le circuit de réglage fermé est bien amorti.

II - 5 - 3 D'étermination de K_c par la méthode du lieu des racines (lieu d'evans).

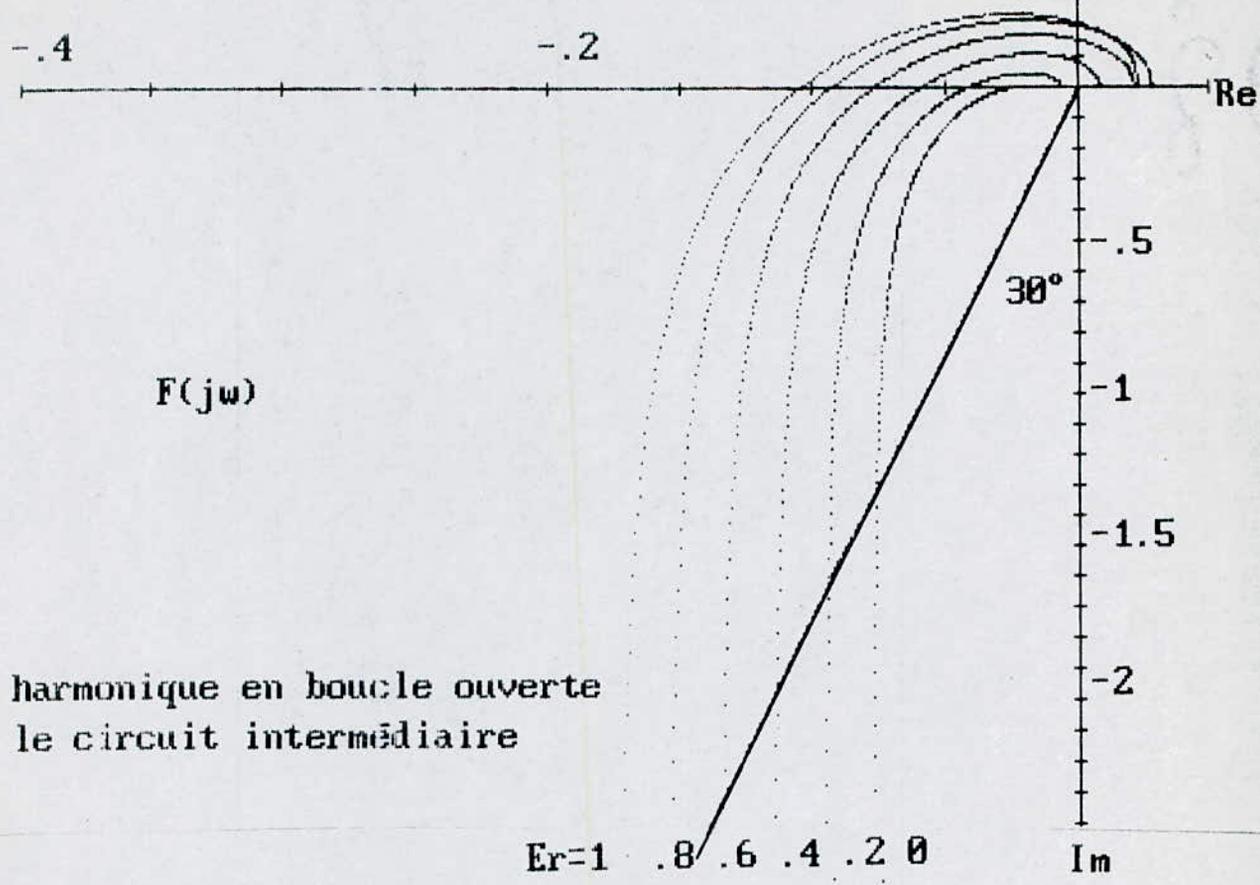
L'équation caractéristique de la boucle intermédiaire est donné par :

$$1 + G_i(z, d) = 0$$

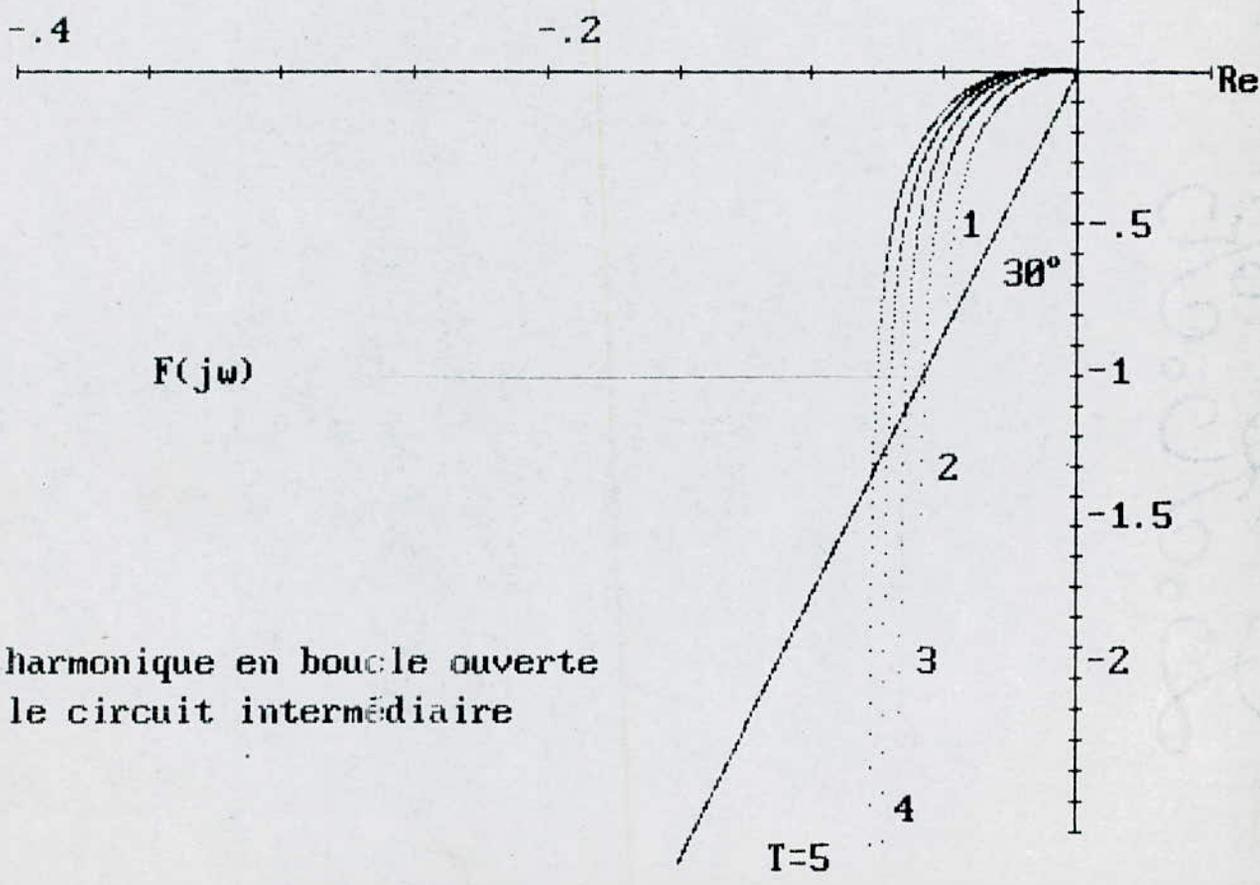
d'ou

$$1 + K_c \times \frac{d_2(1-\xi_r) \times z^2 + d_1(1-\xi_r) \times z + d_0(1-\xi_r)}{z \times (z-1) \times (z-z_{cm})} = 0$$

$T/T_c = .5$



1 Réponse harmonique en boucle ouverte pour le circuit intermédiaire a)



1 Réponse harmonique en boucle ouverte pour le circuit intermédiaire b)

$$z^3 + z^2 \times (Kc \times d_2 (1 - \xi r) - z_{cm} - 1) + z \times (Kc \times d_1 (1 - \xi r) + z_{cm}) + Kc \times d_0 (1 - \xi r) = 0$$

Soit

$$\begin{aligned} A1 &= Kc \times d_2 (1 - \xi r) - z_{cm} - 1 \\ A2 &= Kc \times d_1 (1 - \xi r) + z_{cm} \\ A3 &= Kc \times d_0 (1 - \xi r) \end{aligned}$$

d'où l'équation

$$z^3 + A1 \times z^2 + A2 \times z + A3 = 0$$

Soit z_1 la racine réelle. Donc cette relation peut se mettre sous la forme ,

$$(z - z_1) \times (z^2 + a \times z + b) = 0$$

avec

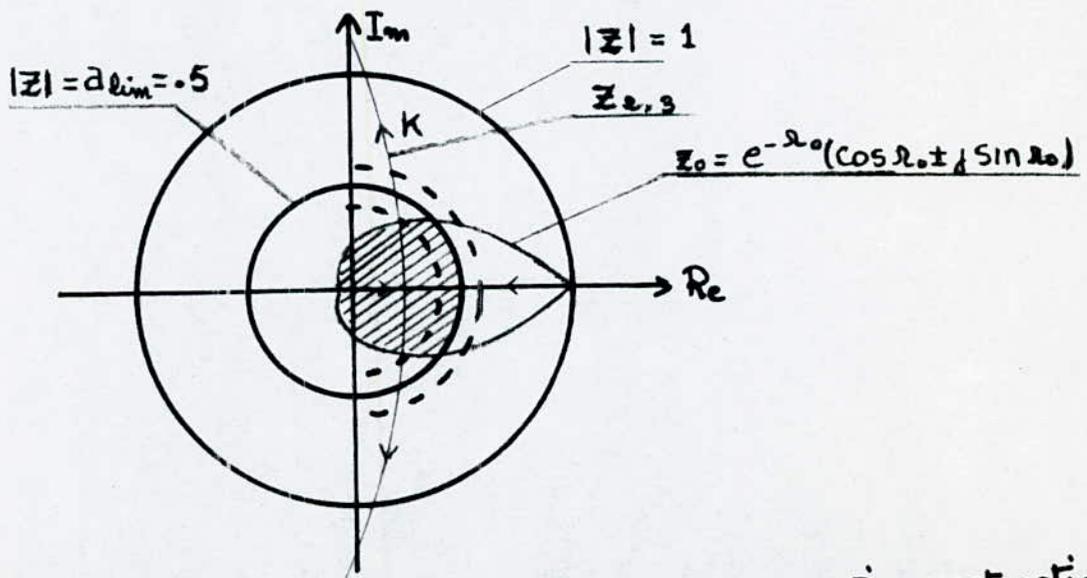
$$a = A1 + z_1$$

$$b = - A3 / z_1$$

d'où

$$(z - z_1) \times (z^2 + (A1 + z_1) \times z - A3 / z_1) = 0 \Rightarrow$$

$$z_{2,3} = - \left[\frac{A1 + z_1}{2} \right] \pm \sqrt{\frac{(A1 + z_1)^2}{4} - \left[\frac{A3}{z_1} \right]}$$



Lieu des racines (domaine des poles pour un amortissement optimal)

Afin que le circuit de réglage fermé soit stable et bien amorti il est indispensable que toutes les racines se trouvent à l'intérieur de la surface hachurée .

Les délimitations de cette surface sont données par l'amortissement relatif optimal et l'amortissement absolu minimal donné par

$$|z_0| = |z_{2,3}|$$

et

$$\text{Re}(z_0) = \text{Re}(z_{2,3})$$

d'où

$$\exp(-\Omega_0) = -A_3 / z_1 \dots\dots\dots (I)$$

$$\frac{A_1 + z_1}{2} + \exp(-\Omega_0) * \cos(\Omega_0) = 0 \dots\dots\dots (II)$$

Ces deux équations peuvent se résoudre d'une manière itérative on admet d'abord une valeur pour K, d'où l'on tire la valeur Ω_0 de (I) on doit ensuite contrôler si (II) est remplie

Si ce n'est pas le cas, il faut corrigé Kc jus'qua ce que (II) s'annule .

Le programme n°= 2 permet de tracer le lieu des racines dans le plan Z pour plusieurs valeurs du retard ζr .

La fig 3 représente les lieu D'EVANS ou (lieu des racines)

On constate que ces lieu se déplacent vers la droite si ζr augmente

La fig 4 montre également le coefficient de proportionnalité obtenu par le critère sur l'amortissement relatif optimal donné à la fig 3 .

On constate que les valeurs de Kc selon ce critère sont un peu inférieures aux valeurs données par le critère sur la marge de phase de 60° .

En effet selon l'amortissement relatif optimal, les valeurs pour Kc donnent une marge de phase qui est un peu plus grand que 60° .

A noter que les réponses harmoniques $F(j\Omega)$ permettent également de tirer des conclusions en ce qui concerne la rapidité de réglage à l'aide de la pulsation ω qui est associée à la marge de phase de 60° .

Cette pulsation exprimée en radien est représentée aux fig 13-a et 13-b .

On constate que la rapidité de réglage augmente l'orsque le petit retard ζr diminue .

Ceci est dû au fait que pour des faibles valeurs de ζr le comportement du système exige une forte intervention du régulateur .D'où l'augmentation de la rapidité .

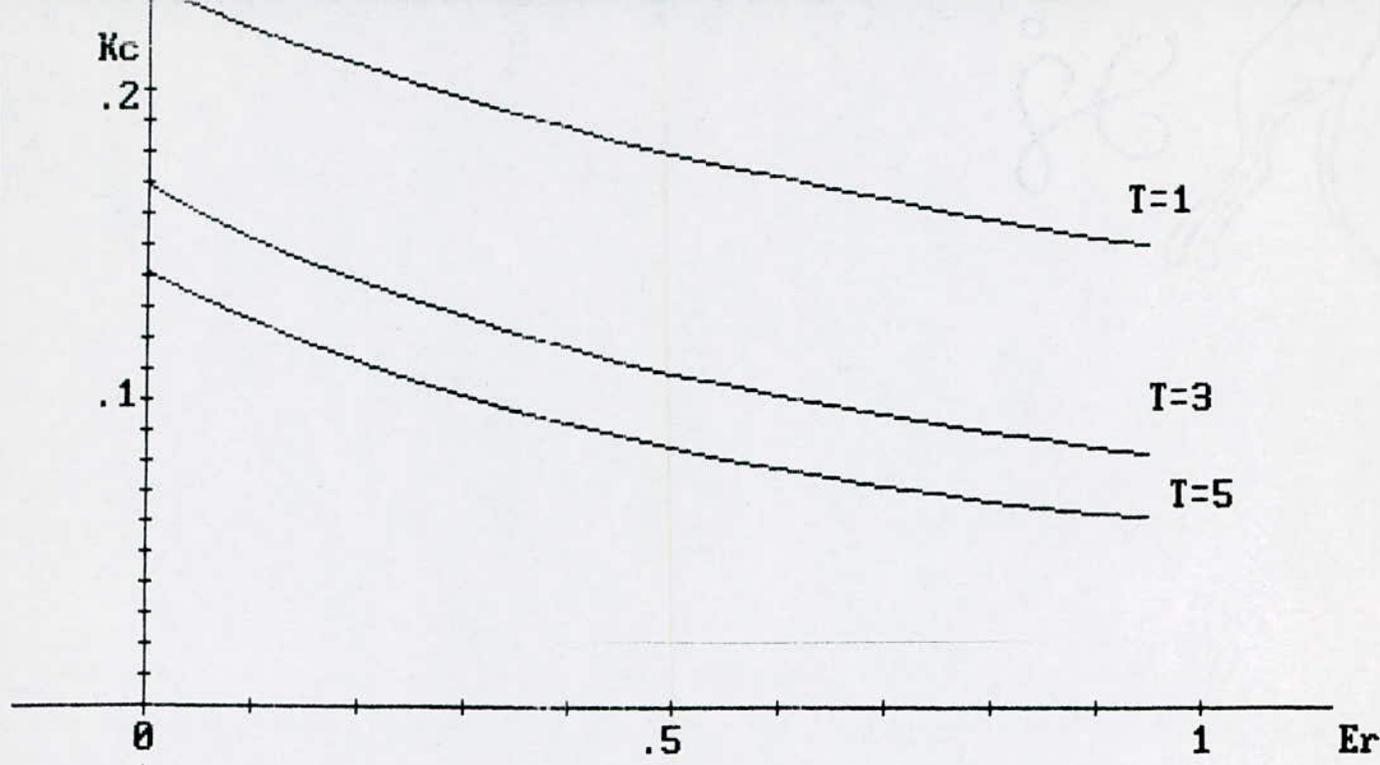


Fig 2 Détermination de K_c par la méthode de la marge de phase de 60°

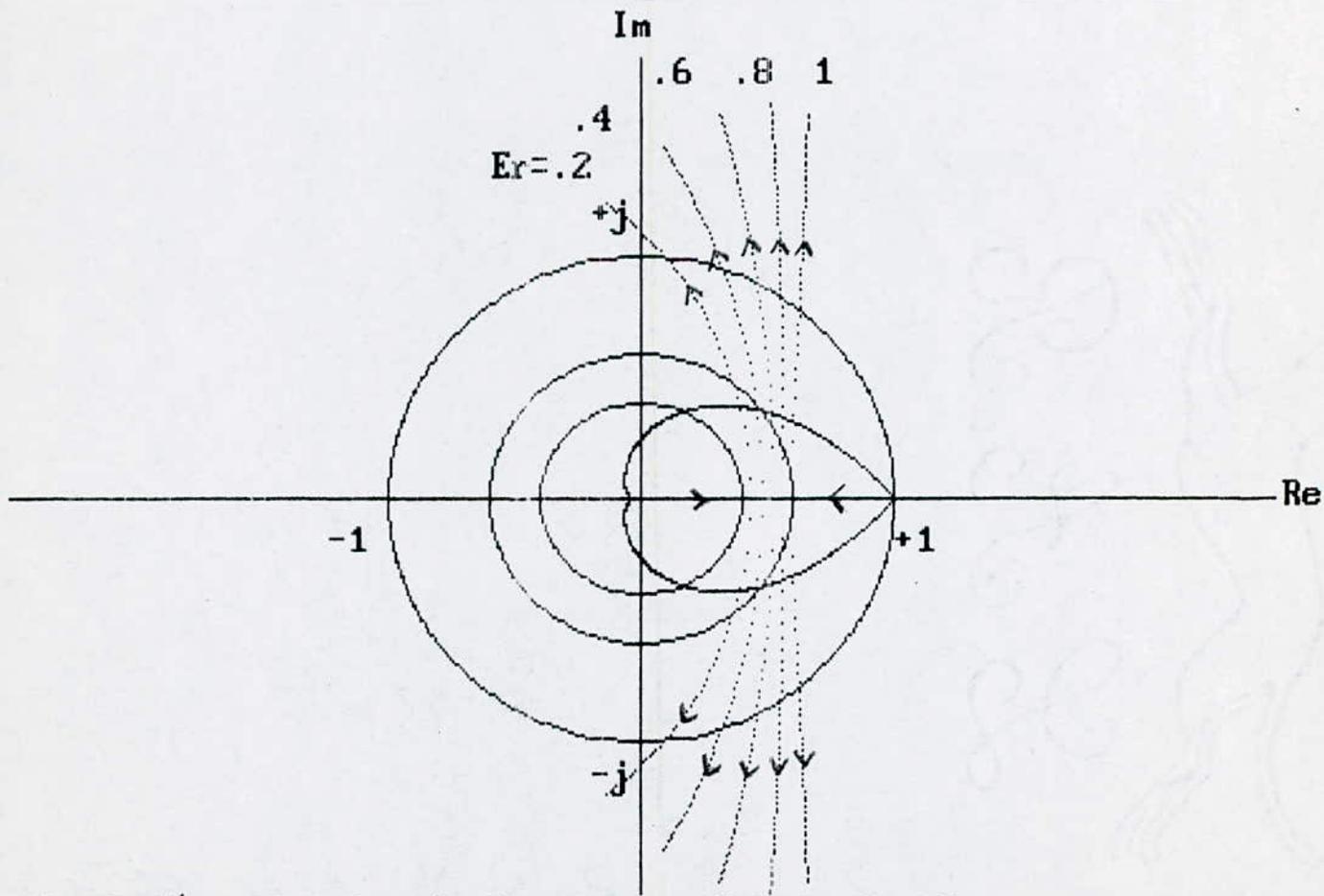


Fig 3 Détermination de K_c par la méthode du lieu des racines pour un amortissement relatif optimal

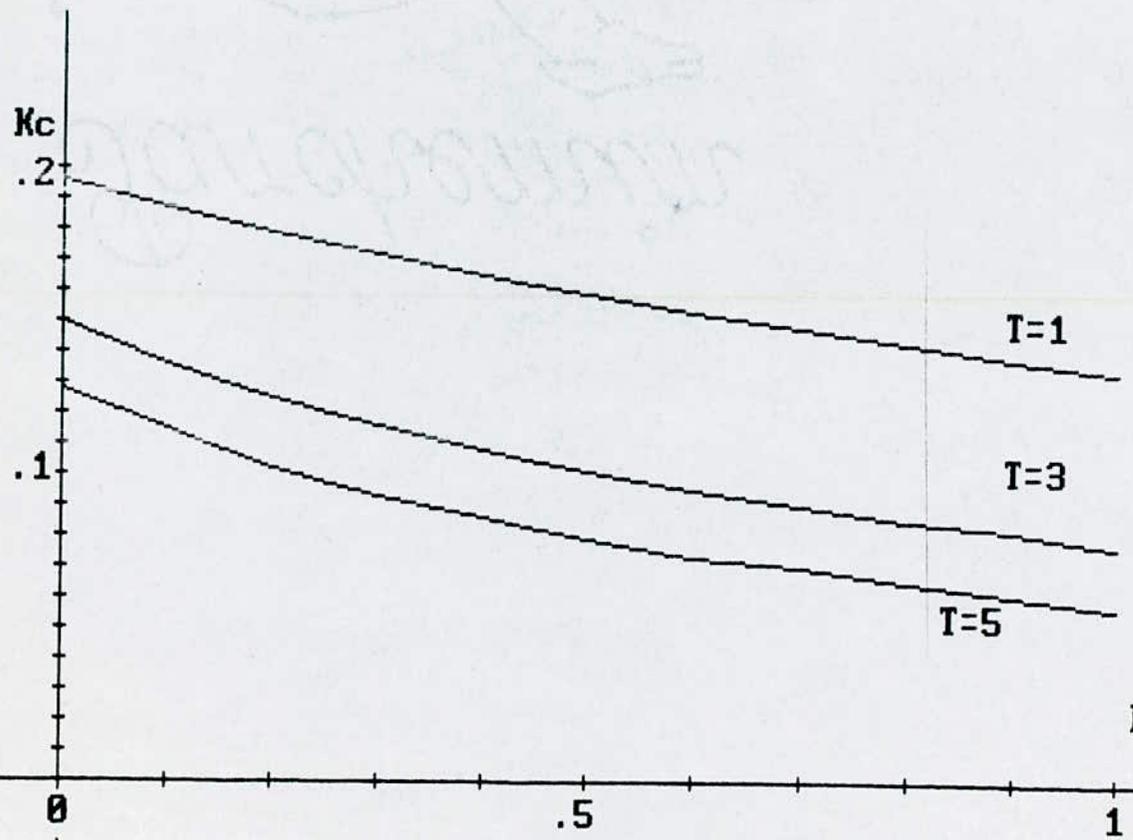


Fig 4 Détermination de K_c par la methode du lieu des racines

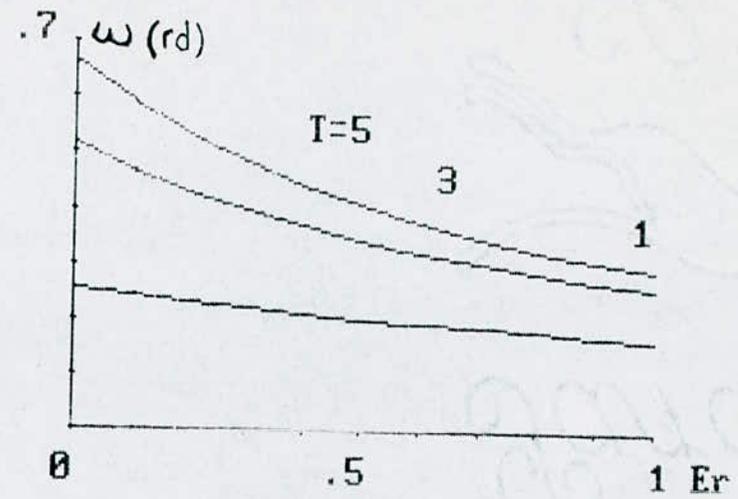


Fig 13.a Rapidité de réglage

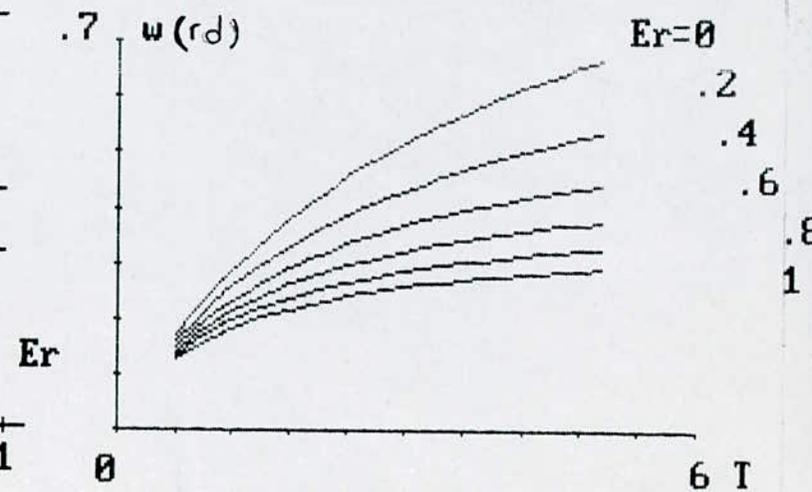


Fig 13.b Rapidité de réglage

Cette rapidité diminue avec la diminution de T .

De plus pour des grandes valeurs de T , w diminue de manière importante .

Et pour des faibles valeurs de T , w est presque constante
c'est-à-dire que T est indépendant de ζ_r .

On peut donc s'attendre à un comportement dynamique du circuit de réglage fermé presque indépendant de ζ_r pour des faibles valeurs de T .

Cette conclusion se confirme par les réponses indicielles .

Donc on peut conclure qu'un petit retard pur introduit par le temps de calcul pour l'algorithme de réglage à une influence néfaste sur la rapidité de réglage .

Coefficients du régulateur PI

Avec le coefficient de proportionnalité K_c connu, on peut aussi calculer les coefficients K_p et K_i du régulateur PI selon les relations :

$$D_c(z) = \frac{S_i(z)}{R_i(z)} = K_c \frac{z - z_t}{z - 1} = \frac{b_1 \cdot z + b_0}{z - 1}$$

de plus

$$S_i(z) = K_c \cdot F_i(z) = K_c \cdot (z - z_t)$$

d'où

$$b_1 \cdot z + b_0 = K_c \cdot (z - z_t) = K_c \cdot z - K_c \cdot z_t$$

$$\Rightarrow \begin{cases} b_1 = K_c = K_p + K_i \\ b_0 = -K_c \cdot z_t \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} K_p = K_c \cdot z_t \\ K_i = K_c \cdot (1 - z_t) \end{cases}$$

Les figs 5 et 6 représentent ces coefficients en fonction de ζ_r pour $T = 5$ ms .

Ces valeurs sont calculées avec respectivement le coefficient K_c obtenu par le critère sur la marge de phase de 60° et par le critère sur l'amortissement relatif optimal .

On constate que ces derniers diminuent lorsque ζ_r et T augmentent .

De plus K_i est pratiquement constante pour des faibles valeurs de T .

On remarque aussi que K_p et K_i obtenus par le critère sur la marge de phase de 60° sont un peu plus grands par rapport aux K_p et K_i obtenus par le critère sur l'amortissement relatif optimal .

Ce qui confirme que pour des faibles valeurs de ζ_r le comportement du système exige une forte intervention du régulateur, et même de la rapidité .

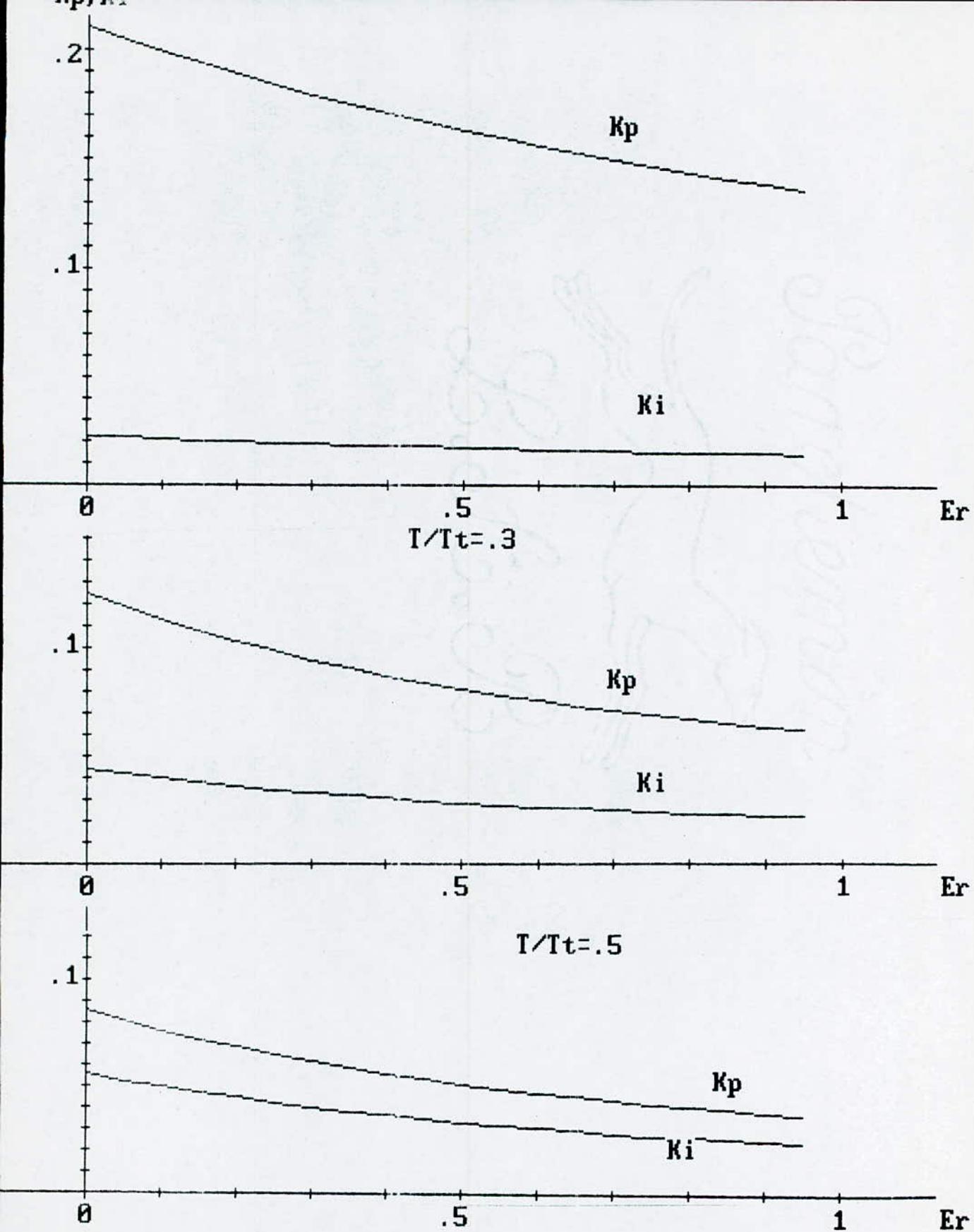


Fig 5 Détermination de K_p et de K_i du circuit de courant par la marge de phase de 60°

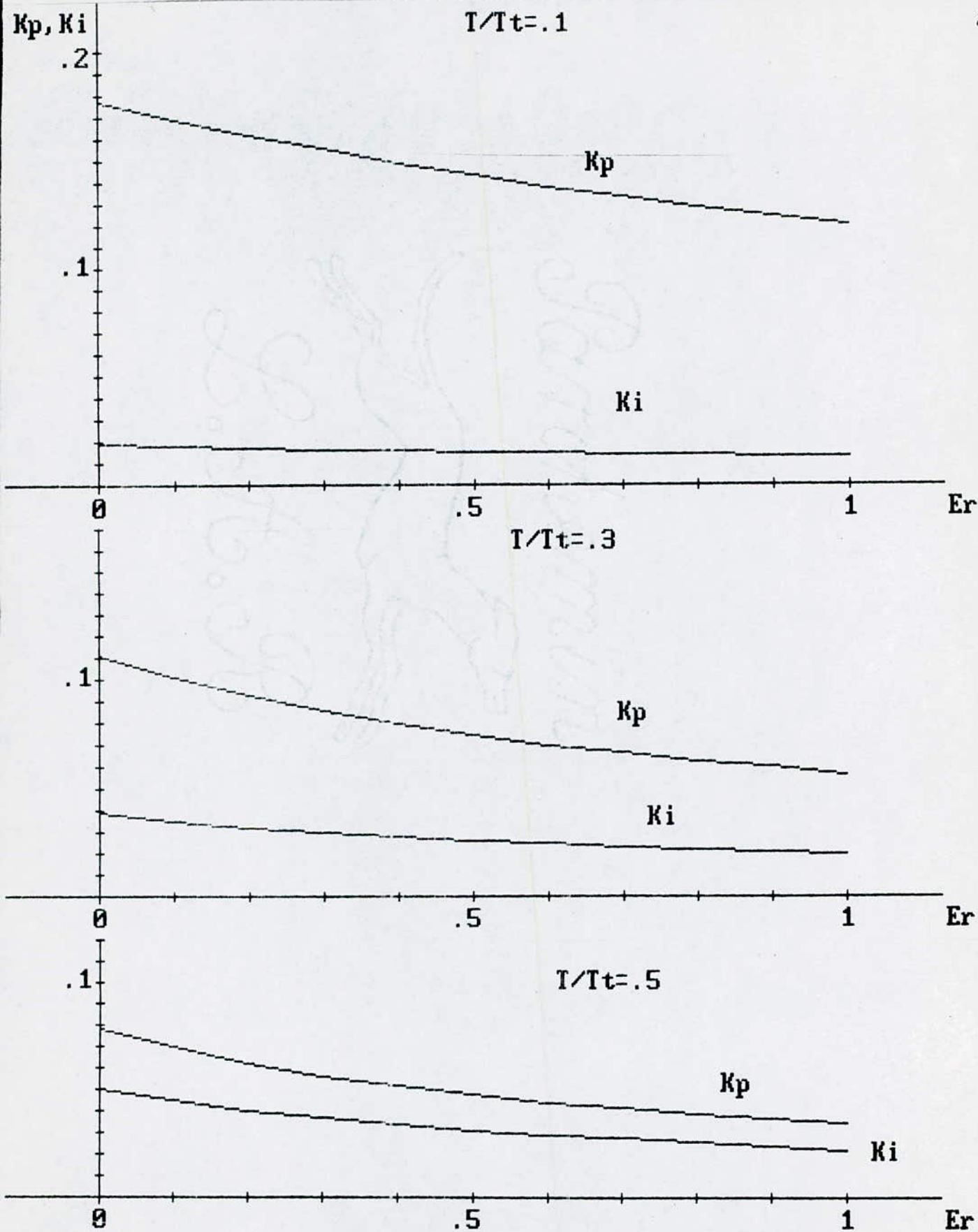


Fig 6 Détermination de K_p et de K_i du circuit de courant par la méthode du lieu des racines

Le circuit de réglage de vitesse est souvent utilisé comme circuit de réglage pour la grandeur principal .

On étudiera le choix et le dimensionnement du régulateur de vitesse ainsi à l'aide du schéma de la fig c . On déterminera les réponses indicielles de cette grandeur .

II - 6 - 1 détermination de la constante de temps du système équivalent .

De la formule (★) on a .

$$Si(1) = Kc \times (1 - zt)$$

$$Gi(1,0) = \frac{d_2(1 - \Sigma r) + d_1(1 - \Sigma r) + d_0(1 - \Sigma r)}{(1 - zcm) \times (1 - zt)}$$

après quelques modifications on trouve que

$$Gi(1,0) = B = Kcm / rt$$

d'où

$$Te = T \frac{rt}{Kcm \times (1 - \exp(-T/Tt))} \dots \dots \dots (★★)$$

On remarque que Te dépend de la période d'échantillonnage T .

A l'aide du programme n°= 3 on peut déterminer et étudier l'influence de la période d'échantillonnage et du temps de calcul sur la constante Te .

- Système à régler du circuit de réglage principal avec système équivalent .

La fonction de transfert échantillonnée du système à régler compte tenu de l'élément de maintien et du temps de calcul fig c

$$G_{ebm}(z, \xi) = \frac{Q_{ebm}(z, \xi)}{P_{ebm}(z)} = \frac{d_2^*(\xi) \cdot z^2 + d_1^*(\xi) \cdot z + d_0^*(\xi)}{(z - 1) \cdot (z - ze)}$$

avec $ze = \exp(-T/te)$

$$d_2^*(\xi) = \frac{1}{Tm} (Te \cdot ze^\xi + T \cdot \xi - Te)$$

$$d_1^*(\xi) = \frac{1}{Tm} (Te + ze \cdot Te + T \cdot (1 - \xi) - ze \cdot T \cdot \xi - 2 \cdot Te \cdot ze^\xi)$$

$$d_0^*(\xi) = \frac{1}{Tm} (Te \cdot ze^\xi - ze \cdot T \cdot (1 - \xi) - Te \cdot ze)$$

D'ou

$$G_{ebm}(z, \xi) = \begin{cases} \frac{Q_{ebm}(z, 1 - \xi r)}{z \cdot P_{ebm}(z)} & 0 < \xi < \xi r \\ \frac{Q_{ebm}(z, \xi - \xi r)}{P_{ebm}(z)} & \xi r < \xi < 1 + \xi r \end{cases}$$

Donc

$$G_{ebm}(z, 0) = \frac{Q_{ebm}(z, 1 - \xi r)}{z \cdot P_{ebm}(z)} = \frac{d_0^*(1 - \xi r) \cdot z^2 + d_1^*(1 - \xi r) \cdot z + d_0^*(1 - \xi r)}{z \cdot (z - 1) \cdot (z - z_e)}$$

II - 6 - 2 Choix et dimensionnement du régulateur de vitesse avec système équivalent .

La fonction du transfert ouvert du circuit principal est donné par

$$G_{op}(z, 0) = D_n(z) \cdot G_{ebm}(z, 0) = K_n \cdot F_n(z, 0)$$

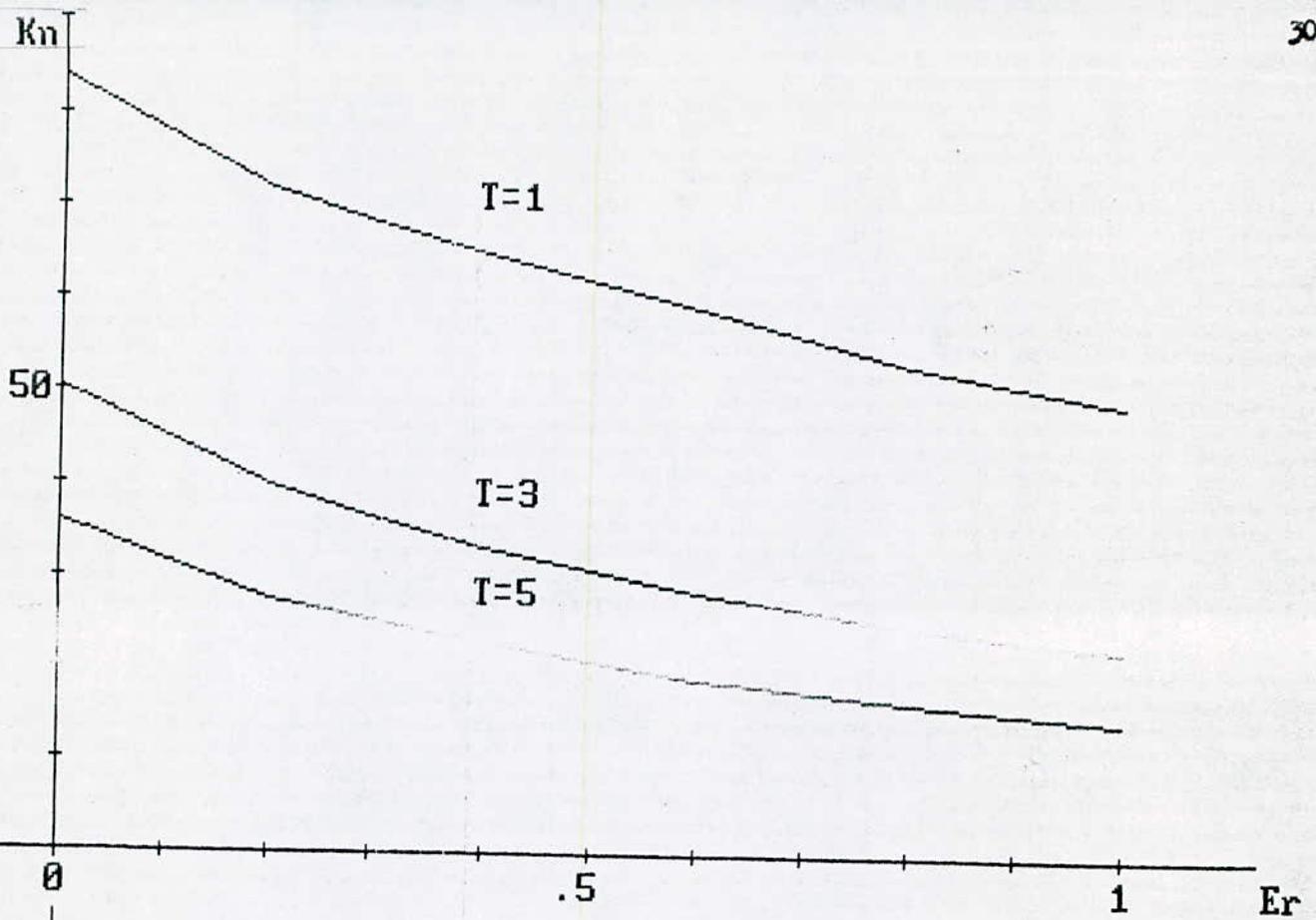
avec

$$F_n(z, 0) = \frac{d_0^*(1 - \xi r) \cdot z^2 + d_1^*(1 - \xi r) \cdot z + d_0^*(1 - \xi r)}{z \cdot (z - 1) \cdot (z - z_e)}$$

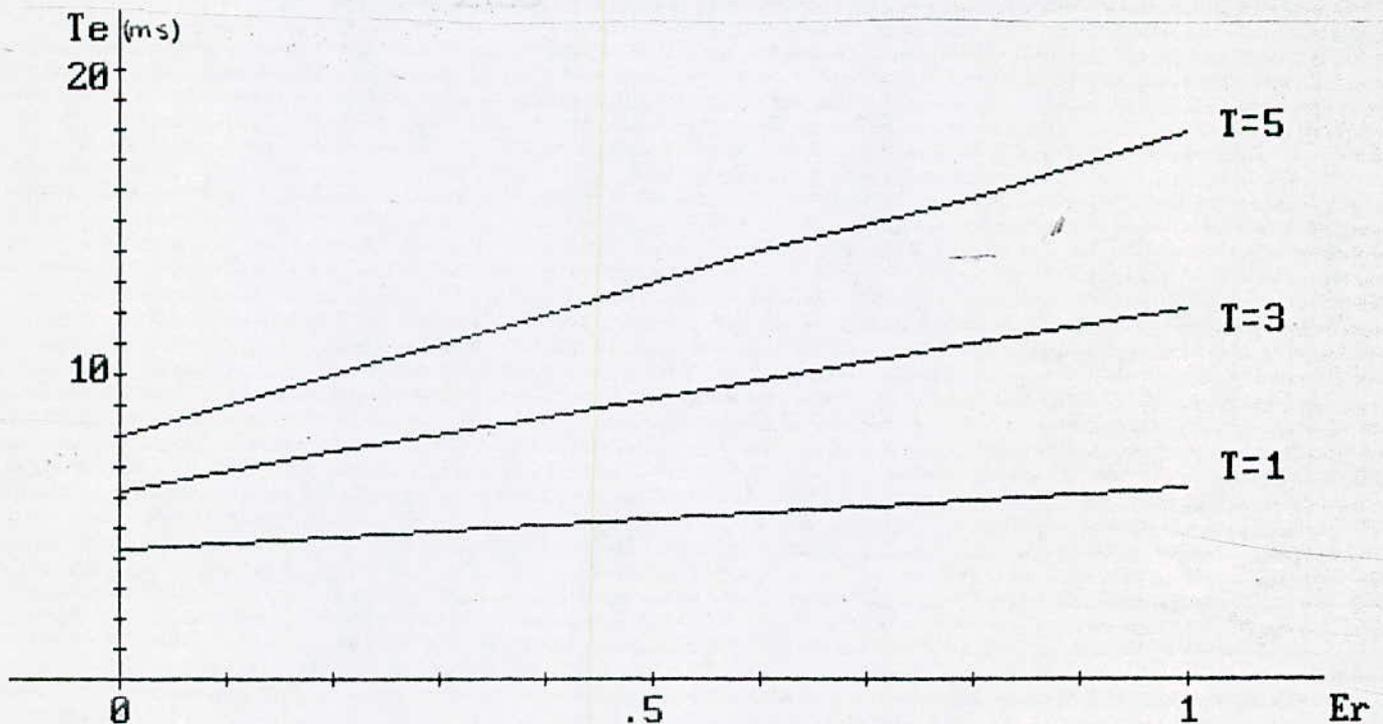
A l'aide de la réponse harmonique $F_n(j\Omega)$ on peut déterminer K_c par la méthode de la marge de phase de 60° .

d'ou

$$K_n = \frac{1}{|F_n(j\Omega_{60})|}$$



10 Détermination de Kn par la méthode de la marge de phase de 60°



11 Influence du temps de calcul et de la période d'échantillonnage sur la constante de temps équivalente du circuit de courant

Constante de temps T_e et coefficient de régulateur K_n

À l'aide de la formule (***) le programme n°= 3 permet de tracer T_e sous l'influence de ξ_r et T .

La fig 11 montre cette influence. On constate que T_e augmente l'orsque ξ_r et T augmentent. de plus T_e est pratiquement linéaire par rapport à ξ_r

Cette constante de temps équivalente T_e est considérée comme une petite constante de temps qui ne peut pas être compensée par le régulateur principal.

Donc on peut déterminer K_n (régulateur principal) ou régulateur de vitesse par le critère sur la marge de phase de 60° .

À noter que on peut appliquer le deuxième critère, mais vu qu'on a déjà démontré au chapitre (II) que les résultats sont presque identiques.

D'où La fig 10 qui montre l'influence de ξ_r et de T sur le coefficient K_n obtenu à l'aide du programme n°= 4 on constate que K_n diminue aussi l'orsque ξ_r et T augmentent.

Ce qui confirme toujours que ξ_r exerce une influence néfaste sur le circuit de réglage principal.

Chapitre III

Analyse de la qualité du réglage

Définition :

Un circuit de réglage ne doit pas seulement être stable , mais en plus , les phénomènes transitoires lors d'une variation de la grandeur de consigne ou de la grandeur de perturbation doivent aussi être bien amortis .

pour évaluer ce comportement , on fait appel en général à la réponse indicielle du circuit de réglage fermé par rapport à la grandeur de consigne ou par rapport à la grandeur de perturbation .

Pour évaluer la qualité de réglage on définira certaines grandeurs caractéristiques du comportement dynamique (dépassement max h_{max} , temps de montée t_m , et le temps de réglage t_r) .

III - 1 Influence de T et ξ_r sur la réponse indicielle de courant (indépendamment du circuit principal)

A l'aide du schéma de la fig g-2 . On suppose que le signal d'entrée est en échelon . On peut donc déterminer la réponse indicielle de la grandeur à régler (courant) .

Il est indispensable de connaître la fonction de transfert en boucle fermée du circuit de courant . Cette dernière prendra la forme .

$$G_{if}(z, \xi) = \frac{G_i(z, \xi) \cdot D_c(z)}{1 - G_i(z, \xi) \cdot D_c(z)}$$

$$G_{if}(z, \xi) = \begin{cases} \frac{D_c(z) \cdot Q_i(z, 1 - \xi_r) / z \cdot P_i(z)}{1 + D_c(z) \cdot Q_i(z, 1 - \xi_r) / z \cdot P_i(z)} & 0 < \xi < \xi_r \\ \frac{D_c(z) \cdot Q_i(z, \xi - \xi_r) / P_i(z)}{1 + D_c(z) \cdot Q_i(z, 1 - \xi_r) / z \cdot P_i(z)} & \xi_r < \xi < 1 + \xi_r \end{cases}$$

$$1 - \xi r \leq \delta \leq 1$$

$$Gif(z, \xi) = \begin{cases} \frac{Kc \cdot d_2(\delta) \cdot z^2 + Kc \cdot d_1(\delta) \cdot z + Kc \cdot d_0(\delta)}{z^3 + z^2 \cdot (Kc \cdot d_2(1 - \xi r) - zcm - 1) + z \cdot (Kc \cdot d_1(1 - \xi r) + zcm) + Kc \cdot d_0(1 - \xi r)} \\ \frac{Kc \cdot d_2(\nu) \cdot z^3 + Kc \cdot d_1(\nu) \cdot z^2 + Kc \cdot d_0(\nu) \cdot z}{z^3 + z^2 \cdot (Kc \cdot d_2(1 - \xi r) - zcm - 1) + z \cdot (Kc \cdot d_1(1 - \xi r) + zcm) + Kc \cdot d_0(1 - \xi r)} \end{cases} \quad 0 \leq \nu \leq 1 - \xi r$$

Pour un échelon unitaire nous avons .

$$i \xrightarrow{z} Hi(z, \xi) = \frac{z}{z-1} Gif(z, \xi)$$

$$Hi(z, \xi) = \begin{cases} \frac{Kc \cdot d_2(\delta) \cdot z^3 + Kc \cdot d_1(\delta) \cdot z^2 + Kc \cdot d_0(\delta) \cdot z}{D} & 1 - \xi r \leq \delta \leq 1 \\ \frac{Kc \cdot d_2(\nu) \cdot z^4 + Kc \cdot d_1(\nu) \cdot z^3 + Kc \cdot d_0(\nu) \cdot z^2}{D} & 0 \leq \nu \leq 1 - \xi r \end{cases}$$

avec

$$D = z^4 + z^3 \cdot (Kc \cdot d_2(1 - \xi r) - zcm - 2) + z^2 \cdot (Kc \cdot (d_1(1 - \xi r) - d_2(1 - \xi r)) + 2 \cdot zcm + 1) + z \cdot (Kc \cdot (d_0(1 - \xi r) - d_1(1 - \xi r)) - zcm) - Kc \cdot d_0(1 - \xi r)$$

La deuxième relation qui en toute rigueur est valable dans le domaine $\xi r \leq \xi \leq 1 + \xi r$ est surtout utile pour calculer la réponse indicielle .

- Détermination numérique de la réponse indicielle

La relation précédent peut être mise sous la forme .

$$Hi(z, \xi) = \frac{b_4(\nu) \cdot z^4 + b_3(\nu) \cdot z^3 + b_2(\nu) \cdot z^2 + b_1(\nu) \cdot z + b_0(\nu)}{z^4 + a_3 \cdot z^3 + a_2 \cdot z^2 + a_1 \cdot z + a_0}$$

avec

$$b_4(\nu) = Kc \cdot d_2(\nu)$$

$$b_3(\nu) = Kc \cdot d_1(\nu)$$

$$b_2(\nu) = Kc \cdot d_0(\nu)$$

$$b_1(\nu) = b_0(\nu) = 0$$

$$a_3 = Kc \cdot d_2(1 - \xi r) - zcm - 2$$

$$a_2 = Kc \cdot (d_1(1 - \xi r) - d_2(1 - \xi r)) + 2 \cdot zcm + 1$$

$$a_1 = Kc \cdot (d_0(1 - \xi r) - d_1(1 - \xi r)) - zcm$$

$$a_0 = -Kc \cdot d_0(1 - \xi r)$$

La formule de récurrence est donnée par

$$h(k, \xi) = b_{n-k}(\xi) - a_{n-1} \cdot h(k-1, \xi) - a_{n-2} \cdot h(k-2, \xi) - \dots - a_0 \cdot h(k-n, \xi)$$

Dans le cas présent, on a $n = 4$ ainsi on obtient

$$h_i(k, \xi) = b_{4-k}(\xi) - a_3 \cdot h_i(k-1, \xi) - a_2 \cdot h_i(k-2, \xi) - a_1 \cdot h_i(k-3, \xi) - a_0 \cdot h_i(k-4, \xi)$$

d'où

$$\begin{aligned} h_i(0, \xi) &= b_4(\xi) \\ h_i(1, \xi) &= b_3(\xi) - a_3 \cdot h_i(0, \xi) \\ h_i(2, \xi) &= b_2(\xi) - a_3 \cdot h_i(1, \xi) - a_2 \cdot h_i(0, \xi) \\ h_i(3, \xi) &= b_1(\xi) - a_3 \cdot h_i(2, \xi) - a_2 \cdot h_i(1, \xi) - a_1 \cdot h_i(0, \xi) \\ h_i(4, \xi) &= b_0(\xi) - a_3 \cdot h_i(3, \xi) - a_2 \cdot h_i(2, \xi) - a_1 \cdot h_i(1, \xi) - a_0 \cdot h_i(0, \xi) \end{aligned}$$

Pour interpoler correctement la courbe de la réponse indicielle il est nécessaire de calculer $h_i(k, \xi)$ pour un certain nombre de valeurs de ξ avec $\xi r \leq \xi \leq 1 + \xi r$

À noter que pour $k > 4$ on a :

$$h_i(k, \xi) = -a_3 \cdot h_i(k-1, \xi) - a_2 \cdot h_i(k-2, \xi) - a_1 \cdot h_i(k-3, \xi) - a_0 \cdot h_i(k-4, \xi)$$

III - 1 - 1 Réponse de la grandeur de commande U_{cm}

La réponse de la grandeur de commande U_{cm} nécessite la connaissance de la fonction de transfert qui existe entre les grandeurs $U(z)$ et $I_c(z)$ ainsi on obtient :

$$U^*(z) = G^* u(z) \cdot I_c^*(z)$$

avec

$$\begin{aligned} G^* u(z) &= \frac{D_c(z)}{1 + G_i(z, 0) \cdot D_c(z)} \\ &= \frac{K_c \cdot z^3 - K_c \cdot (z_{cm} + z_t) \cdot z^2 + K_c \cdot z_{cm} \cdot z_t \cdot z}{z^3 + z^2 \cdot (K_c \cdot d_2 \cdot (1 - \xi r) - z_{cm} - 1) + z \cdot (K_c \cdot d_1 \cdot (1 - \xi r) + z_{cm}) + K_c \cdot d_0 \cdot (1 - \xi r)} \end{aligned}$$

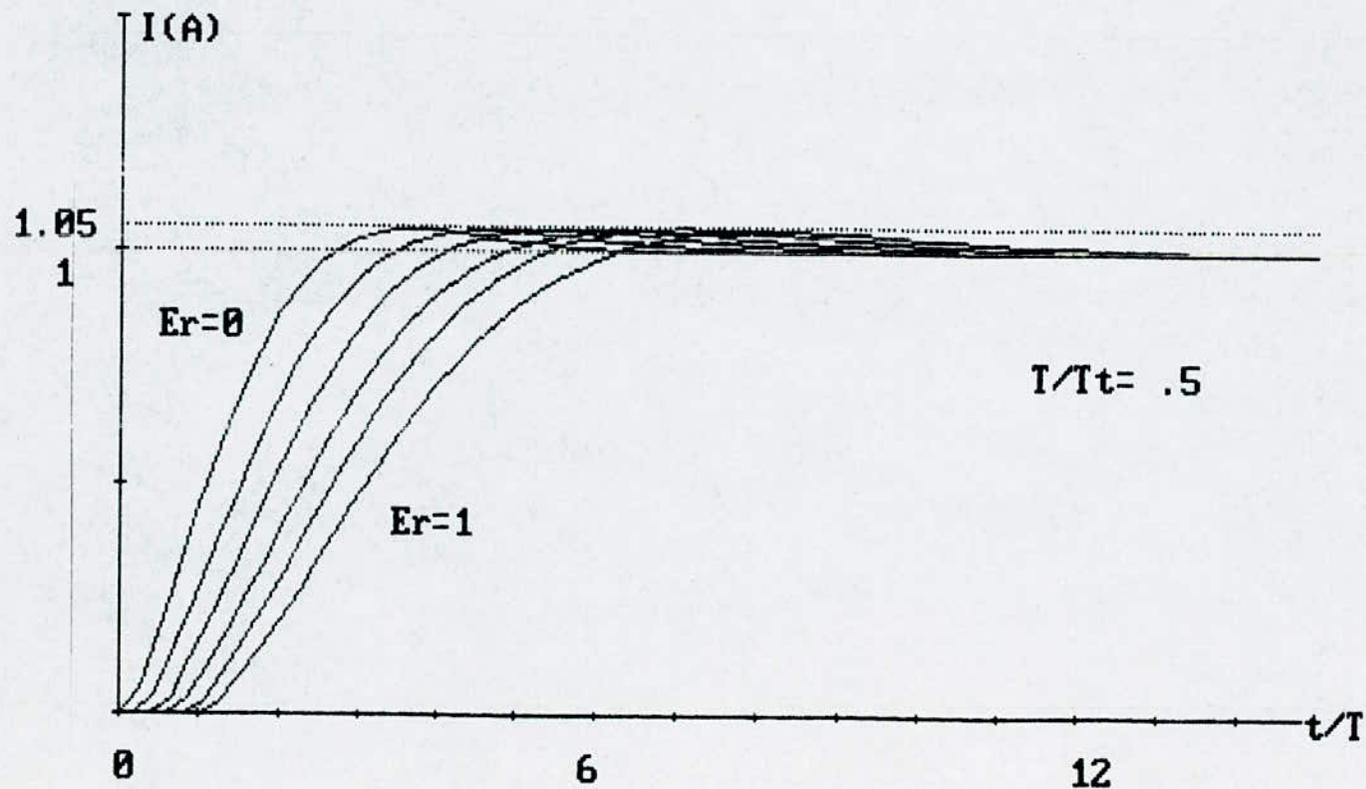


Fig 7 Réponse indicielle (courant)...influence du temps de calcul

- Détermination numérique de la réponse indicielle de la grandeur U_{cm} .

Pour un échelon unitaire de I_c on a .

$$u \xrightarrow{z} U(z) = \frac{z}{z-1} \cdot G \cdot u(z)$$

$$U(z) = \frac{K_c \cdot z^4 - K_c \cdot (z_{cm} + z_t) \cdot z^3 + K_c \cdot z_{cm} \cdot z_t \cdot z^2}{E}$$

Tel que

$$E = z^4 + z^3 \cdot (K_c \cdot d_0(1-\xi r) - z_{cm} - z_t - 1) + z^2 \cdot (K_c \cdot (d_1(1-\xi r) - d_2(1-\xi r)) + z_t \cdot z_{cm} + z_t + z_{cm}) + z \cdot (K_c \cdot (d_0(1-\xi r) - d_1(1-\xi r)) - z_{cm} \cdot z_t) - K_c \cdot d_0(1-\xi r)$$

Cette relation peut être mise sous la forme .

$$U(z) = \frac{b_4 \cdot z^4 + b_3 \cdot z^3 + b_2 \cdot z^2 + b_1 \cdot z + b_0}{z^4 + a_3 \cdot z^3 + a_2 \cdot z^2 + a_1 \cdot z + a_0}$$

$$b_4 = K_c$$

$$b_3 = -K_c \cdot (z_{cm} + z_t)$$

$$b_2 = K_c \cdot z_{cm} \cdot z_t$$

$$b_1 = b_0 = 0$$

$$a_3 = K_c \cdot d_2(1-\xi r) - z_{cm} - z_t + 1$$

$$a_2 = K_c \cdot (d_1(1-\xi r) - d_2(1-\xi r)) + z_t \cdot z_{cm} + z_{cm} + z_t$$

$$a_1 = K_c \cdot (d_0(1-\xi r) - d_1(1-\xi r)) - z_{cm} \cdot z_t$$

$$a_0 = -K_c \cdot d_0(1-\xi r)$$

et de la même étude que précédemment on a

$$U(0) = b_4$$

$$U(1) = b_3 - a_3 \cdot U(0)$$

$$U(2) = b_2 - a_3 \cdot U(1) - a_2 \cdot U(0)$$

$$U(3) = b_1 - a_3 \cdot U(2) - a_2 \cdot U(1) - a_1 \cdot U(0)$$

$$U(4) = b_0 - a_3 \cdot U(3) - a_2 \cdot U(2) - a_1 \cdot U(1) - a_0 \cdot U(0)$$

Pour $k > 4$ on a .

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

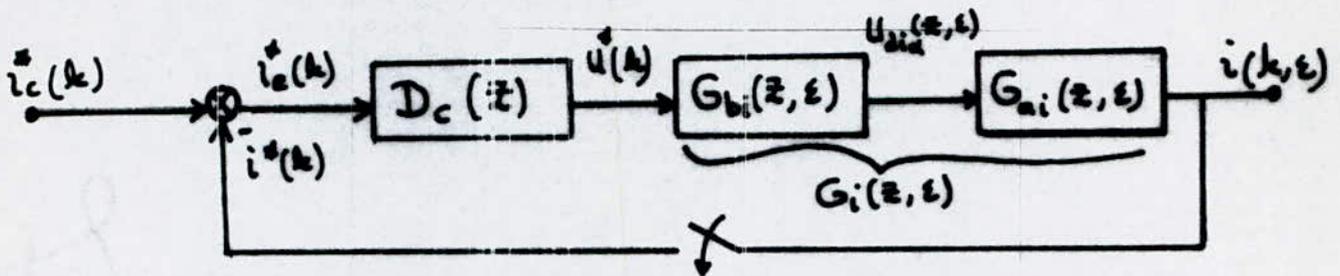
On remarque que la valeur maximale de U est donnée par .

$$U(0) = \lim_{z \rightarrow \infty} U(z) = K_c$$

Ainsi il faudrait que la valeur maximale de U apparaisse seulement durant la première période d'échantillonnage ($k = 0$)

De la fig g - 2 , On peut décomposer $G_i(z, \xi)$ pour voir la réponse à la sortie du convertisseur $U_{di\alpha}$

D'ou le schéma suivant .



$$G_{ai}(z, \xi) \xrightarrow{z} \frac{1}{rt \cdot (1 + s \cdot Tt)}$$

$$G_{bi}(z, \xi) \xrightarrow{z} \frac{K_{em}}{1 + T_{em} \cdot s} \cdot \frac{1 - \exp(-s \cdot T)}{s}$$

D'ou

$$U_{di\alpha}(z, \xi) = G_{bi}(z, \xi) \cdot U^*(z) = G_{bi}(z, \xi) \cdot G^*u(z) \cdot I_c^*(z)$$

avec

$$G^*u(z) = \frac{D_c(z)}{1 + G_i(z, 0) \cdot D_c(z)}$$

$$G_{bi}(z, \xi) = \frac{z \cdot (K_{em} - K_{em} \cdot z_{cm}^\xi) + K_{em} \cdot z_{cm}^\xi - K_{em} \cdot z_{cm}}{z - z_{cm}}$$

$$G_{bi}(z, \xi) = \frac{d_1''(\xi) \cdot z + d_2''(\xi)}{z - z_{cm}} = \frac{Q_{di\alpha}(z, \xi)}{P_{i\alpha}(z)}$$

$$d_1''(\xi) = K_{em} \cdot (1 - z_{cm}^\xi) ; d_2''(\xi) = K_{em} \cdot (z_{cm}^\xi - z_{cm})$$

$$G_{bi}(z, \xi) = \begin{cases} \frac{Q_{di\alpha}(z, 1 + \xi - \xi_r)}{z \cdot P_{i\alpha}(z)} & 0 < \xi < \xi_r \\ \frac{Q_{di\alpha}(z, \xi - \xi_r)}{P_{i\alpha}(z)} & \xi_r < \xi < 1 + \xi_r \end{cases}$$

Soit $G_{di\alpha}(z, \xi) = G_{bi}(z, \xi) \cdot G^*u(z)$

Donc

Pour un échelon unité nous aurons :

$$U_{di\alpha} \xrightarrow{z} U_{di\alpha}(z, \xi) = \frac{z}{z-1} \cdot G_{di\alpha}(z, \xi)$$

Pour $\xi r < \xi < 1 + \xi r$ on a :

$$U_{di\alpha}(z, \xi) = \frac{b_4 d_1''(\gamma) + (b_3 d_1'(\gamma) + b_4 d_2''(\gamma))z + (b_2 d_1''(\gamma) + b_3 d_2'(\gamma))z^2 + b_2 d_2''(\gamma)z^3}{z^4 + A_4 z^4 + A_3 z^3 + A_2 z^2 + A_1 z + A_0}$$

avec $1 - \xi r < \gamma < 1$

Soit

$$a = Kc \cdot d_2(1 - \xi r) - (zt + zem)$$

$$b = Kc \cdot d_1(1 - \xi r) + zem \cdot zt$$

$$c = Kc \cdot d_0(1 - \xi r)$$

$$A_4 = a - zem - 1$$

$$A_3 = b - a + zem \cdot (1 - a)$$

$$A_2 = c - b + zem \cdot (a - b)$$

$$A_1 = zem \cdot b - zem \cdot c - c$$

$$A_0 = zem \cdot c$$

$$B_5 = b_4 \cdot d_1''(\gamma)$$

$$B_4 = b_3 \cdot d_1'(\gamma) + b_4 \cdot d_2''(\gamma)$$

$$B_3 = b_2 \cdot d_1''(\gamma) + b_3 \cdot d_2'(\gamma)$$

$$B_2 = b_2 \cdot d_2''(\gamma)$$

$$B_1 = B_0 = 0$$

$$b_4 = Kc$$

$$b_3 = -Kc \cdot (zt + zem)$$

$$b_2 = Kc \cdot zem \cdot zt$$

$$b_1 = b_0 = 0$$

d'où

$$U_{di\alpha}(0, \xi) = B_5$$

$$U_{di\alpha}(1, \xi) = B_4 - A_4 \cdot U_{di\alpha}(0, \xi)$$

$$U_{di\alpha}(2, \xi) = B_3 - A_4 \cdot U_{di\alpha}(1, \xi) - A_3 \cdot U_{di\alpha}(0, \xi)$$

$$U_{di\alpha}(3, \xi) = B_2 - A_4 \cdot U_{di\alpha}(2, \xi) - A_3 \cdot U_{di\alpha}(1, \xi) - A_2 \cdot U_{di\alpha}(0, \xi)$$

$$U_{di\alpha}(4, \xi) = B_1 - A_4 \cdot U_{di\alpha}(3, \xi) - A_3 \cdot U_{di\alpha}(2, \xi) - A_2 \cdot U_{di\alpha}(1, \xi) - A_1 \cdot U_{di\alpha}(0, \xi)$$

$$U_{di\alpha}(5, \xi) = B_0 - A_4 \cdot U_{di\alpha}(4, \xi) - A_3 \cdot U_{di\alpha}(3, \xi) - A_2 \cdot U_{di\alpha}(2, \xi) - A_1 \cdot U_{di\alpha}(1, \xi) - A_0 \cdot U_{di\alpha}(0, \xi)$$

Pour $k > 5$

$$U_{di\alpha}(k, \xi) = A_4 \cdot U_{di\alpha}(k-1, \xi) - A_3 \cdot U_{di\alpha}(k-2, \xi) - A_2 \cdot U_{di\alpha}(k-3, \xi) - A_1 \cdot U_{di\alpha}(k-4, \xi) - A_0 \cdot U_{di\alpha}(k-5, \xi)$$

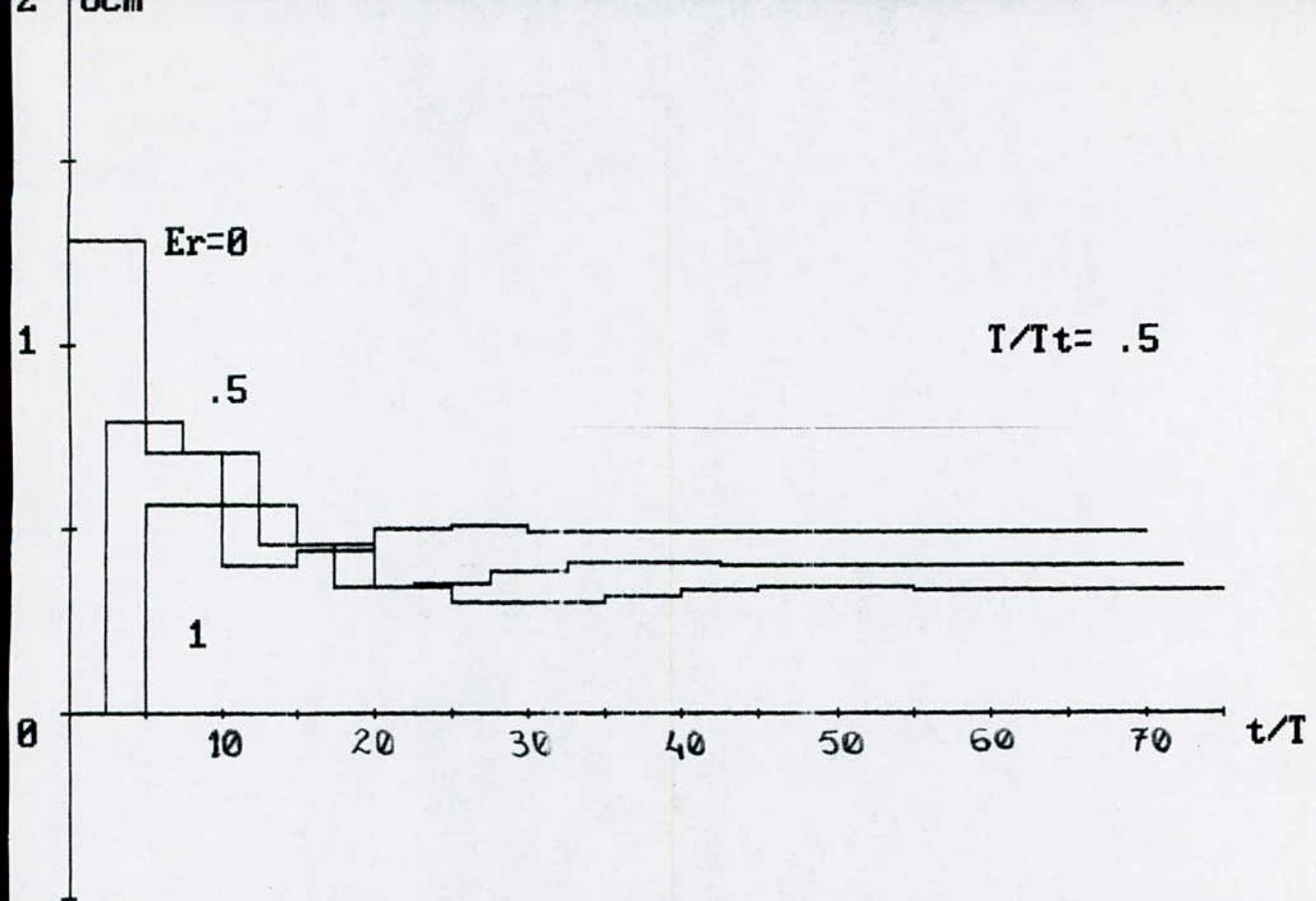


Fig 8 influence du temps de calcul sur la grandeur de commande U_{cm}

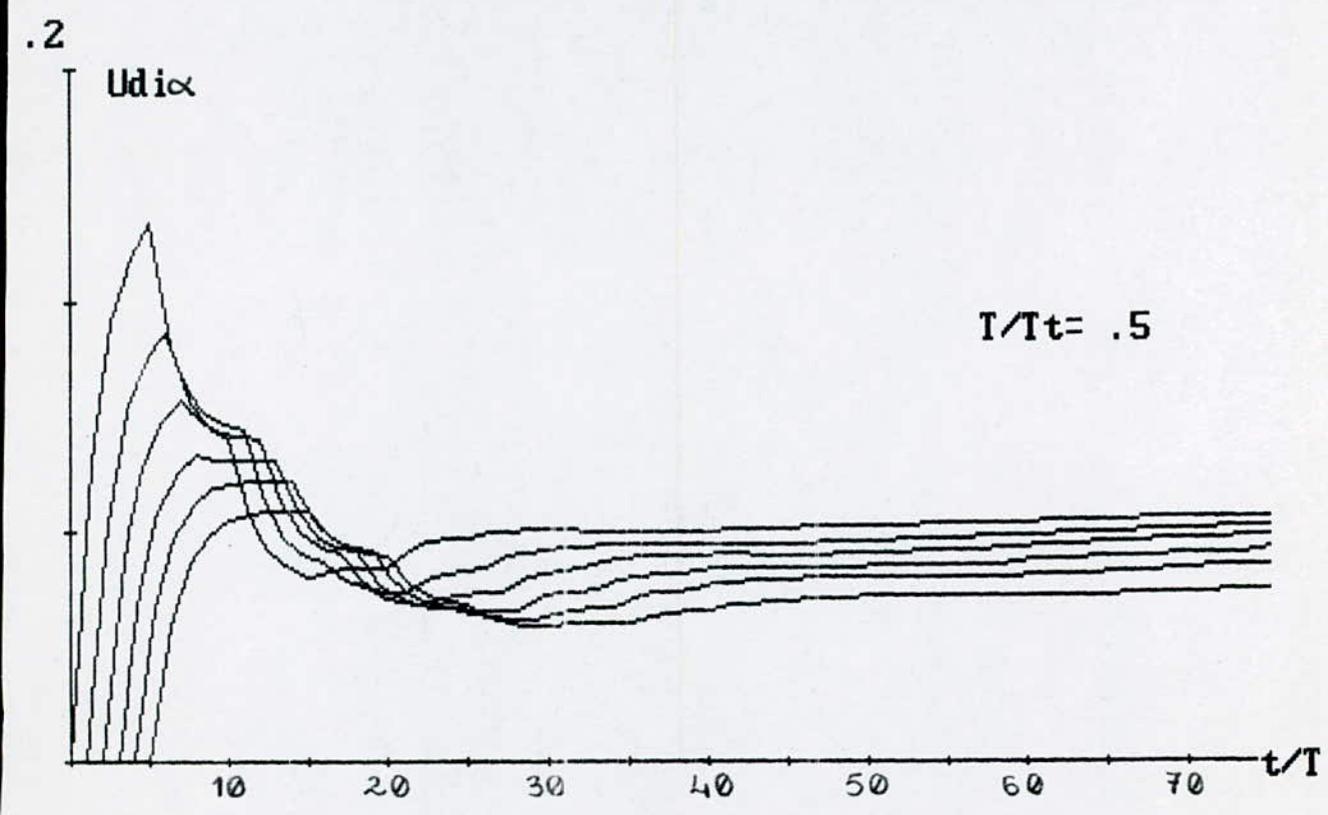


Fig 9 Réponse de U_{dix} ... influence du temps du calcul

La fig 7 montre la réponse indicielle de la grandeur à régler (courant pour six valeurs de ξr avec $T = 5$ ms .

Entre deux instants d'échantillonnage . Le programme n°= 5 permet de calculer quatre valeurs de la réponse indicielle ($\xi = 0 ; .25 ; .5 ; .75 ; 1$) .

avec K_c détermine selon le critère sur l'amortissement relatif optimal .

On constate clairement le ralentissement du phénomène transitoire avec l'augmentation du retard pur ξr .

La fig 8 représente la réponse de U_{cm} (tension à l'entrée de l'organe de commande ou du convertisseur) , pour trois valeurs du retard pur ξr .

A noter qu'on n'a pas représenté la grandeur discrète $U_{cm}^*(k)$ mais la grandeur continue $U_{cm}(k, \xi)$ qui apparait à la sortie de l'élément de maintien

On remarque que cette grandeur diminue avec le retard ξr .

Ceci est dû au fait que la qualité de réglage diminue et l'intervention du régulateur devient plus faible .

De plus la valeur maximale $U_{cm}(\max)$ n'apparait que pour des petites valeurs du retard ξr , durant la première période d'échantillonnage .

Ce qui confirme le théorème de la valeur initiale

$$U_{\max} = \lim_{z \rightarrow \infty} U(z) = U(0)$$

La fig 9 montre également la réponse de $U_{di\alpha}$ qui apparait à la sortie du convertisseur .

On constate que $U_{di\alpha} \max$ apparait durant presque les deux premiers instants d'échantillonnage d'une part

d'autre part U_{cm} et $U_{di\alpha}$ se stabilisent presque après 7 périodes d'échantillonnage (régime statique) .

C'est-à-dire le régulateur de courant intervient durant 7 périodes d'échantillonnage , afin que la grandeur de commande peut atteindre le régime établi .

III - 2 Influence de γ et ξ_r sur la réponse de courant (avec l'introduction du circuit principal)

La fonction de transfert en boucle fermée du circuit de réglage intermédiaire est donné par .

$$G_{fi}(z, \xi) = \frac{G_i(z, \xi) \cdot D_n(z)}{1 + G_{ebm}(z, 1-\xi_r) \cdot D_n(z)}$$

avec

$$G_i(z, \xi) = \frac{Q_i(z, \xi)}{P_i(z)} = \frac{d_{1i}(\xi) \cdot z + d_{0i}(\xi)}{z - ze}$$

avec

$$d_{1i} = 1 - ze^{\xi} \quad ; \quad d_{0i} = ze^{\xi} - ze$$

Pour $0 < \gamma < 1 - \xi_r$

On trouve après quelque modification

$$G_{fi}(z, \gamma) = \frac{K_n \cdot d_{1i}(\gamma) \cdot z^4 + K_n(d_{0i}(\gamma) - d_{1i}(\gamma)) \cdot z^3 - K_n \cdot d_{0i}(\gamma) \cdot z^2}{D}$$

avec

$$D = z^4 + (K_n \cdot d_{1i}^*(1-\xi_r) - ze - 2) \cdot z^3 + z^2 \cdot (K_n \cdot (d_{1i}^*(1-\xi_r) - d_{0i}^*(1-\xi_r)) + 2 \cdot ze + 1) + z \cdot (K_n \cdot (d_{0i}^*(1-\xi_r) - d_{1i}^*(1-\xi_r) - ze) - K_n \cdot d_{0i}^*(1-\xi_r))$$

par la méthode d'itération on a .

$$\begin{aligned} b_4 &= K_n \cdot d_{1i}(\gamma) \\ b_3 &= K_n \cdot (d_{0i}(\gamma) - d_{1i}(\gamma)) \\ b_2 &= -K_n \cdot d_{0i}(\gamma) \\ b_1 &= b_0 = 0 \\ a_3 &= K_n \cdot d_{1i}^*(1-\xi_r) - ze - 2 \\ a_2 &= K_n \cdot (d_{1i}^*(1-\xi_r) - d_{0i}^*(1-\xi_r)) + 2 \cdot ze + 1 \\ a_1 &= K_n \cdot (d_{0i}^*(1-\xi_r) - d_{1i}^*(1-\xi_r) - ze) \\ a_0 &= -K_n \cdot d_{0i}^*(1-\xi_r) \end{aligned}$$

d'ou

$$\begin{aligned} i(0, \xi) &= b_4 \\ i(1, \xi) &= b_3 - a_3 \cdot i(0, \xi) \\ i(2, \xi) &= b_2 - a_3 \cdot i(1, \xi) - a_2 \cdot i(0, \xi) \\ i(3, \xi) &= b_1 - a_3 \cdot i(2, \xi) - a_2 \cdot i(1, \xi) - a_1 \cdot i(0, \xi) \\ i(4, \xi) &= b_0 - a_3 \cdot i(3, \xi) - a_2 \cdot i(2, \xi) - a_1 \cdot i(1, \xi) - a_0 \cdot i(0, \xi) \end{aligned}$$

pour $k > 4$

$$i(k, \xi) = -a_3 \cdot i(k-1, \xi) - a_2 \cdot i(k-2, \xi) - a_1 \cdot i(k-3, \xi) - a_0 \cdot i(k-4, \xi)$$

La fonction de transfert en boucle fermé du circuit de réglage principal est .

$$G_w(z, \xi) = \frac{G_{ebm}(z, \xi) \cdot D_n(z)}{1 + G_{ebm}(z, 1-\xi_r) \cdot D_n(z)}$$

$$= \begin{cases} \frac{K_n \cdot Q_{ebm}(z, \delta)}{z \cdot P_{ebm}(z) + K_n \cdot Q_{ebm}(z, 1-\xi_r)} & 1 - \xi_r \leq \delta \leq 1 \\ \frac{z \cdot K_n \cdot Q_{ebm}(z, \nu)}{z \cdot P_{ebm}(z) + K_n \cdot Q_{ebm}(z, 1-\xi_r)} & 0 \leq \nu \leq 1 - \xi_r \end{cases}$$

avec

$$\delta = 1 + \xi - \xi_r \quad ; \quad \nu = \xi - \xi_r$$

$$G_w(z, \xi) = \begin{cases} \frac{K_n \cdot d_2^*(\delta) \cdot z^2 + K_n \cdot d_1^*(\delta) \cdot z + K_n \cdot d_0^*(\delta)}{X} & 1 - \xi_r \leq \delta \leq 1 \\ \frac{K_n \cdot d(\nu) \cdot z^3 + K_n \cdot d(\nu) \cdot z^2 + K_n \cdot d(\nu) \cdot z}{X} & 0 \leq \nu \leq 1 - \xi_r \end{cases}$$

avec $X = z^3 + z^2(K_n \cdot d_2^*(1-\xi_r) - z_e - 1) + z(K_n \cdot d_1^*(1-\xi_r) + z_e) + K_n \cdot d_0^*(1-\xi_r)$

Pour un échelon unité on a .

$$n \xrightarrow{\text{-----}} N(z, \xi) = \frac{z}{z-1} \cdot G_w(z, \xi)$$

Pour $0 \leq \nu \leq 1 - \xi_r$ on obtient

$$N(z, \xi) = \frac{b_4 \cdot z^4 + b_3 \cdot z^3 + b_2 \cdot z^2 + b_1 \cdot z}{z^4 + a_3 \cdot z^3 + a_2 \cdot z^2 + a_1 \cdot z + a_0}$$

avec

$$\begin{aligned} b_4 &= K_n \cdot d_2^*(\nu) & ; & & a_3 &= K_n \cdot d_2^*(1-\xi_r) - z_e - 2 \\ b_3 &= K_n \cdot d_1^*(\nu) & ; & & a_2 &= K_n \cdot (d_1^*(1-\xi_r) - d_2^*(1-\xi_r)) + 2 \cdot z_e + 1 \\ b_2 &= K_n \cdot d_0^*(\nu) & ; & & a_1 &= K_n \cdot (d_0^*(1-\xi_r) - d_1^*(1-\xi_r)) - z_e \\ b_1 &= b_0 = 0 & ; & & a_0 &= -K_n \cdot d_0^*(1-\xi_r) \end{aligned}$$

d'ou

$$\begin{aligned} n(0, \xi) &= b_4 \\ n(1, \xi) &= b_3 - a_3 \cdot n(0, \xi) \\ n(2, \xi) &= b_2 - a_3 \cdot n(1, \xi) - a_2 \cdot n(0, \xi) \\ n(3, \xi) &= b_1 - a_3 \cdot n(2, \xi) - a_2 \cdot n(1, \xi) - a_1 \cdot n(0, \xi) \\ n(4, \xi) &= b_0 - a_3 \cdot n(3, \xi) - a_2 \cdot n(2, \xi) - a_1 \cdot n(1, \xi) - a_0 \cdot n(0, \xi) \end{aligned}$$

pour $k > 4$

$$n(k, \xi) = -a_3 \cdot n(k-1, \xi) - a_2 \cdot n(k-2, \xi) - a_1 \cdot n(k-3, \xi) - a_0 \cdot n(k-4, \xi)$$

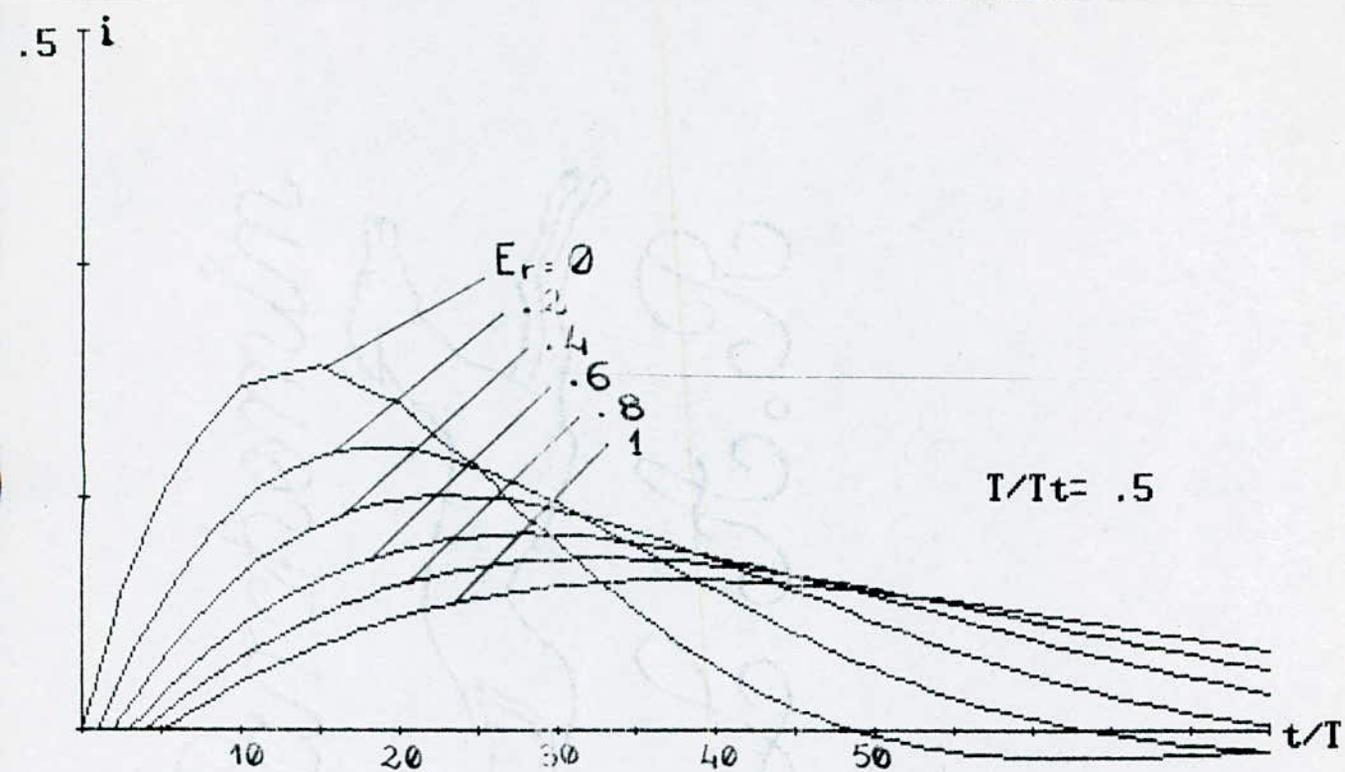


Fig 12 Réponse (courant)...influence du temps de calcul

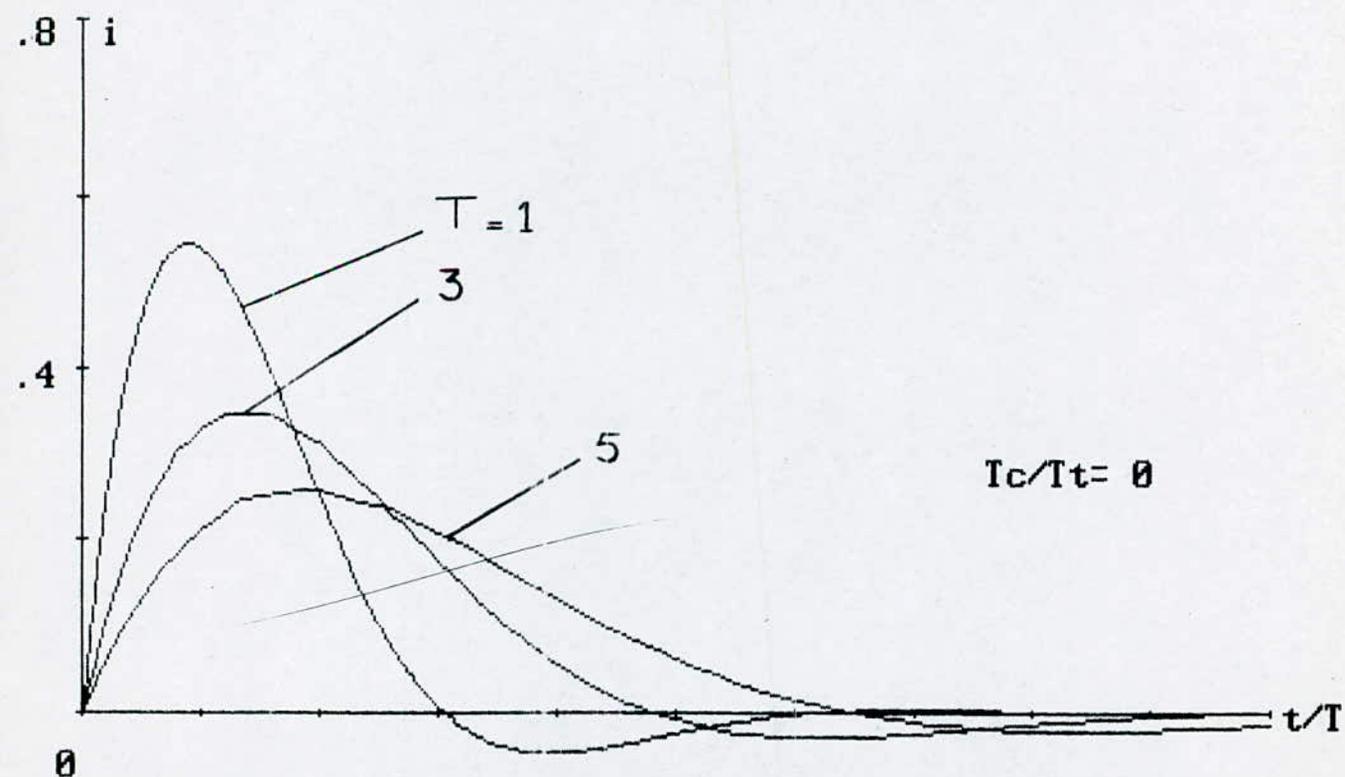


Fig 14 Réponse de courant ... Influence de la période déchantillonnage

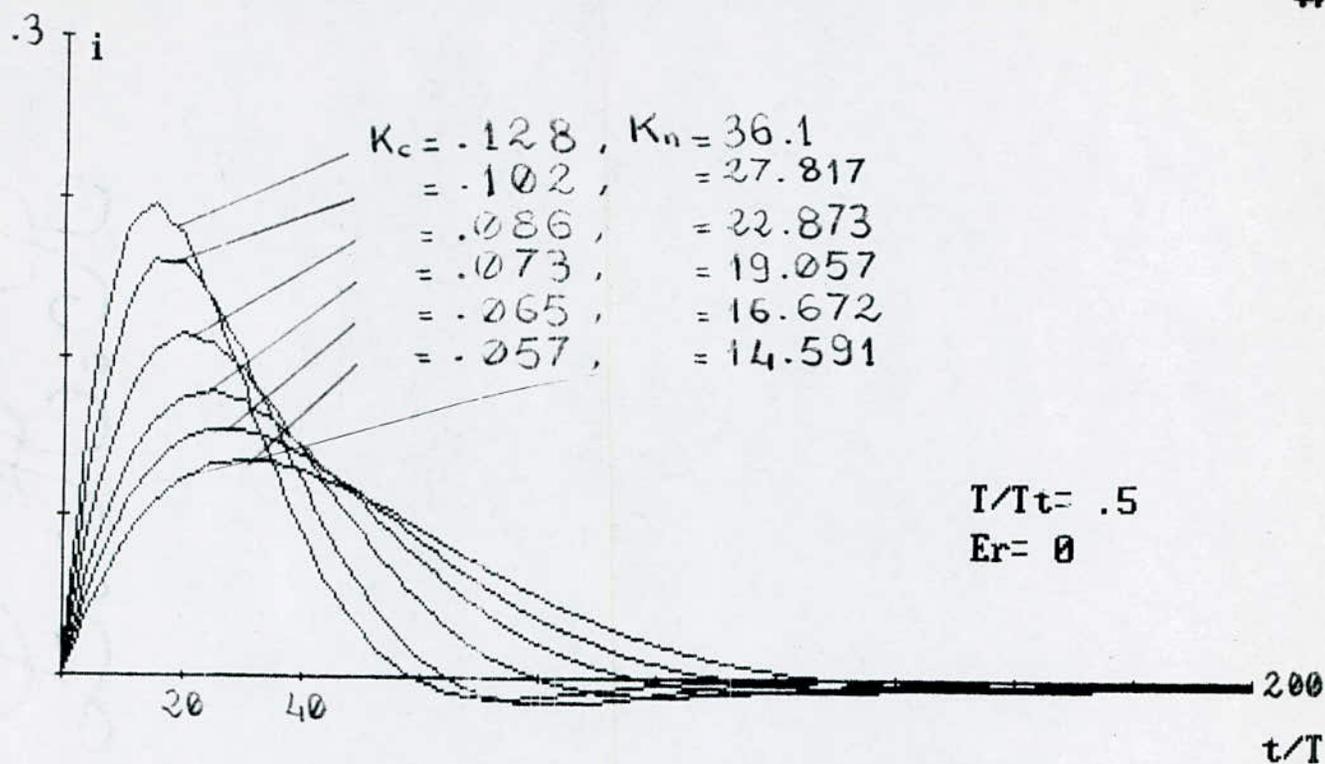


Fig 15.a Réponse de courant ... Influence de K_n

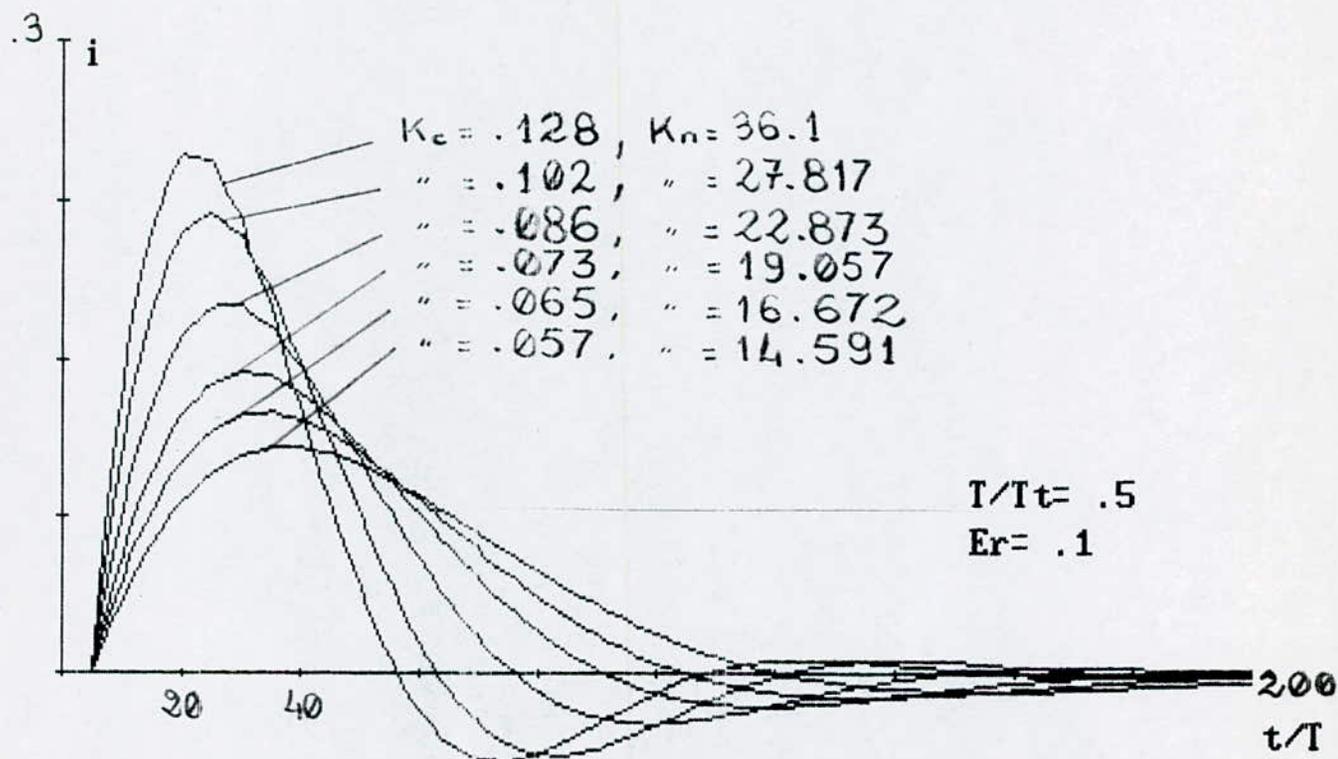


Fig 15.b Réponse (courant) ... influence de K_n pour $T = \text{cst}$

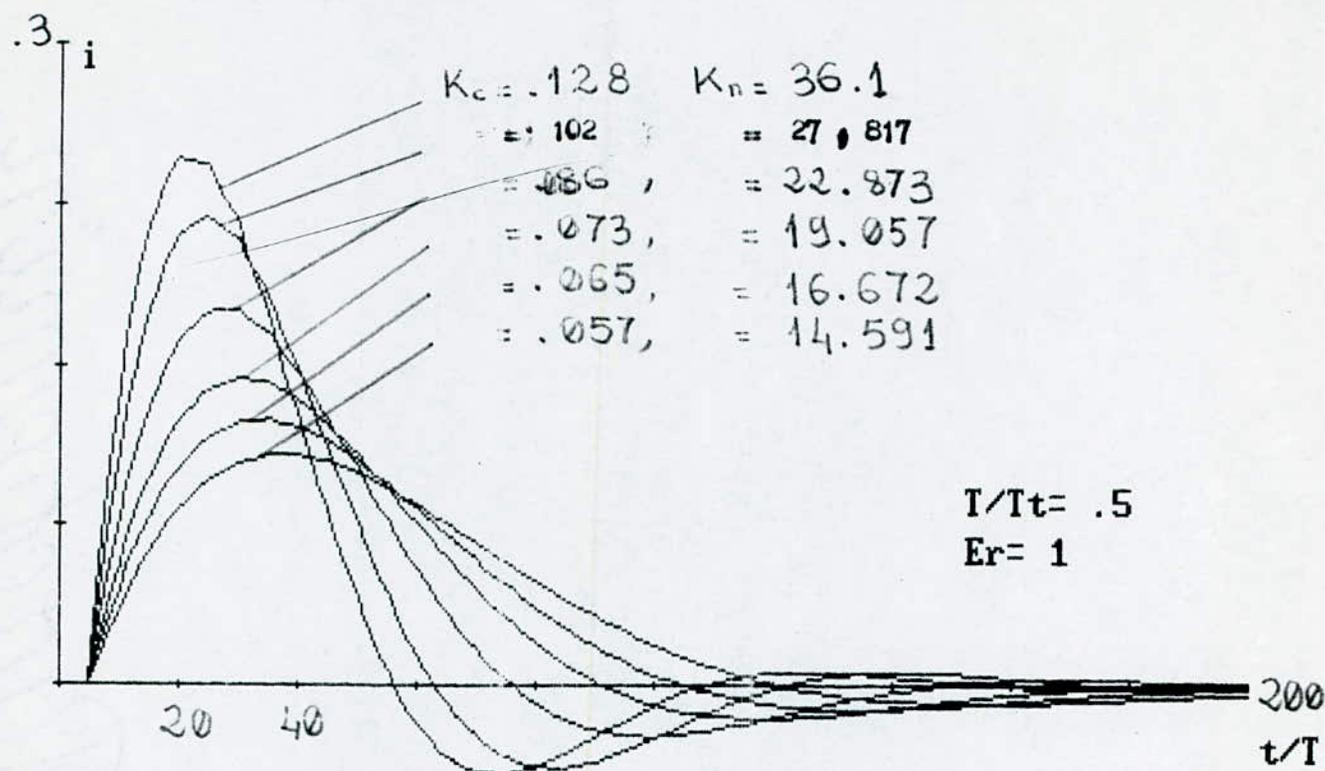


Fig 15c Réponse (courant)... influence du K_n pour $T = \text{cst}$

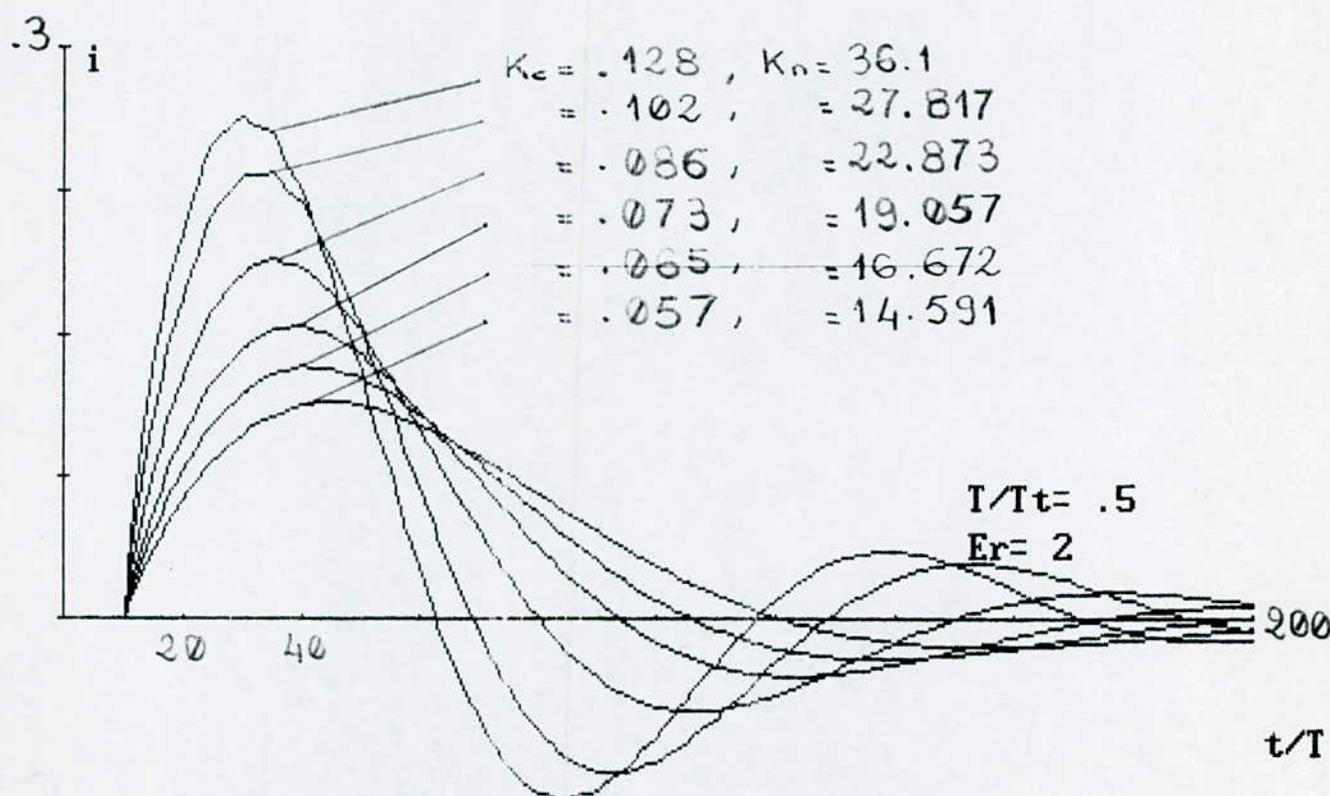


Fig 15d Réponse (courant)... influence de K_n pour $T = \text{cst}$

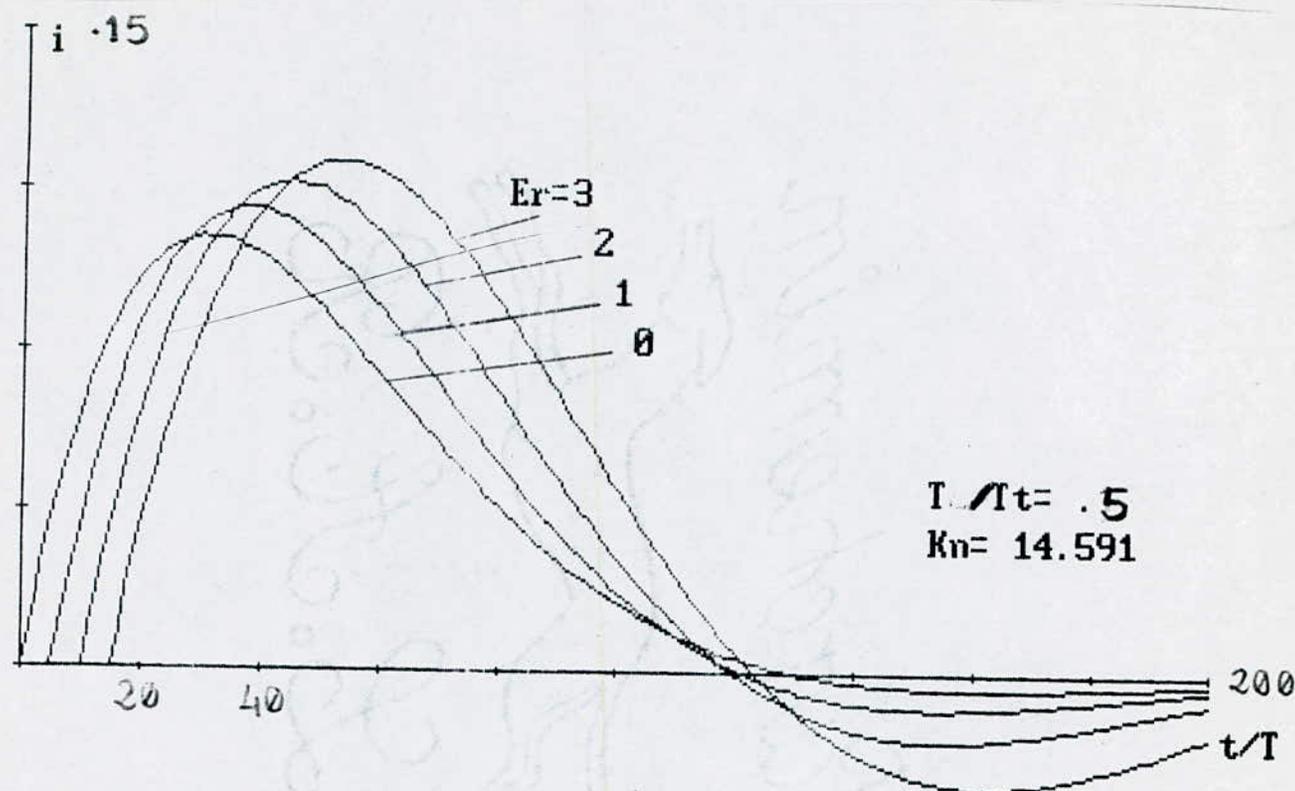


Fig 16 Réponse (courant)... influence du temps de calcul

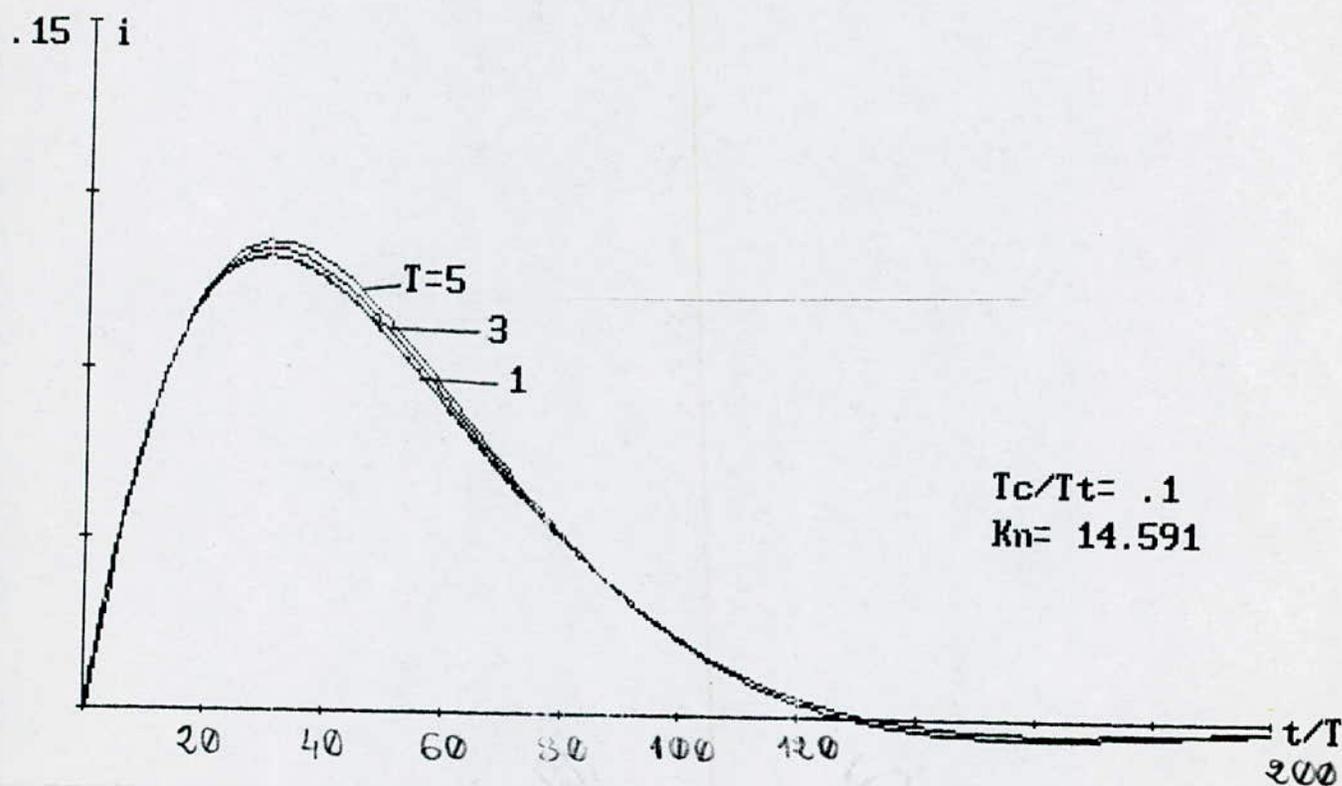


Fig17 Réponse de courant ... Influence de la période échantillonnage

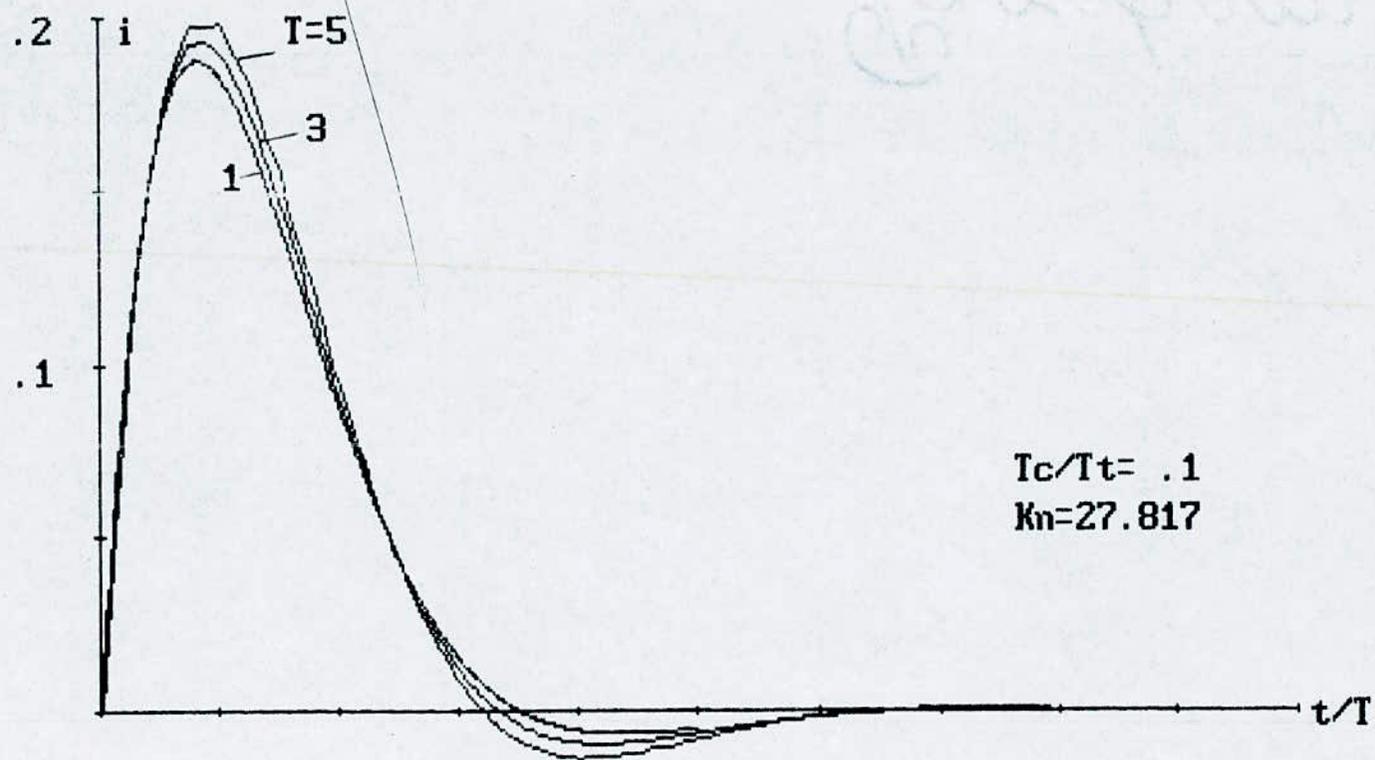


Fig Réponse de courant ... Influence de la période déchantillonnage

- Réponse de courant

La fig 12 montre l'allure de la réponse de courant (à vide) pour six valeurs du retard ξ_r et pour $T = 5$ ms .

On constate que la variation du courant diminue lorsque ξ_r augmente .

Et la fig 14 ~~montre~~ l'influence de la période d'échantillonnage pour un temps de calcul négligeable $\xi_r = 0$.

On voit que la variation de i (Δi) augmente lorsque la période T diminue .

Donc on peut s'attendre à un comportement rapide de la réponse de vitesse pour des faibles valeurs de T .

On a également étudié l'influence des coefficients des régulateurs de courant et de vitesse .

Pour cela on a représenté aux figs 15 a,b,c,d les réponses de courant pour différentes valeurs de K_c et de K_n et pour différents ξ_r .

En premier lieu on remarque que Δi varie d'une manière important lorsque K_c et K_n augmentent , et pour un K_c et K_n constant i augmente avec l'augmentation de ξ_r . (fig 16 et 17)

A partir de ces constatations on peut conclure que .

On ne peut pas diminuer à volonté la valeur de la période d'échantillonnage .

En effet , si cette dernière devient trop petite la variation du courant est assez élevé . Or ce comportement est mauvais pour le moteur .

Donc la période d'échantillonnage est limitée .

De plus K_c et K_n sont limités , car pour des valeurs assez élevées de ces coefficients la variations de i augmente .

A noter que le courant après un certain régime transitoire revient à sa valeur initiale .

Donc le courant n'est pas sensible à la variation de la tension de commande .

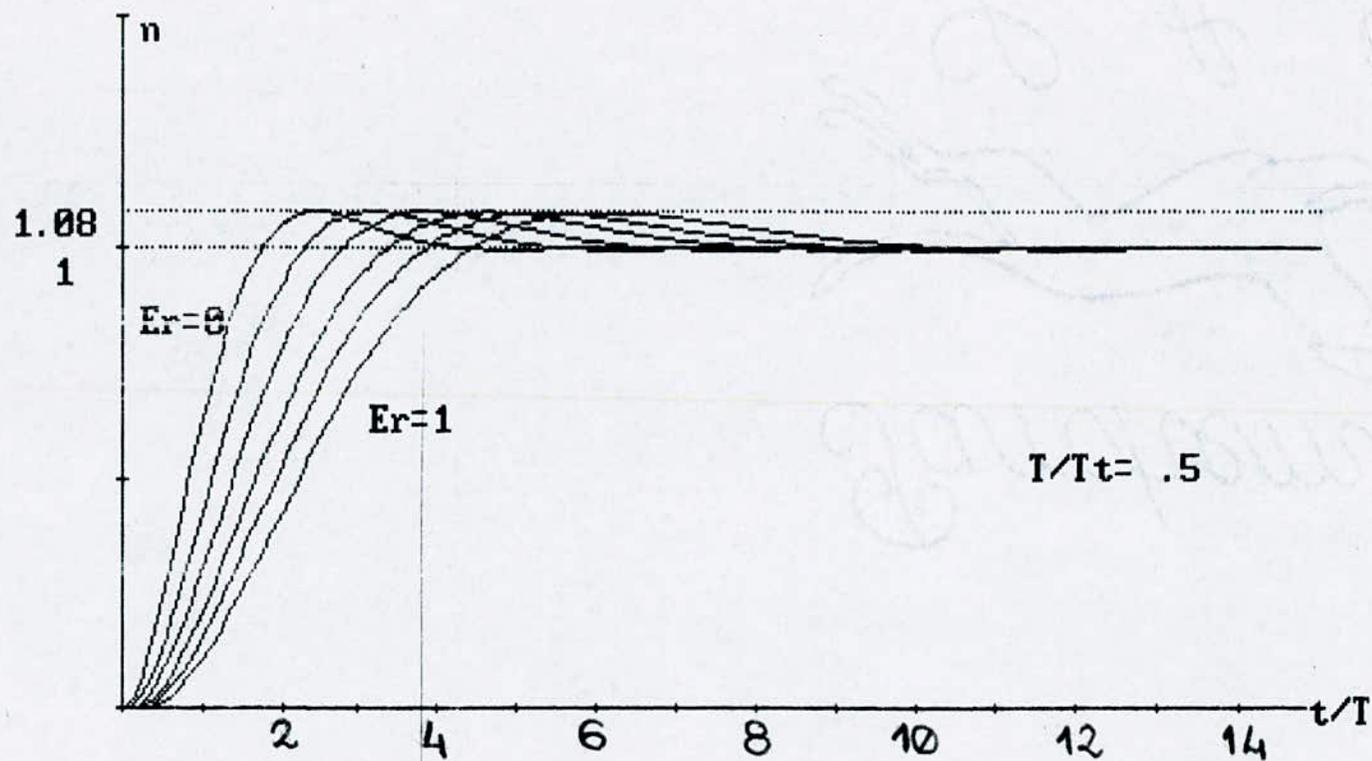


Fig 18 Réponse indicielle (vitesse)...influence du temps de calcul

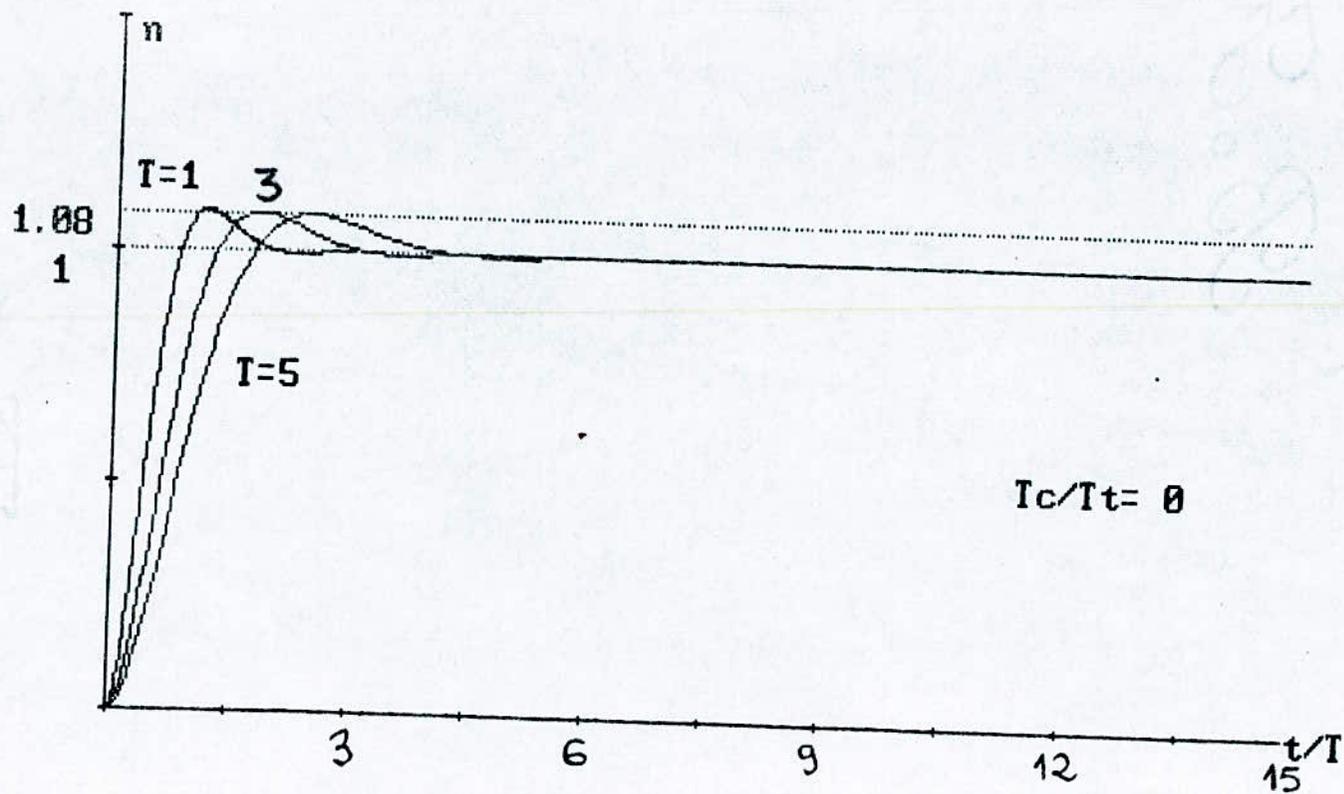
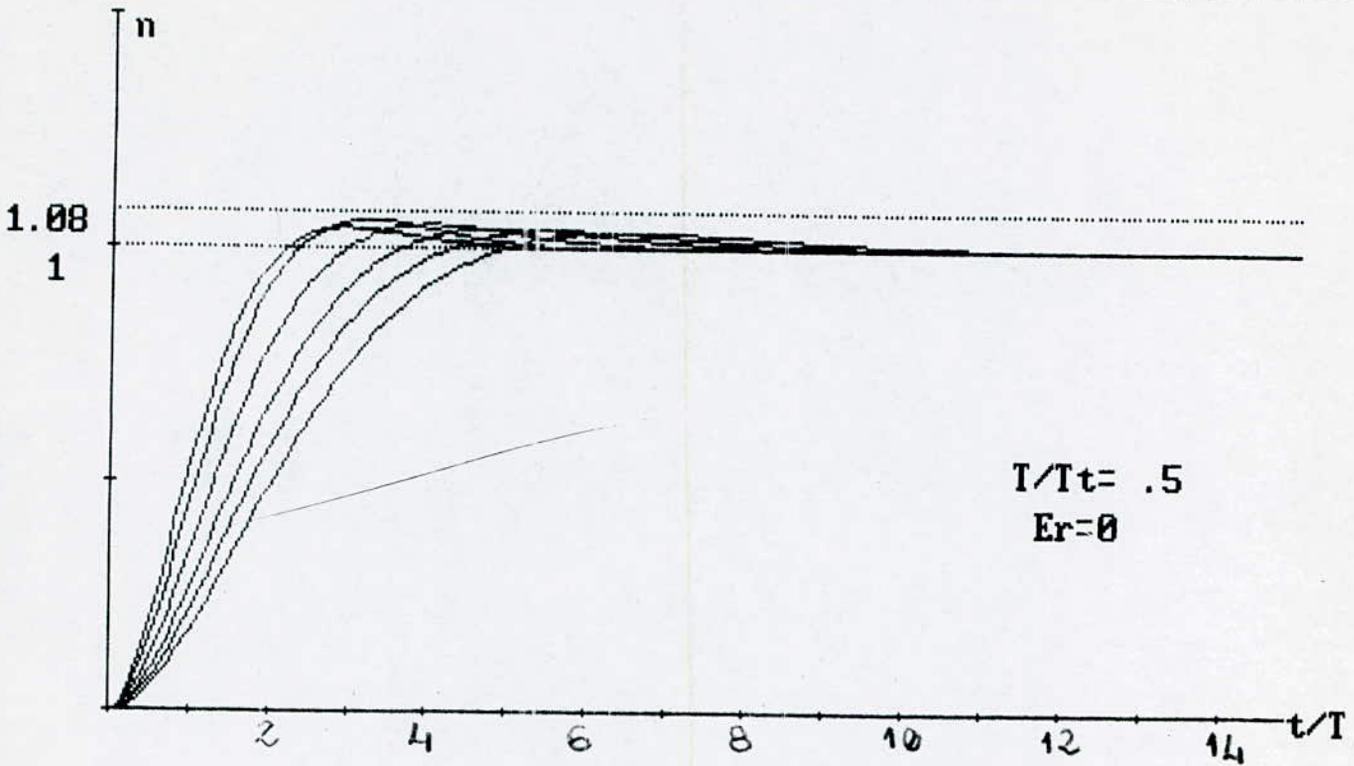


Fig 19 Réponse indicielle (vitesse)...influence de la periode déchantillonnage



a)

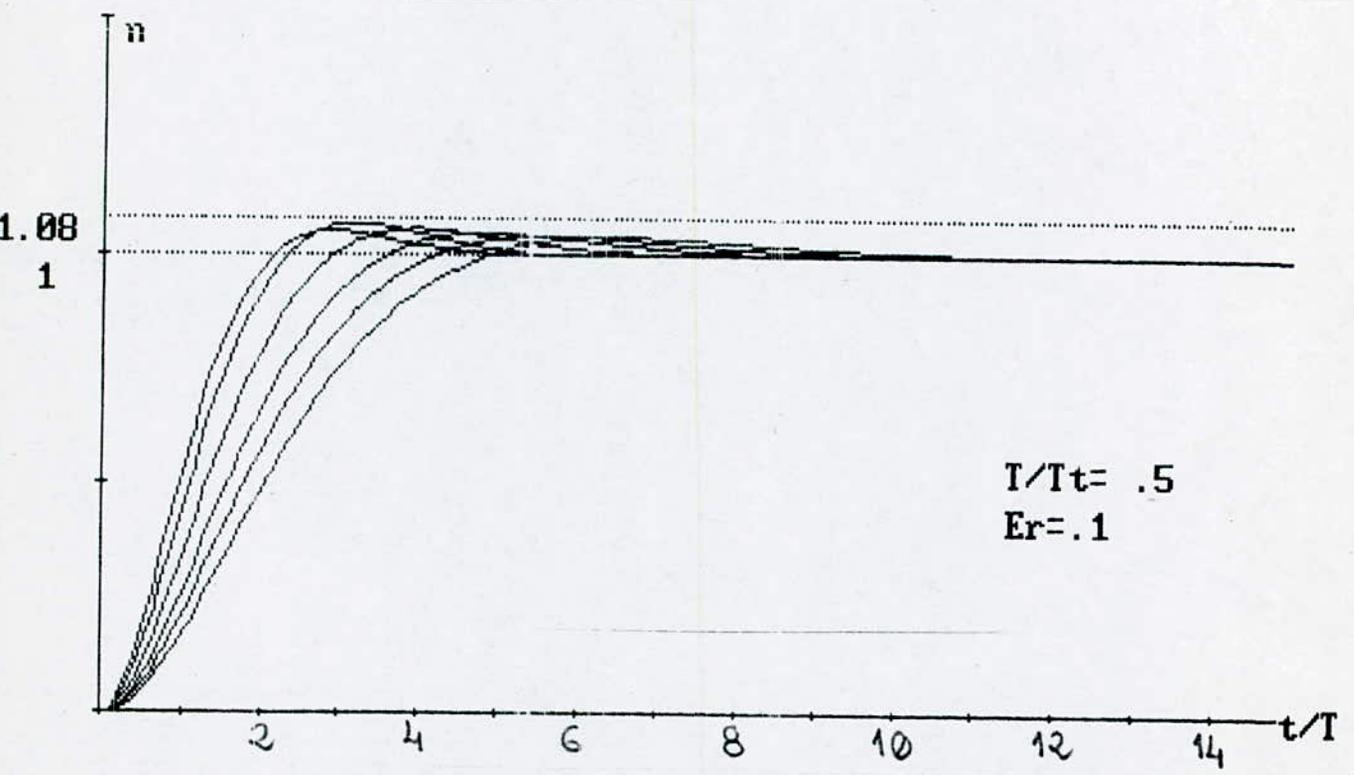


Fig 20.6 Réponse indicielle (vitesse)...influence de K_n pour $I=cst$

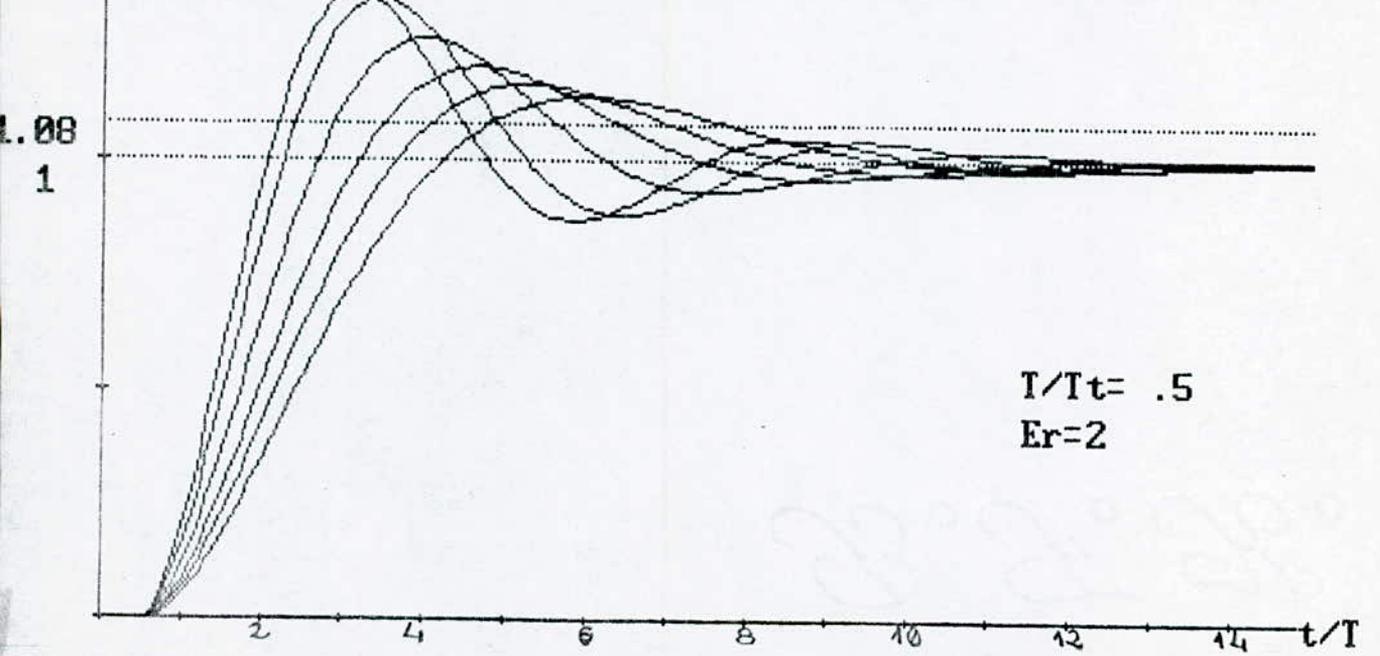
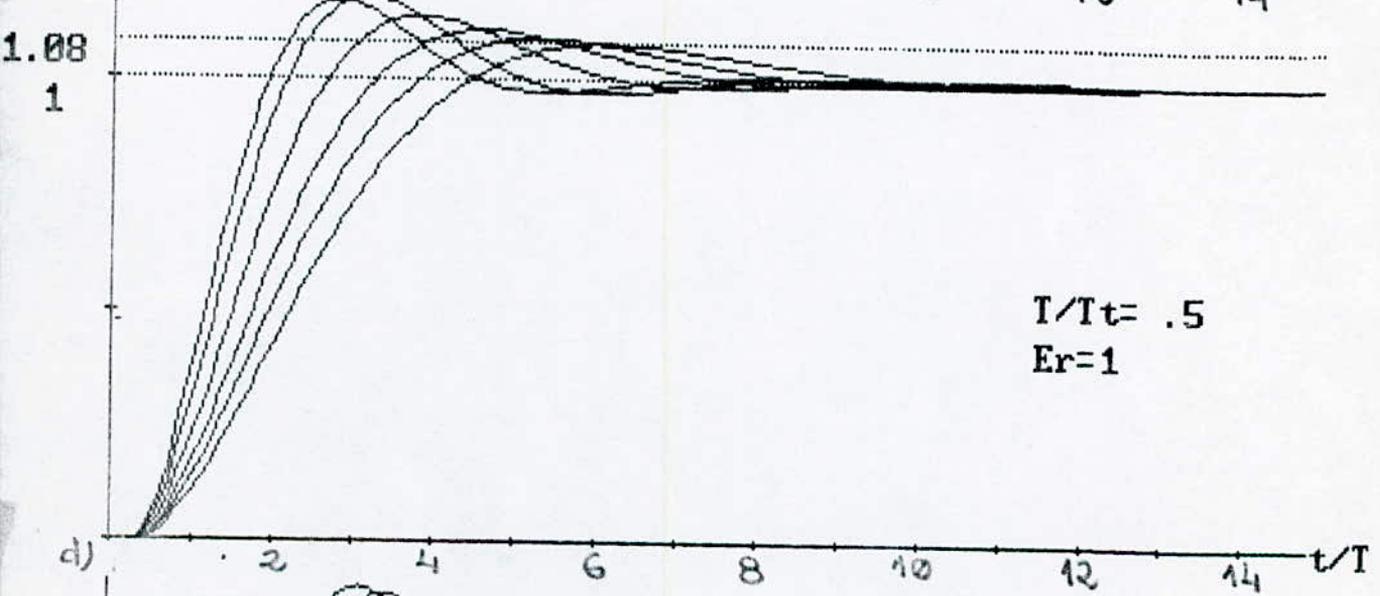
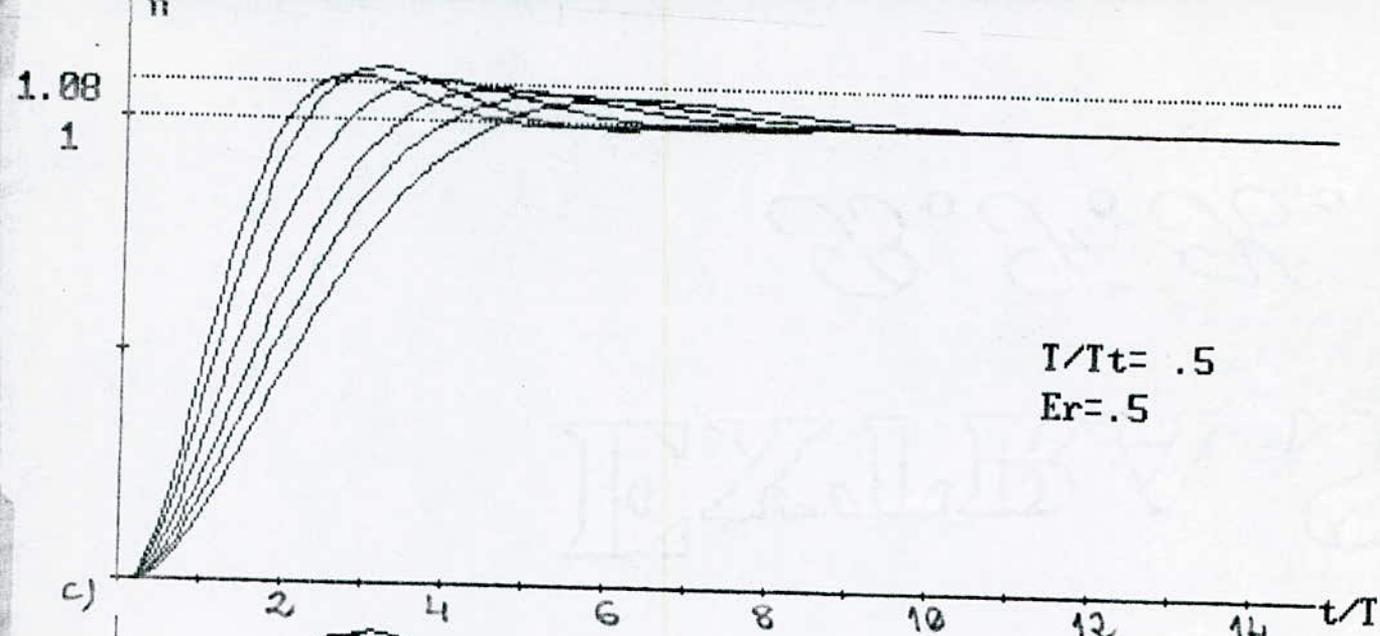


Fig 20.e Réponse indicielle (vitesse)...influence de Kn pour T=cst

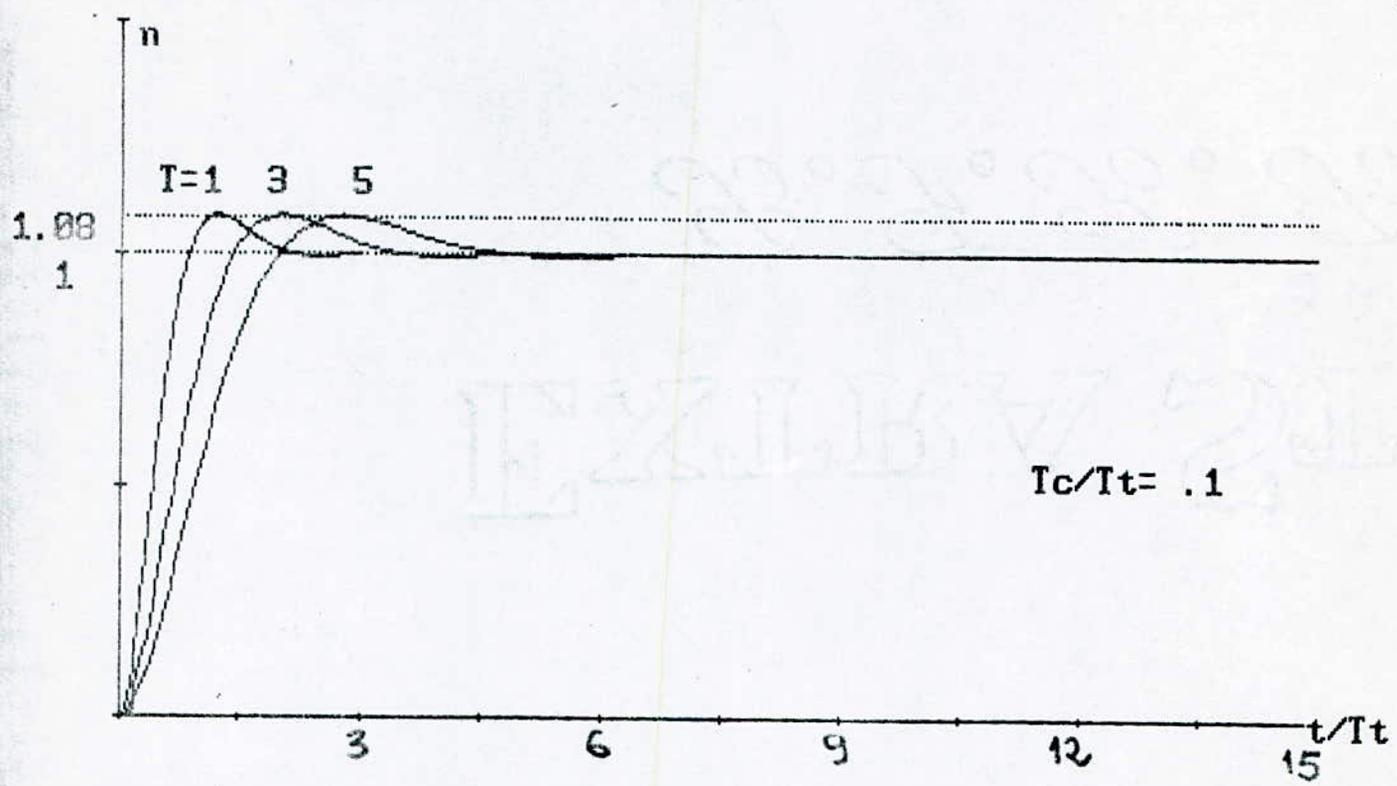


Fig 24 Réponse indicielle (vitesse)...influence de la période T

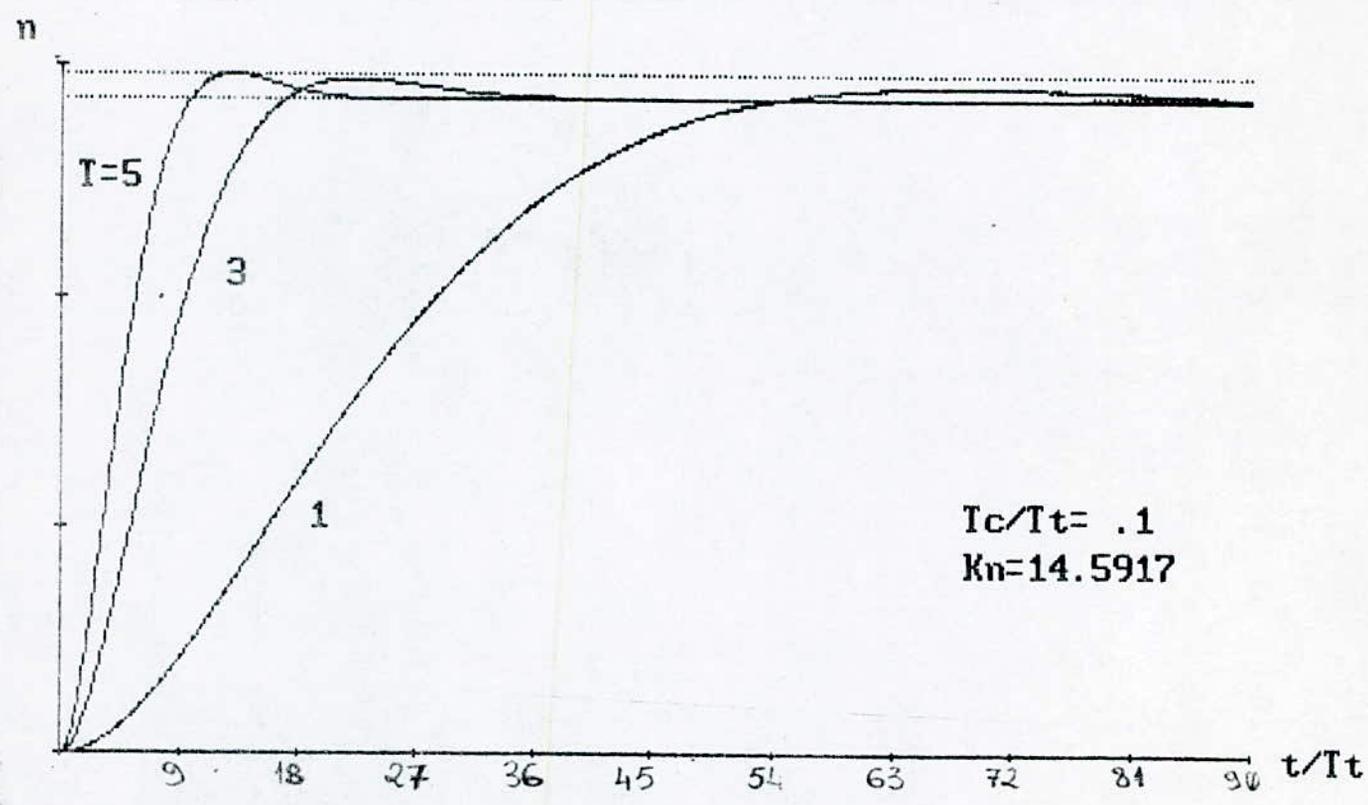


Fig 22 Réponse indicielle (vitesse)...influence de la période T

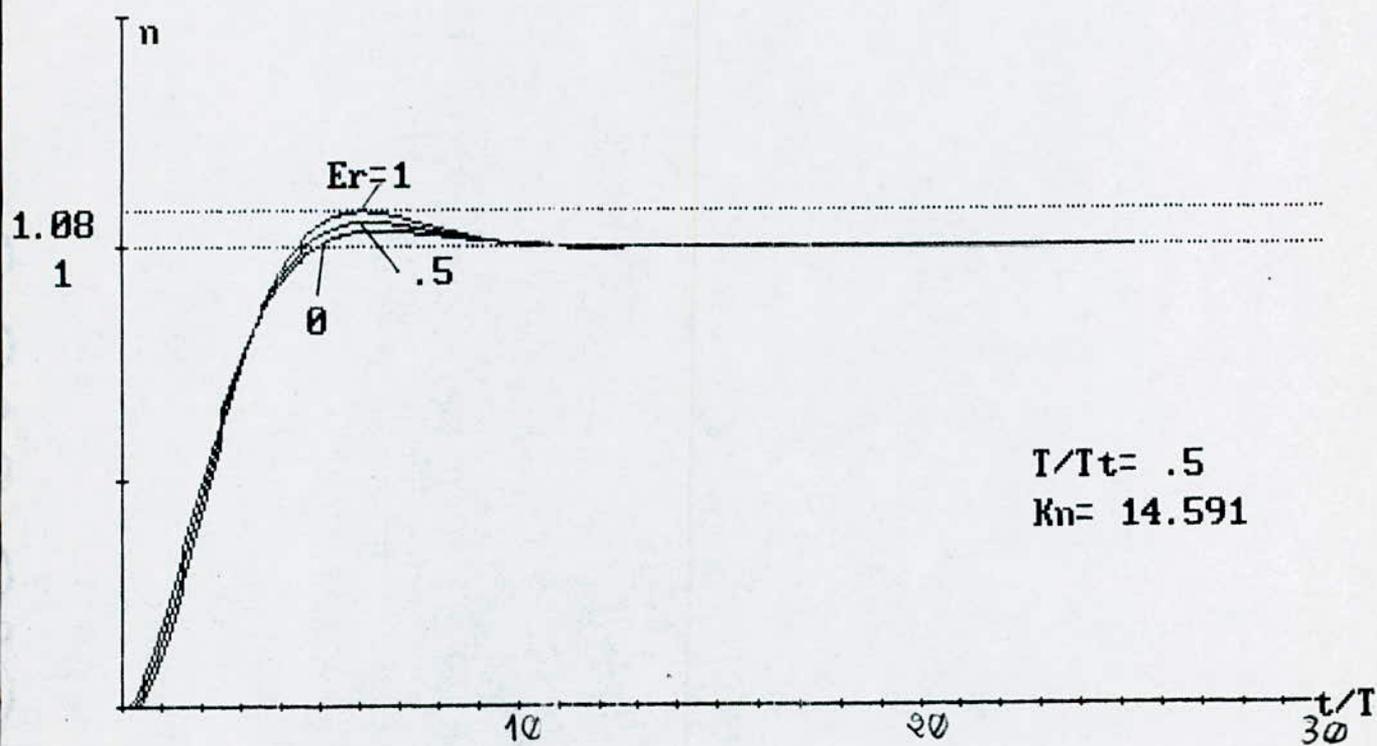
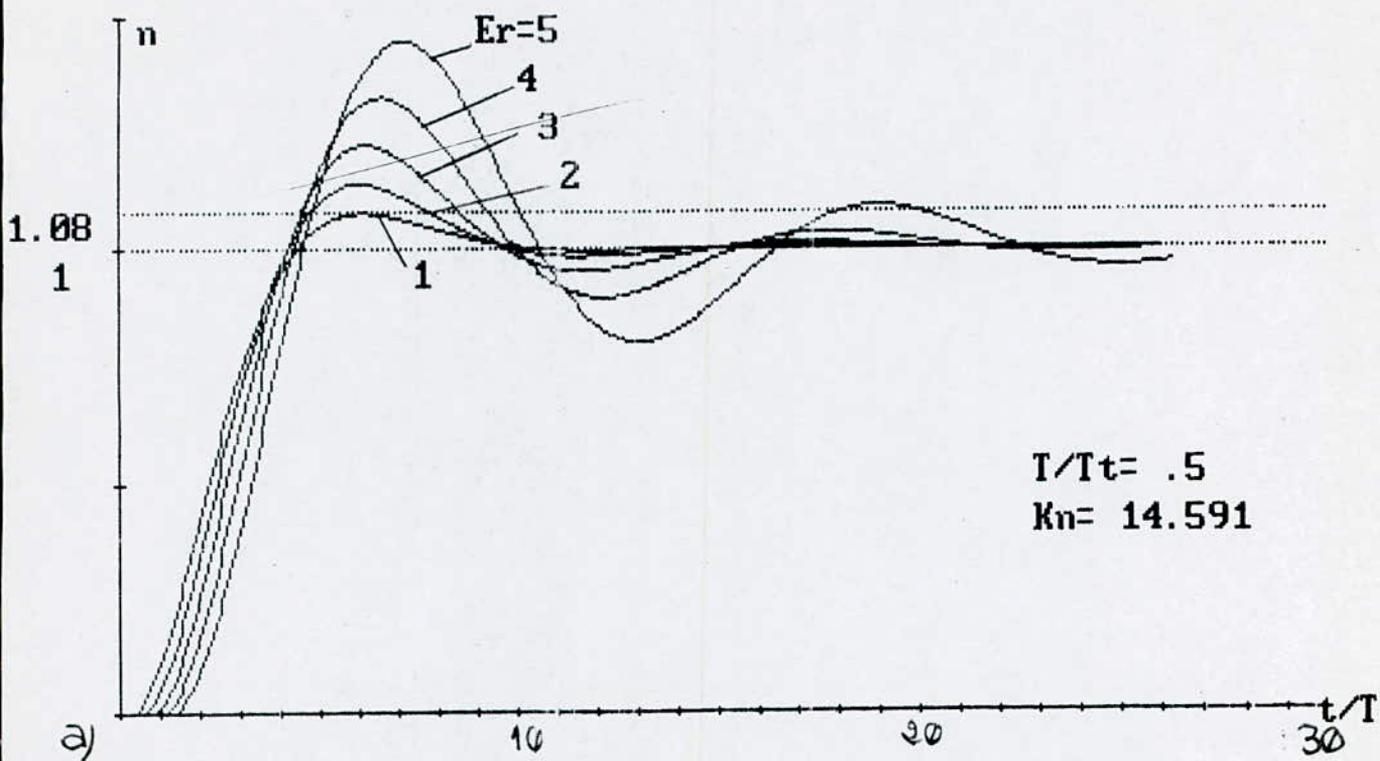


Fig 25.b Réponse indicielle (vitesse)... influence du temps de calcul
a $Kn = \text{cst}$

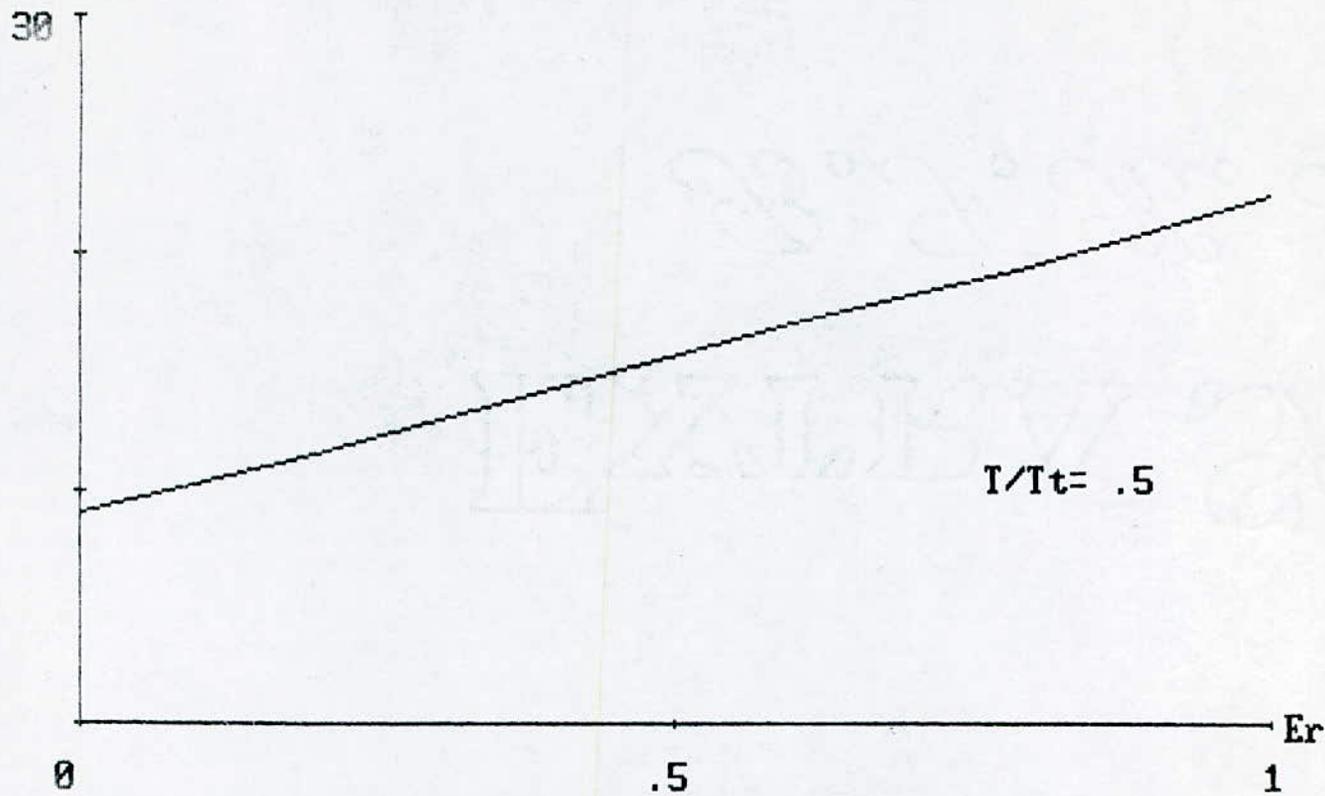


Fig 21 Temps de montée t_m en fonction du retard E_r

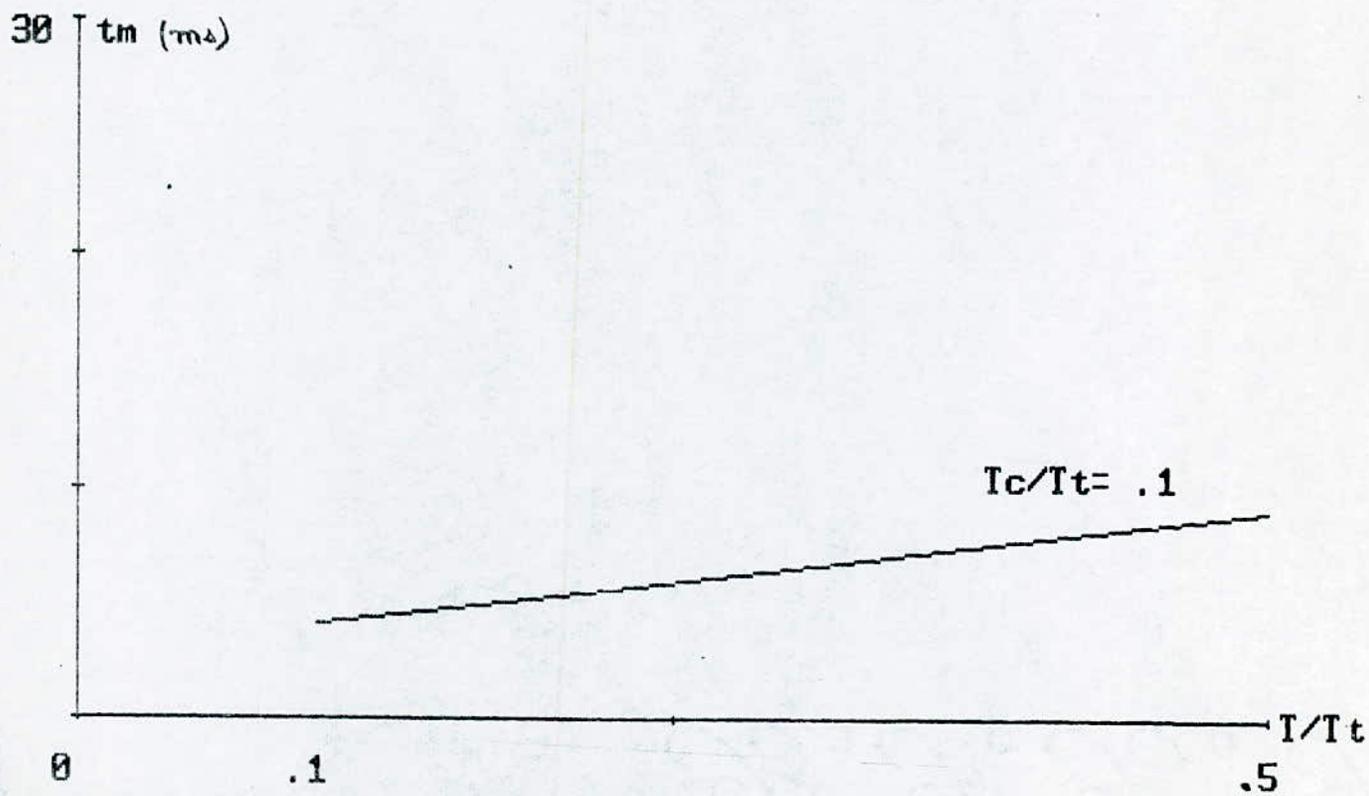


Fig 23 Temps de montée t_m en fonction de la période d'échantillonnage

A l'aide des réponses indicielles nous avons relevé des grandeurs caractéristiques pour la qualité de réglage c'est-à-dire temps de montée, dépassement maximum et temps de réglage.

La fig 18 montre l'allure de cette réponse pour six valeurs différentes de ξ_r , et pour $T = 5$ ms.

On constate le ralentissement du phénomène transitoire lors de l'augmentation du retard pur ξ_r .

- Le dépassement maximum de la grandeur à régler est pratiquement indépendant du retard ξ_r , il est environ $d = .08$

La fig 21 représente le temps de montée t_m pour $T = 5$ ms.

On constate que t_m augmente avec le retard ξ_r , et pour voir l'influence de la période d'échantillonnage T , la fig 19 représente la réponse indicielle pour plusieurs valeurs de T

Dans ce cas la rapidité de réglage augmente lorsque la période d'échantillonnage diminue.

Et la fig 23 montre le temps de montée t_m en fonction de t .

On remarque que t_m minimal est atteint lorsque

$$T/t_t = T_r/t_t = .1$$

De plus la rapidité du phénomène transitoire augmente lorsque les valeurs de K_c et K_n augmentent.

Les figs 20 a, b, c, d, e montrent l'allure de la réponse indicielle de la grandeur à régler pour plusieurs valeurs de ξ_r et pour $T=5$ ms et différents K_c et K_n .

Dans ces figures on voit clairement l'augmentation du dépassement avec des oscillations pour $\xi_r > 1$.

On a également étudié l'influence de ξ_r et de T pour des coefficients de K_c et K_n constants.

La fig 22 représente l'influence de T . On voit clairement le ralentissement du phénomène transitoire lorsque T diminue, de plus le dépassement diminue.

Les figs 25 a, b montrent également l'influence de ξ_r pour T et K_c, K_n constants.

On remarque que les oscillations augmentent au fur et à mesure que ξ_r augmente (le dépassement augmente aussi).

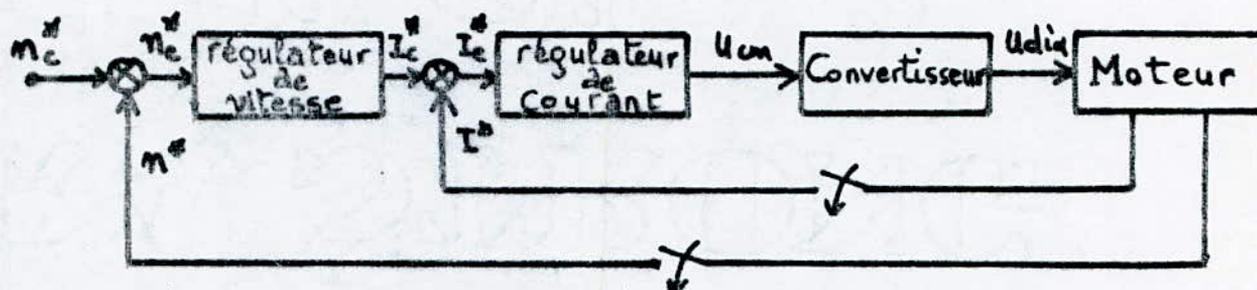
A partir de ces constatations, on peut conclure que la qualité de réglage dépend essentiellement du temps de calcul du calculateur il faut donc bien choisir ce dernier.

Si ce temps est négligeable devant la période d'échantillonnage les performances dynamiques du système sont limitées par l'énergie que peut accepter le système à régler.

Ainsi le choix de la période d'échantillonnage résulte d'un compromis à faire entre stabilité d'une part et coût du calculateur lié à sa rapidité et sa capacité d'autre part.

La simulation numérique

La simulation du comportement du système à régler est basée sur le schéma bloc suivant.



Le moteur peut être représenté par le modèle suivant :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{i - cr}{T_m}$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_{dia} - n - r_t \cdot i}{r_t \cdot T_t}$$

$$\frac{dU}{dt} = \frac{U_{cm} \cdot K_{em} - U_{dia}}{T_{em}}$$

Pour un régulateur du type PI la relation entre la grandeur de commande U_{cm} et l'écart de réglage I_e [4], prend la forme

$$U_{cm} = K_p \cdot I_e^* + K_i \cdot \int_0^t I_e^* \cdot dt$$

$$\int_0^t I_e^* \cdot dt = h \cdot S_v$$

$$S_v(n, h) = S_v((n-1), h) + I_e^*$$

On peut exprimer l'algorithme de réglage à l'aide d'un pseudo-langage de programmation par

$$\begin{cases} U_{cm} = K_p \cdot I_e^* + K_i \cdot h \cdot S_v \\ \text{sortie } U_{cm} \\ S_v = S_v + I_e^* \\ U_{cm0} = U_{cm} \end{cases}$$

Après avoir calculé la valeur U_{cm} de la grandeur de commande le calculateur numérique peut imposer cette valeur jusqu'au prochain instant d'échantillonnage, ou U_{cm} prend la valeur U_{cm0}

Au début, on doit prescrire une valeur initiale qui est en général $U_{cm0} = 0$

La grandeur U_{dia} représente la tension qui sera injectée directement dans l'induit du moteur.

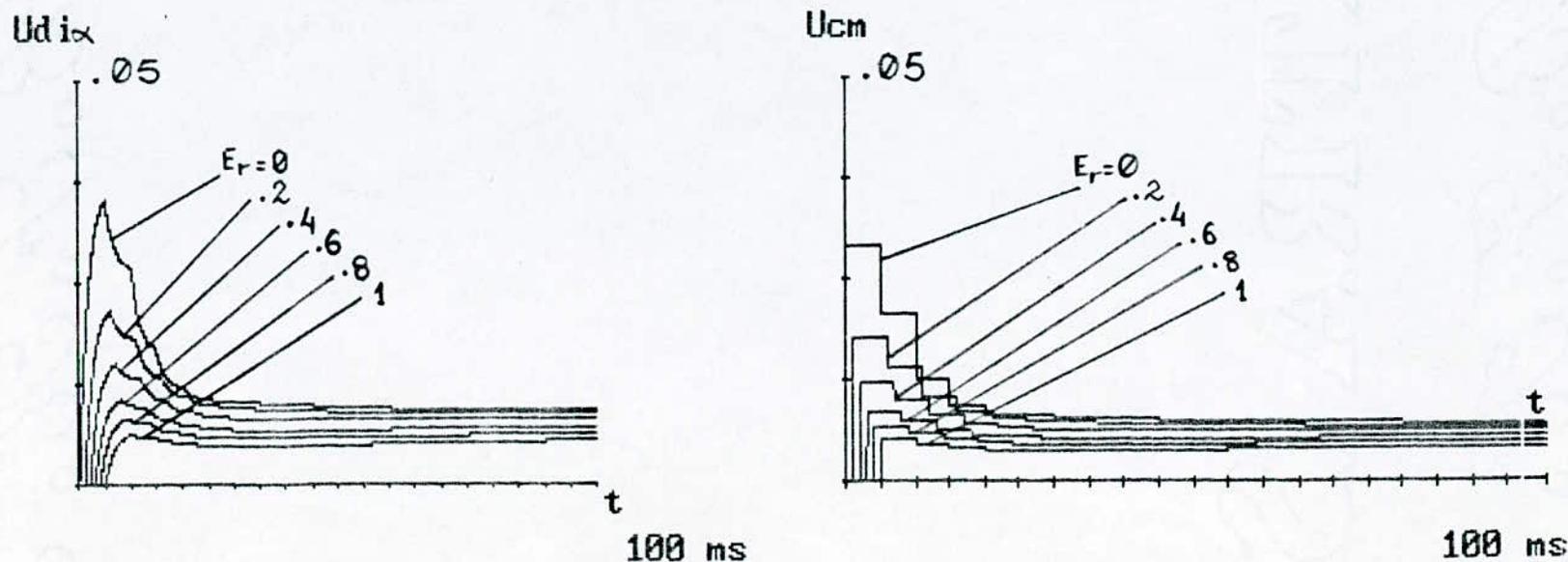
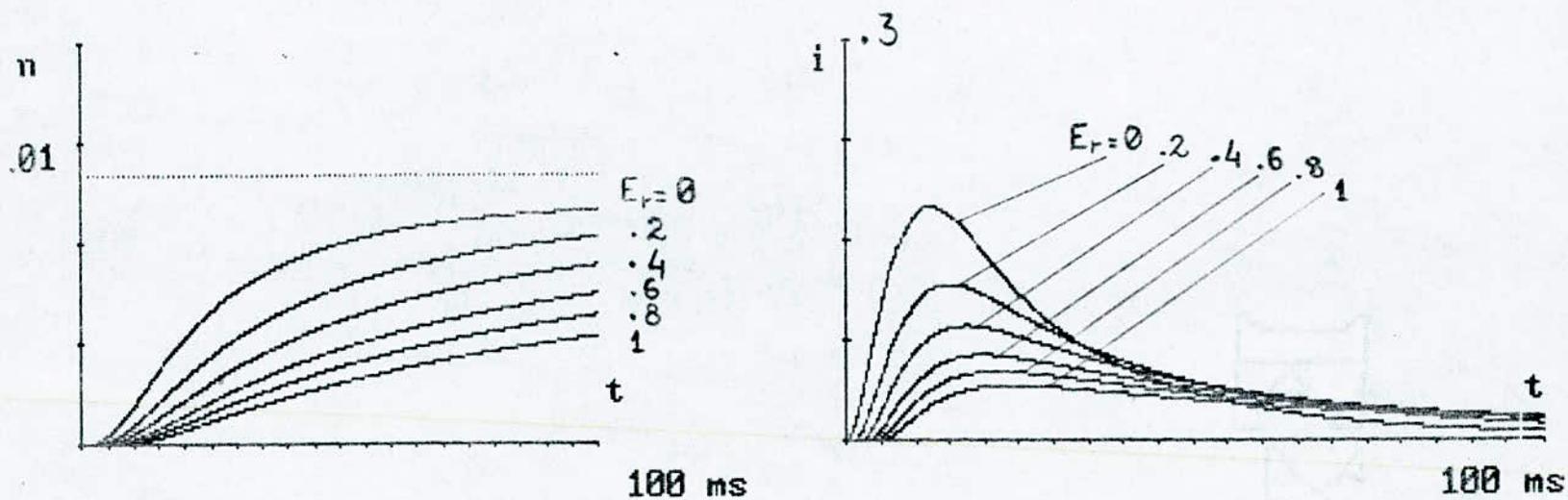


Fig26 Influence du temps de calcul pour une periode dechantillonnage $T=5\text{ms}$

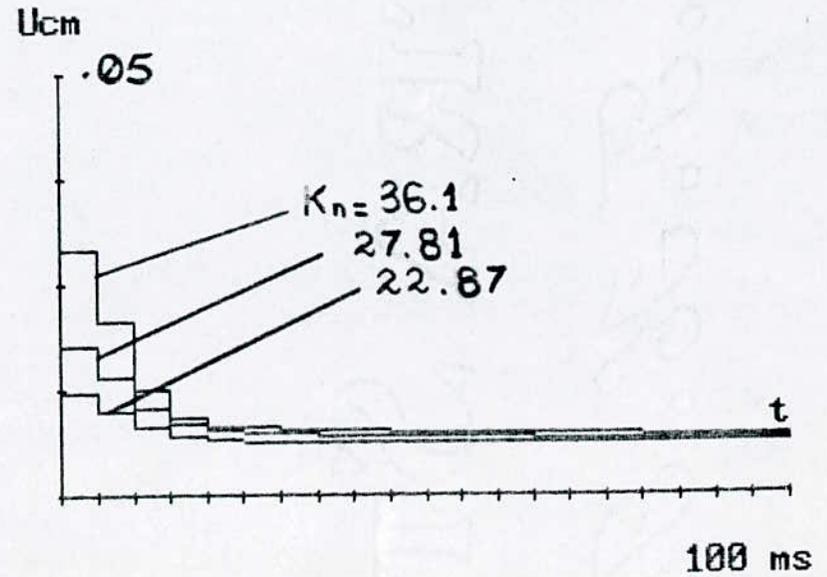
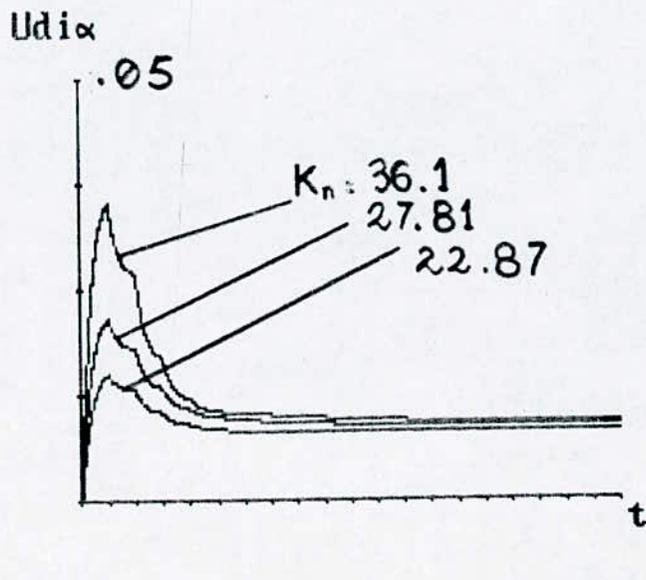
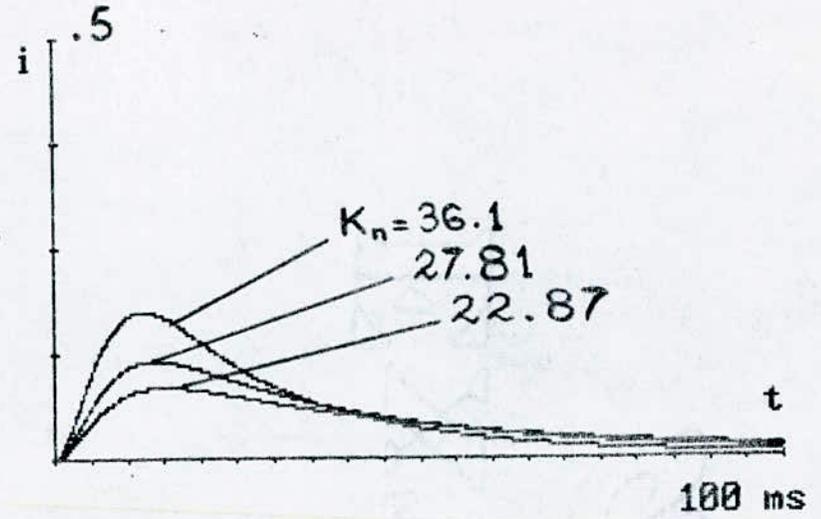
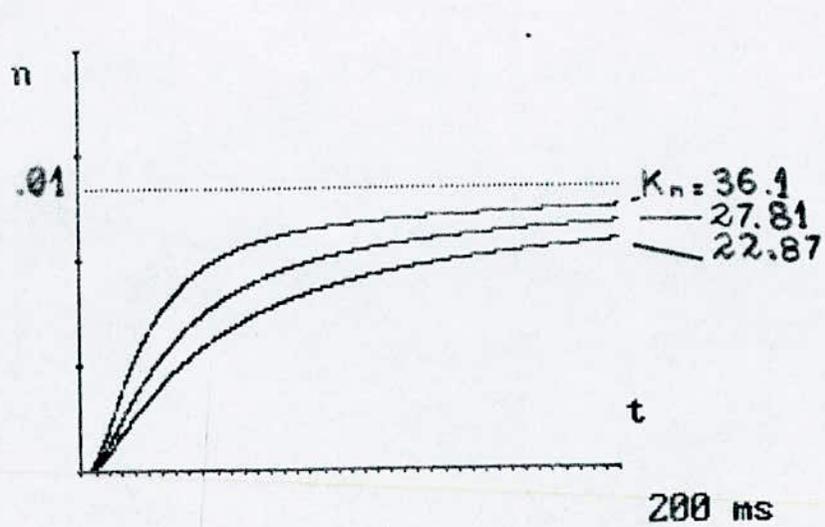


Fig27 Influence de K_n pour $Er=0$, $T=5$ ms

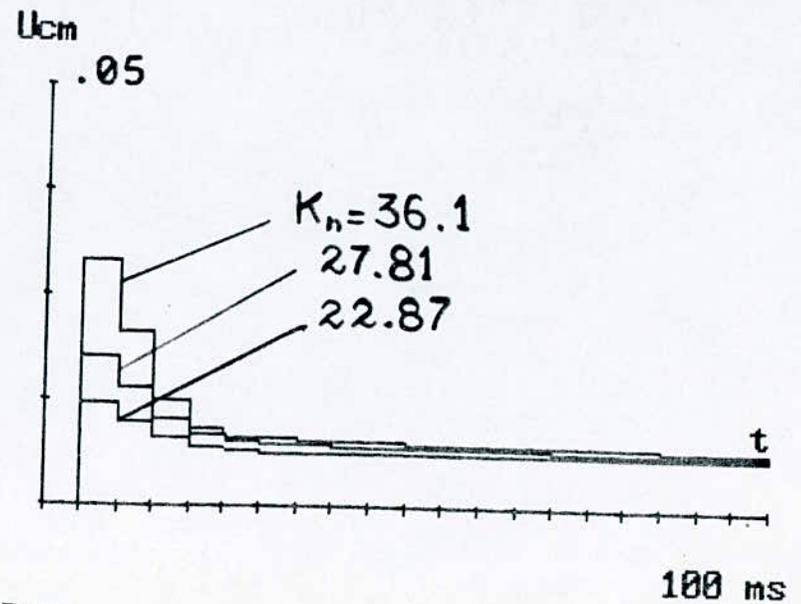
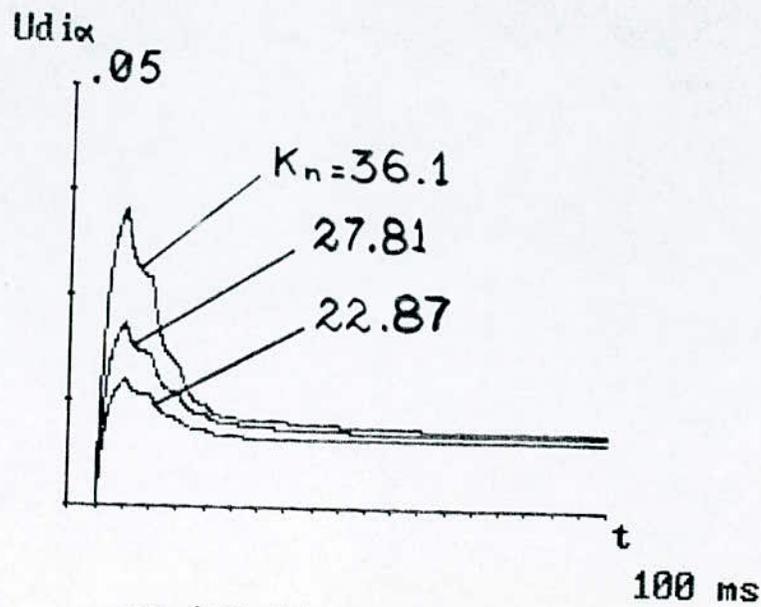
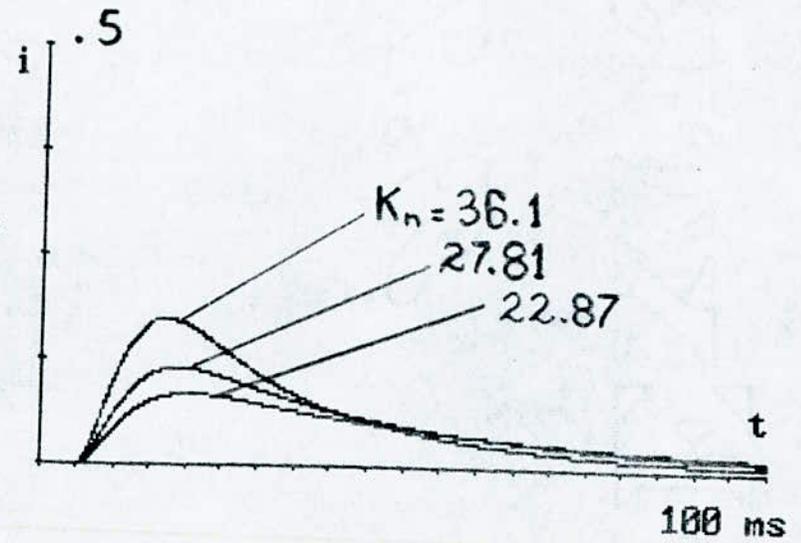
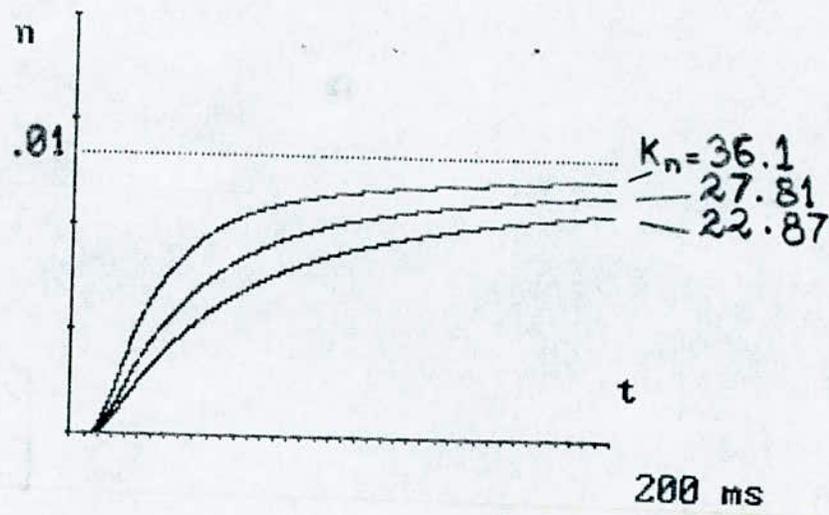


Fig 28 Influence de K_n pour $Er=1$, $T=5\text{ms}$

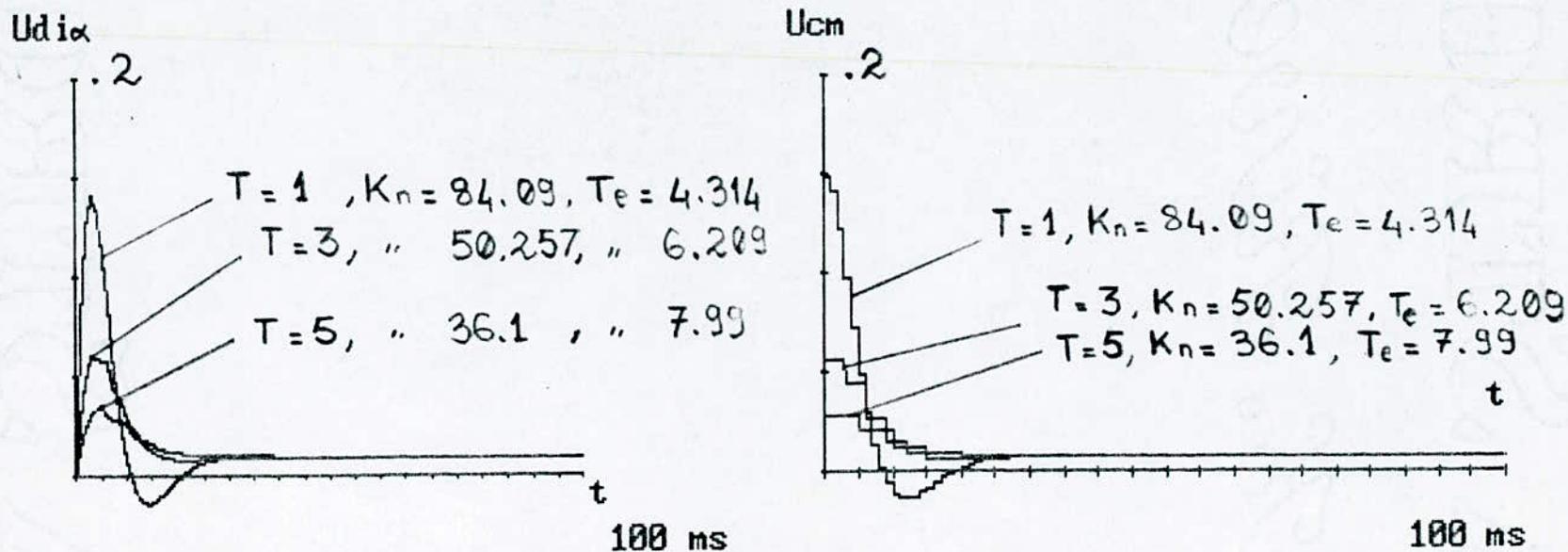
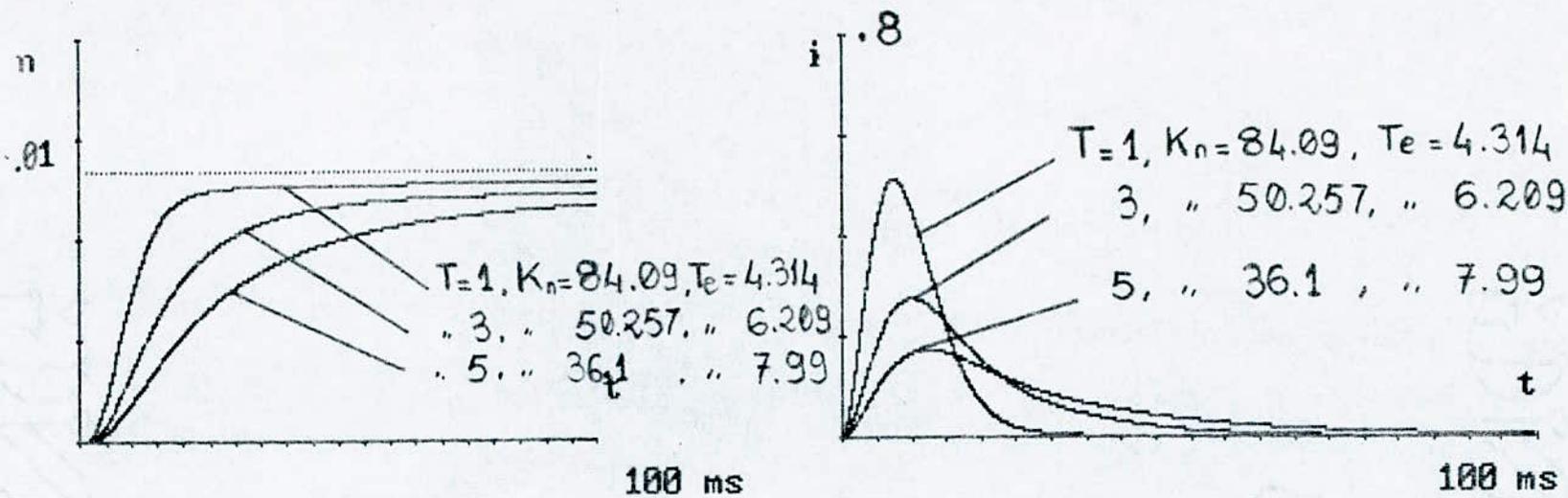


Fig29 Influence de la periode d'echantillonnage pour $Er=0$

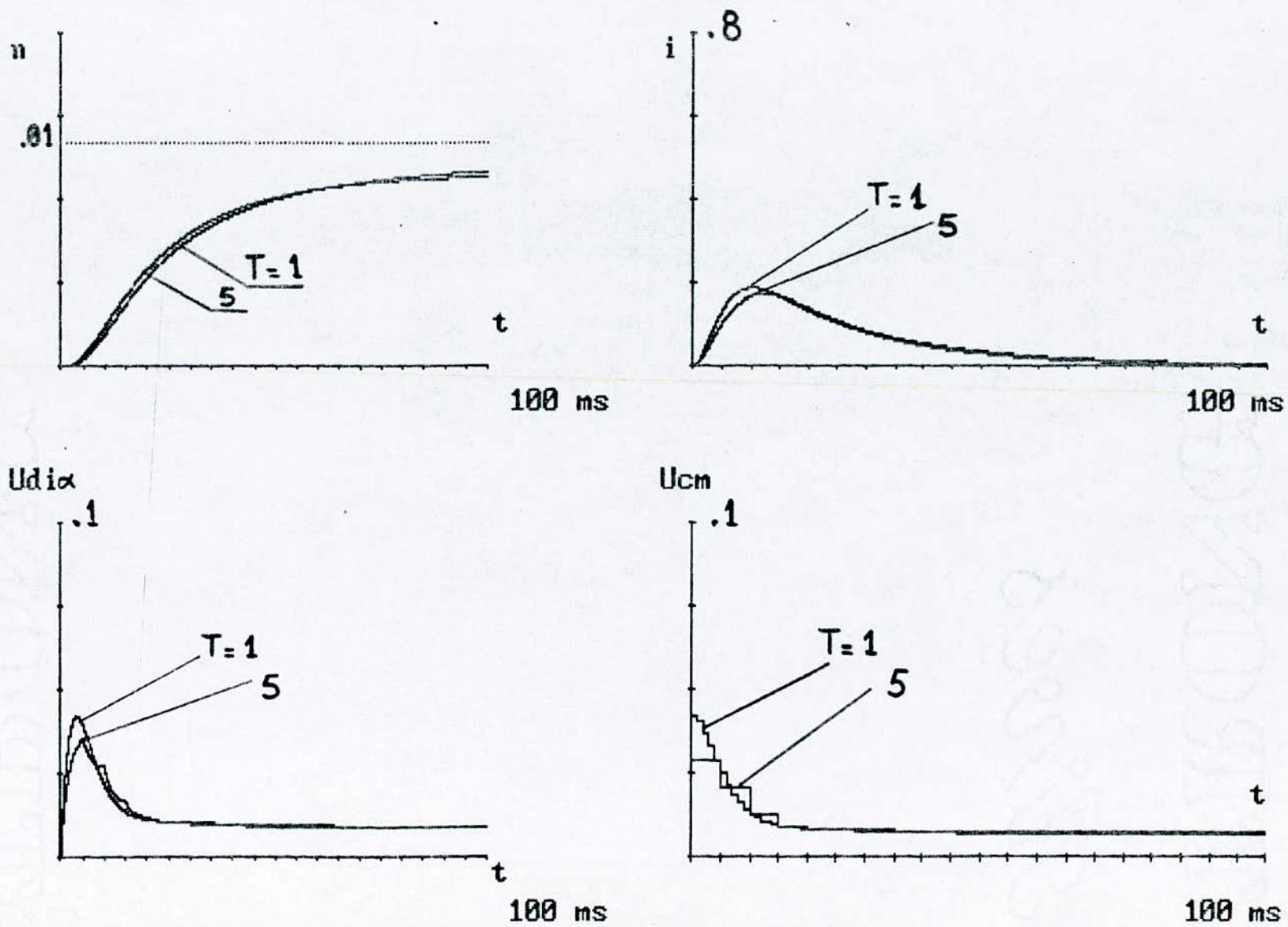


Fig30 Influence de la période échantillonnage pour $Er=0$
 $K_c = .128, K_n = 36.1$

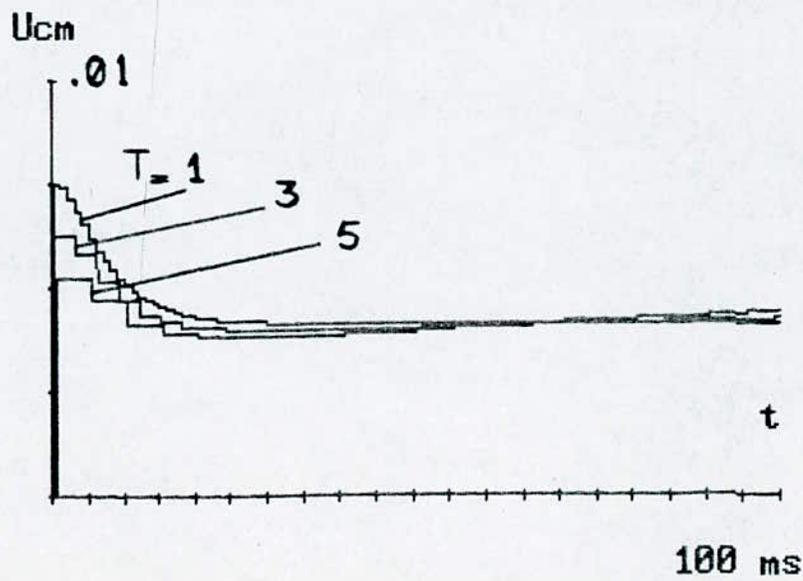
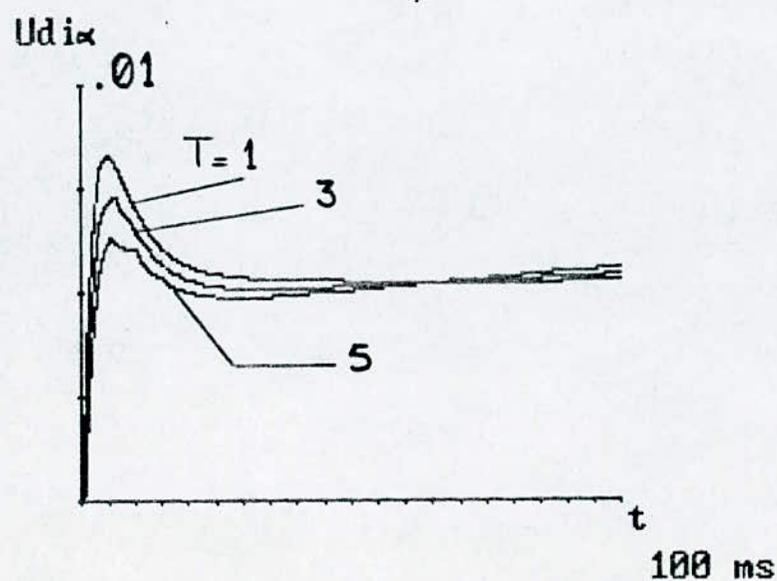
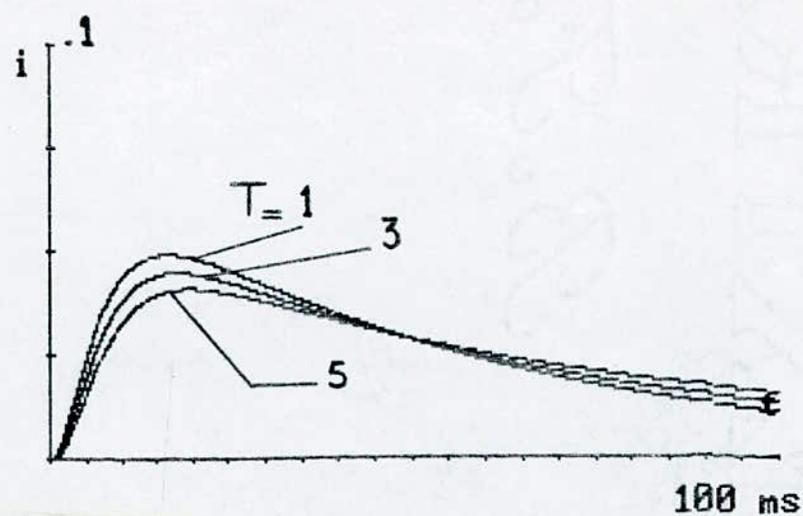
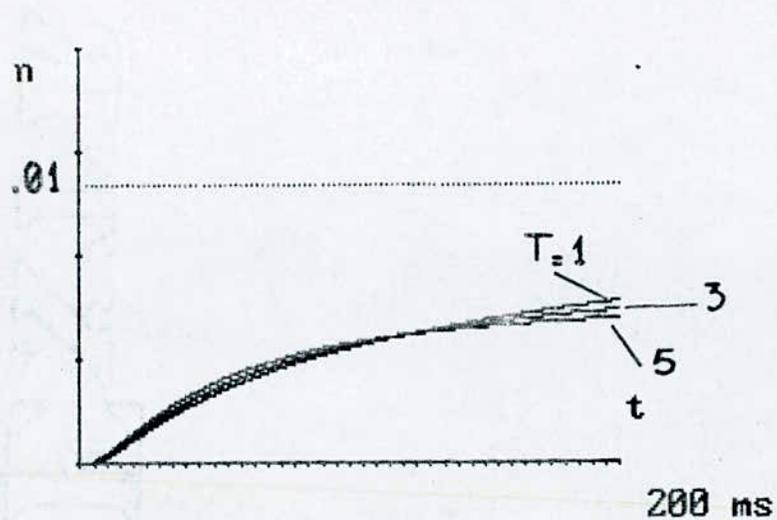
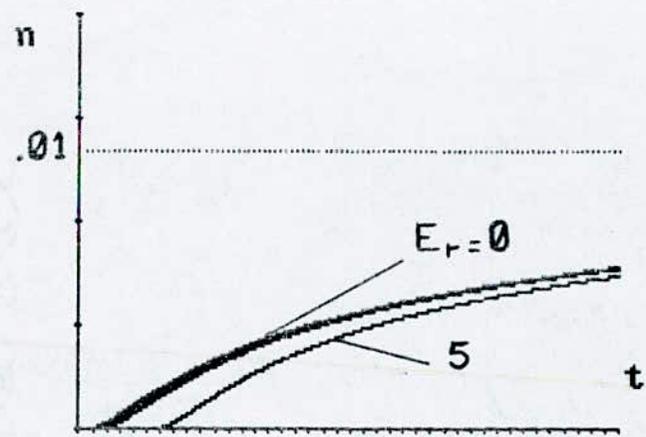
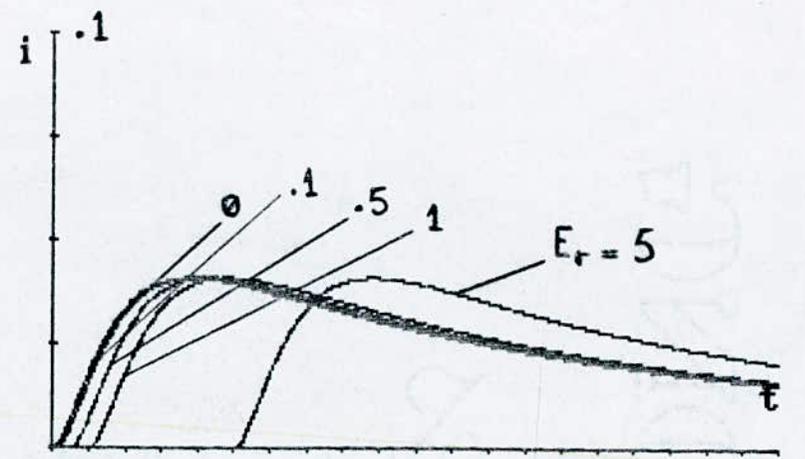


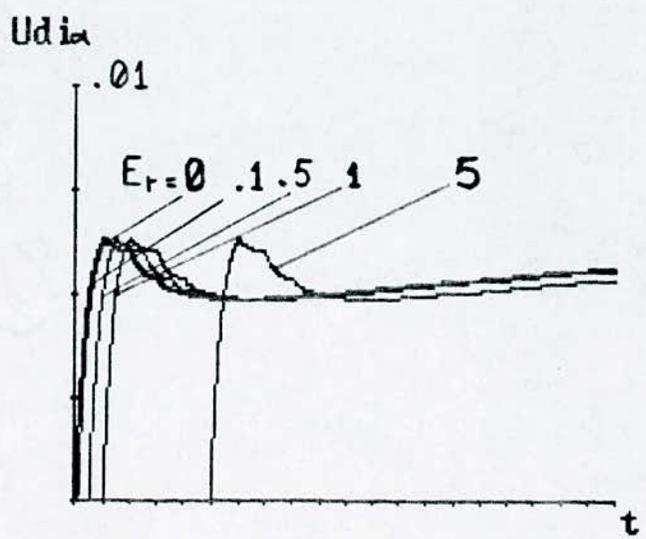
Fig31 Influence de la période d'échantillonnage pour $kn = \text{cst}$ et $E_r = .1$
 $K_c = .057$, $K_n = 14.59$, $E_r = .1$



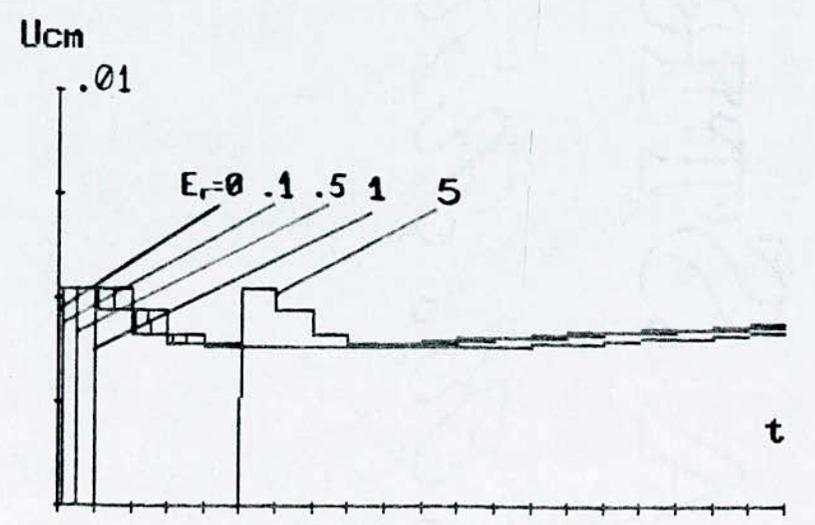
200 ms.



100 ms



100 ms



100 ms

Fig 32 Influence du temps de calcul pour $T = 5 \text{ ms}$ $KN = 14.5917$

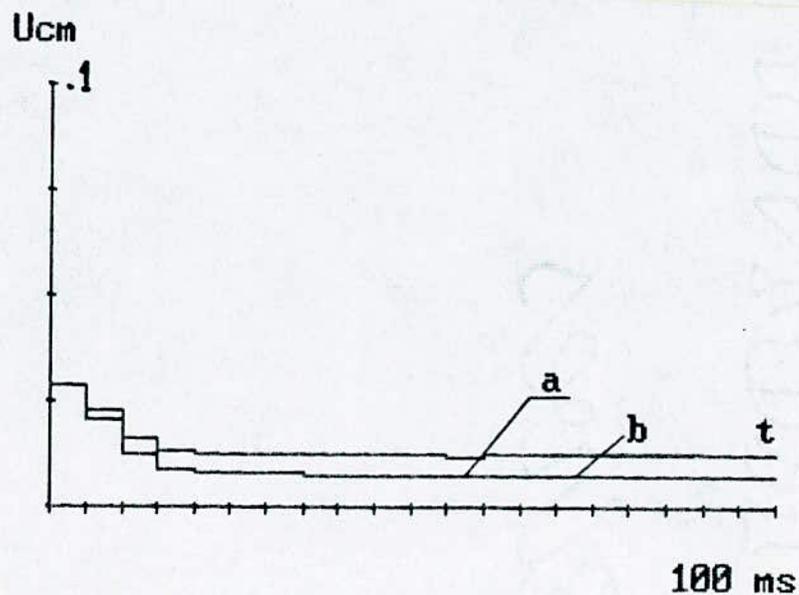
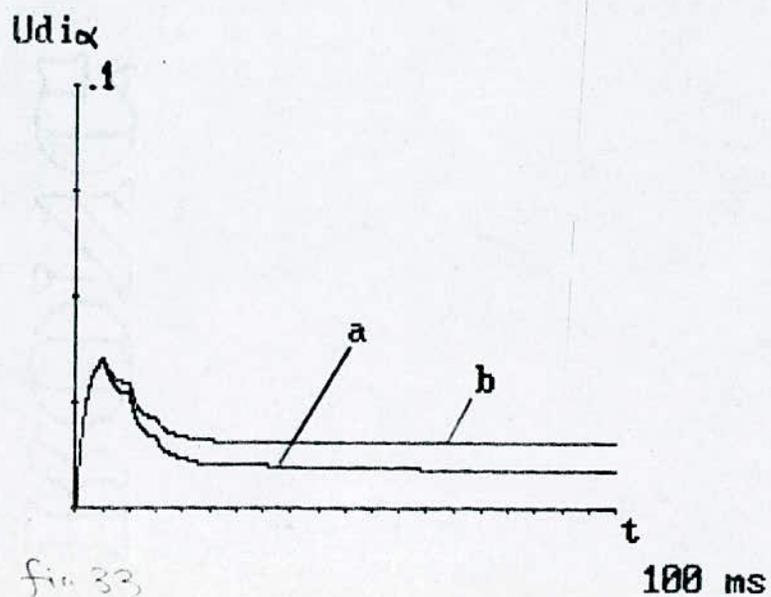
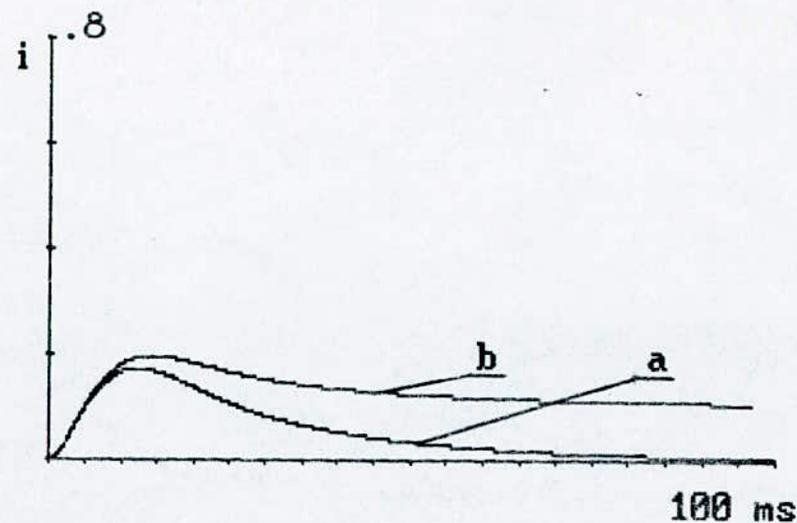
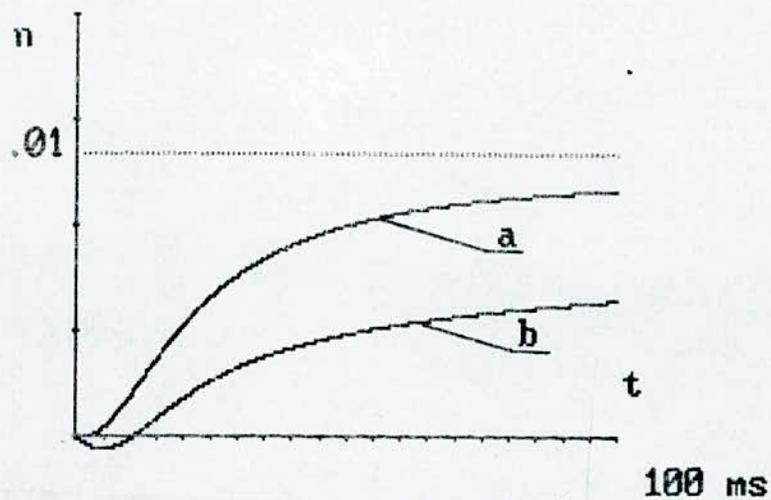


fig 33

a: sans perturbation, b: avec perturbation de $Cr=10$ pour $T=5ms, Er=0, Kc=.128, Kn=36.1$

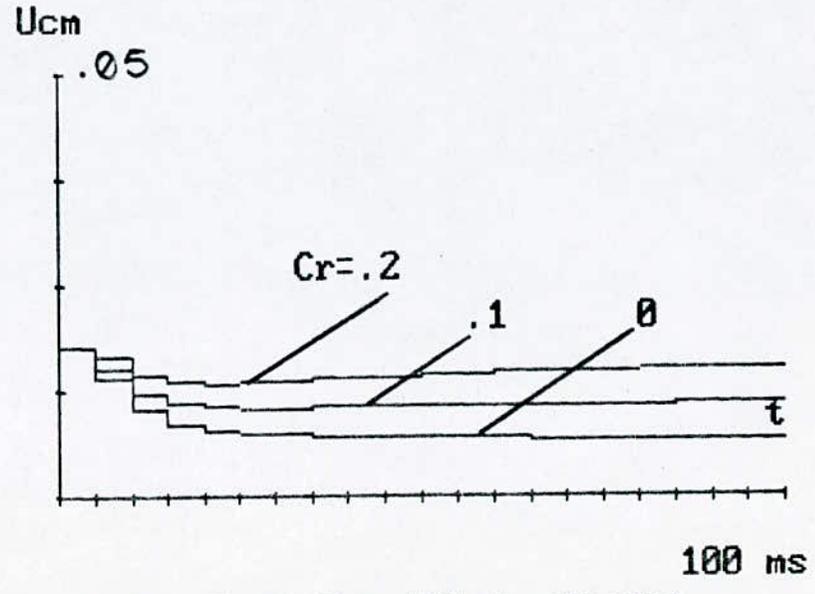
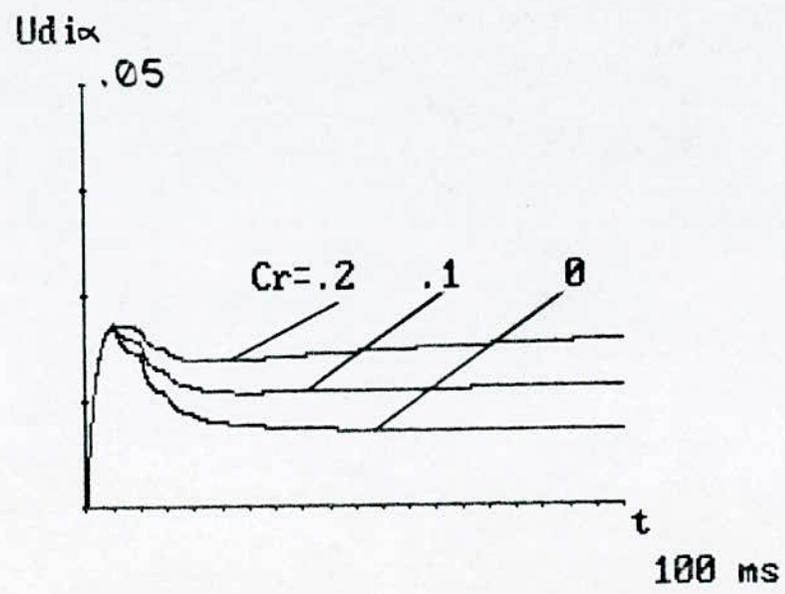
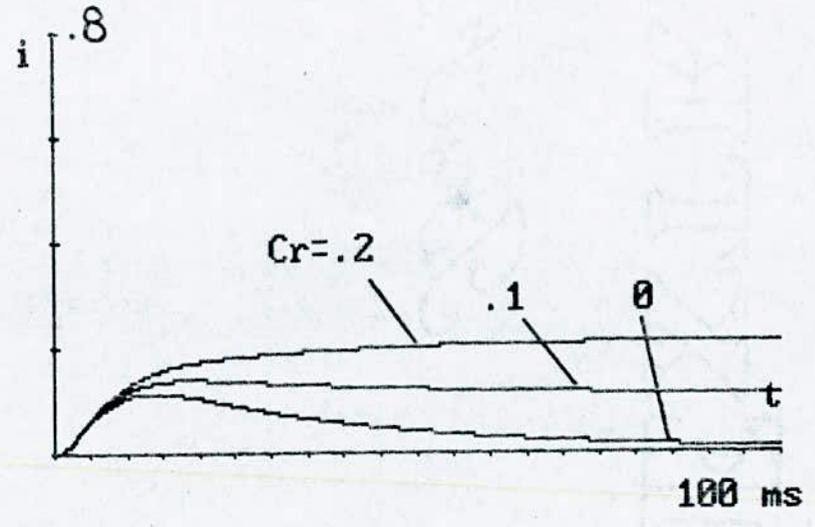
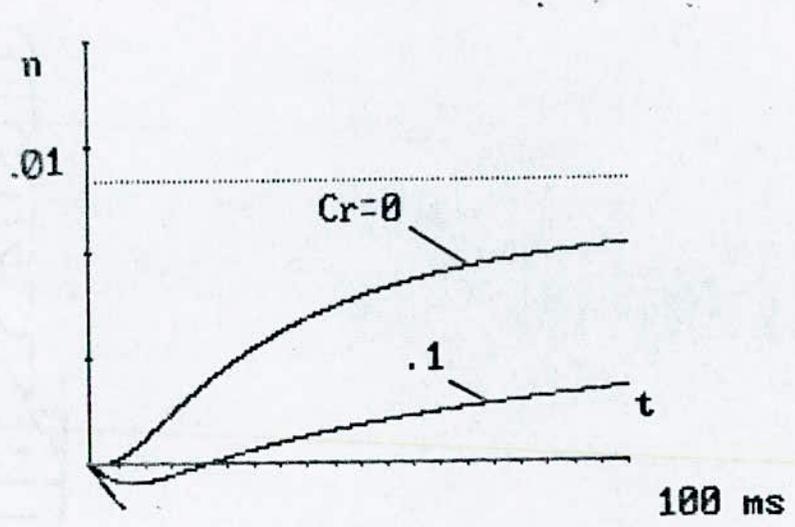


Fig 34 Influence de la perturbation pour $T=5\text{ms}$, $Er=0$, $Kc=.102$, $Kn=27.817$

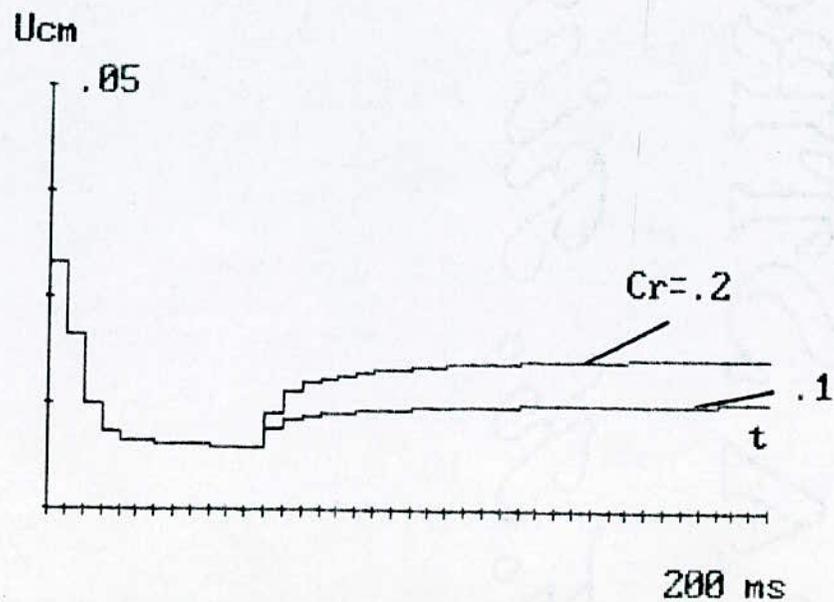
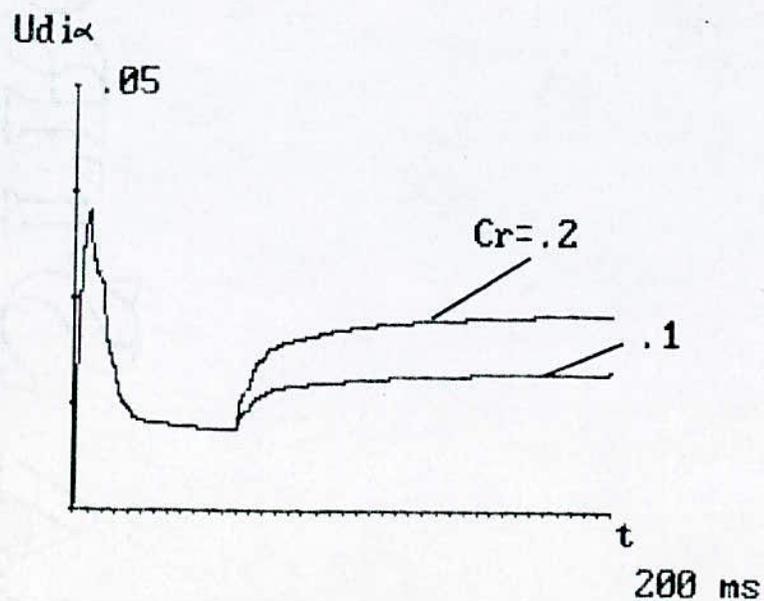
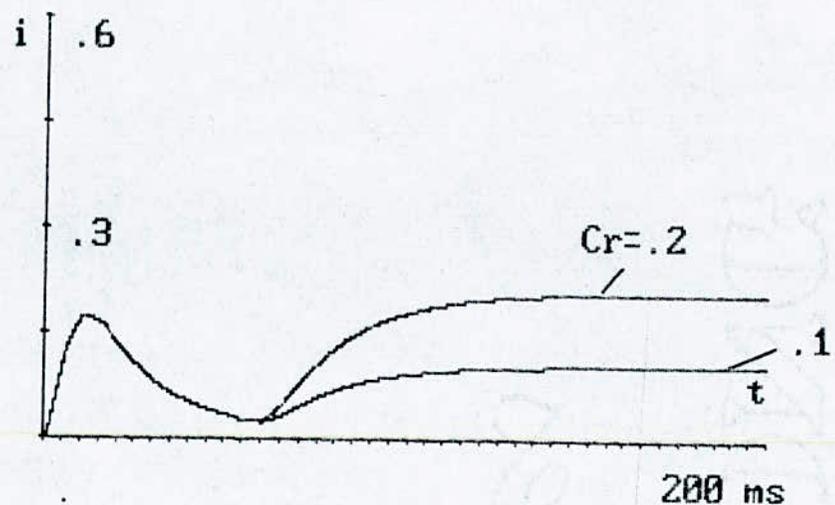
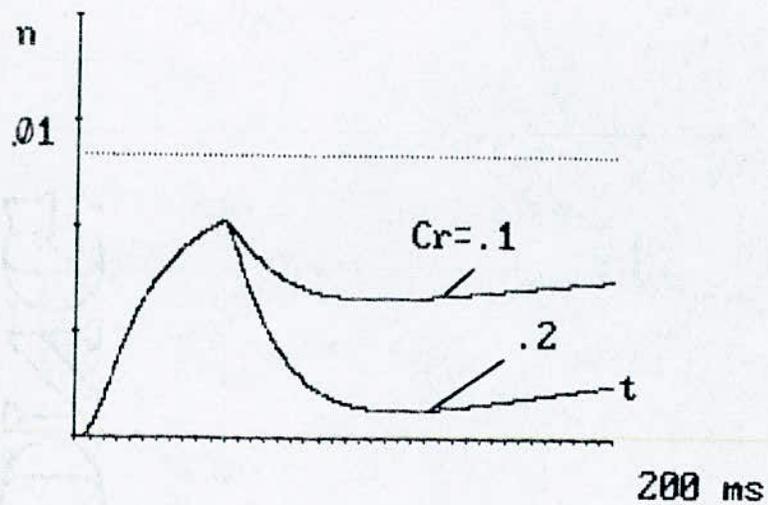


Fig35 Influence de la perturbation pour $Kc = .128, Kn = 36.1, T = 5\text{ms}, Er = 0$

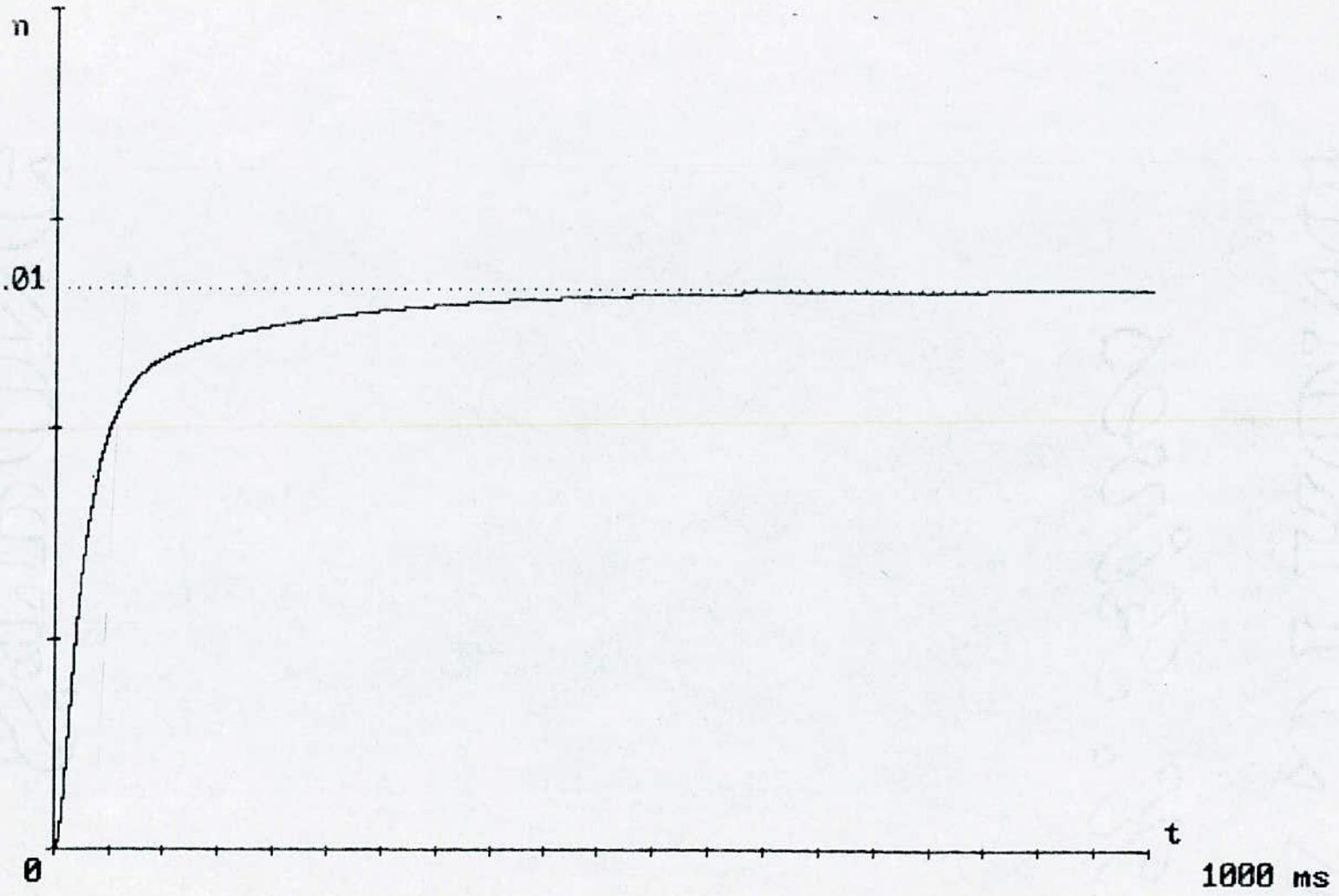


Fig36 Réponse indicielle pour $E_r=0, K_c=.128, K_n=36.1, C_r=0$

Le calcul de $Y(1)$ (vitesse) et $Y(2)$ (courant) se fait par la méthode numérique de RUNGE KUTTA .

Cette méthode exige un pas très petit pour que la précision soit bonne .

Le programme n°=6 permet cette simulation , et à l'aide de ce dernier , on peut visualiser en même temps les transitoires des grandeurs (vitesse , courant , tension à l'entrée et à la sortie du convertisseur)

On constate que les courbes sont similaires à celles trouvées dans l'étude précédente . avec une précision plus élevée .

On remarque que le courant maximal dépend essentiellement de la valeur de consigne de vitesse , et pour des valeurs de n_c assez élevées on introduit un limiteur de courant . ainsi on obtient une variation de vitesse très lente .

Ceci est évident car la boucle de vitesse est moins rapide que la boucle de courant .

A partir de ces constatations on peut tirer les remarques suivantes

Il faut limiter le courant à une valeur maximum et de même le di/dt

Afin de pouvoir travailler à des vitesses plus élevées lorsque le moteur n'est pas chargé à son couple nominal .

La mise en fonctionnement des régulateurs facilite la limitation de la variation des phénomènes transitoires ou lors de surcharge .

Les deux circuits de réglage (courant , vitesse) travaillent avec la même période d'échantillonnage . Or le circuit de réglage intermédiaire (courant) est beaucoup plus rapide que le circuit principal (vitesse) . Donc il est souvent judicieux de travailler pour le circuit principal avec une période d'échantillonnage plus longue que celle pour le circuit intermédiaire . ce qui ralentit la réponse de vitesse .

Conclusion

Dans ce travail , on a étudié l'influence de la période d'échantillonnage et du temps de calcul du calculateur numérique sur le comportement dynamique d'un moteur à courant continu .

Cette étude a montré que le temps de calcul exerce une influence néfaste sur la qualité de réglage et pose des problèmes en ce qui concerne le choix de la période d'échantillonnage . Et la synthèse du circuit de réglage a montré que la gamme de fonctionnement de la machine est limitée grâce à la limitation du courant et de son gradient .

De plus cette étude a permis de concevoir et de réaliser autour de microprocesseur un prototype de régulation purement numérique qui conserve les performances dynamiques de la régulation analogique tout en assurant une meilleure précision .

Cette technologie peut s'appliquer à des systèmes industriels nécessitant des performances de régulation très élevées et permet d'aborder des cas plus complexes, notamment des régulations numériques à plusieurs boucles .

Donc le numérique offre de grandes possibilités qui restent le plus souvent à explorer vu leur capacité et leur rapidité qui augmente continuellement .

Pour cela il est préférable d'utiliser les méthodes modernes (traitement dans l'espace d'état) , utilisant le calcul matriciel et de faire une comparaison avec celle des transformée en Z .

ANNEXE

Symboles

Description

| | |
|---------|--|
| w | grandeur de consigne |
| w* | discert |
| e* | .. d'ecart .. |
| y | .. à régler principal |
| y* | discert |
| wa* | .. de consigne intermédiaire discert |
| ya* | .. à régler |
| ea* | .. d'écart |
| U* | .. de commande discert |
| U' | échantillonné |
| U | |
| Ya | réglage intermédiaire |
| Y | principal |
| Uim | tension délivrée par l'organe de mesure de courant |
| Unm | vitesse |
| Ucm | .. à l'entrée du convertisseur |
| Udi | la sortie |
| Un | .. nominal |
| In | courant .. |
| n | vitesse .. |
| mn | couple .. |
| me | .. |
| i | courant |
| n | vitesse |
| Pn | puissance nominal |
| Sraw | surface de réglage du circuit de réglage intermédiaire |
| Sre | système équivalent |
| B. | bloqueur d'ordre zero (element de maintien) |
| T | période d'échantillonnage |
| w | pulsation |
| ξ | retard |
| ξ_r | .. pur |
| rt | resistance totale |
| Tt | constante de temps résultante |
| Ri | resistance interne du convertisseur de courant |
| Li | inductance |
| Ra | resistance de l'induit |
| La | inductance |
| Tm | constante de temps électromagnétique |
| Kn | coefficient de proportionalité de vitesse |
| Kc | courant |
| Kp | proportionalité de courant |
| Ki | d'intégration |
| Kcm | gain du convertisseur |
| Te | constante de temps équivalente |
| Tcm | du convertisseur |
| alim | amortissement absolu minimal |

| | |
|-------------------|---|
| $D_c(z)$ | fonction de transfert du régulateur de courant discret |
| $D_n(z)$ | vitesse .. |
| $G_u(z)$ | fermée de la grandeur de commande discret |
| $G_{sa}(s)$ | fonction de transfert du sous-système a |
| $G_{sb}(s)$ | b |
| $G_s(s)$ | système |
| $G(z, \xi)$ | échantillonnée |
| $G_a(z, \xi)$ | du système à régler du circuit de réglage intermédiaire |
| $G_{ao}(z, \xi)$ | fonction de transfert du circuit de réglage intermédiaire ouvert |
| $G_{aw}(z, \xi)$ | fonction de |
| | fermé ($G_{if}(z, \xi)$) |
| $G_w(z, \xi)$ | principal |
| | fermé |
| $G_{op}(z, \xi)$ | |
| | ouvert |
| $G_{se}(s)$ | système équivalent |
| $G_{ebm}(s)$ | global avec système équivalent |
| $G_{cm}(s)$ | convertisseur |
| $G_i(z, \xi)$ | courant |
| $Q_i(z, \xi)$ | numérateur de la fonction de transfert du courant |
| $P_i(z)$ | dénominateur |
| $Q_{ebm}(z, \xi)$ | numérateur $G_{ebm}(z, \xi)$ |
| $P_{ebm}(z)$ | dénominateur |
| z | opérateur de la transformation en Z |
| z_e | pole en z correspondant a la constante de temps équivalente T_e |
| z_t | petite constante de temps T_t |
| z_{cm} | temps T_{cm} |
| z | .. pour l'amortissement relatif optimal |
| $H_i(z, \xi)$ | transformée en z de la réponse indicielle échantillonnée |
| $h_i(z, \xi)$ | réponse indicielle échantillonnée |

----- Schéma de principe -----

- 1: moteur à courant continu
- 2: convertisseur de courant (organe de commande) bidirectionnel
- 3: dispositif de commande de gachettes
- 4: convertisseur digital / analogique
- 5: organe de mesure de courant
- 6: convertisseur analogique / digital
- 7: organe de mesure de vitesse
- 8: consigne
- 9: calculateur numérique
- M: moment d'inertie
- J: masses tournantes
- Cr: couple résistant (pérturbation)
- Ω : vitesse angulaire
- Φ : flux d'excitation
- Ie: courant ..

Programme n° 1

```

1 CLS:SCREEN 3
10 GOSUB 500
12 FOR ER=0 TO 1.1 STEP .2
15 KCM=1.28:RT=.103:TT=10:TCM=1.66
16 ZT=EXP(-T/TT):ZCM=EXP(-T/TCM):B=KCM/RT:D=B/(TCM-TT)
20 D0=0*(TCM*ZT*(ZCM-ZCM^(1-ER))-TT*ZCM*(ZT-ZT^(1-ER)))
24 D1=0*((ZT+ZCM)*(TT-TCM)+(TCM*ZCM^(1-ER))*(ZT+1)-(TT*ZT^(1-ER))*(1+ZCM))
28 D2=0*(TCM-TT-TCM*ZCM^(1-ER)+TT*ZT^(1-ER))
30 FOR W=.15 TO 3.14 STEP .01
40 P=D2*COS(2*W)+D1*COS(W)+D0
42 Q=D2*SIN(2*W)+D1*SIN(W)
44 R=(COS(2*W)-COS(W))*(COS(W)-ZCM)-SIN(W)*(SIN(2*W)-SIN(W))
46 S=SIN(W)*(COS(2*W)-COS(W))+SIN(2*W)-SIN(W)*(COS(W)-ZCM)
50 REL=(P*R+Q*S)/(R^2+S^2)
55 IMG=(Q*R-P*S)/(R^2+S^2)
56 GOTO 160
60 U=REL-(IMG/(SQR(3)))
100 IF ABS(U)<.0001 GOTO 150
110 IF U>0 GOTO 130
120 W=W-H:H=H/2:W=W+H:GOTO 300
130 W=W+H:GOTO 300
160 PSET(500+REL*20,100-IMG*10)
300 NEXT:GOTO 10
400 GOTO 10
500 INPUT "T=",T:LOCATE 3,25:PRINT "T/Tt=",T/10
501 LINE(500,50)-(500,350):LINE(100,100)-(550,100)
505 FOR I=100 TO 550 STEP 50
510 LINE(I,102)-(I,98):NEXT
520 FOR M=50 TO 350 STEP 10
530 LINE(498,M)-(502,M):NEXT
540 LOCATE 3,63:PRINT "Im":LOCATE 7,70:PRINT "Re":LOCATE 19,1:PRINT "Fig1"
541 LOCATE 19,5:PRINT "Reponse harmonique en boucle ouverte"
542 LOCATE 20,7:PRINT " pour le circuit intermediaire"
560 LOCATE 6,13:PRINT "-.4":LOCATE 6,38:PRINT "-.2"
570 LOCATE 10,64:PRINT "-.5":LOCATE 13,64:PRINT "-1"
571 LOCATE 16,64:PRINT "-1.5":LOCATE 19,64:PRINT "-2"
572 LOCATE 13,20:PRINT "F(jw)"
650 FOR L=0 TO 300 STEP .5
660 X=L*SIN(3.14/6):Y=L*COS(3.14/6)
670 PSET(500-X,100+Y)
700 NEXT
1000 RETURN

```

```

1 CLS:SCREEN 3
2 GOSUB 500
5 T=5
10 LOCATE 1,2:INPUT"Er=";ER
15 KCM=1.28:RT=.103:TT=10:TCM=1.66
16 ZT=EXP(-T/TT):ZCM=EXP(-T/TCM):B=KCM/RT:D=B/(TCM-TT)
20 DO=D*(TCM*ZT*(ZCM-ZCM^(1-ER))-TT*ZCM*(ZT-ZT^(1-ER)))
24 D1=D*((ZT+ZCM)*(TT-TCM)+(TCM*ZCM^(1-ER))*(ZT+1)-(TT*ZT^(1-ER))*(1+ZCM))
26 D2=D*(TCM-TT-TCM*ZCM^(1-ER)+TT*ZT^(1-ER))
30 KA=.5:Z1=.1:H=.01
40 A1=KA*D2-ZCM-1:A2=KA*U1+ZCM:A3=KA*DO
44 DEF FN M(Z)=(Z^3)+A1*(Z^2)+A2*Z+A3
50 U1=FN M(Z1)
60 IF ABS(U1)<.00001 GOTO 200
70 IF U1>0 GOTO 110
72 U2=FN M(Z1+H)
74 IF (U2-U1)>0 GOTO 100
76 Z1=Z1-H:U1=FN M(Z1)
80 IF U1>0 GOTO 90
82 GOTO 76
90 Z1=Z1+H:H=H/2:Z1=Z1-H:GOTO 50
100 Z1=Z1+H:U1=FN M(Z1)
102 IF U1>0 GOTO 106
104 GOTO 100
106 Z1=Z1-H:H=H/2:Z1=Z1+H:GOTO 50
110 U2=FN M(Z1+H)
112 IF (U2-U1)>0 GOTO 130
114 Z1=Z1+H:U1=FN M(Z1)
120 IF U1>0 GOTO 114
122 Z1=Z1-H:H=H/2:Z1=Z1+H:GOTO 50
130 Z1=Z1-H:U1=FN M(Z1)
132 IF U1>0 GOTO 130
140 Z1=Z1+H:H=H/2:Z1=Z1-H:GOTO 50
200 REL=- (A1+Z1)/2
201 D=(-A3/Z1)-(REL^2)
202 IF D<0 GOTO 220
203 IMG=SQR((-A3/Z1)-(REL^2))
206 PSET(300+100*REL,200+100*IMG):PSET(300+100*REL,200-100*IMG)
208 GOTO 300
220 PSET(300+100*(REL+SQR(-D)),200):PSET(300+100*(REL-SQR(-D)),200):LOCATE 2,5:P
RINT"Z2="REL+SQR(-D)"Z3="REL-SQR(-D)" K="KA" ER="ER":LOCATE 2,5:PRINT"
300 KA=KA-.01:H=.05
310 IF KA<.001 GOTO 40
320 GOTO 10
350 STOP
500 CLS:SCREEN 3
510 LINE(50,200)-(550,200):LINE(300,50)-(300,350)
520 CIRCLE(300,200),100:CIRCLE(300,200),40:CIRCLE(300,200),60
521 LOCATE 3,37:PRINT"Im":LOCATE 13,70:PRINT"Re"
522 LOCATE 7,36:PRINT"+j":LOCATE 19,36:PRINT"-j"
523 LOCATE 14,51:PRINT"+1":LOCATE 14,23:PRINT"-1"
525 LOCATE 22,14:PRINT"Determination de Kc par la methode du lieu"
526 LOCATE 23,11:PRINT"des racines pour un amortissement relatif optimal"
528 LOCATE 22,8:PRINT"Fig 3 "
530 FOR W=0 TO 3.14 STEP .01
540 REL=EXP(-W)*COS(W):IMG=EXP(-W)*SIN(W)
550 A=REL*100+300:B=200+IMG*100:C=200-IMG*100
560 PSET(A,B):PSET(A,C)
570 NEXT
1000 RETURN

```

Программа № 3

```
1 CLS:SCREEN 3:GOSUB 500
2 DIM A(6),G(18)
3 T=5:L=0
5 KCM=1.28:RT=.103:TT=10:TCM=1.66:TM=640
10 ZT=EXP(-T/TT):ZCM=EXP(-T/TCM):B=KCM/RT
18 RESTORE
20 FOR A=1 TO 6:READ A(A):NEXT :DATA 0,.2,.4,.6,.8,1
21 FOR P=1 TO 18:READ G(P):NEXT:DATA .128,.102,.086,.073,.065,.057
22 DATA .15,.125,.108,.095,.085,.077,.196,.179,.165,.153,.143,.134
24 FOR I=1 TO 6
25 ER=A(I):GKA=G(I+L)
50 TE=T/(B*(1-ZT)*GKA)
60 IF ER=0 GOTO 265
260 LINE(X,Y)-(100+ER*400,300-TE*10)
265 X=100+ER*400:Y=300-TE*10
300 NEXT
310 T=T-2:L=L+6
320 IF T<1 THEN END
330 GOTO 5
500 LINE(100,50)-(100,350):LINE(50,300)-(550,300)
510 FOR I=100 TO 500 STEP 40
520 LINE(I,302)-(I,298):NEXT
530 FOR M=100 TO 300 STEP 10
540 LINE(98,M)-(102,M):NEXT
542 LOCATE 20,13:PRINT"0":LOCATE 20,37:PRINT".5":LOCATE 20,63:PRINT"1"
544 LOCATE 13,11:PRINT"10":LOCATE 7,11:PRINT"20"
550 LOCATE 22,11:PRINT"Fig 11 "
560 LOCATE 22,18:PRINT"Influence du temps de calcul et de la periode dechantillo
nnage"
561 LOCATE 23,21:PRINT"sur la constant de temps equivalent du circuit de courant
"
570 LOCATE 20,70:PRINT"Er":LOCATE 6,11:PRINT"Te"
600 RETURN
```

Programme n° 4

```

1 CLS:SCREEN 3:GOSUB 500
2 DIM A(6),G(18)
5 T=5:L=0
15 KCM=1.28:RT=.103:TT=10:TCM=1.66:TM=640
16 ZT=EXP(-T/TT):ZCM=EXP(-T/TCM):B=KCM/RT
18 RESTORE
20 FOR A=1 TO 6:READ A(A):NEXT:DATA 0,.2,.4,.6,.8,1
21 FOR P=1 TO 18:READ G(P):NEXT:DATA .128,.102,.086,.073,.065,.057
22 DATA .15,.125,.108,.095,.085,.077,.196,.179,.165,.153,.143,.134
24 FOR I=1 TO 6
25 GKA=G(I+L)
30 ER=A(I)
50 TE=T/(B*(1-ZT)*GKA):ZE=EXP(-T/TE)
100 DO=(TE*(ZE^(1-ER))-ZE*T*ER-TE*ZE)/TM
112 D1=(TE+ZE*TE+T*ER-ZE*T*(1-ER)-2*TE*(ZE^(1-ER)))/TM
114 D2=(TE*(ZE^(1-ER))+T*(1-ER)-TE)/TM
130 H=.5:W=.5
140 P=D2*COS(2*W)+D1*COS(W)+DO
142 Q=D2*SIN(2*W)+D1*SIN(W)
144 R=COS(3*W)-COS(2*W)+ZE*(COS(W)-COS(2*W))
146 S=SIN(3*W)-SIN(2*W)+ZE*(SIN(W)-SIN(2*W))
150 REL=(P*R+Q*S)/(R^2+S^2)
155 IMG=(Q*R-P*S)/(R^2+S^2)
160 U=REL-(IMG/(SQR(3)))
200 IF ABS(U)<.0001 GOTO 250
210 IF U>0 GOTO 230
220 W=W-H:H=H/2:W=W+H:GOTO 140
230 W=W+H:GOTO 140
250 KN=1/(SQR(REL^2+IMG^2))
253 NEXT I
255 IF ER=0 GOTO 265
260 LINE (X,Y)-(100+ER*400,300-KN*3)
265 X=100+ER*400:Y=300-KN*3
300 NEXT I
310 T=T-2:L=L+6
320 IF T<1 THEN END
330 GOTO 15
500 LINE (100,50)-(100,350):LINE(50,300)-(550,300)
510 FOR I=100 TO 500 STEP 40
520 LINE(I,302)-(I,298):NEXT
530 FOR M=0 TO 300 STEP 30
540 LINE (98,M)-(102,M):NEXT
542 LOCATE 20,13:PRINT"0":LOCATE 20,37:PRINT".5":LOCATE 20,63:PRINT"1"
544 LOCATE 10,11:PRINT"50":LOCATE 22,13:PRINT"Fig 10 "
560 LOCATE 22,20:PRINT" Détermination de Kn par la methode de la marge de phase
de 60° "
570 LOCATE 20,70:PRINT"Er":LOCATE 1,11:PRINT"Kn"
600 RETURN

```

Programme n° 5

```

100 REM REPONSE INDICIELLE DE LA GRANDEUR A REGLER (COURANT)
101 T=5
110 DIM H(15,5):DIM B(5,5)
120 XMAX=75:YMAX=1.5:KCM=1.28:RT=.103:TT=10:TCM=1.66
121 ZT=EXP(-T/TT):ZCM=EXP(-T/TCM):B=KCM/RT:D=B/(TCM-TT):GOSUB 7000
122 FOR P=1 TO 6:READ A(P):NEXT P:DATA 0,.2,.4,.6,.8,1
123 FOR P=1 TO 6:READ G(P):NEXT P:DATA .128,.102,.086,.073,.065,.057
124 FOR P=1 TO 6
125 ER=A(P):GK=G(P)
800 DO=D*(TCM*ZT*(ZCM-ZCM^(1-ER))-TT*ZCM*(ZT-ZT^(1-ER)))
900 D1=D*((ZT+ZCM)*(TT-TCM)+(TCM*ZCM^(1-ER))*(ZT+1)-(TT*ZT^(1-ER))*(1+ZCM))
1000 D2=D*(TCM-TT-TCM*ZCM^(1-ER)+TT*ZT^(1-ER))
1100 AO=-GK*DO:A1=GK*DO-GK*D1-ZCM
1110 A2=GK*D1-GK*D2+2*ZCM+1:A3=GK*D2-ZCM-2
3720 J=0
3730 FOR E=ER TO 1+ER STEP .25
3740 J=J+1:V=E-ER
3742 DO(V)=D*(TCM*ZT*(ZCM-ZCM^V)-TT*ZCM*(ZT-ZT^V))
3744 D1(V)=D*((ZT+ZCM)*(TT-TCM)+TCM*(ZCM^V)*(ZT+1)-TT*(ZT^V)*(ZCM+1))
3746 D2(V)=D*(TCM-TT-TCM*(ZCM^V)+TT*(ZT^V))
3760 B(1,J)=0:B(2,J)=0:B(3,J)=GK*DO(V):B(4,J)=GK*D1(V):B(5,J)=GK*D2(V)
3770 NEXT E
4000 FOR J=1 TO 5
4100 H(1,J)=B(5,J):H(2,J)=B(4,J)-A3*H(1,J):H(3,J)=B(3,J)-A3*H(2,J)-A2*H(1,J):H(4,
,J)=B(2,J)-A3*H(3,J)-A2*H(2,J)-A1*H(1,J):H(5,J)=B(1,J)-A3*H(4,J)-A2*H(3,J)-A1*H(
2,J)-A0*H(1,J)
4200 FOR I=6 TO 15
4300 H(I,J)=-A3*H(I-1,J)-A2*H(I-2,J)-A1*H(I-3,J)-A0*H(I-4,J)
4400 NEXT I:NEXT J
4500 FOR I=1 TO 15
5000 N=I-1:E=ER
5100 FOR J=1 TO 5
5200 X=T*(N+E):Y=H(I,J):E=E+.25:IF E=ER+.25 THEN 5350
5300 LINE (X0,Y0)-(X,Y)
5350 X0=X:Y0=Y
5400 NEXT J:NEXT I:NEXT P
5500 END
7000 CLS:SCREEN 3
7800 VIEW(5,50)-(500,300)
7900 WINDOW(-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
8000 LINE (0,0)-(XMAX,0)
8100 LINE (0,0)-(0,YMAX)
8200 FOR I=0 TO 1.1*XMAX STEP T
8300 LINE (I,-YMAX/200)-(I,YMAX/200)
8400 NEXT I
8500 FOR I = 0 TO 1.1*YMAX STEP YMAX/3
8600 LINE (-XMAX/200,I)-(XMAX/200,I)
8700 NEXT I:FOR I=0 TO XMAX STEP XMAX/200:PSET(I,1):PSET(I,1.05):NEXT I
8710 LOCATE 20,10:PRINT"Fig 7 Réponse indicielle (courant)...influence du temps
du calcul"
8720 LOCATE 11,50:PRINT"T/Tt=";T/TT
8730 LOCATE 18,63:PRINT"t/T":LOCATE 8,2:PRINT"1.05"
8740 LOCATE 9,4:PRINT"1":LOCATE 4,9:PRINT"(A)":LOCATE 4,8:PRINT"1"
8800 RETURN

```

Programme n° 6

```

1  CLS:SCREEN 3:LOCATE 23,1:INPUT "T=";T:GOSUB 1500
11  DIM Y(3):DIM X(3):DIM K1(3):DIM K2(3):DIM K3(3):DIM K4(3):DIM F(3)
90  '-----programme de simulation-----
100 '-----données-----
101 LOCATE 23,1:INPUT "T=";T:GOSUB 107
102 LOCATE 23,1:INPUT "KC=";KC:GOSUB 107
103 LOCATE 23,1:INPUT "KN=";KN:GOSUB 107
104 LOCATE 23,1:INPUT "Er=";ER:GOSUB 107
105 LOCATE 23,1:INPUT "Cr=";TC:GOSUB 107
106 LOCATE 23,1:INPUT "Nc=";NC:GOTO 108
107 LOCATE 23,1:PRINT"                                ":RETURN
108 '
110 KCM=1.28:TCM=1.66:RT=.103:TT=10:TM=640:ZT=EXP(-T/TT):KP=KC*ZT:KI=KC*(1-ZT)
116 '-----
118 H=T/100:NP=100
119 '-----conditions initiales-----
120 M=1:X0=ER*T:Y0(1)=0:Y0(2)=0:Y0(3)=0:X=ER*T:5=0:Y(1)=0:Y(2)=0:Y(3)=0:U0=0:5V=
0
125 '-----
130 NE=NC-Y(1):IC=KN*NE:IE=IC-Y(2):5V=5V+IE
140 U=KP*IE+KI*H*5V
155 '-----méthode de RUNGE KUTTA pour la résolution
156 '-----des équations différentielles-----
160 FOR I=1 TO 3
170 X(I)=Y(I)
180 NEXT I
190 GOSUB 1000
200 FOR I=1 TO 3
210 K1(I)=H*F(I)
220 X(I)=Y(I)+K1(I)/2
230 NEXT I
250 GOSUB 1000
260 FOR I=1 TO 3
270 K2(I)=H*F(I)
280 X(I)=Y(I)+K2(I)/2
290 NEXT I
300 GOSUB 1000
310 FOR I=1 TO 3
320 K3(I)=H*F(I)
330 X(I)=Y(I)+K3(I)/2
340 NEXT I
360 GOSUB 1000
370 FOR I=1 TO 3
380 K4(I)=H*F(I)
390 NEXT I
400 FOR I=1 TO 3
410 Y(I)=Y(I)+(K1(I)+2*K2(I)+2*K3(I)+K4(I))/6
415 '-----
420 NEXT I:X=X+H:GOSUB 5000:GOSUB 5300:GOSUB 5600:GOSUB 5800:X0=X:Y0(3)=Y(3):Y0(
2)=Y(2):Y0(1)=Y(1):U0=U
440 IF M=NP THEN 452
450 M=M+1:GOTO 155
452 IF X)=XMAX THEN 475
454 M=1:GOTO 130
475 GOTO 100

```

```

1000 '-----SUBROUTINE-----
1100 F(1)=(X(2)-TC)/TM
1200 F(2)=(X(3)-X(1)-RT*X(2))/(RT*TT)
1300 F(3)=(U*KCM-X(3))/TCM
1400 RETURN
1450 '-----tracé des axes-----
1500 XMAX=100:YMAX=.015
1600 CLS:SCREEN 3
1700 VIEW (5,0)-(230,150)
1800 WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
1900 LINE (0,0)-(XMAX,0):LINE (0,0)-(0,YMAX)
2000 FOR I=0 TO 1.5*XMAX STEP T
2100 LINE (I,-YMAX/200)-(I,YMAX/200)
2200 NEXT I
2300 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/4
2400 LINE (-XMAX/200,I)-(XMAX/200,I)
2500 NEXT I
2600 FOR I=0 TO XMAX STEP XMAX/100:PSET (I,.01):NEXT I:LOCATE 1,1:PRINT"n"
2700 LOCATE 10,30:PRINT XMAX;"ms":LOCATE 8,30:PRINT"t"
2800 YMAX=.05 :VIEW (5,200)-(230,350)
2900 WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
3000 LINE (0,0)-(XMAX,0):LINE (0,0)-(0,YMAX)
3100 FOR I=0 TO XMAX STEP T
3200 LINE (I,-YMAX/200)-(I,YMAX/200)
3300 NEXT I
3400 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/4
3500 LINE (-XMAX/200,I)-(XMAX/200,I)
3600 NEXT I
3700 LOCATE 12,1:PRINT "Udi"
3800 YMAX=.05 :VIEW (300,200)-(600,350)
3900 WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
4000 LINE (0,0)-(XMAX,0):LINE (0,0)-(0,YMAX)
4100 FOR I=0 TO XMAX STEP T
4200 LINE (I,-YMAX/100)-(I,YMAX/100)
4300 NEXT I
4400 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/4
4500 LINE (-XMAX/200,I)-(XMAX/200,I)
4600 NEXT I
4610 LOCATE 23,30:PRINT XMAX;"ms":LOCATE 22,30:PRINT"t"
4620 LOCATE 23,70:PRINT XMAX;"ms":LOCATE 20,75:PRINT"t"
4630 LOCATE 12,40:PRINT "Ucm"
4710 YMAX=.5 :VIEW (300,0)-(600,150):WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
4720 LINE (0,0)-(XMAX,0):LINE (0,0)-(0,YMAX)
4730 FOR I=0 TO XMAX STEP T:LINE (I,-YMAX/200)-(I,YMAX/200):NEXT I
4740 FOR I=0 TO YMAX STEP YMAX/4:LINE (-XMAX/200,I)-(XMAX/200,I):NEXT I
4741 LOCATE 1,40:PRINT"i":LOCATE 10,70:PRINT XMAX;"ms"
4742 LOCATE 8,75:PRINT "t"
4750 RETURN
4780 '-----SUBROUTINE-----
5000 YMAX=.015 :VIEW (5,0)-(230,150):WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
5100 LINE (X0,Y0(1))-(X,Y(1))
5200 RETURN
5300 YMAX=.05 :VIEW (5,200)-(230,350):WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
5400 LINE (X0,Y0(3))-(X,Y(3))
5500 RETURN
5600 YMAX=.05 :VIEW (300,200)-(600,350):WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
5700 LINE (X0,U0)-(X,U)
5800 YMAX=.5 :VIEW (300,0)-(600,150):WINDOW (-XMAX/10,-YMAX/10)-(XMAX,YMAX)
6000 LINE (X0,Y0(2))-(X,Y(2))
6100 RETURN
6200 '-----FIN-----

```

Bibliographie

- [1] H. BUHLER "Réglage échantillonnés"
volume 1 : traitement par la transformation en Z
Presses polytechniques romandes 1982
- [2] H. BUHLER "Electronique de commande et de réglage"
- [3] N.E. CHAKER "Analyse de la qualité du réglage numérique"
'projet de fin d'étude . promotion juin 86
- [4] "Simulation des différentes méthodes de
régulation de vitesse d'un moteur à courant
continu"
'projet de fin d'étude . promotion juin 86 ~~M.F. BENKHORIS~~ T. REKIOUA
- [5] P.J. RLEDO "Cascade digital control by state variable feed-
back method applied to a DC-MOTOR" 1983
'laboratoire d'électronique industrielle . LAUSANNE .
- [6] "Régulation et filtrage numérique en commande
de vitesse par microprocesseur"
'service automatique (Ecole supérieure d'électricité). FRANCE
- [7] "Etude comparative de deux régulations de vitesse
par microprocesseur d'un moteur à courant
continu" .Institut national polytechnique de
GRENOBLE . . 1983
- [8] "Régulation de vitesse d'un moteur à courant
continu" .Cours de D.E.A INPL/ENSM .NANCY
- [9] "Analyse numérique" . CALVOT. collection U

- [10] Commande de vitesse et optimisation énergétique par microprocesseur .thèse docteur ingénieur par René feuillet .I-N-P-GRENOBLE / 1979
- [11] L'électronique de puissance . G.Séguier .Dunod
- [12] Commande des moteurs à courant continu
Electronique de puissance .R-chauprade
- [13] La commande des machines electriques par microprocesseurs
J-F-Aubryy ,R-Husson ,C-lung et G- pfitscher