

وزارة الجامعات  
Ministère aux Universitaires

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

## PROJET DE FIN D'ETUDES

### SUJET

REGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT

application a un onduleur

Proposé par :

Mr.M.S.BOUCHERIT

Etudié par :

RIDOUH

Kamel

Dirigé par :

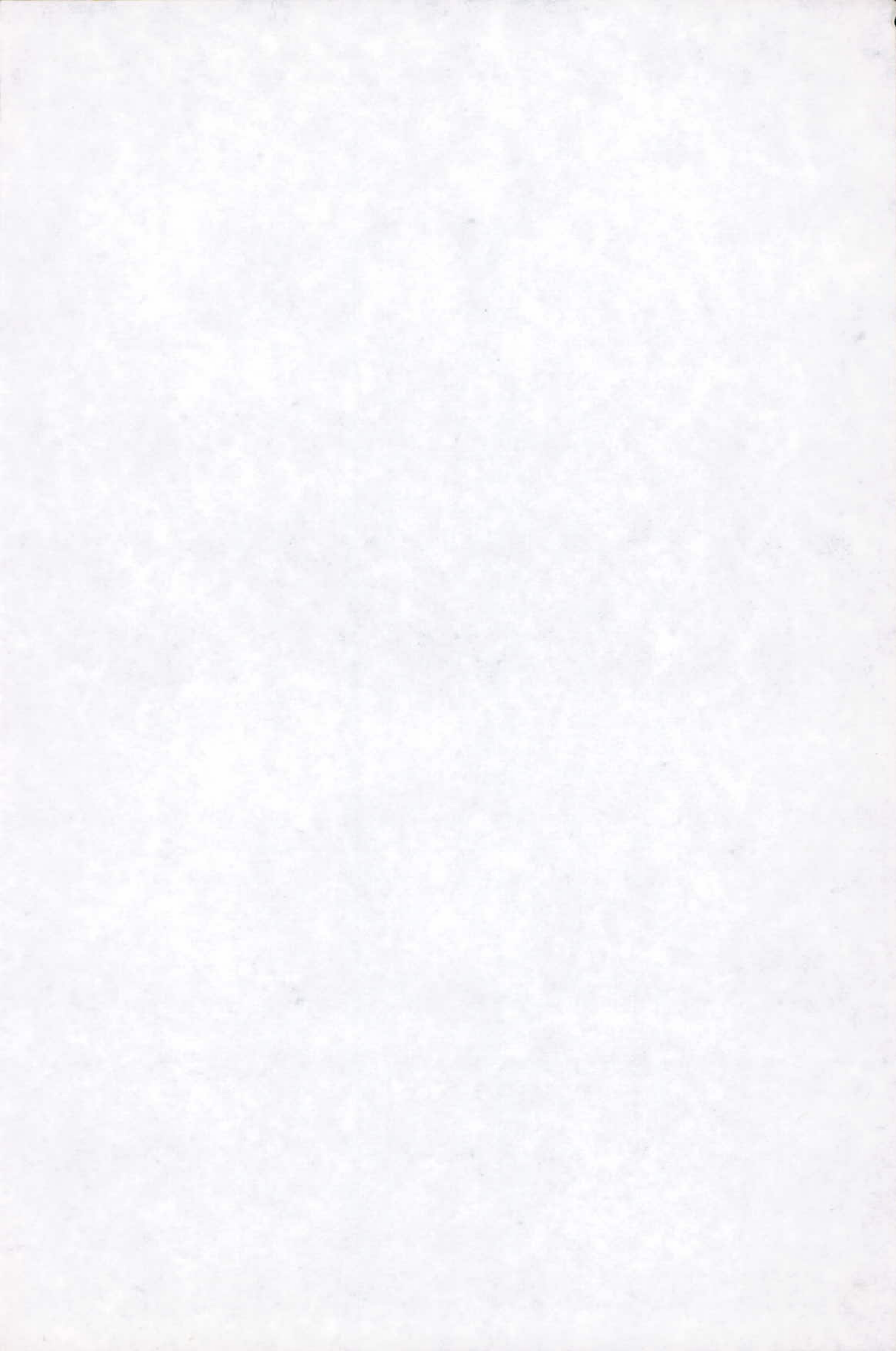
Mr.M.S.BOUCHERIT

PROMOTION

Juin 91

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة —  
BIBLIOTHEQUE —  
Ecole Nationale Polytechnique

### DEDICACES

A Mon très chère père,  
à ma chère mère,  
à toute ma famille,  
à tous mes frères dans l'islam...

Je dédie ce modeste travail.

Kamel.



#### REMERCIEMENTS

Je remercie toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail, particulièrement monsieur Fares BOUDEMAA qui m'a aidé avec ses conseils, et monsieur Omar STIHI qui nous a aidé dans le tirage de nos thèses.

Je remercie tous mes amis, spécialement, l'équipe d'automatique, soit H. SAARI, M. DJEMAI, L. BENCHEIKH, K. HAMITI, N. KACHEBI ET T. LAHMER.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

---

# Introduction

## INTRODUCTION

L'électronique de puissance met à disposition des organes de commande, qui possèdent un comportement discontinu par une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. Il s'agit du variateur de courant continu (hâcheur) comme organe de commande monovariable et de l'onduleur triphasé à pulsation comme organe de commande multivariable. Normalement, ces organes de commande sont munis d'un dispositif de contrôle qui possède comme grandeur d'entrée une tension de commande continue permettant l'enclenchement et le déclenchement périodique de ces organes de commande. On fait alors appel à des méthodes de réglage continues ou échantionnées, comme on les emploie couramment dans les réglages industriels. Cependant, on introduit ainsi un retard dû aux petites constantes de temps du dispositif de contrôle, et des circuits de lissage, nécessaires pour réduire l'influence néfaste des ondulations.

Il est plus judicieux d'appliquer des méthodes de réglages non linéaires et discontinues qui s'adaptent mieux au comportement particulier de ces organes de commande. Il s'agit de systèmes de réglage à structure variable, fonctionnant en mode de glissement. Ils provoquent directement la commutation périodique des organes de commande mentionnés sans introduire des petites constantes de temps. Le phénomène transitoire s'établit alors par glissement le long d'une trajectoire imposée par une loi de commutation. Ce réglage par mode de glissement se prête

aussi bien pour tout autre organe de commande fonctionnant par tout ou rien.

L'objectif principal de cette étude est de présenter la théorie du réglage par mode de glissement et d'établir un logiciel qui permet l'application pratique de cette méthode.



---

Chapitre I

## INTRODUCTION AUX SYSTEMES DE REGLAGE A STRUCTURE VARIABLE

### I-1 GENERALITES

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable.

Malgré le fait que le réglage par mode de glissement possède des avantages incontestables (robustesse vis-à-vis de paramètres variables), cette méthode ne s'est pas introduite dans l'application pratique parcequ'il existe aussi des désavantages (forte sollicitation de l'organe de commande et la nécessité d'utiliser la grandeur à régler et un certain nombre de ses dérivées, selon l'ordre du système).

Le présent travail se propose de pallier ces inconvénients en se limitant à une structure utilisant un organe de commande adéquat, ayant une action à deux positions, comme c'est le cas par exemple pour le variateur de courant continu à pulsation et en admettant, dans la loi de commutation, des grandeurs d'état qui ne doivent pas forcément être les dérivées de la grandeur à régler.

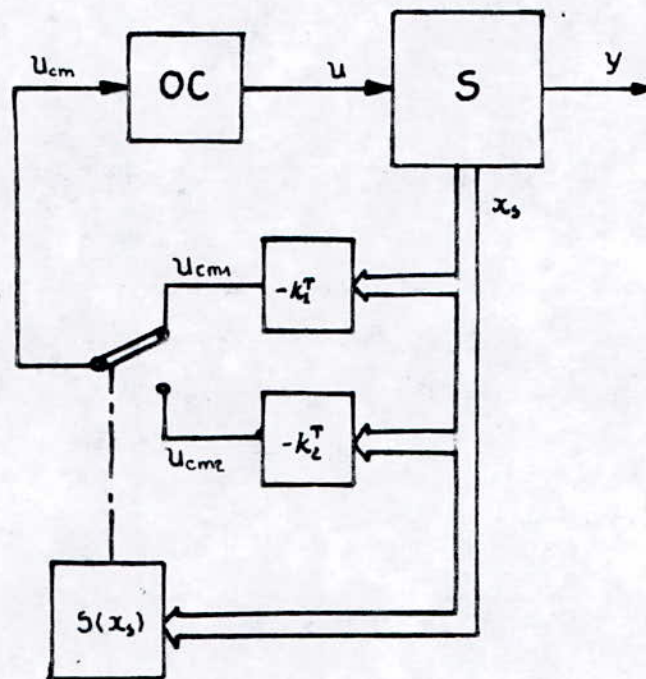
### I-2 SYSTEMES DE REGLAGE A STRUCTURE VARIABLE

Dans les systèmes de réglage à structure variable, on peut distinguer deux configurations de base différentes:

La première configuration change la structure par commutation

d'une contre-réaction d'état variable, tandis que la deuxième configuration change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

**I-2-1 configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre-réaction d'état variable:**



le système  $S$  possède un comportement dynamique décrit par le vecteur d'état  $x_s$ . Ce dernier est mis en contre-réaction soit par le vecteur ligne  $-k_1^T$  soit par  $-k_2^T$  selon la position d'un commutateur.

Le choix de la contre réaction d'état par  $-k_1^T$  ou  $-k_2^T$  se fait à l'aide de la loi de commutation  $s(x_s)$  également en fonction du vecteur d'état  $x_s$ .

On a :

$$\left. \begin{aligned} U_{cm} &= U_{cm1} = -k_1^T x_s \text{ pour } s(x_s) > 0 \\ U_{cm} &= U_{cm2} = -k_2^T x_s \text{ pour } s(x_s) < 0 \end{aligned} \right\}$$

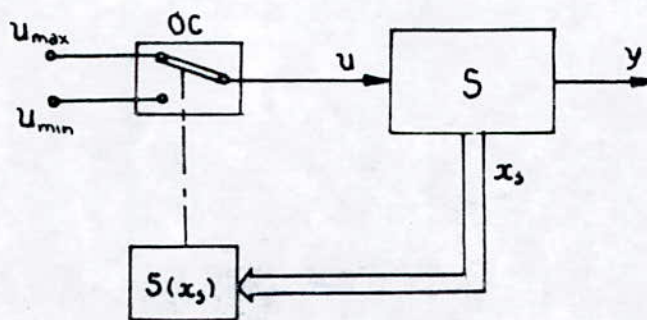
Avec une loi de commande adéquate, on peut obtenir un phénomène transitoire stable et bien amorti même si les deux contre-réactions d'état donnent un comportement instable ou à la limite de stabilité.

Sous certaines conditions, la commutation se fait à une fréquence très élevée (théoriquement infiniment élevée). Le système travaille alors en mode de glissement. Le comportement dynamique du système est alors déterminé par la condition :

$$s(x_s) = 0$$

L'OC reçoit dans ce cas une tension de commande  $U_{cm}$  qui commute rapidement entre deux valeurs variables  $U_{cm1}$  et  $U_{cm2}$ , ce qui peut provoquer de fortes sollicitations de l'organe de commande. Ce désavantage empêche très souvent une réalisation pratique de cette configuration.

### I-2-2 configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande:



Dans ce cas, l'organe de commande OC doit être conçu de sorte que la grandeur de commande  $u$  ne prenne que les deux valeurs constantes  $U_{max}$  ou  $U_{min}$ . La commutation entre ces deux valeurs est

imposée par la loi de commutation selon :

$$\left. \begin{array}{l} U = U_{\max} \text{ pour } S(x_0) > 0 \\ U = U_{\min} \text{ pour } S(x_0) < 0 \end{array} \right\}$$

Dans ce cas aussi, il est possible que la commutation ait lieu à une fréquence très élevée (théoriquement infiniment élevée) de sorte que le système de réglage travaille en mode de glissement.

Pour le comportement dynamique du système existe alors également la condition :  $S(x_s) = 0$ .

Pour la suite de notre étude , on choisira la 2<sup>eme</sup> configuration.

---

*Chapitre II*

## RELATIONS GENERALES

### II-1 LOI DE COMMUTATION PAR CONTRE-REACTION D'ETAT

#### II-1-1 configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état:

En analogie avec le réglage par contre-réaction d'état, il est judicieux de choisir pour la loi de commutation la relation:

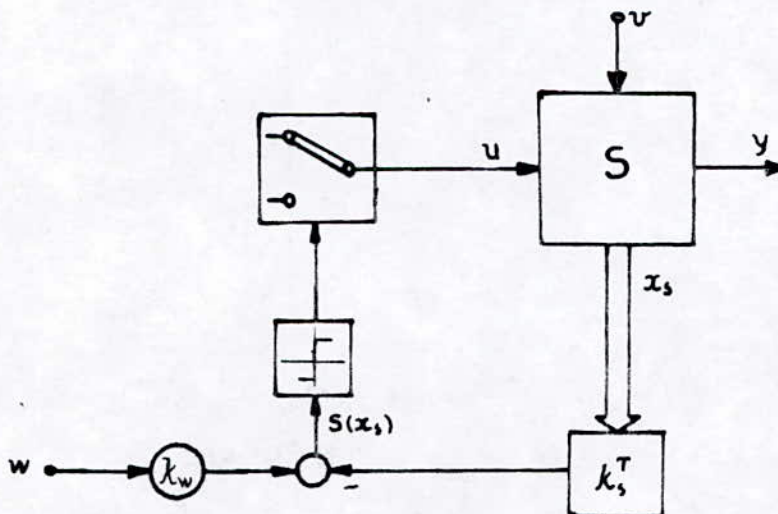
$$S(x_s) = -k_s^T \cdot x_s + k_w \cdot w$$

où  $x_s$  est le vecteur d'état du système à régler de dimension  $n_s$  et  $w$  la grandeur de consigne.

$k^T$  est un vecteur ligne de dimension  $n_s$  qui contient les coefficients de la contre-réaction d'état .

$k_w$  est le coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne ,

on obtient alors la configuration suivante :



Le système à régler peut être décrit par les équations d'état:

$$\dot{x}_s = A_s \cdot x_s + b_s \cdot u + b_{sv} \cdot v$$

$$y = c^T \cdot x_s$$

où  $v$  représente la grandeur de perturbation intervenant sur le système à régler.

Or à cause de la non-linéarité par commutation, on a :

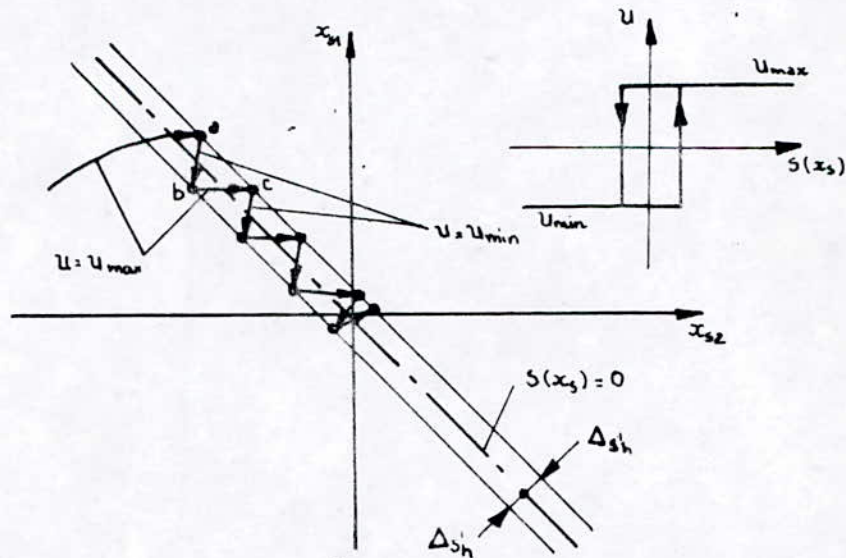
$$U = \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2} + \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2} \cdot \text{sgn} S(x_s)$$

Où la fonction  $\text{sgn} S(x_s)$  est définie par :

$$\left. \begin{aligned} \text{sgn} S(x_s) &= +1 \text{ pour } S(x_s) > 0 \\ \text{sgn} S(x_s) &= -1 \text{ pour } S(x_s) < 0 \end{aligned} \right\}$$

### II-1-2 condition pour l'existence du mode de glissement:

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre  $U_{\max}$  et  $U_{\min}$ . Ce phénomène peut être démontré à l'aide de la figure ci après pour le cas d'un système à régler du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état  $x_{s1}$  et  $x_{s2}$ .



On admet d'abord un hystérèse sur la loi de commutation  $S(x_s) = 0$ , par conséquent, les commutations ont lieu sur les



droites décalées parallèlement de  $\pm \Delta s_h$

Une trajectoire avec  $u = u_{\max}$  touche au point a le seuil de basculement inférieur. Si avec  $u = u_{\min}$ , la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérèse, elle touche au point b le seuil de basculement supérieur où a lieu une commutation sur  $u = u_{\max}$ . Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touchera au point c le seuil de basculement inférieur et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone de l'hystérèse. Ce mouvement s'approche du régime stationnaire dans une certaine zone, où les commutations continues existent. La fréquence de commutation est finie.

Par la suite, on supposera une hystérèse infiniment petite, ce qui facilitera les études théoriques. Dans ce cas, le phénomène du mode de glissement peut être expliqué de la manière suivante :

On suppose qu'à un certain instant  $t_0$  l'état du système soit  $x_{s0}$  et  $u = u_{\max}$ , sous l'influence de cette grandeur de commande, le vecteur d'état varie dans un laps de temps infiniment petit  $dt$  de  $dx_s$ . Si  $S(x_{s0} + dx_s) < 0$ , il y a immédiatement une commutation de la grandeur de commande  $u$  sur  $u_{\min}$ . Avec cette grandeur de commande, il s'établit une variation du vecteur d'état de  $dx_s$ . Si  $S(x_{s0} + dx_s + dx_s) > 0$ , il y a de nouveau une commutation sur  $u = u_{\max}$ , et ainsi de suite. Dans un tel cas, la loi de commutation fait un mouvement infiniment petit autour de

$$S(x_s) = -k_s^T \cdot x_s + k_w \cdot w = 0$$

Par conséquent, le vecteur d'état  $x_s$  suit une trajectoire qui respecte cette condition. La fréquence de commutation est infiniment élevée.

### II-1-3 grandeur de commande équivalente:

En mode de glissement  $S(x_s) = 0$  donc  $\dot{S}(x_s) = 0$ ,

or,

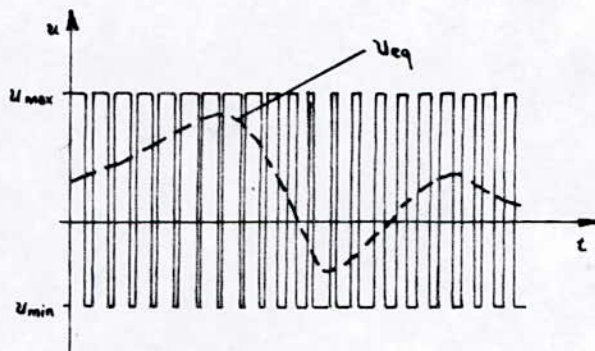
$$\dot{S}(x_s) = -k_s^T \cdot \dot{x}_s + k_w \cdot \dot{w} = -k_s^T (A_s \cdot x_s + b_s \cdot u + b_{sv} \cdot v) + k_w \cdot \dot{w} = 0$$

afin que cette condition soit respectée en tout temps, la valeur de la grandeur de commande doit prendre une valeur bien déterminée, désignée par grandeur de commande équivalente  $U_{eq}$ .

$$U_{eq} = - \frac{1}{k_s^t \cdot b_s} \cdot k_s^t \cdot (A_s \cdot x_s + b_{sv} \cdot v) + \frac{1}{k_s^t \cdot b_s} \cdot k_w \cdot \dot{w}$$

Pour que  $U_{eq}$  prenne une valeur finie, il est indispensable que  $k^T \cdot b_s$  soit différent de zéro, ceci est une condition intrinsèque pour l'apparition du mode de glissement.

On peut interpréter la grandeur de commande équivalente comme la moyenne que prend la grandeur de commande lors de la commutation rapide entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$



Cette interprétation permet immédiatement de formuler une condition pour l'existence du mode de glissement, donc :

$$U_{\min} \leq U_{eq} \leq U_{\max}$$

#### II-1-4 equation d'état en mode de glissement:

Quand on remplace dans les équations d'état  $u$  par  $u_{eq}$  on obtient :

$$\dot{x}_s = A_s^* \cdot x_s + b_{sv}^* \cdot v + b_{s\dot{w}}^* \cdot \dot{w}$$

Avec

$$A_s^* = \left( I - \frac{1}{k_s^T \cdot b_s} \cdot b_s \cdot k_s^T \right) \cdot A_s$$

$$b_{sv}^* = \left( I - \frac{1}{k_s^T \cdot b_s} \cdot b_s \cdot k_s^T \right) \cdot b_{sv}$$

$$b_{s\dot{w}}^* = \frac{k_w}{k_s^T \cdot b_s} \cdot b_s$$

#### II-1-5 solution de l'équation d'état en mode de glissement:

On suppose  $w$  et  $v$  constantes , donc  $\dot{w}=0$ , d'où:

$$x_s(s) = (sI - A_s^*)^{-1} [x_s(0) + b_{sv}^* \cdot \frac{V}{s}]$$

#### II-1-6 Equation d'état en mode de glissement:

Pour un système à régler du 2<sup>ème</sup> ordre ( $n_s=2$ ), on utilisera dans les équations d'état, la matrice  $A_s$  et les vecteurs  $b_s$ ,  $b_{sv}$ ,

$c_s^T$  selon les expressions suivantes:

$$A_s = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} ; \quad b_s = \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad b_{sv} = \begin{bmatrix} 0 \\ b_{v2} \end{bmatrix} ; \quad c_s^T = [0 \ 1]$$

si  $k_s^T = [k_{s1} \ k_{s2}]$ , sans perte de généralité, on peut poser  $k_{s1}=1$  car seul le rapport entre les coefficients détermine la pente de la droite  $x_{s1}=f(x_{s2})$ , en remplaçant donc  $A_s$ ,  $b_s$ ,  $b_{sv}$ ,  $c_s^T$  par leurs expressions dans  $A_s^*$ ,  $b_v^*$ ,  $b_{sv}^*$  et  $k_s^T = [1 \ k_{s2}]$ , on obtient les équations d'état en mode de glissement:

$$A_s^* = \begin{bmatrix} -a_{21} \cdot k_{s2} & -a_{22} \cdot k_{s2} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} ; \quad b_v^* = \begin{bmatrix} -b_{v2} \cdot k_{s2} \\ b_{v2} \end{bmatrix} ; \quad b_{sv}^* = \begin{bmatrix} k_w \\ 0 \end{bmatrix}$$

On voit que  $A_s$  est singulière.

## II-1-7 Solution de l'équation d'état en mode de glissement:

Pour le cas particulier d'un système à régler du 2<sup>ème</sup> ordre:

$$(sI - A_s^*)^{-1} = \frac{1}{s(s+a^*)} \begin{bmatrix} s - a_{22} & -a_{22} \cdot k_{s2} \\ a_{21} & s + a_{21} \cdot k_{s2} \end{bmatrix}$$

$$\text{où } a^* = a_{21} \cdot k_{s2} - a_{22}$$

On voit donc que  $A_s^*$  possède les valeurs propres  $s_1=0$  et  $s_2=-a^*$ , la première valeur propre est due à la singularité de la matrice  $A_s^*$ .

$$x_s(0) = \begin{bmatrix} k_w \cdot w - k_{s2} \cdot x_{s2}(0) \\ x_{s2}(0) \end{bmatrix}$$

Donc;

$$x_s(s) = \frac{1}{s(s+a^*)} \begin{bmatrix} s-a_{22} \\ a_{21} \end{bmatrix} k_w \cdot w + \frac{1}{s+a^*} \begin{bmatrix} -k_{s2} \\ 1 \end{bmatrix} x_{s2}(0) + \frac{1}{s(s+a^*)} \begin{bmatrix} -k_{s2} \\ 1 \end{bmatrix} b_{v2} \cdot v$$

d'où l'on tire par la transformation de LAPLACE inverse :

$$x_s(t) = \frac{1}{a^*} \begin{bmatrix} -a_{22} \\ a_{21} \end{bmatrix} (1-e^{-a^*t}) k_w \cdot w + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} e^{-a^*t} k_w \cdot w + \begin{bmatrix} -k_{s2} \\ 1 \end{bmatrix} e^{-a^*t} \cdot x_{s2}(0) + \frac{1}{a^*} \begin{bmatrix} -k_{s2} \\ 1 \end{bmatrix} (1-e^{-a^*t}) \cdot b_{v2} \cdot v$$

Pour avoir un comportement stable, il faut que  $a^* > 0$ , c'est à dire  $a_{21} \cdot k_{s2} > a_{22}$ , or pour un système à régler stable ( $a_{22} < 0$ ), cette condition est vraie si  $a_{21} > 0$  et  $k_{s2} > 0$ .

On remarque que les coefficients  $a_{11}$  et  $a_{12}$  n'ont aucune influence sur le comportement dynamique du système, et que plus  $a^*$  est grand, plus le phénomène est rapide.

#### II-1-8 Point de fonctionnement en régime stationnaire:

On obtient le régime stationnaire en posant  $t = \infty$

$$x_{s2}^s = \frac{a_{21}}{a^*} \cdot k_w \cdot w + \frac{b_{v2}}{a^*} \cdot v$$

L'indice supérieur  $s$  indique le régime stationnaire.

Pour avoir  $y^s = w$  en cas d'absence de perturbation ( $v=0$ ) il faut,

$$k_w = \frac{a^*}{a_{21}} = k_{s2} - \frac{a_{22}}{a_{21}}$$

En cas de présence de perturbation ( $v \neq 0$ ) alors

$$y^s = w + \frac{b_{v2}}{a^*} \cdot v$$

d'où présence d'une erreur statique : Le réglage par mode de glissement selon la configuration (II.1.1) possède un comportement proportionnel.

### II-1-9 Limites du domaine du mode de glissement:

En supposant  $w$  constante, alors  $\dot{w}=0$ , d'où:

$$U_{eq} = -\frac{1}{b_1} [(a_{11} + a_{21} \cdot k_{s2}) x_{s1} + (a_{12} + a_{22} \cdot k_{s2}) x_{s2} + b_{v2} \cdot k_{s2} \cdot v]$$

or  $x_{s1} = k_w \cdot w + k_{s2} \cdot x_{s2}$  d'où  $x_{s2} = (k_w / k_{s2}) \cdot w - (1 / k_{s2}) \cdot x_{s1}$

et en remplaçant  $x_{s2}$  dans  $U_{eq}$  on obtient:

$$U_{eq} = -\frac{1}{b_1} [(a_{12} + a_{22} \cdot k_{s2}) \frac{k_w}{k_{s2}} w + (a_{11} + a_{21} \cdot k_{s2} - \frac{a_{12}}{k_{s2}} - a_{22}) x_{s1} + b_{v2} \cdot k_{s2} \cdot v]$$

En posant  $U_{eq} = U_{lim}$  où  $U_{lim}$  peut être  $U_{max}$  ou  $U_{min}$  on aura

$$x_{s1} = -\frac{b_1 \cdot k_{s2} \cdot U_{lim} + (a_{12} + a_{22} \cdot k_{s2}) k_w \cdot w + b_{v2} \cdot k_{s2} \cdot v}{a_{21} \cdot k_{s2} + (a_{11} - a_{22}) k_{s2} - a_{12}}$$

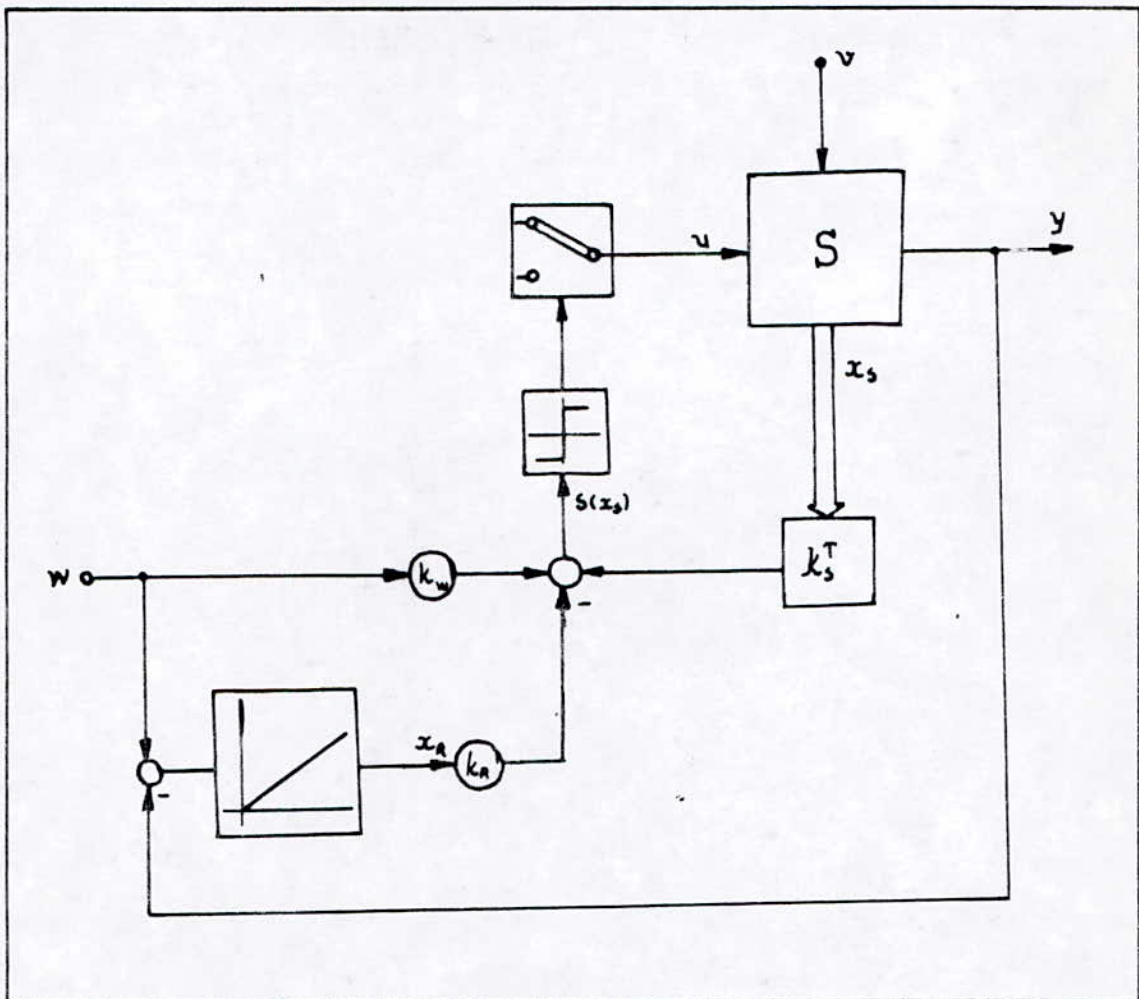
Si  $k_w \cong k_{s2}$  alors,

$$x_{s1} = -\left[ \frac{b_1}{a_{21} \cdot k_{s2}} U_{lim} + \frac{a_{21} + a_{22} \cdot k_{s2}}{a_{21} \cdot k_{s2}} w + \frac{b_{v2}}{a_{21}} v \right]$$

On remarque que le domaine du mode de glissement se réduit quand  $k_{s2}$  augmente.

## II-2 LOI DE COMMUTATION PAR CONTRE-REACTION D'ETAT ET AVEC REGULATEUR INTEGRATEUR

Avec la configuration précédente, on obtient un comportement proportionnel de sorte qu'on obtient une erreur statique en présence d'une grandeur de perturbation, pour palier cet inconvénient, on ajoute un régulateur intégrateur à la loi de commutation par contre-réaction d'état.



configuration avec loi de commutation par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur.

II-2-1 Equation d'état du système global:

Posons  $x = \begin{bmatrix} x_s \\ x_r \end{bmatrix}$  de dimension  $n=n_s+1$  donc  $s(x) = -k^T \cdot x + k_w \cdot w$

avec  $k^T = [k_s \quad -k_r]$ ,

Or le régulateur intégrateur a pour équation différentielle:

$$\dot{x}_R = \frac{1}{T_i} (w-y) = \frac{1}{T_i} (w - C_s^T \cdot x_s) = \frac{1}{T_i} (w - C^T \cdot x)$$

Avec  $c^T = [c_s^T \quad 0]$ , et  $T_i$  la constante de temps d'intégration.

D'où, en réunissant les 2 équations, on obtient:

$$\dot{x} = A \cdot x + b \cdot u + b_v \cdot v + b_w \cdot w \quad \text{avec:}$$

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -\frac{1}{T_i} C_s^T & 0 \end{bmatrix}; \quad b = \begin{bmatrix} b_s \\ 0 \end{bmatrix}; \quad b_v = \begin{bmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix}$$

### II-2-2 Grandeur de commande équivalente:

La trajectoire du mode de glissement se trouve dans l'hyperplan donné par  $s(x)=0$ , donc  $\dot{s}(x)=0$ ,

soit,  $\dot{s}(x) = -k^T \cdot \dot{x} + k_w \cdot \dot{w} = -k^T (A \cdot x + b \cdot u + b_v \cdot v + b_w \cdot w) + k_w \cdot \dot{w} = 0$  alors;

$$U_{eq} = -\frac{1}{k^T \cdot b} k^T (A \cdot x + b_v \cdot v + b_w \cdot w) + \frac{1}{k^T \cdot b} k_w \cdot \dot{w}$$

donc, une première condition pour l'existence du mode de glissement est que  $k^T \cdot b \neq 0$  et  $U_{min} \leq U_{eq} \leq U_{max}$ .

### II-2-3 Equation d'état en mode de glissement:

En introduisant  $U_{eq}$  dans  $\dot{x}$ , on obtient :

$$\dot{x} = A^* \cdot x + b_v^* \cdot v + b_w^* \cdot w + b_{\dot{w}}^* \cdot \dot{w}$$

Avec :



$$A^* = \left( I - \frac{1}{k^T \cdot b} b \cdot k^T \right) \cdot A$$

$$b_v^* = \left( I - \frac{1}{k^T \cdot b} b \cdot k^T \right) \cdot b_v$$

$$b_w^* = \left( I - \frac{1}{k^T \cdot b} b \cdot k^T \right) \cdot b_w$$

$$b_w^* = \frac{k_w}{k^T \cdot b} b$$

---

Chapitre III

## IMPOSITION DES POLES

18

Une des méthodes qui permet le dimensionnement de la loi de commutation d'une manière satisfaisante est celle de l'imposition des pôles. Cette méthode est bien connue dans le domaine des réglages d'état continus et échantillonnés. L'extension au réglage par mode de glissement présente le grand avantage que l'expérience acquise pour le choix des pôles dans les réglages précités peut aussi être appliquée au réglage par mode de glissement.

### III.1- INVARIANCE DU MODE DE GLISSEMENT PAR RAPPORT A UNE TRANSFORMATION LINEAIRE

On soumet le vecteur d'état  $x$  à une transformation linéaire selon :  $x_t = T \cdot x$  donc  $x = T^{-1} \cdot x_t$ , or  $\dot{x} = A \cdot x + b \cdot u + b_v \cdot v + b_w \cdot w$  donc en remplaçant  $x$  par son expression dans  $\dot{x}$ , on obtient :

$$\dot{x}_t = A_t \cdot x_t + b_t \cdot u + b_{vt} \cdot v + b_t \cdot w$$

$$\text{avec } A_t = T \cdot A \cdot T^{-1}, \quad b_t = T \cdot b, \quad b_{vt} = T \cdot b_v, \quad b_{wt} = T \cdot b_w$$

La loi de commutation devient :  $s(x_t) = -k_t^T \cdot x_t + k_w \cdot w$

$$\text{avec } k_t^T = k^T T^{-1},$$

en mode de glissement  $s(x) = 0$  donc  $\dot{s}(x) = 0$ ,

$$\text{or } \dot{s}(x_t) = -k_t^T \cdot \dot{x}_t + k_w \cdot \dot{w} = -k_t^T (A_t \cdot x_t + b_t \cdot u + b_{vt} \cdot v + b_{wt} \cdot w) +$$

$k_w \cdot \dot{w} = 0$ , d'où, en posant  $u = u_{eq}$ , on aura :

$$U_{eq} = -\frac{1}{k_t^T \cdot b_t} k_t^T (A_t \cdot x_t + b_{vt} \cdot v + b_{wt} \cdot w) + \frac{1}{k_t^T \cdot b_t} k_w \cdot \dot{w}$$

III.1.1- Invariance de la grandeur de commande  
équivalente par rapport à la transformation linéaire:

On a:

$$\begin{aligned}k_t^T \cdot b_t &= k^T \cdot T^{-1} \cdot T \cdot b = k^T \cdot b \\k_t^T \cdot A_t \cdot x_t &= k^T \cdot T^{-1} \cdot T \cdot A \cdot T^{-1} \cdot T \cdot x = k^T \cdot A \cdot x \\k_t^T \cdot b_{vt} \cdot v &= k^T \cdot T^{-1} \cdot T \cdot b_v \cdot v = k^T \cdot b_v \cdot v \\k_t^T \cdot b_{wt} \cdot w &= k^T \cdot T^{-1} \cdot T \cdot b_w \cdot w = k^T \cdot b_w \cdot w\end{aligned}$$

en remplaçant ces expressions dans l'expression précédent, on retrouve:

$$U_{eq} = -\frac{1}{k^T \cdot b} k^T (A \cdot x + b_v \cdot v + b_w \cdot w) + \frac{1}{k^T \cdot b} k_w \cdot \dot{w}$$

III.1.2- Equation d'état du système transformé en mode  
de glissement:

En remplaçant  $U_{eq}$  dans  $\dot{x}_t$ , on obtient :

$$\dot{x}_t = A_t^* \cdot x_t + b_{vt}^* \cdot v + b_{wt}^* \cdot w + b_{\dot{w}t}^* \cdot \dot{w}$$

avec:

$$\begin{aligned}A_t^* &= \left( I - \frac{1}{k_t^T \cdot b_t} b_t \cdot k_t^T \right) A_t \\b_{vt}^* &= \left( I - \frac{1}{k_t^T \cdot b_t} b_t \cdot k_t^T \right) b_{vt} \\b_{wt}^* &= \left( I - \frac{1}{k_t^T \cdot b_t} b_t \cdot k_t^T \right) b_{wt} \\b_{\dot{w}t}^* &= \frac{k_w}{k_t^T \cdot b_t} b_t\end{aligned}$$

### III.1.3- Invariance des pôles par rapport à la transformation linéaire:

$$A_t^* = (T \cdot T^{-1} - \frac{1}{k^T \cdot T^{-1} \cdot T \cdot b} T \cdot b \cdot k^T \cdot T^{-1}) T \cdot A \cdot T^{-1} - T(I - \frac{1}{k^T \cdot b} b \cdot k^T) T^{-1} \cdot T \cdot A \cdot T^{-1} - T \cdot A^* \cdot T^{-1}$$

où  $A^*$  est la matrice du système non transformé.

Pour les poles du système transformé:

$$\begin{aligned} \det(sI - A_t^*) &= \det(sTT^{-1} - TA^*T^{-1}) = \det[T(sI - A^*)T^{-1}] \\ &= \det T \cdot \det(sI - A^*) \cdot \det T^{-1} = \det(sI - A^*) = 0 \\ &\text{car } \det T = 1/\det T^{-1}. \end{aligned}$$

Les valeurs propres de  $A_t^*$  sont donc les mêmes que celles de  $A^*$ , d'où les pôles sont invariants par rapport à la transformation linéaire.

### III.2- DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA CONTRE-REACTION D'ETAT A L'AIDE DE LA FORME CANONIQUE DE REGLAGE

L'équation caractéristique du système en mode de glissement est:

$$P(s) = \det(sI - A^*) = s^n + \alpha_{n-1}s^{n-1} + \dots + \alpha_1s + \alpha_0 = 0$$

Les coefficients  $\alpha_i$  du polynôme caractéristique  $P(s)$  sont en relation avec les pôles  $p_i$  imposés selon:

$$P(s) = (s - p_1)(s - p_2) \dots (s - p_n)$$

On obtient les coefficients  $\alpha_i$  à l'aide du théoreme de VIETE ou à l'aide de l'algorithme de LEVERRIER spécialisé [ 2 ] à partir

des n pôles imposés.

21

Le problème consiste en la détermination du vecteur ligne  $k^T$  de la contre réaction d'état, afin que la matrice  $A^*$  prenne les valeurs propres qui sont égales aux n pôles  $p_i$  imposés.

### III.2.1-Forme canonique de réglage:

Dans le cas de la forme canonique de réglage, la matrice A et le vecteur b du système à régler (y compris éventuellement un régulateur intégrateur), sont donnés par:

$$A_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix} ; \quad b_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

L'indice r indique qu'il s'agit de la forme canonique de réglage.

### III.2.2-Détermination du vecteur ligne de la contre-réaction d'état:

Soit:

$$k_r^T = [k_{r1} \ k_{r2} \ \dots \ k_{rn}] \quad \text{et} \quad A^* = \left( I - \frac{1}{k_r^T \cdot b} b \cdot k_r^T \right) A$$

$$\rightarrow k_r^T \cdot b_r = k_{rn} \quad \text{et} \quad b_r \cdot k_r^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ K_{r1} & K_{r2} & \dots & K_{rn} \end{bmatrix}$$

$$\rightarrow 1 - \frac{1}{k_r^T \cdot b_r} b_r \cdot k_r^T = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ -k_{r1} & -k_{r2} & \dots & 0 \end{bmatrix}$$

où  $k_{ri} = K_{ri}/K_{rn}$ ,  $i=1,2,\dots,n-1$  or,

$$A_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 & \dots & -\alpha_{n-1} \end{bmatrix}$$

et par identification, on trouve :  $\alpha_0 = 0$ ,

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

d'où  $K_{ri} = \alpha_i \cdot K_{rn}$ .

Le coefficient  $K_{rn}$  peut être choisi librement, par exemple en posant  $K_{rn} = 1$ , or selon le théorème de VIETE [ 2 ]

$\alpha_0 = (-1)^n p_1 p_2 \dots p_n$ , or  $\alpha_0 = 0$  implique qu'il faut imposer un pôle à l'origine, d'où, le vecteur ligne  $K^T$  de la contre-réaction d'état du système original s'obtient par :  $K^T = K_r^T \cdot T$

### III.3-DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA CONTRE REACTION D'ETAT SANS FORME CANONIQUE DE REGLAGE:

### III.3.1-Détermination de la matrice de transformation:

On a  $A_r.T = T.A$  ;  $b_r = T.b$

On décompose la matrice de transformation en ses lignes selon:

$$T = \begin{bmatrix} t_1^T \\ t_2^T \\ \cdot \\ \cdot \\ t_n^T \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{n-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1^T \\ t_2^T \\ \cdot \\ \cdot \\ t_n^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1^T \\ t_2^T \\ \cdot \\ \cdot \\ t_n^T \end{bmatrix} A$$

$$\rightarrow \left. \begin{aligned} t_2^T &= t_1^T.A \\ t_3^T &= t_2^T.A - t_1^T.A^2 \\ &\vdots \\ t_n^T &= t_{n-1}^T.A - t_1^T.A^{n-1} \\ -a_0.t_1^T - a_1.t_2^T - \dots - a_{n-1}.t_n^T &= t_n^T.A \end{aligned} \right\} (1)$$

et aussi

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_1^T \\ t_2^T \\ \cdot \\ \cdot \\ t_{n-1}^T \\ t_n^T \end{bmatrix} . b \rightarrow \begin{cases} 0 - t_1^T.b \\ 0 - t_2^T.b - t_1^T.A.b \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 - t_{n-1}^T.b - t_1^T.A^{n-2}.b \\ 1 - t_n^T.b - t_1^T.A^{n-1}.b \end{cases}$$

En réunissant ces équations par écriture matricielle, on aura:

$$t_1^T [b \quad Ab \quad \dots \quad A^{n-2}b \quad A^{n-1}b] = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 1]$$

d'où, on voit apparaître la matrice de commandabilité

$$Q_c = [b \quad Ab \quad \dots \quad A^{n-2}b \quad A^{n-1}b],$$

donc  $t_1^T = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 1] Q_c^{-1}$  et on tire les autres lignes de la matrice T des équations (1).



Ceci suppose que  $Q_c$  doit être régulière, donc, le système doit être commandable.

$$K_r^T = K_{rn}[k_{r1} \ k_{r2} \ \dots \ k_{r,n-1} \ 1] = K_{r,n}[\alpha_1 \ \alpha_2 \ \dots \ \alpha_{n-1} \ 1] = K_{r,n}[\alpha^T \ 1],$$

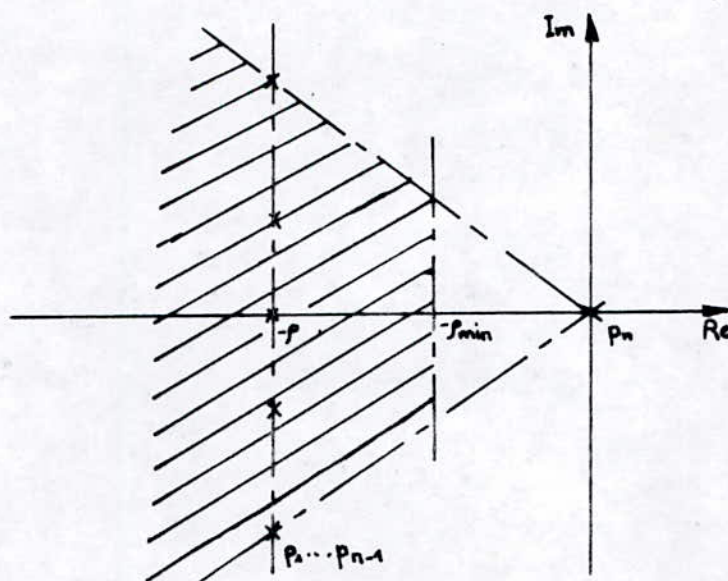
où l'on a introduit le vecteur ligne  $\alpha^T = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \dots \ \alpha_{n-1}]$  de dimension  $(n-1)$ , qui réunit les coefficients  $\alpha_i$  de l'équation caractéristique du système en mode de glissement,

$$\text{d'où, } K^T = K_{r,n}[\alpha^T \ 1]T$$

### III.3.2- Considérations concernant le choix des pôles:

Du fait de la singularité de  $A^*$ , un des  $n$  pôles  $p_i$  doit être forcé à l'origine.

Pour garantir un amortissement optimal, il est judicieux de choisir les pôles complexes conjugués avec partie imaginaire égale à la partie réelle et avec la partie réelle inférieure à une certaine valeur limite.



Si on a plusieurs pôles, on peut les aligner sur une

verticale en imposant à tous les pôles la même valeur réelle  $-\rho$ .  
Plus les pôles sont à gauche , plus le réglage en mode de  
glissement devient rapide et plus le domaine du mode de  
glissement devient plus restreint.

---

Chapitre IV

## SOLUTION DE L'EQUATION D'ETAT EN MODE DE GLISSEMENT

25

### IV.1-Equation d'état exprimée à l'aide de déviations par rapport au point de fonctionnement stationnaire:

Soient les déviations par rapport au point de fonctionnement stationnaire :

$$\left. \begin{aligned} \Delta x &= x - x^s \\ \Delta u &= u - u^s \end{aligned} \right\}$$

l'E'quation d'état devient :  $\Delta \dot{x} = A.\Delta x + b.\Delta u$  ,

la loi de commutation devient :  $s(\Delta x) = -K^T.\Delta x$

En mode de glissement, on a  $s(\Delta x) = 0 \Rightarrow \dot{s}(\Delta x) = 0$

or  $\dot{s}(\Delta x) = -K^T.\Delta \dot{x} = -K^T(A.\Delta x + b.\Delta u) = 0$  ,

en posant  $\Delta u = \Delta u_{eq} \Rightarrow \Delta u_{eq} = -(1/K^T.b)K^T.A.\Delta x$

avec  $\Delta u_{min} \leq \Delta u_{eq} \leq \Delta u_{max}$

en remplaçant  $\Delta u_{eq}$  dans  $\Delta \dot{x}$  , on obtient:

$$\Delta \dot{x} = \left(1 - \frac{1}{K^T.b} b.K^T\right) A.\Delta x - A^*.\Delta x$$

### IV.2-Solution de l'équation d'état:

$$\Delta x(t) = \Phi^*(t) . \Delta x(0)$$

où  $\Delta x(0)$  est la valeur initiale de la déviation du vecteur d'état par rapport au point de fonctionnement stationnaire,

$\phi^*(t)$  est la matrice de transition d'état qui s'obtient soit analytiquement par  $\phi^*(s) = (sI - A^*)^{-1}$  ,

ou numériquement à l'aide de la fonction exponentielle de matrice  $A^*$  :

26

$$\Phi^*(t) = e^{A^*t} = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} (A^*t)^i$$

27

On voit facilement que :

$$\begin{aligned} \Phi^*(t+\Delta t) &= e^{A^*(t+\Delta t)} = e^{A^*\Delta t} e^{A^*t} = \Phi^*(\Delta t) \Phi^*(t) \\ \rightarrow \Delta x(t+\Delta t) &= \Phi^*(t+\Delta t) \Delta x(0) = \Phi^*(\Delta t) \Phi^*(t) \Delta x(0) \\ &\rightarrow \Delta x(t+\Delta t) = \Phi^*(\Delta t) \Delta x(t) \end{aligned}$$

#### IV.3-Détermination des grandeurs d'état en régime stationnaire:

Soit l'équation d'état du système non réglé :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A \cdot x^s + b \cdot u_{eq}^s + b_v \cdot v^s + b_w \cdot w^s = 0 \\ \text{Or, } -K^T \cdot x^s + K_w \cdot w^s &= 0 \rightarrow -[K_a^T \ K_n] \begin{bmatrix} x_a^s \\ x_n^s \end{bmatrix} + K_w \cdot w^s = 0 \\ &\rightarrow x_n^s = -\frac{1}{K_n} K_a^T \cdot x_a^s + \frac{K_w}{K_n} w^s \\ &\rightarrow x^s = \begin{bmatrix} 1_{n-1} \\ -\frac{1}{K_n} K_a^T \end{bmatrix} x_a^s + \begin{bmatrix} 0_{n-1} \\ \frac{K_w}{K_n} \end{bmatrix} w^s \end{aligned}$$

d'où en l'introduisant dans l'équation d'état:

$$A \begin{bmatrix} 1_{n-1} \\ -\frac{1}{K_n} K_a^T \end{bmatrix} x_a^s + b \cdot u_{eq}^s + b \cdot v^s + \left( b_w + A \begin{bmatrix} 0_{n-1} \\ \frac{K_w}{K_n} \end{bmatrix} \right) w^s = 0$$

Dans cette expression, les (n-1) éléments de  $x_a$  ainsi que  $u_{eq}$  doivent être déterminés. On peut réunir  $x_a$  et  $u_{eq}$  en un vecteur de dimension n,

$$\left[ \begin{array}{c|c} A \begin{bmatrix} 1_{n-1} \\ -\frac{1}{K_n} K_a^T \end{bmatrix} & b \end{array} \right] \begin{bmatrix} x_a^s \\ u_{eq}^s \end{bmatrix} + b_v \cdot v^s + \left( b_w + A \begin{bmatrix} 0_{n-1} \\ \frac{K_w}{K_n} \end{bmatrix} \right) w^s = 0$$

où  $F = \left[ \begin{array}{c|c} A \begin{bmatrix} 1_{n-1} \\ -\frac{1}{K_n} K_a^T \end{bmatrix} & b \end{array} \right]$

est une matrice (n,n) qui est régulière quand le mode de glissement existe d'où :

$$\begin{bmatrix} x_a^s \\ u_{eq}^s \end{bmatrix} = -F^{-1} \left\{ b_v \cdot v^s + \left( b_w + A \begin{bmatrix} 0_{n-1} \\ \frac{K_w}{K_n} \end{bmatrix} \right) w^s \right\}$$

28

#### IV.4-Détermination du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne( $k_w$ ):

Pour la grandeur à régler  $y^s$  :

$$y^s = c^T \cdot x^s = [c_a^T \ c_n] \begin{bmatrix} x_a^s \\ x_n^s \end{bmatrix} = c_a^T \cdot x_a^s + c_n \cdot x_n^s$$

$$\text{mais } x_n^s = -\frac{1}{K_n} K_a^T \cdot x_a^s + \frac{K_w}{K_n} w^s$$

$$\rightarrow y^s = \left( c_a^T - \frac{c_n}{K_n} K_a^T \right) x_a^s + c_n \frac{K_w}{K_n} w^s = d_a^T \cdot x_a^s + c_n \frac{K_w}{K_n} w^s$$

$$\text{avec } d_a^T = c_a^T - \frac{c_n}{K_n} K_a^T \text{ de dim } n-1 = n_s-1$$

ou bien, sous une autre forme:

$$y^s = [d_a^T \ 0] \begin{bmatrix} x_a^s \\ u_{eq}^s \end{bmatrix} + c_n \frac{K_w}{K_n} w^s$$

28

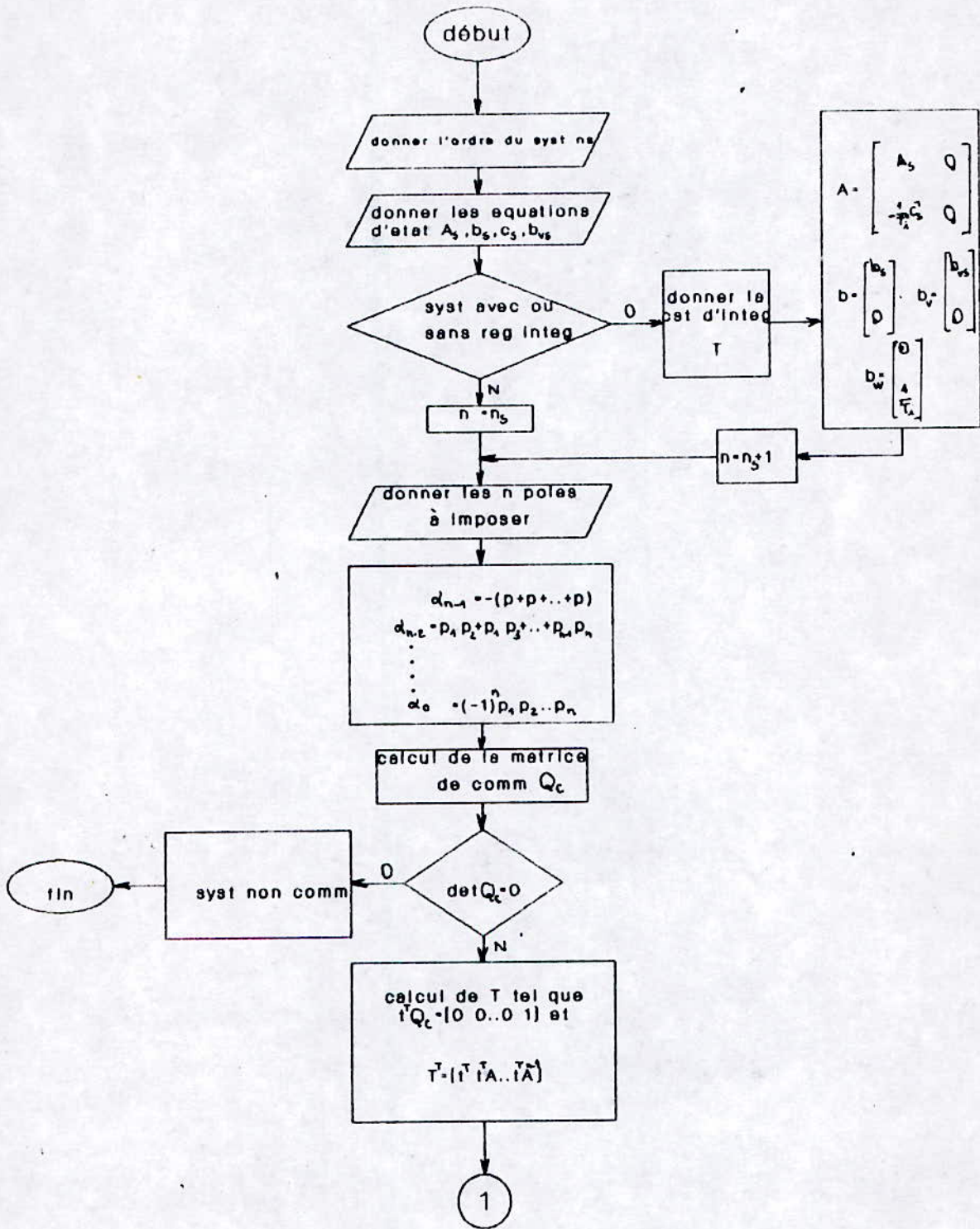
Or sans régulateur intégrateur, on a  $b_w=0$ , on exigera ensuite qu'en cas d'absence de perturbation, c.a.d  $v^s \neq 0$ , la grandeur à régler  $y^s$  soit égale à la grandeur de consigne  $w^s$ .

En remplaçant  $\begin{bmatrix} x_s \\ u_{sq} \end{bmatrix}$  par son expression, on trouve:

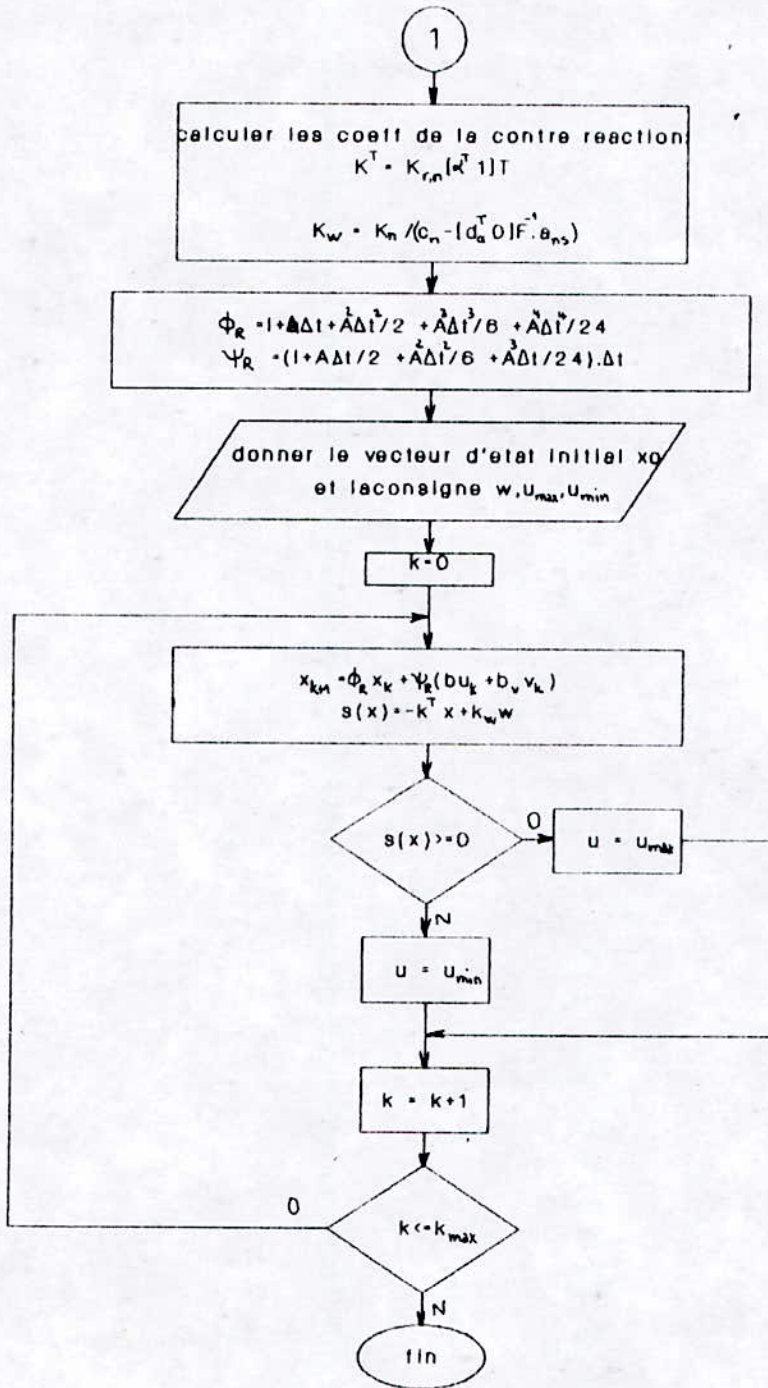
$$y^s = -[d_a^T \ 0] F^{-1} \cdot A \begin{bmatrix} 0_{n-1} \\ 1 \end{bmatrix} \frac{K_w}{K_n} w^s + c_n \frac{K_w}{K_n} w^s$$

$$\text{mais } y^s = w^s \rightarrow K_w = \frac{K_n}{c_n - [d_a^T \ 0] F^{-1} \cdot a_{ns}}$$

où  $a_{ns}$  est la dernière colonne de  $A=A_s$ .







---

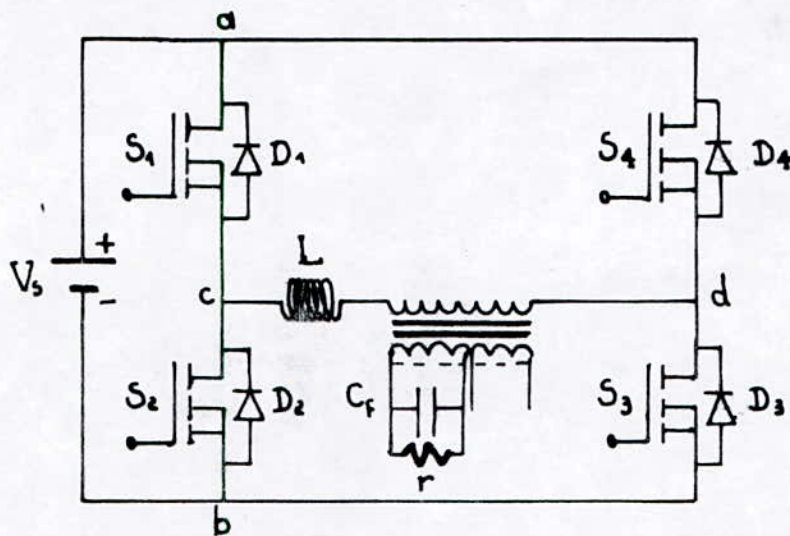
Chapitre V

## APPLICATION DU REGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT

### A UN ONDULEUR

#### V.1- DESCRIPTION DU SYSTEME

Le schéma du convertisseur abaisseur (utilisé en onduleur), est donné sur la figure (I-1)



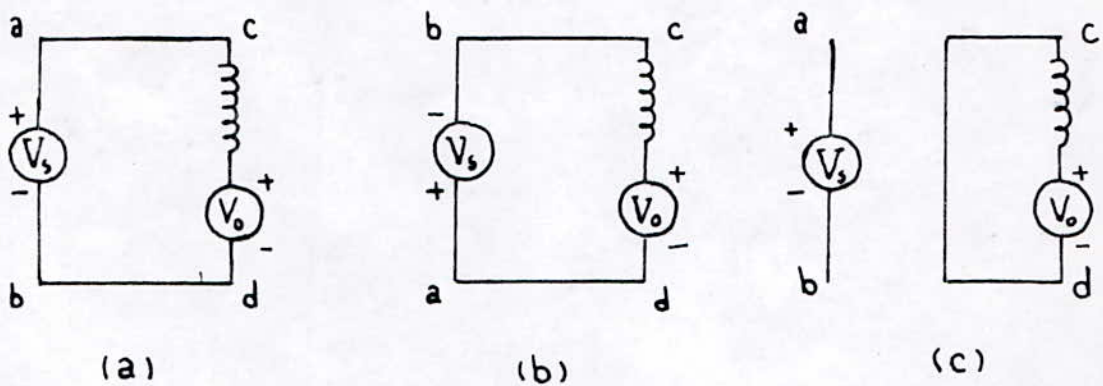
fig(I-1) convertisseur abaisseur

Le convertisseur abaisseur est le plus populaire parmi les convertisseurs, l'équation d'état régissant son fonctionnement est linéaire, par conséquent, la synthèse d'une loi de commande est plus simple par rapport à celle d'un système non linéaire. Dans la majorité des cas, le convertisseur abaisseur est utilisé en continu-continu, cependant, dans notre application, il sera utilisé dans une configuration pont complet afin de générer une

tension alternatif aux bornes du condensateur de sortie.

### V.1.1-Principe de fonctionnement:

Le convertisseur abaisseur pont complet présente trois modes de fonctionnement de topologies illustrés par les figures suivantes: fig(I.1.a), fig(I.1.b), fig(I.1.c)



fig(I.1) différents modes de topologies de l'abaisseur pont complet

Pour l'alternance positive, lorsque les interrupteurs ( $S_1S_3$ ) sont fermés et ( $S_2S_4$ ) ouverts, l'énergie électromagnétique emmagasinée dans l'inductance augmente, cette phase correspond à la partie active. Lorsque ( $S_1S_3$ ) sont ouverts et ( $S_2S_4$ ) fermés, l'énergie électromagnétique est restituée vers la source, c'est la phase de restitution d'énergie. La phase de roue libre peut être obtenu suivant l'alternance, soit par ( $S_3D_2$ ) ou ( $D_4S_1$ ) pour l'alternance positive, soit par ( $S_4D_1$ ) ou par ( $S_2D_3$ ) pour l'alternance négative.

En ce qui concerne l'alternance négative, la phase active correspond à  $(S_2S_4)$  fermés et  $(S_1S_3)$  ouverts et la phase de restitution à  $(S_1S_3)$  fermés et  $(S_2S_4)$  ouverts.

## V.2-MODELISATION DU SYSTEME

Le modèle dynamique du convertisseur est établi en utilisant un certain nombre d'hypothèses. Les interrupteurs et le transformateur sont supposés idéaux, de même que l'inductance, la capacité et la source d'entrée.

En se référant au primaire du transformateur, et sans perte de généralité en supposant un facteur de transformation unité, le modèle d'état est établi dans le but de réguler la tension de sortie du convertisseur.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ V_o \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{r \cdot C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u$$

La commande  $u$  représentant l'état ouvert ou fermé des interrupteurs se manifeste par un changement brusque de la topologie du circuit. A cause de la configuration pont complet, la commande  $u$  peut prendre une des trois valeurs suivantes:

$$u \in (1, 0, -1) \text{ ou } u \in (1, -1).$$

Le choix de l'ensemble  $u \in (1, -1)$  est préférable car, l'implémentation de la loi de commande est plus simple à réaliser sur circuiterie d'une part, et d'autre part la dynamique du

système est meilleure.

33

### V.2.1- Surface de commutation:

La surface de glissement est donnée par le retour d'état suivant:

$$s(x, t) = -K^T \cdot x + K_w \cdot w(t)$$

soit ,  $s(x, t) = -k_i \cdot i - V_o + k_w \cdot w(t)$

avec une logique de commutation  $u$ :  $u = \begin{cases} 1 & \text{si } s(x, t) > 0 \\ -1 & \text{si } s(x, t) < 0 \end{cases}$

Les paramètres de cette surface de commutation à l'exception de  $K_w$ , sont déterminés à partir d'un placement de pôle en boucle fermée du système en mode de glissement.

La commande équivalente est obtenue à partir des conditions d'invariance  $s(x, t) = 0$  et  $ds(x, t)/dt = 0$ , soit,

$$u_{eq} = -\frac{L}{K_i \cdot V_s} \left\{ \left( -\frac{K_i}{L} - \frac{1}{r \cdot c} \right) V_o + \frac{1}{c} i - K_w \cdot \dot{w} \right\}$$

Une condition nécessaire et suffisante pour l'existence du mode de glissement est que  $-1 < u_{eq} < 1$ .

En introduisant  $u_{eq}$  dans l'équation d'état (1), on obtient l'équation d'état en mode de glissement:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{k_i \cdot c} & \frac{1}{k_i \cdot r \cdot c} \\ \frac{1}{c} & -\frac{1}{r \cdot c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_w \dot{w}}{k_i} \\ 0 \end{bmatrix}$$

On remarque que dans cette équation, le facteur  $V_s$  n'intervient pas, tandis que  $r$  intervient sur la dynamique du système en mode de glissement. Donc d'après l'équation, le système est robuste par rapport à  $V_s$ , non pas par rapport à  $r$  et c'est ce qu'on va démontrer par les résultats de simulation.

### V.2.2- Résultats de simulation:

Le convertisseur pont complet est construit avec les valeurs des composantes suivantes:

$L = 500 \mu\text{H}$  ,  $C = 680 \text{ nF}$  (dans le secondaire du transformateur),

$V_s = 24 \text{ V}$  .

Le système étant d'ordre 2, on a donc qu'un seul pôle à imposer vu qu'un des deux pôles doit être placé à l'origine.

-Pour une consigne échelon de 6V et pour une charge  $r=1000(\Omega)$ , on place une fois le pôle à  $-45000(\text{s}^{-1})$  (fig-1-), et une autre fois à  $-50000(\text{s}^{-1})$  (fig-2-) et on voit que la réponse suit parfaitement la consigne, la commande équivalente tout en restant entre +1 et -1 indique que le système est en mode de glissement.

-On soumet le système à une consigne sinusoidale:

$w(t)=10\sin(100\pi t)$  en imposant un pôle à  $-45000(\text{s}^{-1})$  et une charge  $r=1000(\Omega)$  (fig-4-), la sortie  $V_o$  suit la consigne en mode de glissement ( $-1 < u_{eq} < 1$ )

-Pour mettre en évidence la robustesse par rapport à  $V_s$  et la sensibilité par rapport à  $r$ , on va faire varier à tour de rôle

$V_s$  et  $r$  et voir leurs influences sur  $V_o$ . Le système étant soumis à une consigne sinusoidale  $w(t)=10\sin(100\pi t)$ .

.On fait subir à la charge une brusque variation à un instant donné, et on remarque que la sortie  $V_o$  varie considérablement en fonction de cette variation de charge.

La variation est plus importante quand on passe d'une charge faible à une charge importante (fig-5,6-), que vis et versa

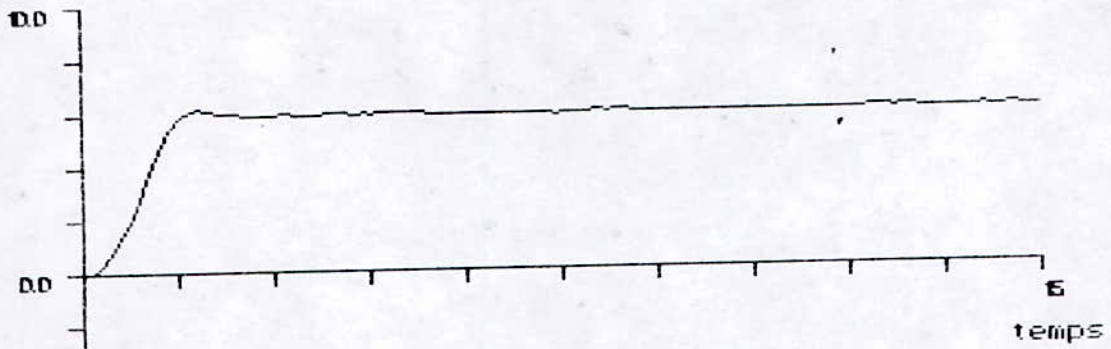
(fig-7,8,9,10,11-) et ceci est logique car on passe du système en charge au système presque à vide.

Donc  $V_o$  n'est pas robuste par rapport à  $r$ .

.On fait subir maintenant une variation sur  $V_s$  tantôt sinusoidale ( $V_s+10\sin(20\pi t)$ ,  $V_s+10\sin(2000\pi t)$ ) (fig-12,13-), tantôt brusque (fig-14-), et on remarque qu'il n'ya pratiquement aucun changement sur la sortie  $V_o$ , d'où la robustesse de  $V_o$  par rapport à  $V_s$ .

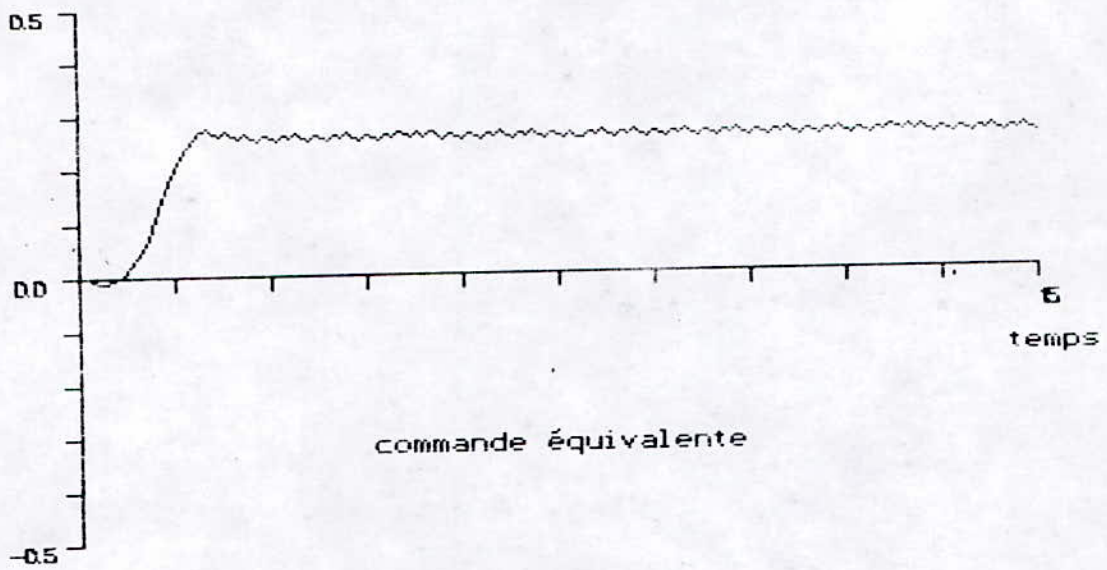


$U_0(\text{Volts})$



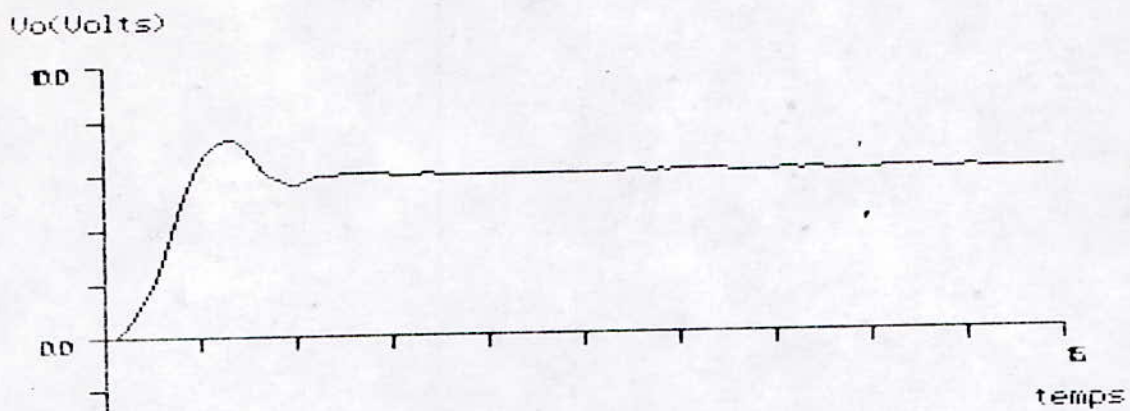
Réponse à une consigne échelon  $u=6V$   
la charge  $r=1000(\Omega)$ , le pôle  $p=-45000(s^{-1})$

$u_{eq}(x, t)$



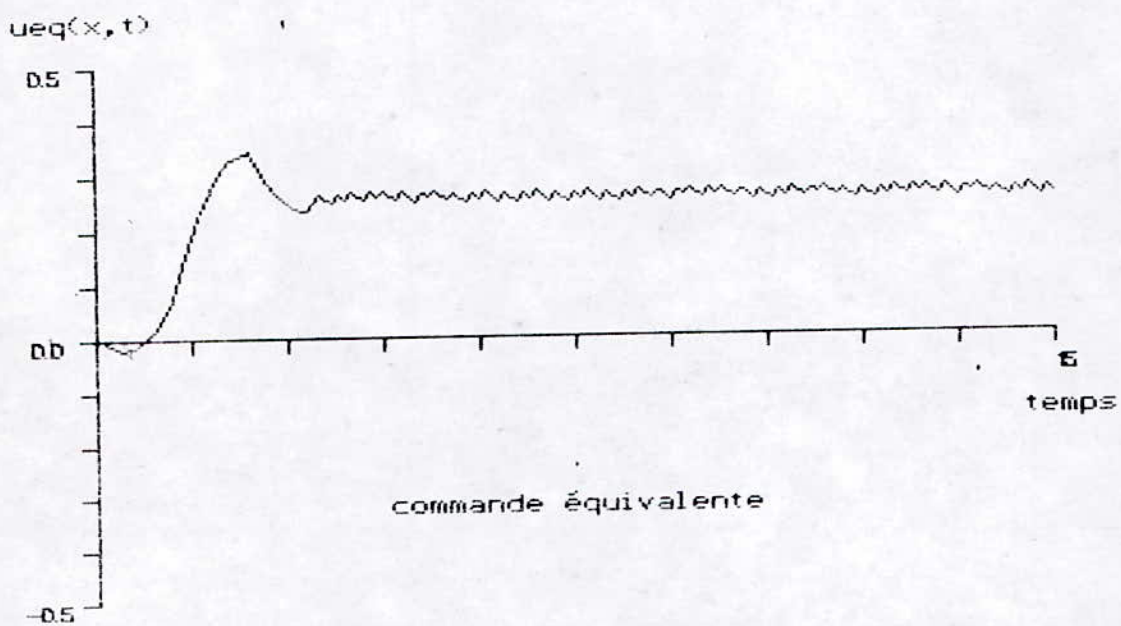
commande équivalente

fig- 1 -



37

Réponse à une consigne échelon  $u=6V$   
 la charge  $r=1000(\Omega)$ , le pôle  $p=-50000(s^{-1})$



commande équivalente

fig- 2 -

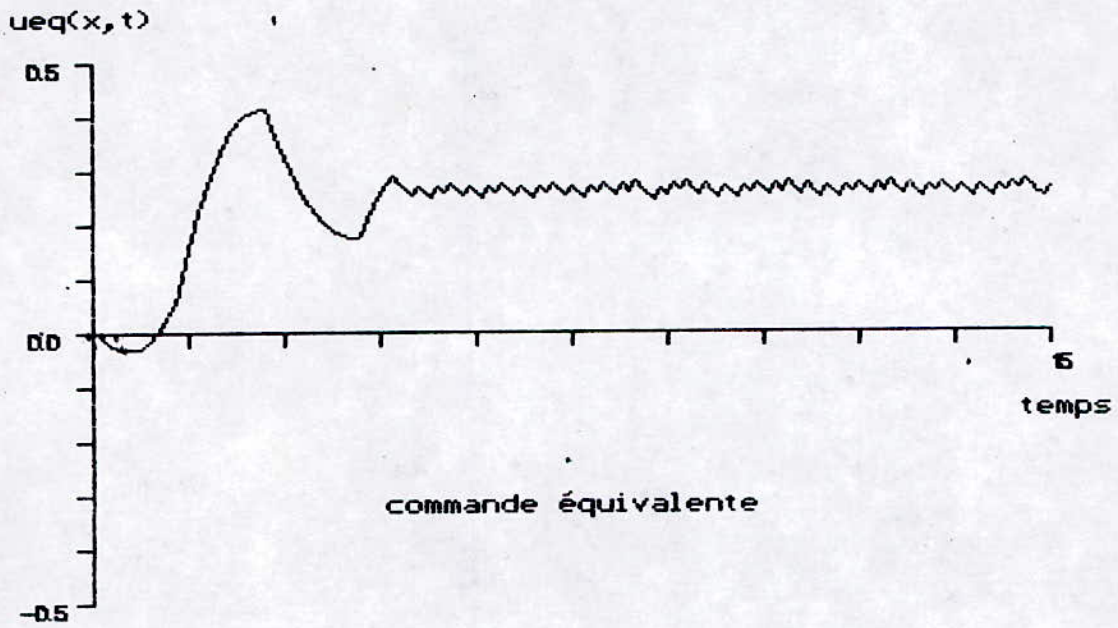
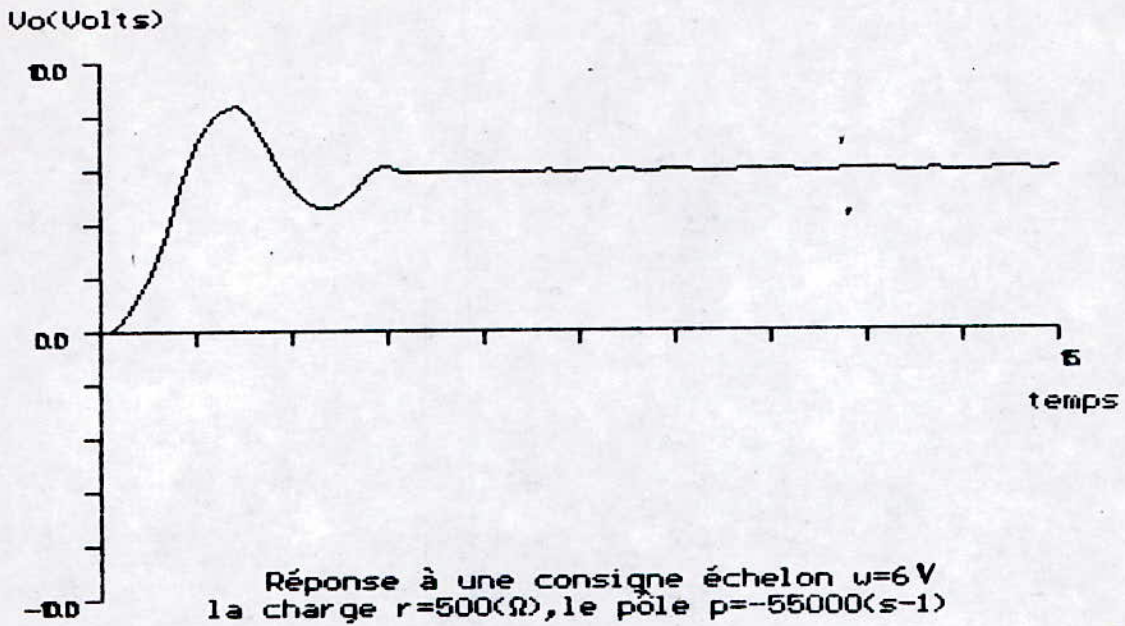
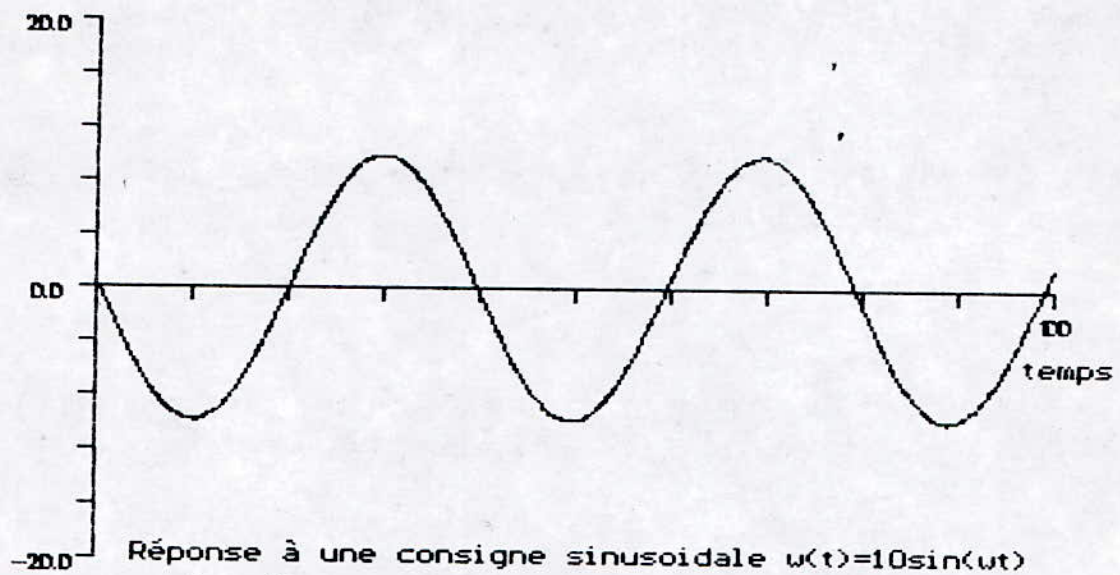


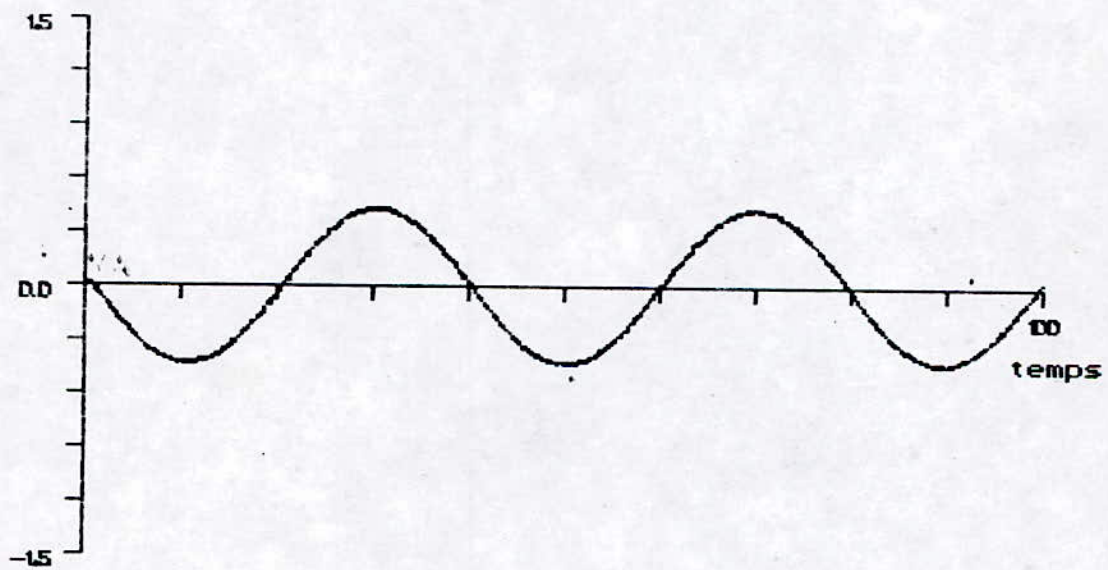
fig- 3 -

$U_0(\text{Volts})$



Réponse à une consigne sinusoidale  $u(t)=10\sin(\omega t)$   
le pôle  $p=-45000(s^{-1})$ , la charge  $r=1000(\Omega)$

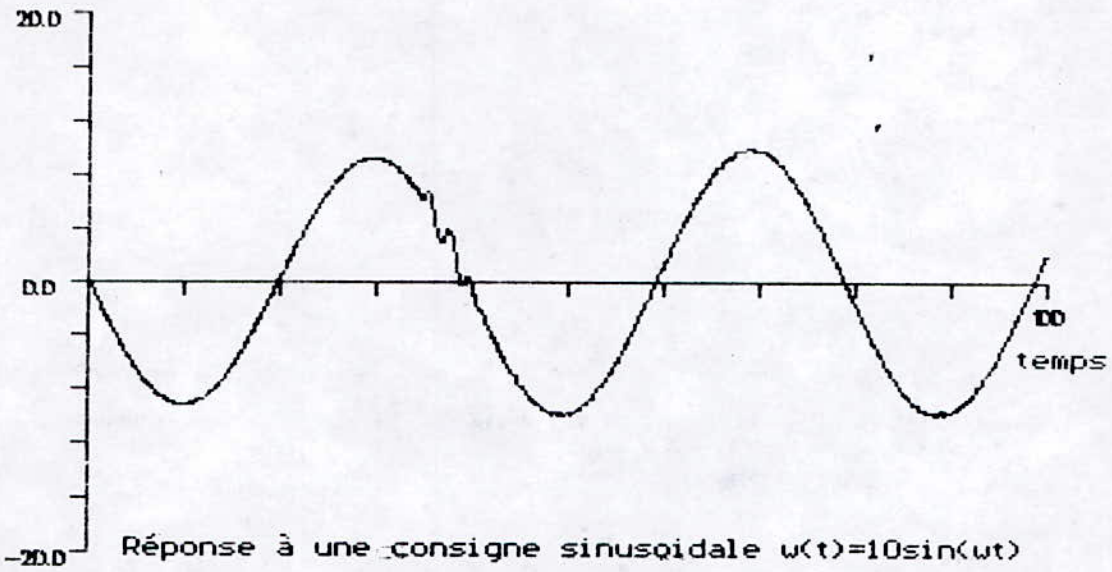
$u_{eq}(x, t)$



commande équivalente

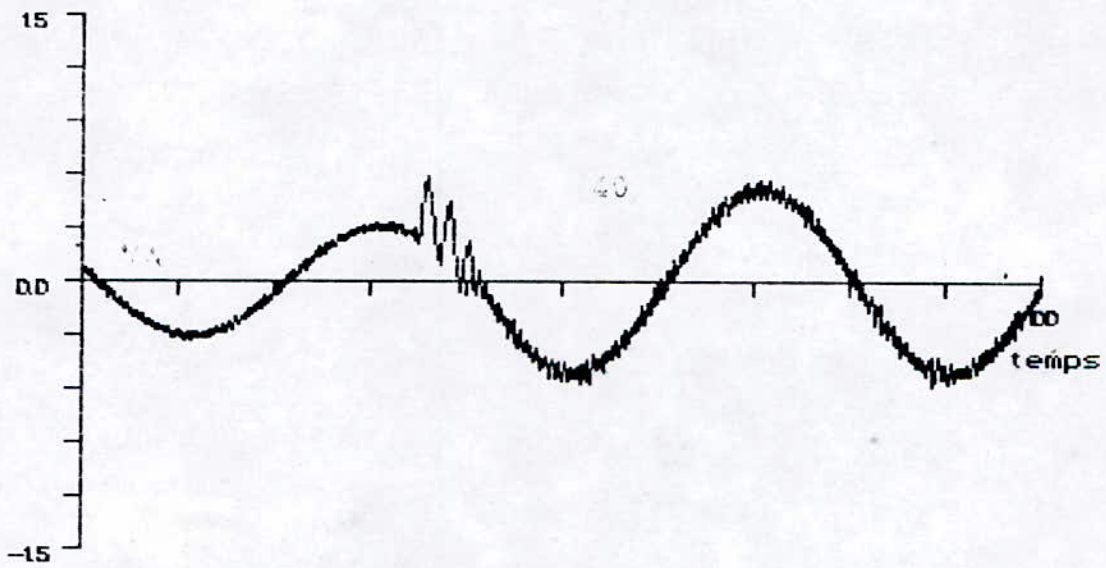
fig- 4 -

$U_0(\text{Volts})$



Réponse à une consigne sinusoidale  $u(t)=10\sin(\omega t)$   
avec brusque variation de la charge de 35 à  $1000(\Omega)$  à  $t=35$   
le pôle  $p=-64000(s^{-1})$

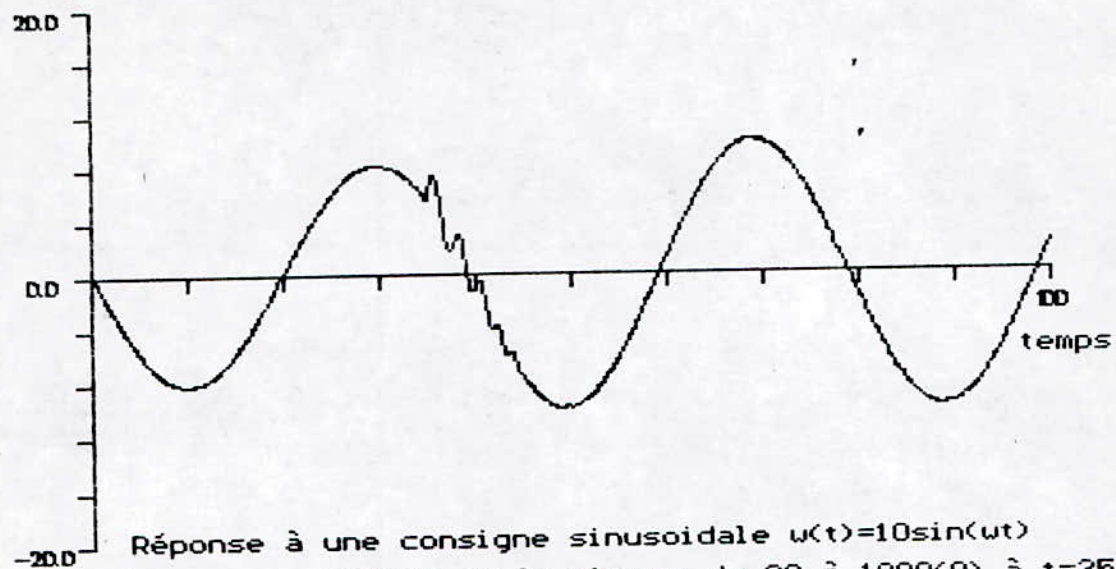
$u_{eq}(x, t)$



commande équivalente

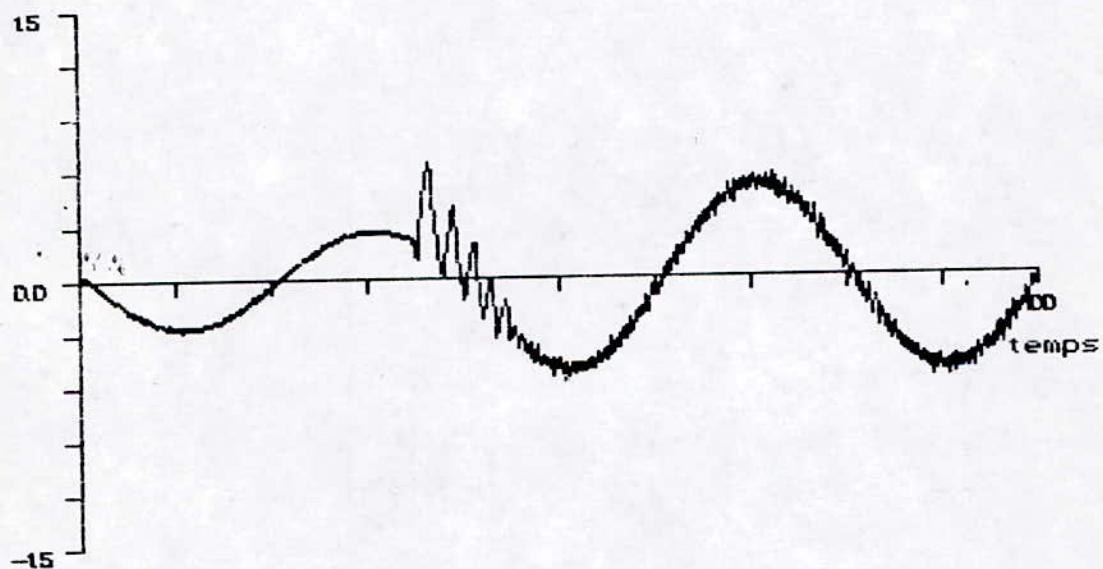
fig- 5 -

$U_0(\text{Volts})$



Réponse à une consigne sinusoïdale  $u(t)=10\sin(\omega t)$   
avec brusque variation de la charge de 20 à 1000( $\Omega$ ) à  $t=35$   
le pôle  $p=-64000(s^{-1})$

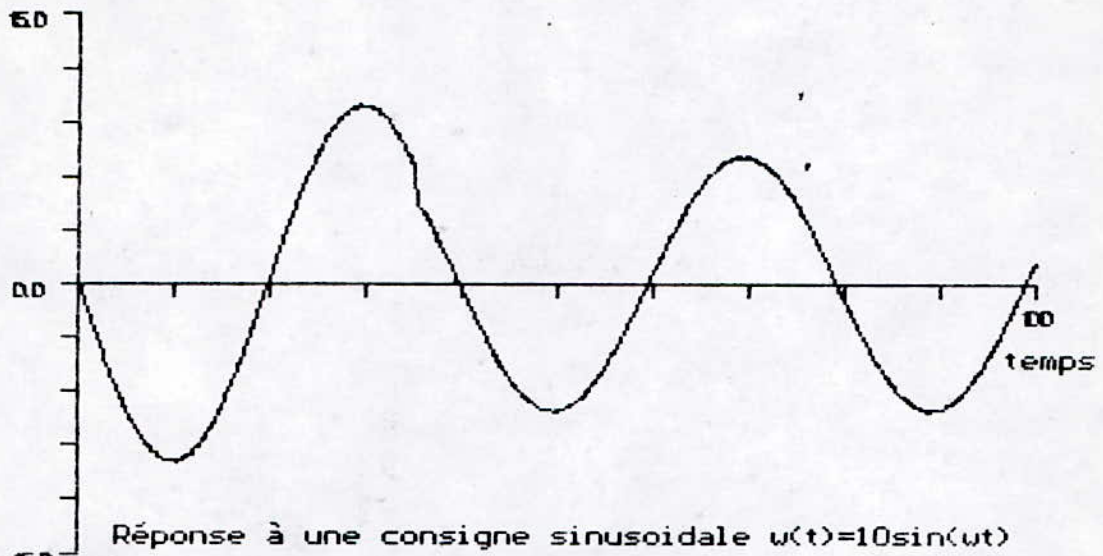
$u_{eq}(x, t)$



commande équivalente

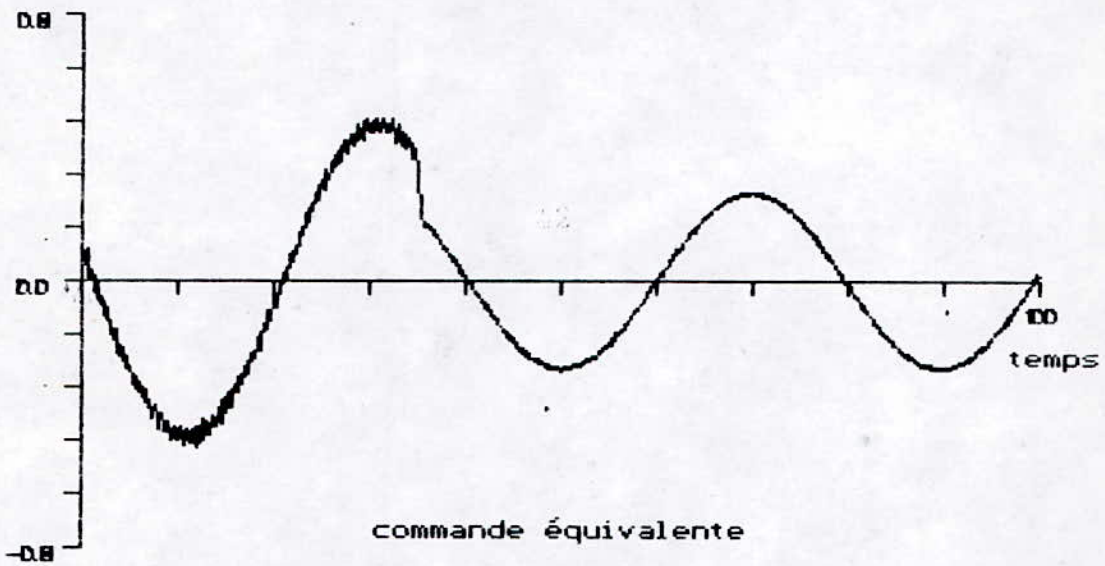
fig- 6 -

$U_0(\text{Volts})$



Réponse à une consigne sinusoïdale  $u(t)=10\sin(\omega t)$   
avec brusque variation de la charge de  $1000$  à  $10(\Omega)$  à  $t=35$   
le pôle  $p=-60000(s^{-1})$

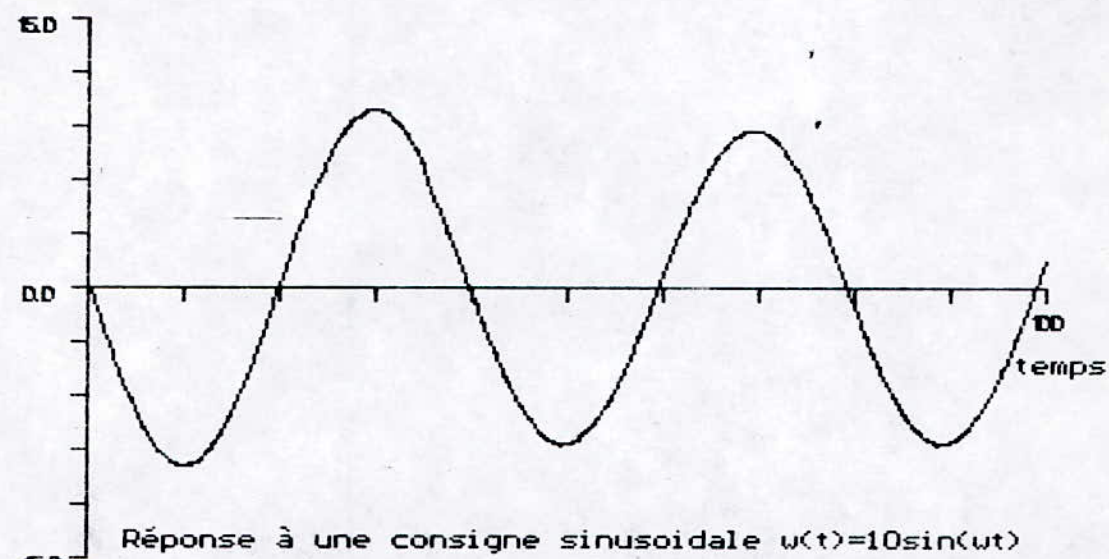
$u_{eq}(x, t)$



commande équivalente

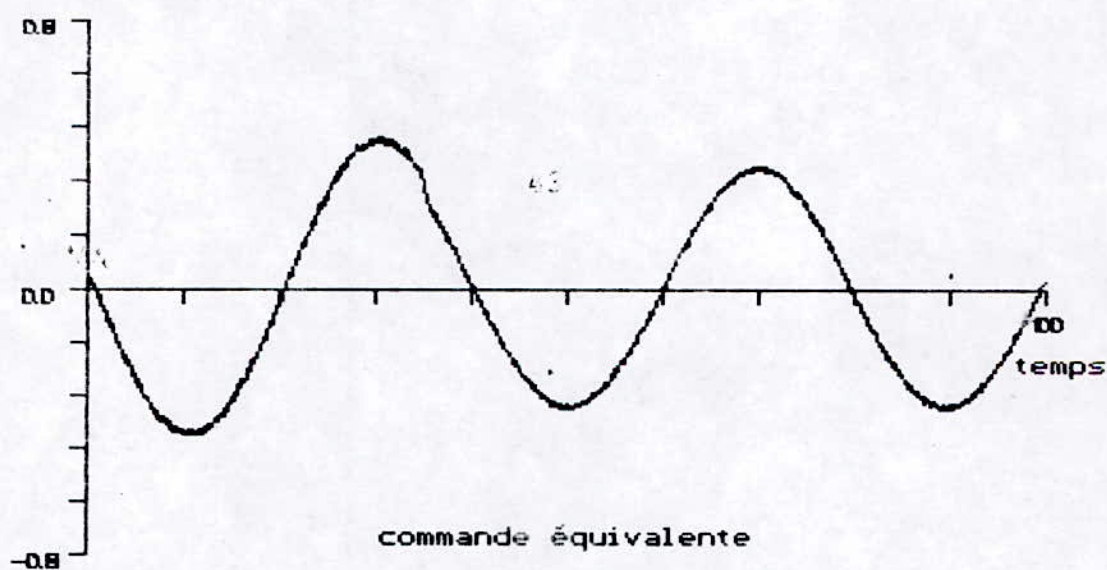
fig- 7 -

$U_0(\text{Volts})$



Réponse à une consigne sinusoidale  $u(t)=10\sin(\omega t)$   
avec brusque variation de la charge de  $1000$  à  $50(\Omega)$  à  $t=35$   
le pôle  $p=-50000(s^{-1})$

$u_{eq}(x, t)$

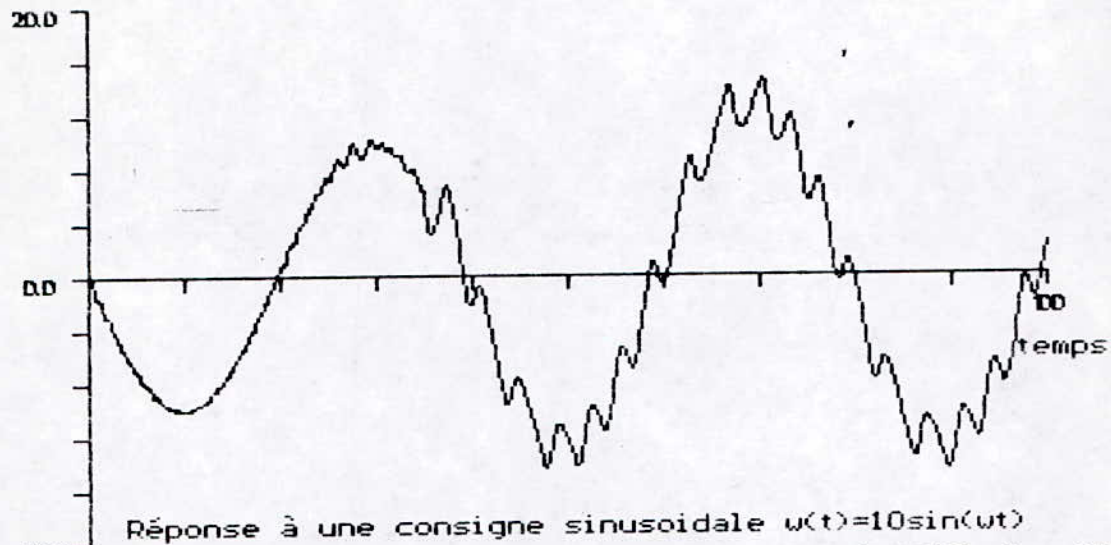


commande équivalente

fig- 8 -

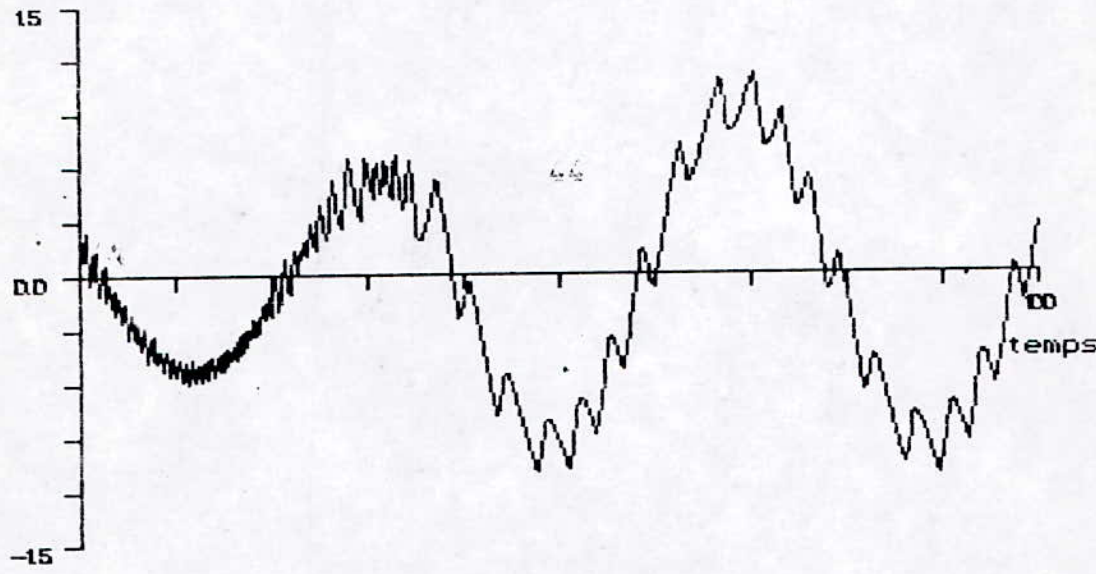


$U_o(\text{Volts})$



Réponse à une consigne sinusoidale  $u(t)=10\sin(\omega t)$   
avec brusque variation de la charge de  $1000$  à  $10(\Omega)$  à  $t=35$   
le pôle  $p=-65000(s^{-1})$

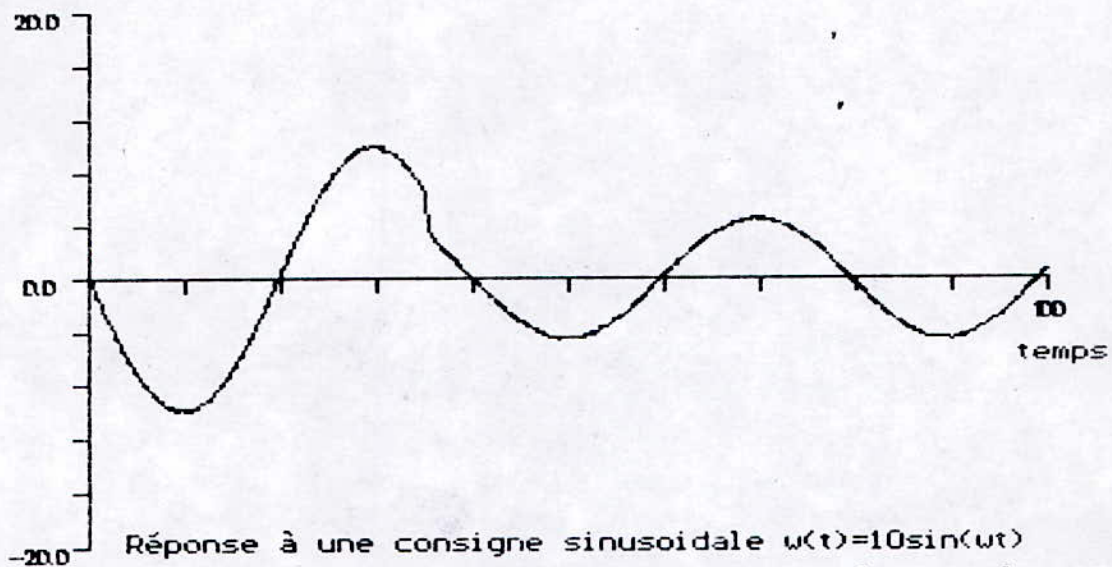
$u_{eq}(x, t)$



commande équivalente

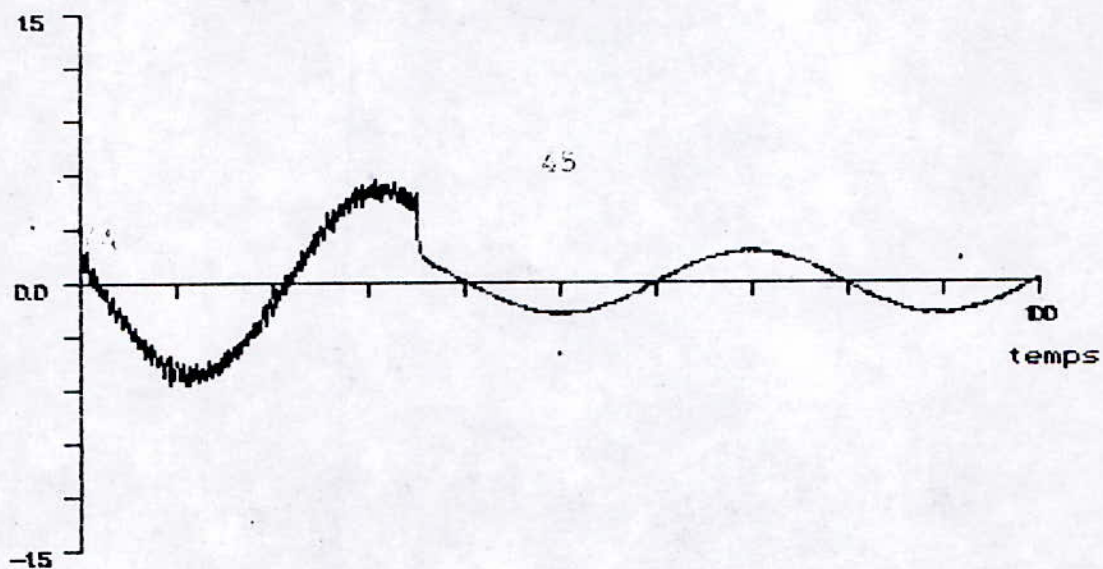
fig- 9 -

$U_0(\text{Volts})$



Réponse à une consigne sinusoidale  $w(t)=10\sin(\omega t)$   
avec brusque variation de la charge de  $1000$  à  $15(\Omega)$  à  $t=35$   
le pôle  $p=-64000(s^{-1})$

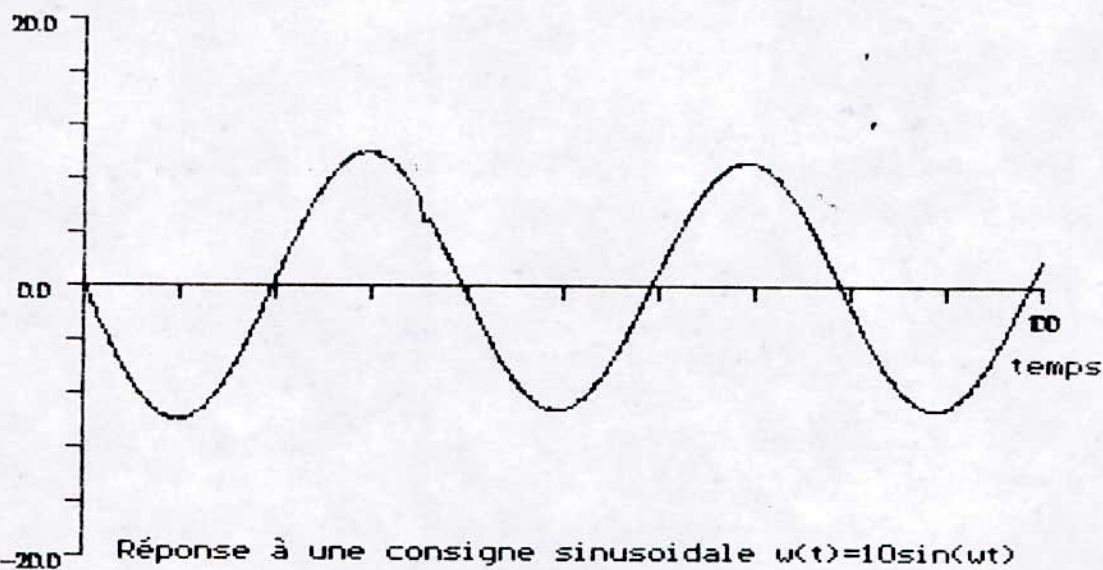
$u_{eq}(x, t)$



commande équivalente

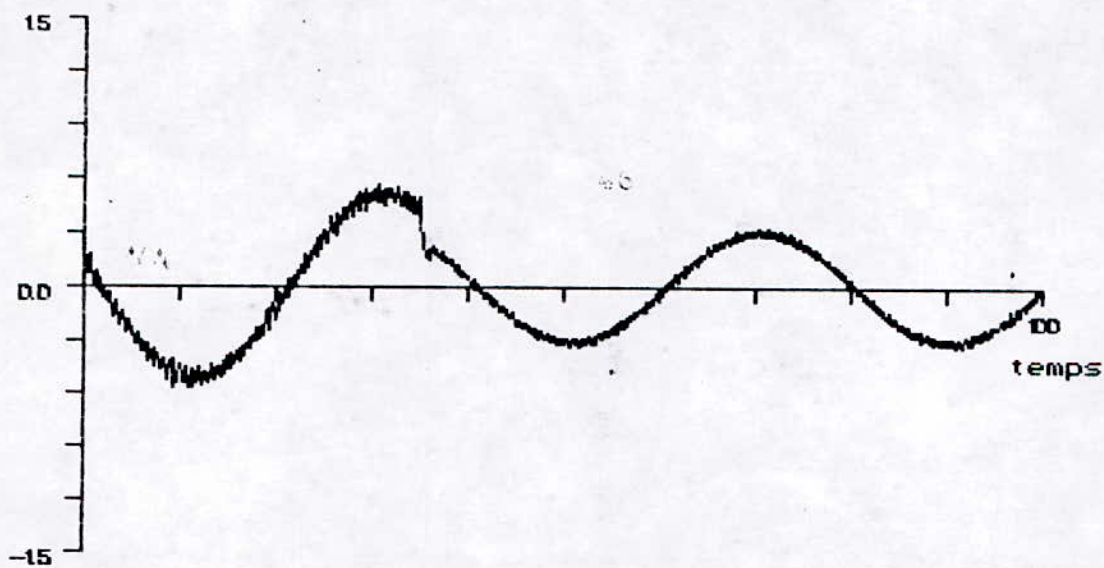
fig- 10 -

$U_0(\text{Volts})$



Réponse à une consigne sinusoidale  $u(t)=10\sin(\omega t)$   
avec brusque variation de la charge de  $1000$  à  $35(\Omega)$  à  $t=35$   
le pôle  $p=-64000(s^{-1})$

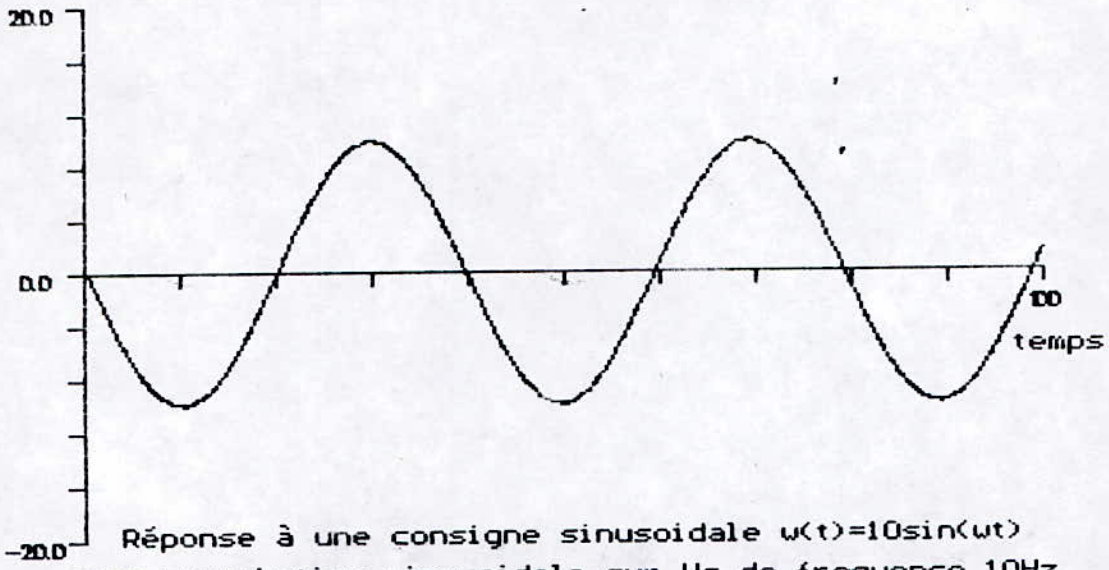
$u_{eq}(x, t)$



commande équivalente

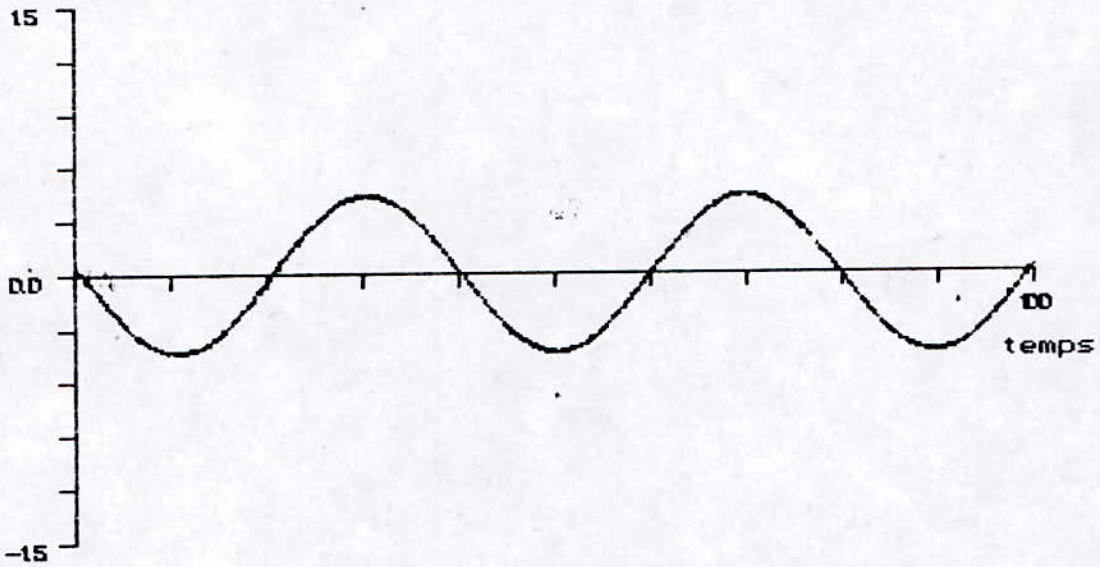
fig- 11 -

$U_0(\text{Volts})$



Réponse à une consigne sinusoidale  $u(t)=10\sin(\omega t)$   
avec perturbation sinusoidale sur  $U_s$  de frequence 10Hz  
le pôle  $p=-45000(s-1)$ , la charge  $r=1000(\Omega)$

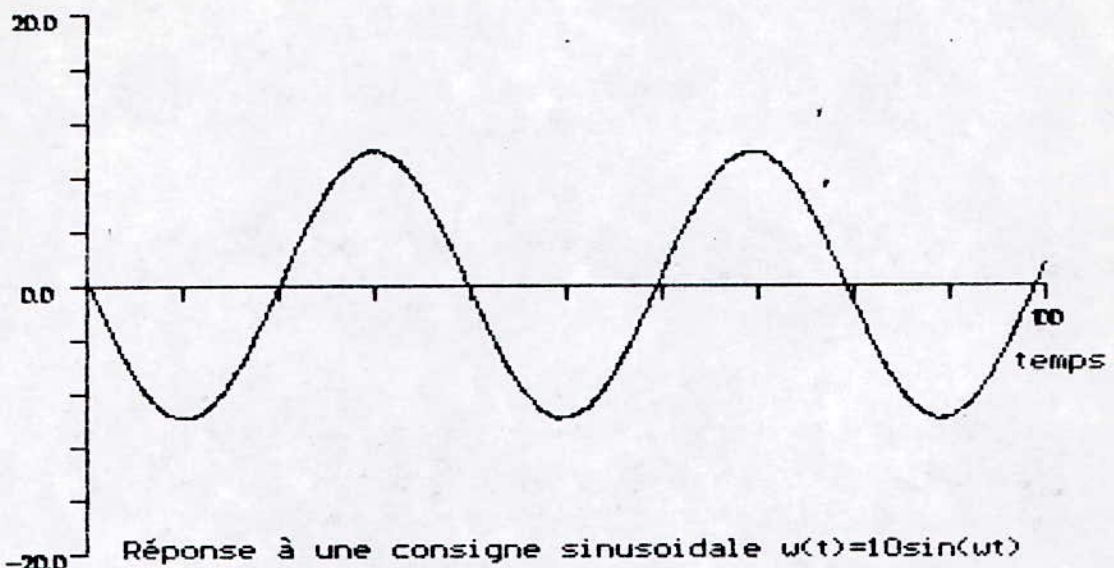
$u_{eq}(x, t)$



commande équivalente

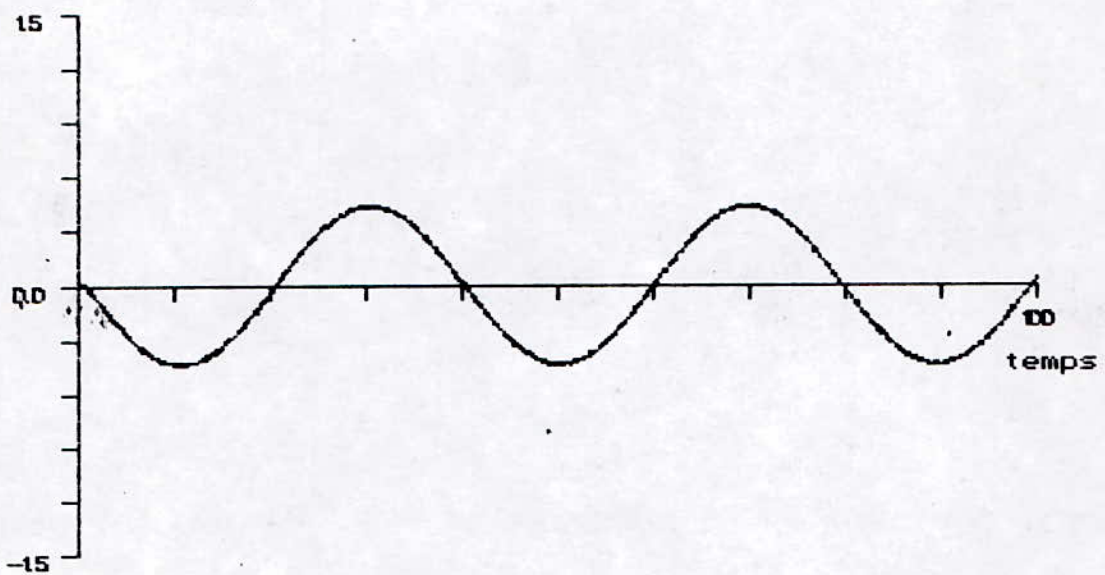
fig- 12 -

$U_0(\text{Volts})$



Réponse à une consigne sinusoidale  $w(t)=10\sin(\omega t)$   
avec perturbation sinusoidale sur  $U_s$  de fréquence 1000Hz  
le pôle  $p=-45000(s-1)$ , la charge  $r=1000(\Omega)$

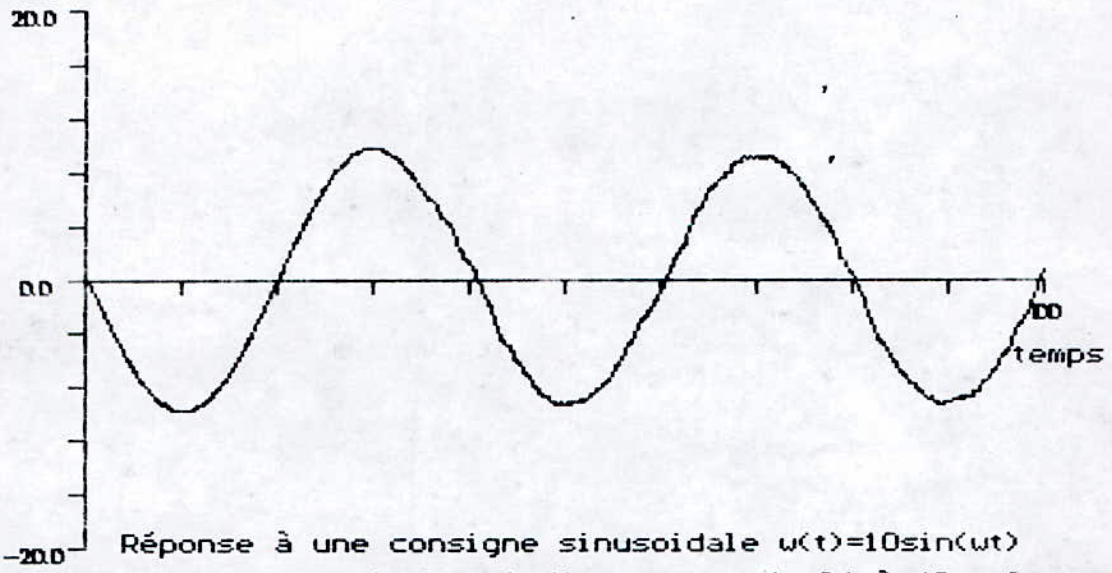
$u_{eq}(x, t)$



commande équivalente

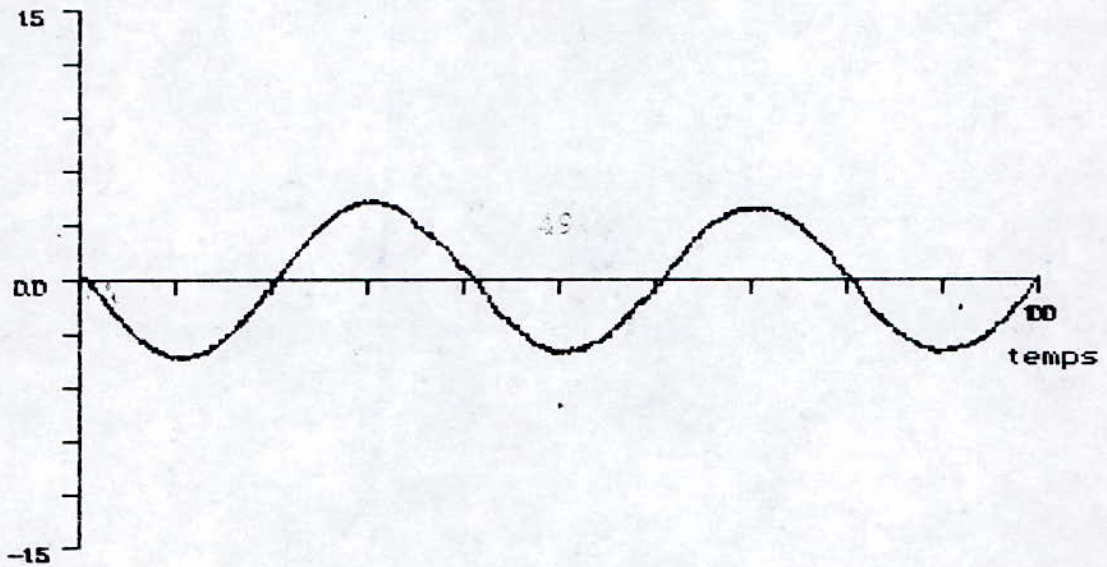
fig- 15 -

$U_0(\text{Volts})$



Réponse à une consigne sinusoidale  $w(t)=10\sin(\omega t)$   
avec brusque variation de  $U_s$  passant de 24 à 40 volts  
le pôle  $p=-45000(s^{-1})$ , la charge  $r=500(\Omega)$

$u_{eq}(x, t)$



commande équivalente

fig- 14 -

---

## Conclusion

## CONCLUSIONS

Le réglage par mode de glissement est un mode de réglage assez récent qui s'adapte fortement aux systèmes à structure variable, nous avons voulu par ce travail, présenter cette théorie et élaborer un logiciel qui permet de calculer les coefficients de la contre-réaction à partir des pôles imposés, ensuite, à partir d'une équation de commutation, trouver la logique de commutation u qui sera prise en compte lors de la résolution des équations d'état.

Le logiciel a été testé sur des exemples du BUHLER[1] et a donné des résultats très satisfaisants.

L'exemple adopter (onduleur) pour le test du logiciel, est un exemple qui a été réalisé pratiquement par M<sup>r</sup> B. FARES lors de sa thèse de magistère. une étude comparative des résultats obtenus donne satisfaction aux résultats donnés par le logiciel. En ce, nous pensons être arriver au but fixé au début.



## PERSPECTIVES

Notre étude a été menée en supposant les états du système mesurables, hors c'est pas toujours le cas, il serait donc intéressant d'introduire un observateur, aussi, on a vu que les systèmes sont sensibles aux variations de certains paramètres, qui peuvent dans des cas être intolérables. Un placement de pôles robuste remédierait ou du moins minimiserai l'influence d'une telle variation.

Toutes ces suggestions peuvent faire le thème d'une étude plus approfondie dans la théorie des modes glissants.

---

*Bibliographie*

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] H. Buhler            Reglage par mode de glissement. ed Presse Polytechnique Romande 1986.
- [2] H. Buhler            Reglage échantillonné. volume 2. Traitement dans l'espace d'état. ed Presse Polytechnique Romande 1983.
- [3] F.Boudjema          Commande par mode de glissement Application aux convertisseurs électrique 1991.
- [4] F.Boudjema          Commande Robuste pour un Onduleur de Tension. Publication du laboratoire d'automatique et d'analyse des systèmes du CNRS.1991.  
J.L.Abatut

## SOMMAIRE

- INTRODUCTION .....	1
- CHAPITRE I : INTRODUCTION AUX SYSTEMES DE REGLAGE A STRUCTURE VARIABLE .....	3
I-1 Généralités .....	3
I-2 Système de réglage à structure variable .....	3
- CHAPITRE II : RELATIONS GENERALES .....	7
II-1 Loi de commutation par contre-réaction d'état ....	7
II-2 Loi de commutation par contre-réaction d'état et avec régulateur intégrateur .....	15
- CHAPITRE III : IMPOSITION DES POLES .....	18
III-1 Invariance du mode de glissement par rapport à une transformation linéaire .....	18
III-2 Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état à l'aide de la forme canonique de réglage ..	20
III-3 Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état sans forme canonique de réglage .....	22
-CHAPITRE IV : SOLUTION DE L'EQUATION D'ETAT EN MODE DE GLISSEMENT .....	26
IV -1 Equation d'état exprimée à l'aide de dérivations par rapport au point de fonctionnement stationnaire .....	26
IV -2 Solution de l'équation d'état .....	26
IV -3 Détermination des grandeurs d'état en régime stationnaire .....	27
IV -4 Détermination du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne (Kw) .....	28

- CHPITRE V : APPLICATION DU REGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT
  - A UN ONDULEUR ..... 30
  - V-1 Description du système ..... 30
  - V-2 Modélisation du système ..... 32
- CONCLUSION
- PERSPECTIVE
- BIBLIOGRAPHIE