

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

Genie Electrique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Commande par mode glissement d'un
convertisseur électrique utilisé en
onduleur et en hacheur associé à
un générateur photovoltaïque.*

Proposé par :

M^r: F. BOUDJEMAA

M^r: M. S. BOUCHERIT

Etudié par :

M^r: M. DERADJI

M^r: A. EL HADI HOR

Dirigé par

M^r: F. BOUDJEMAA

M^r: M. S. BOUCHERIT

PROMOTION

Juillet 1993

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT: GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

SUJET

**COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT D'UN CONVERTISSEUR
ELETRIQUE UTILISE EN ONDULEUR ET EN HACHEUR
ASSOCIE A UN GENERATEUR PHOTOVOLTAIQUE**

Proposé par:
M^r: F. BOUDJEMAA
M^r: M.S.BOUCHERIT

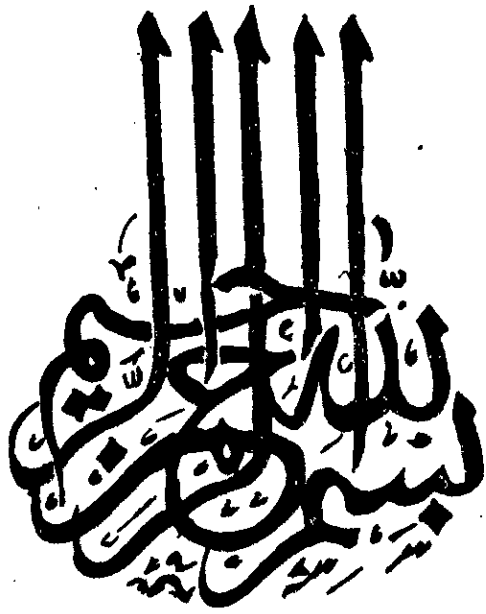
Etudié par:
M^r: M.DERADJI
M^r:A.EL HADI HOR

Dirigé par:
M^r: F.BOUDJEMAA
M^r: M.S.BOUCHERIT

PROMOTION: JUIN 1993

E.N.P. 10, Avenue Hacen Badi El-Harrach ALGER

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique



Remerciements

Nous voudrions exprimer notre gratitude à nos promoteurs **F.Boudjema** et **M.S.Boucherit** pour leurs aides permanentes et leurs encouragements qu'ils nous ont prodigués durant tout notre travail.

Nos sincères remerciements vont également à nos collègues du département Génie électrique, en particulier, l'équipe d'automatique.

Sans oublier monsieur **Omar Stihi**, qui nous a aidé dans le tirage de notre thèse.

Dédicaces

Je dedie ce modeste travail à :

- ☞ Mon très chère père El Hadj pour tous ses sacrifices
- ☞ Ma très chère mère avec toute mon affection
- ☞ A ma grande-mère avec toute ma reconnaissance
- ☞ A la mémoire de mon oncle Ali
- ☞ A toute la famille Hor...

A tout ceux qui m'ont offert tout ce qu'il y a de mieux
dans ce bas monde.

A.EL.Hadi Hor.

Dédicaces

- ☞ A la mémoire de mon père avec toute ma reconnaissance
- ☞ A ma très chère mère avec toute mon affection
- ☞ A mes frères et soeurs
- ☞ A toute ma famille
- ☞ A tous mes amis ...

L'aboutissement de ce travail leurs est dû.

M. Deradji.

Sommaire

Chapitre I : Théorie des systèmes à structure variable et des modes glissants associés

I.1. Introduction	4
I.2. Configuration de base des systèmes à structure variable	5
I.3. Solution des S.S.V	7
I.3.1. Méthode de Fillipov	7
I.3.2. Méthode de Utkin	9
I.4. Commande par mode de glissement	13
I.4.1. Conditions d'existence des modes glissants.....	14
I.4.1.1. Conditions sur la surface de glissement.....	14
I.4.1.2. Conditions sur la commande équivalente.....	15
I.4.2. Régime glissant idéal.....	15
I.5. Conclusion.....	16

Chapitre II : Présentation et modélisation du système

II.1. Introduction	17
II.2. Description et modélisation du générateur photovoltaïque.....	18
II.2.1. Principe de conversion photovoltaïque.....	18
II.2.2. Caractéristique de la cellule photovoltaïque	18
II.2.3. association de cellules photovoltaïques.....	20
II.3. Description et modélisation du convertisseur électrique utilisé	22
II.3.1. Principe de fonctionnement	23
II.3.2. Modélisation dynamique	24
II.4. Association générateur photovoltaïque-convertisseur électrique	25
II.4.1. Association directe	25

II.4.2. Association indirecte	26
II.5. Conclusion	28

Chapitre III : Synthèse des modes glissants pour le modèle linéaire

III.1. Introduction	29
III.2. Commande par mode de glissement	30
III.2.1. Commande sans l'intervention de l'action intégrale	30
III.2.1.1. Surface de glissement	30
III.2.1.2. Commande équivalente	31
III.2.1.3. Equation d'état en mode de glissement	32
III.2.1.4. Synthèse des coefficients de la surface de glissement	33
III.2.2. Commande avec l'intervention de l'action intégrale	33
III.2.2.1. Surface de glissement	34
III.2.2.2. Commande équivalente	35
III.2.2.3. Equation d'état en mode de glissement	36
III.2.2.4. Synthèse des coefficients de la surface de glissement	36
III.2.3. Placement de pôles Robuste	37
III.2.3.1. Choix d'un domaine des pôles	38
III.2.3.2. Image du domaine des pôles dans le plan paramétrique K	40
1 - Image des pôles complexes conjugués dans le plan K	40
2 - Image d'un pôle réel constant	41
III.2.3.3. Application du dimensionnement robuste	43
III.2.3.4. Dimensionnement robuste des paramètres de la surface	43
III.3. Fonctionnement en limitation de courant	43
III.3.1. Sans régulateur intégrateur	44
III.3.1.1. Loi de commutation	44
III.3.1.2. Comportement dynamique	46
III.3.2. avec régulateur intégrateur	47
III.4. Simulation et résultats	49

III.5. Conclusion	53
Chapitre IV : Synthèse des modes glissants pour le	
modèle non - linéaire	
- Introduction	62
IV.1. Notions de base des systèmes non - linéaires	63
IV.1.1. Définitions	63
IV.1.2. notion de degré relatif	63
IV.1.3. Transformation de coordonnées	64
IV.2. Linéarisation totale par retour d'état	66
IV.3. Linéarisation partielle par retour d'état	70
IV.4. Application de la commande non - linéaire pour le système	73
IV.4.1. Le degré relatif	74
IV.4.2. Application de la linéarisation totale par retour d'état	74
IV.4.3. Application de la linéarisation partielle par retour d'état	76
IV.4.3.1. Synthèse des modes glissants	79
a- Fonctionnement sans régulateur intégrateur	79
b- Fonctionnement avec régulateur intégrateur	81
IV.5. Simulation et résultats	83
IV.6. Conclusion	88
- Conclusion générale	90
- Annexe : Notions élémentaires de géométrie différentielle	94
- Bibliographie .	

Introduction Générale

Le travail que nous présentons dans ce mémoire est une contribution d'une part à, l'élargissement du champs d'application de la technique des modes glissants; et d'autre part à la commande des convertisseurs électriques associés aux générateurs photovoltaïques afin d'assurer la conversion de l'énergie solaire en énergie électrique qui constitue une source d'énergie autonome, ceci a beaucoup d'applications pratiques dont on peut citer par exemple:

- Alimentation des habitations et cites isolés.
- Applications. aerospaciales: alimentation des récepteurs...

L'électronique de puissance met à notre 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 est donc judicieux d'appliquer des méthodes de réglage non-linéaires et discontinues qui s'adaptent mieux au comportement particulier de ces organes, il s'agit de systèmes de réglage à structure variable fonctionnant en mode de glissement qui permettent d'obtenir des lois de commande performantes et robustes.

dans le chapitre (I), nous introduirons la technique de commande par mode de

glissement se basant sur la théorie des systèmes à structures variables.

La détermination de la commande adéquate, nécessite un choix approprié du modèle mathématique, décrivant les performances dynamiques du système en question. Ce choix fera l'objet du chapitre (II). Dans ce chapitre deux modèles seront proposés, l'un décrivant l'**association directe** convertisseur électrique-générateur photovoltaïque, qui est linéaire. L'autre décrivant l'**association indirecte** convertisseur électrique-générateur, ce modèle étant non-linéaire.

dans le chapitre (III) l'étude se rapporte au premier modèle, plusieurs surfaces de commutation seront testées afin de trouver les meilleures conditions de mise en régime de glissement. En réalité, la loi de commande par mode de glissement n'est robuste que par rapport à certains paramètres. Un placement de pôles robuste sera effectué pour une surface de glissement constituée par un retour d'état, afin de minimiser l'effet de certains paramètres variables sur la dynamique du système en mode de glissement (système en boucle fermée).

Les considérations pratiques sont prises en compte grâce à l'introduction des limitations incorporées dans les régulateurs dimensionnés de façon à ce que la puissance transmise vérifie le compromis **sécurité-régulation robuste**.

Le second modèle de type **non-linéaire** fera l'objet d'étude du chapitre (IV). A travers ce chapitre, nous montrons les avantages qu'apporte l'utilisation de la technique de commande non-linéaire associée au mode de glissement. A ce stade une

notion de base qui est le **degré relatif** fait de l'application de la commande linéarisante par retour d'état un travail de grandes perspectives pratique.

Sachant que la linéarisation totale et la linéarisation partielle par retour d'état sont toutes les deux testées.

La dynamique des zéros mise en évidence dans le cas de la linéarisation partielle montre comment le choix de nouvelles variables permet d'atteindre des résultats très satisfaisants du point de vue application pratique du fait qu'il présente une robustesse presque totale par rapport aux variations des grandeurs caractéristiques du système à régler.

Chapitre I

THEORIE DES SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE ET LES MODES GLISSANTS ASSOCIES

I.1.INTRODUCTION:

La théorie des systèmes à structure variable (SSV) et les modes glissants associés (en anglais : SLIDING MODES) est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation, tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelée encore surface de glissement.

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre d'où le phénomène de glissement

Dans ce chapitre, nous rappellerons les relations de base des modes glissants vue sous l'angle géométrie différentielle.

L'utilisation de l'outil géométrie différentielle et les notions de champs de vecteurs et de l'algèbre de LIE simplifie l'analyse et la synthèse de la commande des systèmes nonlineaires.

Dans la section (I.2), on présentera deux configuration de base des systèmes à structure variable, dont l'une sera retenu pour les études suivantes.

A la section (I.3), on présentera la solution des systèmes dynamiques à second membre discontinu ,deux méthodes seront exposé : methode de FILLIPOV [1], ainsi que celle de UTKIN [9].

La section (I.4) est consacrée à la commande par mode de glissement, les conditions d'existence de ce dernier et ses propriétés fondamentales.

I.2. CONFIGURATION DE BASE DES SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE:

Dans les systèmes de réglage à structure variable,on peut distinguer deux configurations de base différentes [6] [1]:

I.2.1.PREMIERE CONFIGURATION:

C'est une configuration permettant un changement de structure par simple commutation entre deux retours d'état différents (voir fig.(1.1)).

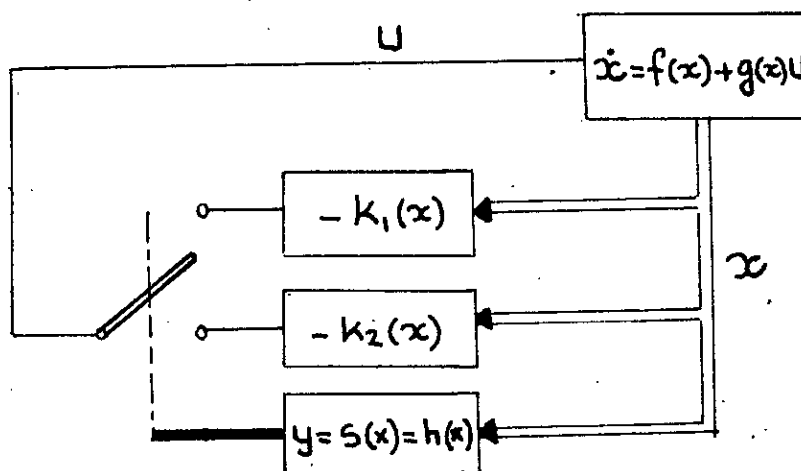


fig.(1.1):configuration par changement de retour d'état

$$\begin{aligned} U &= -K_1(X) & \text{si } s(X) > 0 \\ U &= -K_2(X) & \text{si } s(X) < 0 \end{aligned} \quad (1.1)$$

En mode de glissement, le système évolue sur la surface de glissement, par conséquent $s(x) = 0$.

1.1.2. DEUXIEME CONFIGURATION:

Cette deuxième configuration permet la variation de la structure par simple commutation d'interrupteurs (voir fig.(1.2)).

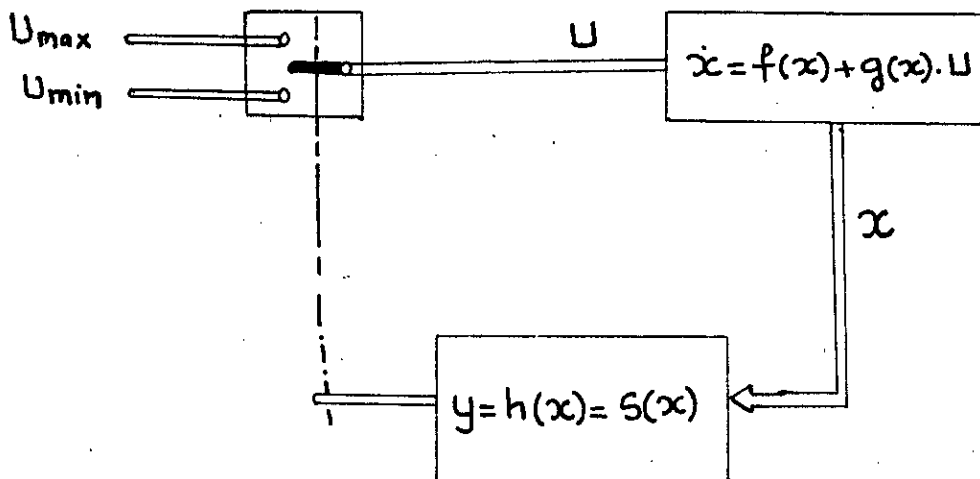


fig.(1.2): configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteurs.

L'organe de commande doit être conçu de sorte que la grandeur de commande U ne prenne que les deux valeurs constantes U_{max} et U_{min} imposées par la loi de commutation [1]:

$$U = U_{max} \quad \text{si } s(x) > 0$$

$$U = U_{min} \quad \text{si } s(x) < 0$$

Lorsque le régime glissant est atteint, les variables d'état sont reliées par la relation $s(x) = 0$.

Dans notre application on choisira la deuxième configuration, car c'est le cas des convertisseurs électriques qui sont bâtis autour d'interrupteurs qui ne fonctionnent qu'en mode discontinu.

1.3. SOLUTION DES SYSTEMES DYNAMIQUES A STRUCTURE VARIABLE:

Cela revient à résoudre des équations différentielle à second membre discontinu. Pour cela deux méthodes sont proposées [1]:

1.3.1. METHODE DE FILLIPOV:

Cette méthode, est l'une des premières méthodes qui a montré l'existence et l'unicité de la solution des systèmes dynamiques à second membre discontinu en régime glissant.

FILLIPOV a défini un champ de vecteurs moyen décrivant la trajectoire d'état en

mode de glissement idéal. Ce champ de vecteurs est tangentiel à la surface de glissement où le mode glissant existe.

On considère le système suivant:

$$\dot{x}(t) = f(t, x, u) \quad (1.3)$$

Avec:

$$\begin{array}{ll} U = U^+(t, x) & \text{si } s(x) > 0 \\ U = U^-(t, x) & \text{si } s(x) < 0 \end{array} \quad (1.4)$$

il a été montré que la trajectoire d'état du système avec la loi de commande en régime glissant, est donnée par la relation suivante :

$$\dot{x}(t) = \alpha f^+ + (1 - \alpha) f^- = f^0 \quad 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (1.5)$$

Où:

$$\begin{array}{l} f^+ = f(t, x, u^+) \\ f^- = f(t, x, u^-) \end{array} \quad (1.6)$$

Et, le champ de vecteurs résultant de la trajectoire d'état au régime glissant.

La représentation géométrique de f^0 est donnée par la figure(1.3).

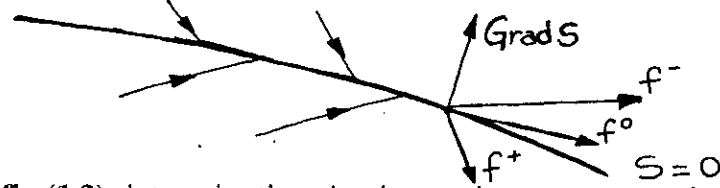


fig.(1.3):determination du champ de vecteurs resultant f^0 .

$$\langle ds, f^0 \rangle = 0 \quad (1.7)$$

La notion $\langle ., . \rangle$ designe le produit scalaire .

et, $ds = \text{grad}(s)$

On aura:

$$\alpha = \frac{\langle ds, f^- \rangle + \frac{\partial S}{\partial t}}{\langle ds, (f^- - f^+) \rangle} \quad (1.8)$$

La solution de la trajectoire d'état en mode de glissement sera donc :

$$\dot{x}(t) = \frac{\langle ds, f^- \rangle + \frac{\partial S}{\partial t}}{\langle ds, (f^- - f^+) \rangle} f^+ - \frac{\langle ds, f^+ \rangle + \frac{\partial S}{\partial t}}{\langle ds, (f^- - f^+) \rangle} f^- = f^0 \quad (1.9)$$

1.3.2.METHODE DE UTKIN:

ÚTKIN, de sa part, a présenté encore une autre méthode qui se base sur la grandeur de la commande equivalente [9].

Pour un système décrit par l'équation d'état suivante :

$$\frac{dx}{dt} = f(x,t) + g(x,t)u \quad (1.10)$$

$$U = U+ \quad \text{si } s(x) > 0 \quad (1.11)$$

$$U = U- \quad \text{si } s(x) < 0$$

Lorsque le système à structure variable (1.10) fonctionne en mode de glissement, on trouve: $s(x,t) = 0$

Par conséquent la dérivée par rapport au temps doit être aussi nulle, c'est-à-dire :

$$\dot{s}(x,t) = \frac{ds(x,t)}{dt} \quad (1.12)$$

$$\frac{ds(x,t)}{dt} = \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T \frac{dx}{dt} + \frac{\partial s}{\partial t} = \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T [f(x,t) + g(x,t)U_{eq}] + \frac{\partial s}{\partial t} = 0$$

Avec la condition:

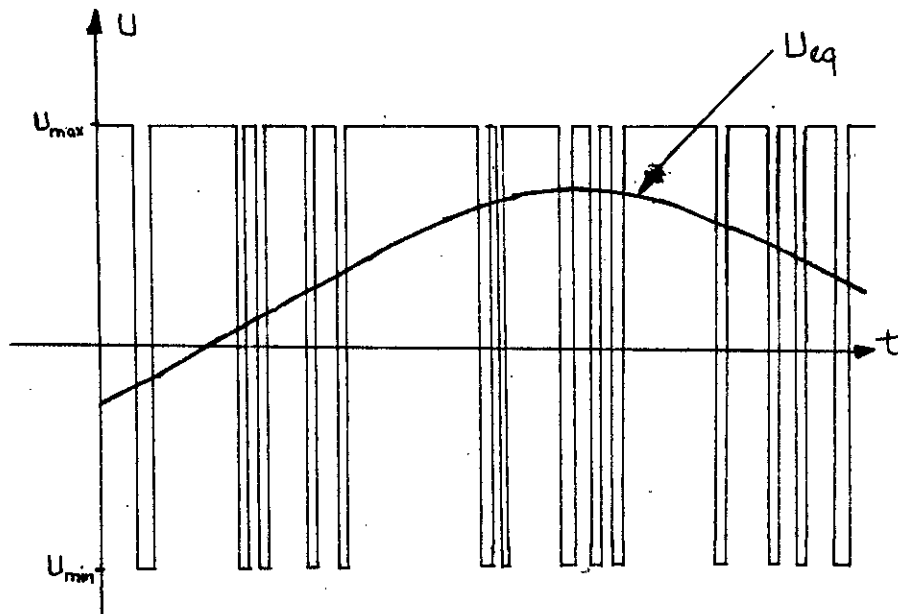
$$\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T g(x,t) \neq 0 \quad (1.13)$$

Dite, la condition de transversalité.

U_{eq} est la commande équivalente, elle sera déterminée à partir de l'équation (1.12), on trouve donc:

$$U_{eq} = -\left[\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T g(x,t)\right]^{-1} \left[\left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T f(x,t) + \frac{\partial s}{\partial t}\right] \quad (1.14)$$

On peut interpréter la commande équivalente comme la valeur moyenne que prend la commande discontinue lors de la commutation entre U_{max} et U_{min} .



fig(1.4):Commande réelle et commande équivalente

En remplaçant l'expression de U_{eq} dans l'équation (1.11), on obtient la trajectoire d'état en mode de glissement:

$$\frac{dx}{dt} = f(x,t) + g(x,t)U_{eq}$$

Ce qui donne:

$$\frac{dx}{dt} = [1 - g(x,t) \cdot (L_g s)^{-1} \cdot \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T] f(x,t) - g(x,t) \cdot (L_g s)^{-1} \cdot \left(\frac{\partial s}{\partial t}\right) \quad (1.15)$$

Où: $L_g s$ est la dérivée de LIE de la quantité $s(x,t)$ suivant le champ de vecteur $g(x,t)$ donnée par:

$$L_g s = \left(\frac{\partial s}{\partial x}\right)^T \cdot g(x,t) \quad (1.16)$$

REMARQUE:

Pour les systèmes linéaires donnés par l'équation d'état:

$$\dot{X} = AX + BU \quad (1.17)$$

Avec: $f(x,t) = A \cdot X \quad (1.18)$

et, $g(x,t) = B \quad (1.19)$

On aura donc:

$$\frac{\partial f}{\partial x} = A \quad \text{et} \quad \frac{\partial g}{\partial x} = 0 \quad (1.20)$$

Avec une surface de glissement de type retour d'état en analogie avec la commande par retour d'état:

$$s(x,t) = -k^T X + k_w w(t) \quad (1.21)$$

La commande équivalente est donnée par:

$$U_{eq} = \left(\frac{-1}{k^T B}\right) k^T A X + \left(\frac{1}{k^T B}\right) k_w \frac{dw}{dt} \quad (1.22)$$

Avec la condition :

$$k^T B \neq 0 \quad (1.23)$$

L'équation d'état du système en boucle fermée est :

$$\dot{x} = A^* X + B^* \frac{dw}{dt} \quad (1.24)$$

Où:

$$\begin{aligned} A^* &= \left[I - \frac{BK^T}{K^T B} \right] \cdot A \\ B^* &= \left[\frac{K_w}{k^T B} \right] \cdot B \end{aligned} \quad (1.25)$$

I.4- COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT:

Soit le système dynamique non linéaire décrit par l'équation:

$$\frac{dx}{dt} = f(x,t) + g(x,t)U$$

$f(x,t)$ et $g(x,t)$ sont des champs de vecteurs définis dans un ouvert X de \mathbb{R}^n , avec $g(x,t) \neq 0$, et $U: \mathbb{R}^n \Rightarrow \mathbb{R}$

On définit dans l'espace d'état, une surface de commutation d'équation $s(x)=0$ telle que:

- Cette surface de commutation passe par le point d'équilibre du système.
- La commutation au niveau de l'organe de commande se produise à la rencontre de cette surface.
- L'état du système soit "peigné" ou maintenu sur cette surface jusqu'à la rencontre du point d'équilibre vers lequel l'état doit évoluer.
- Une loi de commande telle que toute trajectoire dans l'espace de phase soit dirigée vers cette surface comme le montre la figure suivante (fig(1.5)).

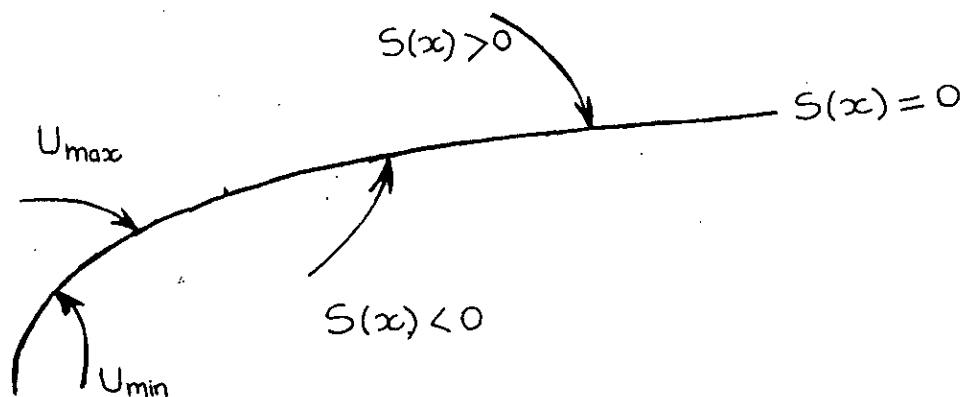


fig (1.5): surface de glissement $s(x)$

La loi de commande discontinue $U(t)$ est définie d'après la position de l'état du système x par rapport à la surface de glissement .

$$U = U^+ \quad \text{si } s(x) > 0$$

$$U = U^- \quad \text{si } s(x) < 0$$

$s(x)$ pouvant être interpréter comme la distance entre l'état du système x du la

surface de commutation.

1.4.1. CONDITIONS D'EXISTANCE DES MODES GLISSANTS:

1.4.1.1. CONDITIONS SUR LA SURFACE :

On dit que le régime glissant existe sur S tel que [1]:

$$S(x) = \{ x \in \mathbf{R}^n : s(x) = 0 \} \quad (1.26)$$

Chaque fois que:

$$\begin{aligned} \text{a).} \quad & \bullet \lim_{s \rightarrow 0^+} L_{f+gU^+} s < 0 \\ & \bullet \lim_{s \rightarrow 0^-} L_{f+gU^-} s \geq 0 \end{aligned} \quad (1.27)$$

Ces deux inégalités ont pour interprétation que les projections des champs de vecteurs $f+gU^+$ et $f+gU^-$ sur le vecteur gradient à S sont de signes contraire par conséquent les champs se dérivent vers la surface de commutation s.

b). Une condition nécessaire pour l'existence des régimes glissants, est que la condition de transversalité doit être localement satisfaite sur S:

$$L_g s \neq 0 \quad (1.28)$$

1.4.1.2. CONDITION SUR LA COMMANDE EQUIVALENTE:

La condition nécessaire et suffisante d'existence locale des modes glissants sur S est que [13] [1] [6] [9]:

$$U^-(x) < U_{eq} < U^+(x) \quad (1.29)$$

1.4.2. REGIME GLISSANT IDEAL:

On dit que le système est en régime glissant idéal, et le mode glissant idéal est décrit, en utilisant les conditions d'invariance suivantes [9] [6] [19]:

- $s(x) = 0$
- $L_{f+gU_{eq}}s = \langle ds, f+gU_{eq} \rangle = 0 \quad (1.30)$

En tenant compte de l'équation (1.30) la commande équivalente est donnée par:

$$U_{eq}(x) = -\frac{L_f s}{L_g s} \quad (1.31)$$

En remplaçant dans l'équation (1.11), la commande discontinue U par l'expression de la commande équivalente U_{eq} , le mouvement du système sur S est régi par:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)U_{eq} = f(x) - g(x) \cdot \frac{L_f s}{L_g s} \quad (26)(1.32)$$

L'équation (1.32) représente le système idéal évoluant sur la variété S et constitue la moyenne de la trajectoire d'état (1.11) soumise à la commande (1.4) sur la surface $s(x)$.

1.5. CONCLUSION:

Le rappel qu'on a fait sur la théorie des **SSV** et les modes glissants associés a pour objectif la synthèse d'une loi de commande pour les convertisseurs statiques.

L'introduction de la notion de commande équivalente facilite l'étude du système en régime glissant.

Chapitre II

PRESENTATION ET MODELISATION DU SYSTEME

II.1. INTRODUCTION:

La conversion photovoltaïque est le seul moyen de transformer directement l'énergie fournie par le soleil sous forme de lumière en énergie électrique.

Cette transformation est réalisée par des cellules photovoltaïques (ou photopiles) fabriquées par un matériau semi-conducteur dont le plus courant est le silicium monocristallin.

Dans ce chapitre on présente un système formé par un convertisseur électrique associé à une cellule photovoltaïque.

Afin de réaliser cette conversion, deux modèles de ceci seront proposés pour l'asservissement de la tension de sortie du convertisseur.

Dans la section (II.2) on présentera une description du générateur photovoltaïque utilisé.

Dans la section (II.3) on présentera le principe de fonctionnement du convertisseur électrique et sa modélisation.

II.2. DESCRIPTION ET MODELISATION DU GENERATEUR

PHOTOVOLTAIQUE:

La conversion photovoltaïque est la transformation directe du rayonnement solaire en énergie électrique par l'intermédiaire d'un semi-conducteur.. tel que le SILICIUM MONOCRISTALLIN [5].

II.2.1. PRINCIPE DE LA CONVERSION PHOTOVOLTAIQUE:

La cellule photovoltaïque est constituée d'une jonction qui peut être de deux semi-conducteurs ou bien d'un semi-conducteur et un métal.

Lorsque la température de la jonction augmente sous l'effet du rayonnement solaire, on a apparition d'une force électromotrice au niveau de la jonction. Cette force électromotrice peut arriver jusqu'à **1 Volt**, et le courant de court circuit est d'environ **1A**.

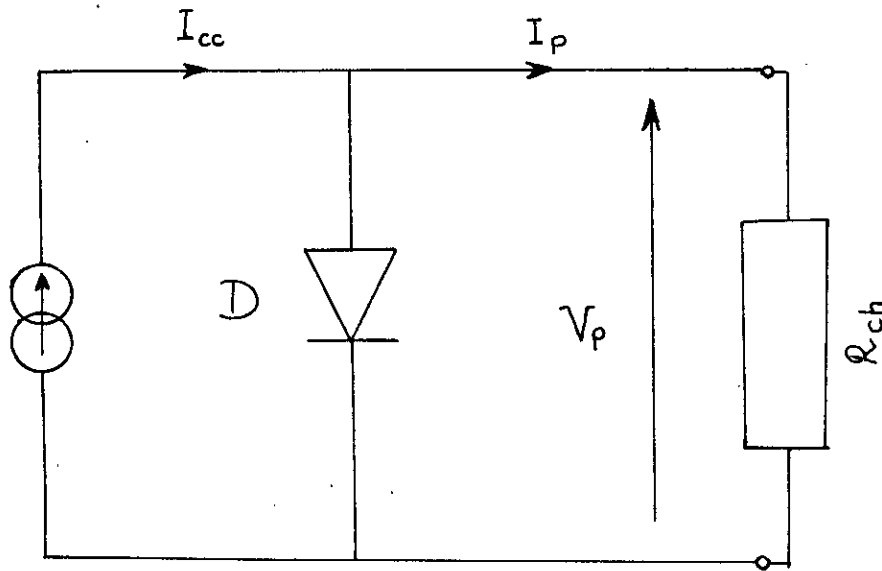
II.2.2. CARACTERISTIQUE DE LA CELLULE PHOTOVOLTAIQUE:

La cellule solaire est décrite comme un générateur de courant égal à I_{cc} , shunté par une diode qui a les caractéristiques de la cellule à l'obscurité (voir fig (2.1)) [15] .

Par conséquent son équation de fonctionnement $I_p = f(V_p)$ est :

$$I_p = I_{cc} - I_s \left[\exp\left(\frac{q V_p}{K T}\right) - 1 \right] \quad (2.1)$$

appelée aussi " caractéristique statique " .



fig(2.1): schéma équivalent d'une cellule solaire

Où : I_{cc} : le courant de court-circuit de la cellule.

I_s : le courant de saturation de la diode.

q : la charge de l'électron, $q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb.

K : constante de Boltzmann, $K = 1.386 \cdot 10^{-23}$ V.C.k⁻¹.

T : la température de la jonction.

En posant :

$$V_t = \frac{K T}{q}$$

On écrira ainsi :

$$I_p = I_{cc} - I_s \left[\exp\left(\frac{V_p}{V_t}\right) - 1 \right] \quad (2.2)$$

la caractéristique statique est donnée par la fig.(2.2).

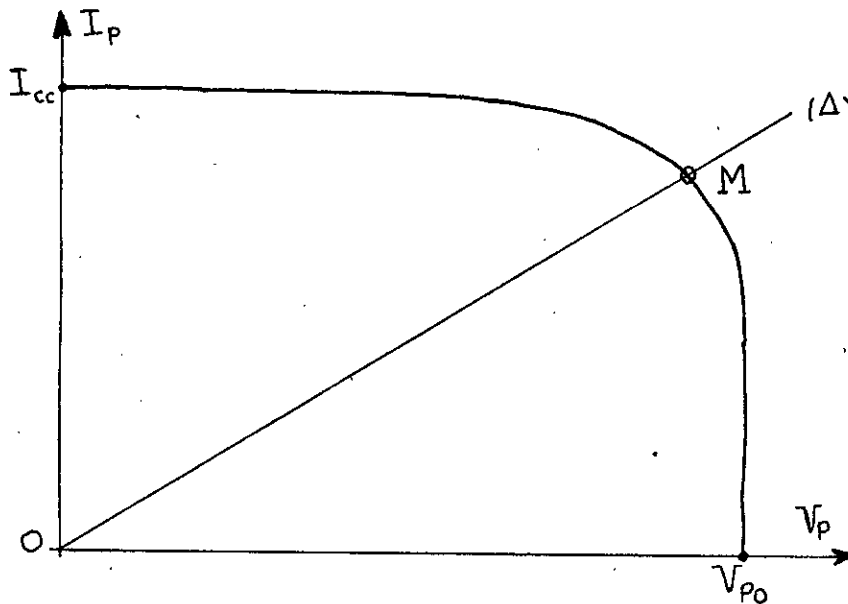


fig.(2.2): caractéristique statique de la cellule solaire .

M : est le point de fonctionnement de la cellule fixé par la charge placée à ces bornes.

II.2.2. ASSOCIATION DE CELLULES PHOTOVOLTAIQUES:

Quand la cellule est éclairée par le soleil, il apparaît à ses bornes une d.d.p continue qui ne peut dépasser 1 Volt, le courant disponible dans ces conditions n'ira pas au delà de 40 mA/cm² dépendant de la surface à l'illumination.

Ces valeurs montrent clairement qu'il s'agit d'un générateur de faible puissance.

En vue d'une utilisation pratique, il est donc indispensable d'associer un grand nombre de cellules (en série pour augmenter la tension, et, en parallèle pour élever le courant). Ces associations donnent ce qu'on appelle panneau solaire ou générateur photovoltaïque. Dans le champ d'application plusieurs types de panneaux sont utilisés, parmi eux [5] [15]:

1. LE PANNEAU BELGO-SOLAR:

Constitué de 36 cellules en série et placées en 4 rangées de 9 cellules chacune. Les cellules sont fabriquées à partir du silicium monocristalin de diamètre $d = 100$ mm.

DIMENSION DU PANNEAU BELGO-SOLAR:

Longueur : $L = 1045$ mm.

Largeur : $l = 420$ mm.

Épaisseur : $e = 50$ mm.

La caractéristique statique est donnée par la fig(2.3).

2. LE PANNEAU PHOTOWATT BPX 47-401 :

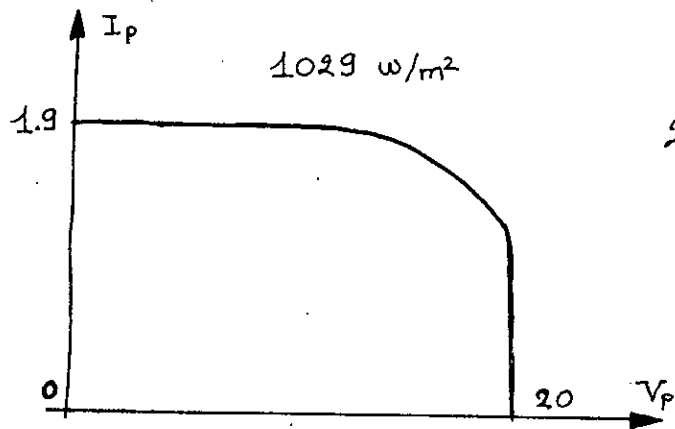
Identique au panneau BELGO-SOLAR, mais a pour dimension :

Longueur : $L = 1042$ mm.

Largeur : $l = 415$ mm.

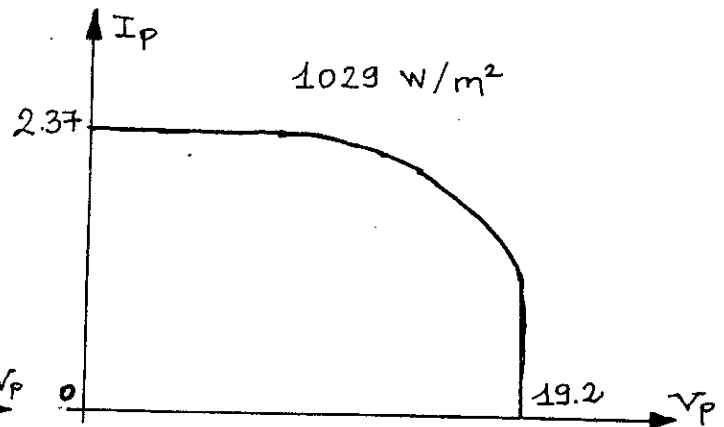
Épaisseur : $e = 46$ mm.

La caractéristique statique est donnée par la fig(2.4).



fig(2.3): Caractéristique du panneau

Belgo-Solar.



fig(2.4): Caractéristique du panneau

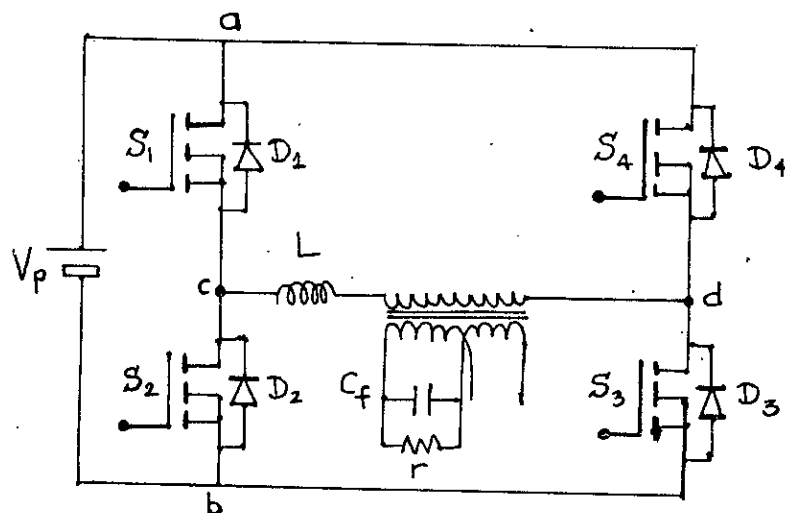
Photowatt BPX 47-401.

II.3. DESCRIPTION ET MODELISATION DU CONVERTISSEUR ELECTRIQUE

UTILISE :

Le convertisseur abaisseur est le plus courant des convertisseurs électriques, dans la majorité des cas le convertisseur abaisseur est utilisé en continu-continu (Hacheur) [2].

Cependant, dans notre application il sera utilisé dans une configuration pont-complet, afin de générer une tension alternative aux bornes du condensateur de sortie fig(2.5).



fig(2.5): convertisseur abaisseur pont-complet.

phase correspond à la partie active (fig(2.6,a)).

Lorsque (s_1, s_3) sont ouverts et (D_2, D_4) fermées, l'énergie électromagnétique est restituée vers la source, c'est la phase de restitution d'énergie.

La phase de roue libre peut être obtenue suivant l'alternance: soit par (s_3, D_2) ou (D_4, s_1) pour l'alternance positive, soit par (s_4, D_1) ou par (s_2, D_3) pour l'alternance négative.

En ce qui concerne l'alternance négative: la phase active correspond à (s_2, s_4) fermés et (s_1, s_3) ouverts et la phase de restitution à (s_2, s_4) ouverts et (D_1, D_3) fermés [1].

II.3.2. MODELISATION DYNAMIQUE:

Pour les circuits équivalents et équations des différents phases de fonctionnement du convertisseur en pont complet avec charge (voir table A), le modèle dynamique du convertisseur est établi en utilisant les hypothèses suivantes [1] [2]:

- ** Les interrupteurs et le transformateur sont supposés idéaux.
- ** La capacité C_f (du filtre) et l'inductance L sont aussi supposés idéaux.
- ** Le rapport de transformation du transformateur est supposé égal à l'unité.

Le modèle d'état est:

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{r C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_p}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot U \quad (2.3)$$

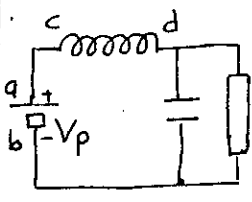
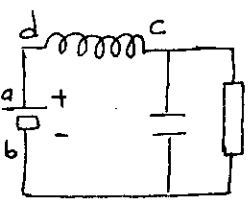
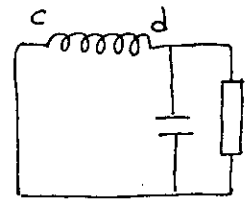
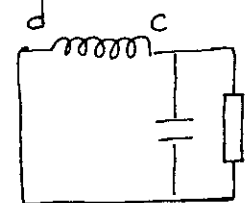
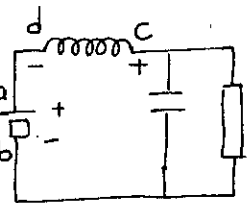
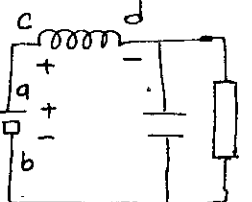
Phase	Chemin suivi Par Le courant	Courants	Circuits EQUIVALENTS	Équations	U
ACTIVE	(S ₁ S ₃)	Positif		$\frac{di}{dt} = -\frac{V_o}{L} + \frac{V_p}{L}$ $\frac{dV_o}{dt} = \frac{i}{C_f} - \frac{V_o}{R_{cf}}$	1
	(S ₂ S ₄)	Négatif		$\frac{di}{dt} = -\frac{V_o}{L} - \frac{V_p}{L}$ $\frac{dV_o}{dt} = \frac{i}{C_f} - \frac{V_o}{R_{cf}}$	-1
Roue Libre	(S ₃ D ₂) ou (S ₁ D ₄)	Positif		$\frac{di}{dt} = -\frac{V_o}{L}$ $\frac{dV_o}{dt} = \frac{i}{C_f} - \frac{V_o}{R_{cf}}$	0
	(S ₄ D ₁) ou (S ₂ D ₃)	Négatif		$\frac{di}{dt} = -\frac{V_o}{L}$ $\frac{dV_o}{dt} = \frac{i}{C_f} - \frac{V_o}{R_{cf}}$	0
Restitution	(D ₂ D ₄)	Positif		$\frac{di}{dt} = -\frac{V_o}{L} - \frac{V_p}{L}$ $\frac{dV_o}{dt} = \frac{i}{C_f} - \frac{V_o}{R_{cf}}$	-1
	(D ₁ D ₃)	Négatif		$\frac{di}{dt} = -\frac{V_o}{L} + \frac{V_p}{L}$ $\frac{dV_o}{dt} = \frac{i}{C_f} - \frac{V_o}{R_{cf}}$	+1

Table - A -

La commande U représentant l'état ouvert ou fermé des interrupteurs, elle peut prendre une des trois valeurs suivantes $U \in \{-1, 0, +1\}$ représentant les trois différentes topologies des figures (2.6, a), (2.6, b), (2.6, c) [1].

Dans notre application, la tension sinusoïdale peut être générée soit par $U \in \{-1, 0, +1\}$ ou $U \in \{-1, +1\}$.

Le choix $U \in \{-1, +1\}$ est préférable car l'implémentation de la loi de commande est plus simple à réaliser, et d'autre part la dynamique du système est meilleure [1].

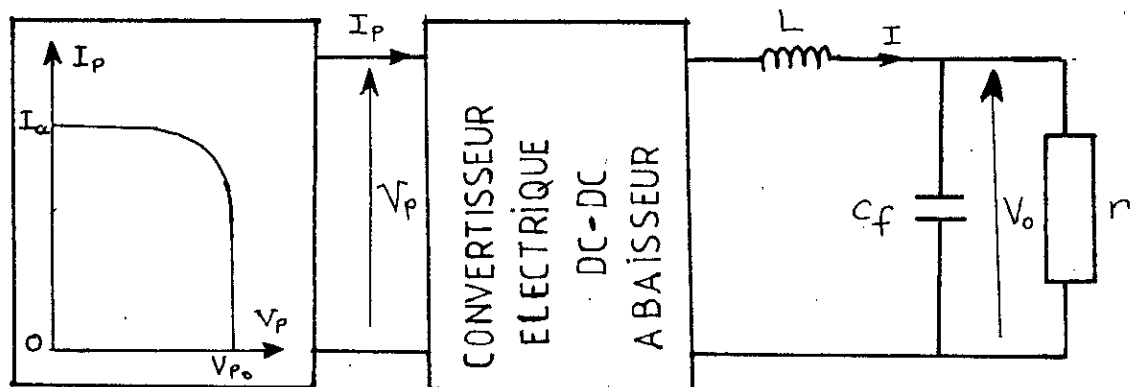
II.4. ASSOCIATION GENERATEUR PHOTOVOLTAIQUE - CONVERTISSEUR

ELECTRIQUE :

Cette association peut être faite de deux façons différentes:

II.4.1. ASSOCIATION DIRECTE:

Le schéma de ce type d'association est donnée par la figure (2.7).



fig(2.7): association directe.

Du fait que l'onduleur présenté ici est muni d'une loi de commande robuste par rapport à la source.

L'étude du système par association directe est établie en faisant entrer la caractéristique $I_p = f(V_p)$, dans le modèle linéaire décrivant le convertisseur. Par conséquent la synthèse d'une loi de commande est plus simple.

Le modèle est donc:

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dv_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{c_f} & -\frac{1}{rc_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_p}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot U \quad (2.4)$$

Avec :

$$I_p = i \quad \text{si } U=1 \quad (2.5)$$

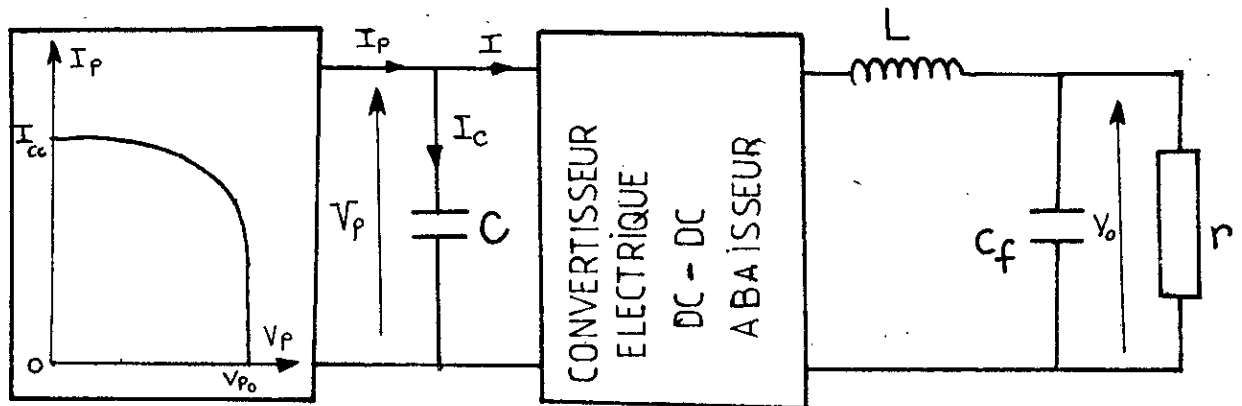
$$I_p = -i \quad \text{si } U=-1$$

v_p est donnée par (2.2):

$$v_p = v_t \log\left[\left(\frac{I_{cc} - I_p}{I_s}\right) + 1\right] \quad (2.6)$$

II.4.2. ASSOCIATION INDIRECTE:

En ajoutant un condensateur à l'entrée de l'onduleur, et ceci pour avoir v_p comme variable d'état, et pour assurer le retour de courant i_c ce qui permet une meilleure modélisation du système (fig(2.8)).



fig(2.8): association indirecte.

pour le côté générateur photovoltaïque on a :

$$i_c = c \frac{dv_p}{dt} = I_p - I$$

(2.7)

$$\frac{dv_p}{dt} = \frac{(I_p - I)}{c} = \frac{I_p}{c} - \frac{i}{c} U$$

$$I = i U$$

Pour le modèle du convertisseur électrique (voir l'éq.(2.3)).

L'équation d'état du système globale est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_p \\ \dot{i} \\ \dot{v}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{I_p}{c} \\ -\frac{v_0}{L} \\ \frac{i}{c_f} - \frac{v_0}{rc_f} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{i}{c} \\ \frac{v_p}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u \quad (2.8)$$

Cette équation est de la forme :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u \quad (2.9)$$

C'est un système non linéaire [7] avec la sortie $y = v_0$ à asservir.

II.5. CONCLUSION:

Dans ce chapitre, l'objectif principale était la modélisation du système afin de synthétiser une loi de commande pour réguler la tension de sortie.

Deux modèles ont été trouver, l'un était linéaire qu'on va lui appliquer la technique de réglage par mode de glissement pour système linéaire, l'autre est non-linéaire ce qui fait appel aux techniques de commande par mode de glissement pour les systèmes non-linéaires.

chapitre III

SYNTHESE DES MODES GLISSANTS POUR LE MODELE LINEAIRE

III.1.INTRODUCTION:

Dans cette partie, on applique la théorie des modes glissants pour notre système donné par le modèle linéaire constitué par un convertisseur abaisseur réversible en courant et en tension utilisé en onduleur et en hacheur, associé à un générateur photovoltaïque.

Pour une surface de commutation de type retour d'état, on détermine la commande équivalente, après vérification de la condition de transversalité ainsi que l'équation d'état en mode de glissement.

Les paramètres de la surface de glissement sont déterminés à partir d'un placement de pôles robuste en boucle fermée du système en mode de glissement, afin de minimiser

l'effet de certains paramètres variables sur la dynamique du système.

III.2. COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT:

Le modèle du système linéaire (éq.(2.4)) avec la commande U discontinue appartenant à l'ensemble discret $\{-1, +1\}$, est un modèle à second membre discontinu. La résolution est donc faite par la technique de la commande équivalente introduite par UTKIN [9].

III.2.1. COMMANDE SANS INTERVENTION DE L'ACTION INTEGRALE:

III.2.1.1. SURFACE DE GLISSEMENT:

La surface de glissement est donnée par le retour d'état suivant [6]:

$$s(x,t) = -k^T x + k_w w(t) \quad (3.1)$$

soit:

$$s(x,t) = -k_i i - v_0 + k_w w(t) \quad (3.2)$$

Avec une logique de commutation:

$$U = 1 \quad \text{si} \quad s(x,t) > 0 \quad (3.3)$$

$$U = -1 \quad \text{si} \quad s(x,t) < 0$$

Les paramètres de la surface de glissement (3.1) à l'exception de k_w sont déterminés à partir d'un placement de pôles en boucle fermée du système en mode de glissement [6].

k_w est déterminé à partir de l'équation d'état en régime stationnaire .

La condition de transversalité étant :

$$L_g s = \left(\frac{\partial s}{\partial x} \right)^T g(x) = [-k_i \quad -1] \begin{bmatrix} v_p \\ L \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{-k_i v_p}{L} \quad (3.4)$$

$$L_g s \neq 0 \Rightarrow v_p \neq 0 \quad \text{et} \quad k_i \neq 0$$

La condition de transversalité est vérifiée, par conséquent le régime glissant existe pour cette surface donnée par l'éq.(3.2).

III.2.1.2. COMMANDE EQUIVALENTE:

La commande équivalente est obtenue à partir des conditions d'invariance :

$$\begin{aligned} s(x,t) &= 0 \\ \frac{d[s(x,t)]}{dt} &= 0 \end{aligned} \quad (3.5)$$

Soit:

$$U_{eq} = -\frac{L}{k_i v_p} \left[\left(-\frac{k_i}{L} - \frac{1}{rc_f} \right) v_0 + \frac{i}{c_f} - k_w \dot{w} \right] \quad (3.6)$$

Une condition nécessaire et suffisante pour l'existence des modes glissants est [9] [6]:

$$-1 < U_{eq} < +1 \quad (3.7)$$

II.2.1.3. EQUATION D'ETAT EN MODE DE GLISSEMENT:

En remplaçant la commande discontinue U par l'expression de la commande équivalente U_{eq} , dans l'équation (2.4), on obtient l'équation d'état en mode de glissement:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{k_i c_f} & \frac{1}{k_i rc_f} \\ \frac{1}{c_f} & -\frac{1}{rc_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_w}{k_i} \\ 0 \end{bmatrix} \frac{dw}{dt} \quad (3.8)$$

De la forme :

$$\dot{X} = A^* x + B^* \dot{w} \quad (3.9)$$

Où :

L'équation caractéristique $p(s)$ associée à (2.8) est donnée par le déterminant $\det(sI - A^*)$:

$$p(s) = \det(sI - A^*) = s \left(s + \frac{1}{k_i c_f} + \frac{1}{rc_f} \right) \quad (3.11)$$

$$A^* = \begin{bmatrix} -\frac{1}{k_i c_f} & \frac{1}{k_i c_f} \\ \frac{1}{c_f} & -\frac{1}{rc_f} \end{bmatrix} ; B^* = \begin{bmatrix} \frac{k_w}{k_i} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

On remarque que dans cette équation (3.11), les paramètres V_p et L n'interviennent pas, tandis que les paramètres r , c_f et k_i interviennent dans $p(s)$. Donc, la dynamique du système en mode de glissement pour la surface (3.2) est influencée par r , c_f du filtre de sortie et du coefficient de retour d'état k_i .

par ailleurs, la commande est robuste par rapport aux variations de L et v_p , ce qui constitue un avantage important surtout par rapport aux variations de la tension d'entrée v_p qui est variable et provenant du générateur photovoltaïque.

III.2.1.4. SYNTHESE DES COEFFICIENTS DE LA SURFACE DE GLISSEMENT:

Le coefficient de la surface de glissement (k_i) est obtenu par un placement de pôles en boucle fermée. En remarquant la matrice A^* est singulière, on a donc à placer un seul pôle ($s=-\rho$) l'autre est à l'origine.

L'équation caractéristique correspondante est :

$$p(s) = s(s+\rho) \quad (3.12)$$

En identifiant cette équation à l'équation (3.11), on obtient :

$$k_i = \frac{r}{\rho r c_f - 1} \quad (3.13)$$

Et k_w est obtenu à partir de l'équation d'état en régime stationnaire [10]:

$$k_w = \frac{\rho r c_f}{\rho r c_f - 1} \quad (3.14)$$

III.2.2. COMMANDE AVEC INTERVENTION DE L'ACTION INTEGRALE:

La régulation de la tension de sortie V_0 du convertisseur électrique fait de sorte a ce que l'erreur statique :

$$e = w(t) - v_0 \quad (3.15)$$

soit minimale ou nulle, ceci entraine l'intervention de l'action intégrale décrite par la variable d'état x_r donnée par :

$$\frac{dx_r}{dt} = w(t) - v_0 \quad (3.16)$$

Le modèle d'état du convertisseur en tenant compte de l'action intégrale est :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_r \\ v_0 \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{rc_f} & \frac{1}{c_f} \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_r \\ v_0 \\ i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{v_p}{L} \end{bmatrix} \cdot U + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot w(t) \quad (3.17)$$

il est de la forme :

$$\dot{x} = Ax + BU + B_w w(t) \quad (3.18)$$

Avec :

$$x^T = [x_r \quad v_0 \quad i]$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{rc_f} & \frac{1}{c_f} \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{v_p}{L} \end{bmatrix} ; \quad B_w = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

III.2.2.1. Surface de glissement:

L'équation de la surface de glissement est donnée par le retour d'état suivant :

$$s(x,t) = -k^T x + k_w w(t) \quad (3.20)$$

avec: $k^T = [-k_r \quad k_v \quad k_i]$

C'est-à-dire:

$$s(x,t) = -k_i i - k_v v_0 + k_r x_r + k_w w(t) \quad (3.21)$$

Ou :

k_i , k_v et k_r sont déterminés à partir d'un placement de pôle en boucle fermée du système en mode de glissement.

k_w est choisi de telle sorte que le domaine du mode de glissement contient la région de fonctionnement désirée.

III.2.2.2 Commande équivalente:

Elle est donnée par les conditions d'invariances éq(3.5)

$$U_{eq} = \frac{L}{v_p} \cdot \left[v_0 \left(\frac{1}{L} + \frac{k_v}{k_r c_f} - \frac{k_r}{k_i} \right) - \frac{k_v}{k_i c_f} i + \frac{k_r}{k_i} w(t) + \frac{k_w}{k_i} \frac{dw(t)}{dt} \right] \quad (3.22)$$

III.2.2.3. Equation d'état en mode de glissement:

En remplaçant U par L'expression de Ueq dans L'eq (3.17) on obtient L'équation d'état en mode de glissement donnée par [6]:

$$\dot{X} - A_G X + B_G w(t) + B_{GW} \dot{w}(t) \quad (3.23)$$

$$A_G = \left[I - \frac{Bk^T}{k^T B} \right] A = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{rc_f} & \frac{1}{c_f} \\ 0 & -\frac{k_r}{k_i} + \frac{k_v}{k_r c_f} & -\frac{k_v}{k_i c_f} \end{bmatrix}$$

$$B_G = B_w - \frac{BK^T}{K^T B} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \frac{K_r}{K_i} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$B_{Gw} = \frac{Bk_w}{k^T B} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ k_w \\ k_i \end{bmatrix}$$

L'équation caractéristique associée à (3.23) est donnée par le déterminant de $(sI - A_G)$:

$$P(s) = s \left[s^2 + s \left(\frac{k_v}{k_i c_f} + \frac{1}{r c_f} \right) + \frac{k_R}{k_i c_f} \right] \quad (3.25)$$

La dynamique du système en mode de glissement pour la surface de commutation (3.21) est influencée par les paramètres : k_p , k_v , k_r , c_f et r . Tandis qu'elle est robuste par rapport à l'entrée V_p et l'inductance L .

III.2.2.4. Synthèse des coefficients de la surface de glissement:

Du fait que A_G est singulière, un pôle est obligatoirement à l'origine, les deux autres pôles complexes conjugués sont placés dans le demi-plan gauche de l'espace s .

$$s_{1,2} = -\rho \pm jw \quad (3.26)$$

L'équation caractéristique correspondante est :

$$p(s) = s(s-s_1)(s-s_2) \quad (3.27)$$

$$p(s) = s(s^2 + 2\rho s + w^2 + \rho^2)$$

Par identification de ce polynôme avec celui de l'équation (3.25), on tire :

$$\begin{aligned} \frac{k_r}{k_i} &= (\rho^2 + \omega^2) c_f \\ \frac{k_v}{k_i} &= 2c_f \rho - \frac{1}{r} \end{aligned} \quad (3.28)$$

III.2.3. Placement de pôles robuste:

Il est connu que la commande par mode de glissement est robuste, c'est à dire insensible par rapport aux variations des paramètres du système à régler.

Les perturbations les plus prépondérantes dans notre système sont:

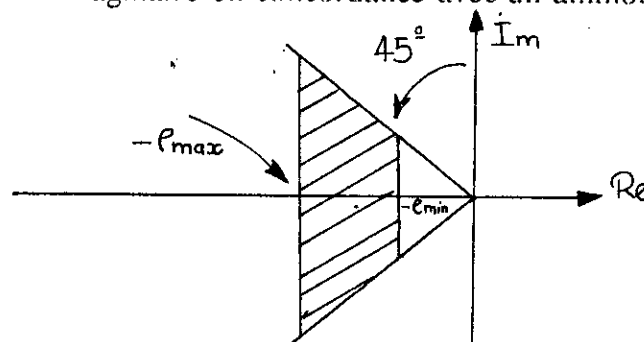
- La tension d'alimentation du convertisseur V_p .
- La charge r .

Lorsque la charge varie, les pôles du système se déplacent dans le plan s , par conséquent les performances sont modifiées. Il faut donc déterminer les coefficients de la surface de sorte à minimiser l'effet d'une variation de la charge r sur la dynamique du système en mode de glissement. Pour satisfaire cette condition, il est judicieux de faire un placement de pôles robuste. Dans un domaine que nous imposons dans le plan s , dans lequel les pôles du système en boucle fermée doivent se trouver quelque soit la valeur la charge r .

III.2.3.1. Choix d'un domaine de pôles:

Lors de l'imposition d'un domaine des pôles, on impose pas un certains nombre de pôles bien distincts, mais un domaine délimité dans le plan s , dans lequel les pôles doivent se trouver.

Ce domaine est situé dans le demi-plan gauche du plan s , il est délimité par deux droites verticales, ayant respectivement les valeurs réelles $-e_{\min}$ et $-e_{\max}$, et deux droites inclinées de $\pm 45^\circ$, correspondant à des pôles complexes conjugués avec partie réelle égale à la partie imaginaire en concordance avec un ammortissent relatif optimal (voir fig(3.1)).



fig(3.1): domaine des pôles imposé.

La droite verticale $-e_{\min}$ impose l'amortissement absolu optimal. Souvent, la valeur e_{\min} n'est pas connue à priori et doit être fixée au cours du dimensionnement robuste, afin de garantir l'intersection des domaines dans le plan K . Par contre, $-e_{\max}$ possède une influence sur le domaine du mode de glissement et si l'on constate que le mode de glissement n'est pas garanti dans toute la plage de fonctionnement, on doit déplacer cette droite en diminuant e_{\max} .

Lorsqu'on choisit une paire de pôles complexes conjugués à l'intérieur du domaine imposé :

$$s_1 = -\rho + j\omega$$

$$s_2 = -\rho - j\omega$$

L'équation caractéristique devient :

$$p(s) = s(s-s_1)(s-s_2) \quad (3.29)$$

$$p(s) = s(s^2 + 2\rho s + \rho^2 + \omega^2)$$

En identifiant cette équation avec l'équation caractéristique précédente (3.25), on tire:

$$\frac{k_r}{k_i} = (\rho^2 + \omega^2)c_f \quad (3.30)$$

$$\frac{k_v}{k_i} = 2\rho c_f - \frac{1}{r}$$

Pour les droites inclinées à $\pm 45^\circ$, on obtient avec $\varrho = \omega$:

$$\frac{k_r}{k_i} = 2\rho^2 c_f \quad (3.31)$$

$$\frac{k_v}{k_i} = 2\rho c_f - \frac{1}{r}$$

Dans ce cas ϱ doit être considéré comme un paramètre variable. Par contre, pour les droites verticales, on obtient avec $\varrho = \varrho_{\text{lim}} = \varrho_{\text{min}}$ ou ϱ_{max} :

$$\frac{k_r}{k_i} = (\rho_{\text{lim}}^2 + \omega^2)c_f$$

$$\frac{k_v}{k_i} = 2\rho_{\text{lim}} c_f - \frac{1}{r}$$

Le paramètre variable est alors w .

Cependant, ce ne sont pas seulement les pôles complexes conjugués qui contribuent à la délimitation du domaine dans le plan K .

En tenant un pôle réel constant égal à $-e_{\min}$ ou à $-e_{\max}$ et en faisant varier l'autre pôle, on obtient également une délimitation, du domaine dans le plan K . Par conséquent, on doit traiter séparément les pôles complexes conjugués et les pôles réels.

III.2.3.2. Image du domaine des pôles dans le plan paramétrique:

1. image des pôles complexes conjugué dans le plan K

1.1. image des droites inclinés à 45°.

Lorsque les pôles complexes conjugués varient sur les droites inclinés de ± 45 ($\rho = w$), nous obtenons une portion de parabole qui est donnée par :

$$\frac{k_v}{k_i} = \frac{1}{\rho} \left(\frac{k_r}{k_i} \right) \cdot \frac{1}{r} \quad (3.32)$$

dans ce cas ρ doit être considéré comme un paramètre variable.

1.2. Image des droites verticales ($\rho = e_{\min}$ ou e_{\max}):

En faisant varier les pôles complexes conjugués sur les droites verticales $e_{\lim} = e_{\max}$ ou $e_{\lim} = e_{\min}$, nous obtenons des droites horizontales dans le plan K , donné par :

Le paramètre variable est alors w

$$\frac{k_v}{k_i} = 2\rho_{\text{lim}}c_f - \frac{1}{r} \quad (3.33)$$

$$\frac{k_r}{k_i} = c_f(\rho^2 + w^2)$$

2. Image d'un pôle réel constant:

Il y'a deux pôles réels correspondant respectivement à $e_{\text{lim}} = e_{\text{max}}$
et à $e_{\text{lim}} = e_{\text{min}}$.

L'image ces pôles dans l'espace paramétrique K est obtenue en remplaçant dans l'équation caractéristique (3.25), s par $-\rho_{\text{lim}}$, on obtient dans l'espace paramétrique K l'équation :

$$P(s) = p(-\rho_{\text{lim}}) = -\rho_{\text{lim}} \left[\rho_{\text{lim}}^2 - \rho_{\text{lim}} \left(\frac{1}{rc_f} + \frac{k_v}{k_i c_f} \right) + \frac{k_r}{k_i c_f} \right]$$

$$\rho_{\text{lim}} + \frac{1}{\rho_{\text{lim}}} \frac{k_r}{k_i c_f} = \frac{1}{rc_f} + \frac{k_v}{k_i c_f}$$

$$\frac{k_v}{k_i} = \frac{1}{\rho_{\text{lim}}} \left(\frac{k_r}{k_i} \right) - \frac{1}{r} + \rho_{\text{lim}} c_f \quad (3.34)$$

Cette relation décrit une droite dans la plan **K**.

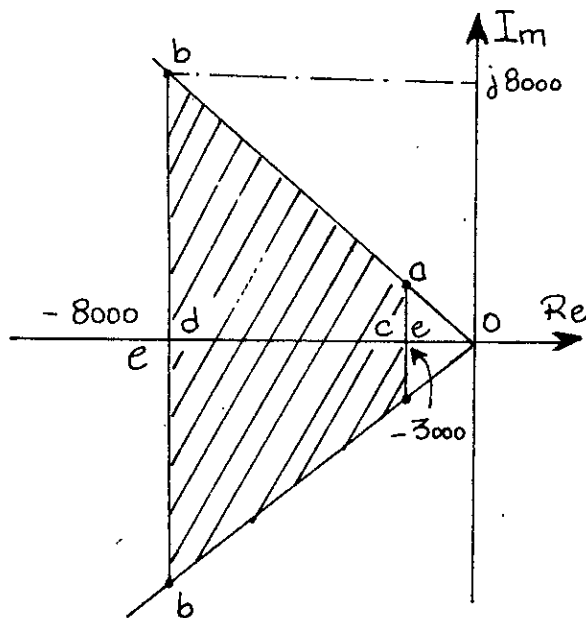
Puisqu'il faut poser pour e_{lim} une fois e_{min} et une autre fois e_{max} , il y'a donc deux droites qui contribuent à l'image du domaine des pôles dans la plan **K**.

III.2.3.2. Application du dimensionnement robuste:

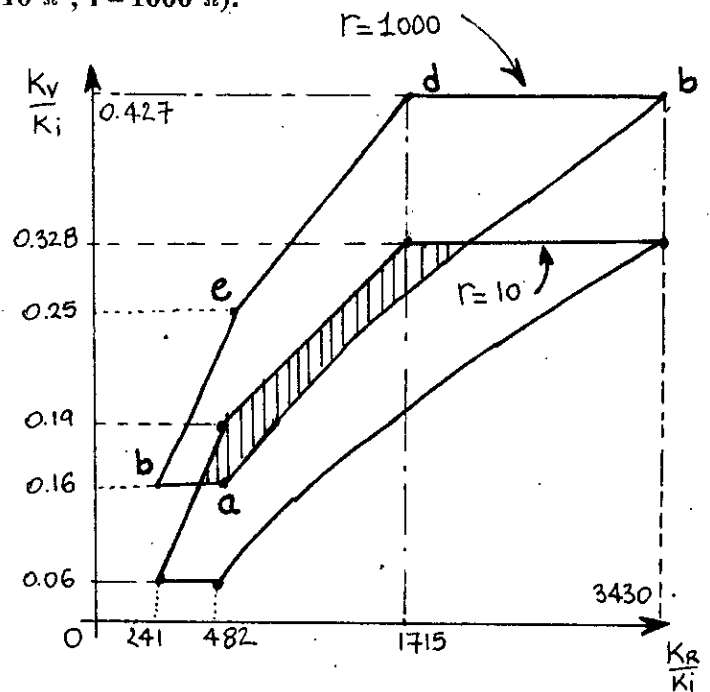
On procède maintenant à la détermination de l'image du domaine des pôles dans le plan **K** pour notre système, on adopte l'imposition de domaine des pôles selon la figure (3.2) ou l'on choisit :

$$e_{min} = 3000 \quad ; \quad e_{max} = 8000$$

Les valeurs de e_{min} et e_{max} sont déterminés en faisant des tests de **simulation** pour garantir une intersection non vide des deux domaines dans le plan **K** correspondant aux valeurs extrêmes de la charge r ($r=10 \Omega$; $r=1000 \Omega$).



fig(3.2): Domaine des pôles imposé



fig(3.3):Image dans le plan **K**.

La figure (3.3) montre l'image du domaine des pôles dans le plan **K**.

Lorsqu'on varie les pôles complexes conjugués le long des droites inclinées de \pm

45°, en variant e entre $e_{\min} = 3000$ et $e_{\max} = 8000$, on obtient dans le plan K une portion de parabole située entre les points **a** et **b**.

Si, par contre on varie les deux pôles sur une droite verticale située respectivement à $e_{\lim} = e_{\min} = 3000$ et $e_{\lim} = e_{\max} = 8000$, comme image, il résulte dans le plan K deux droites horizontales situées d'une part entre les points **a** et **c** (pour $e_{\lim} = e_{\min}$), et d'autre part entre les points **b** et **d** (pour $e_{\lim} = e_{\max}$).

L'image d'un pôle réel maintenu constant respectivement à $-e_{\min}$ et $-e_{\max}$, c'est des droites inclinées qui passent d'une part par les points **c** et **e** (pour $e_{\lim} = 3000$), et d'autre part par les points **d** et **e** (pour $e_{\lim} = 8000$).

III.2.3.3. Dimensionnement robuste des paramètres de la surface:

A la figure (3.3) sont représentés deux domaines dans le plan K , valables pour les deux valeurs extrêmes de la charge r .

Pour un dimensionnement robuste du régulateur, il faut choisir pour les coefficients de la surface de glissement des valeurs qui appartiennent à l'intersection commune des deux domaines.

Une solution possible est donnée par :

$$\begin{array}{ll} \frac{k_r}{k_i} = 1225 & \rho_{\max} = 8000 \\ \text{pour} & \\ \frac{k_v}{k_i} = 0.300 & \rho_{\min} = 3000 \end{array}$$

Lorsqu'on choisit de manière arbitraire $k_i = 1$, on trouve comme solution :

$$k_r = 1225$$

$$k_v = 0.300$$

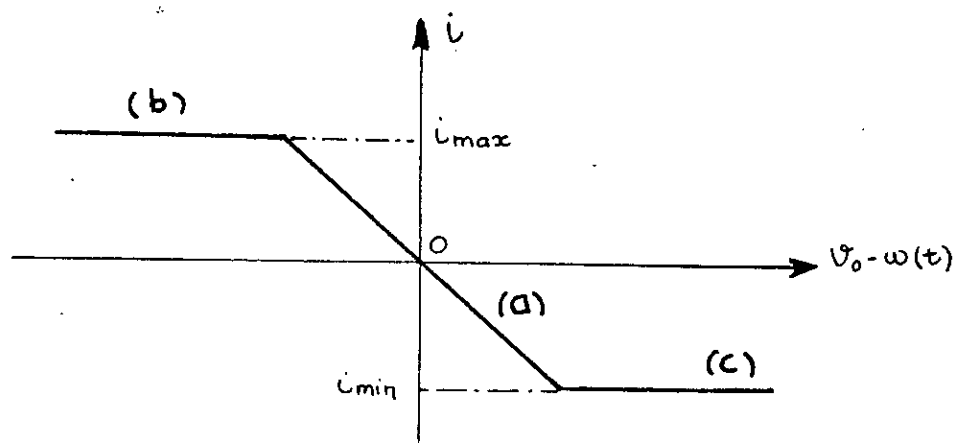
III.3. FONCTIONNEMENT AVEC LIMITATION DE COURANT:

IL est nécessaire de limiter certaines grandeurs d'état, lors de grandes variations afin d'éviter une surcharge, voire une destruction du système à régler.

III.3.1. Limitation sans régulateur intégrateur

III.3.1.1. Loi de commutation :

Dans notre cas, il faut limiter la grandeur d'état i qui est le courant dans l'inductance entre deux valeurs i_{\max} et i_{\min} . Pour atteindre le but envisagé, on doit faire appel à une loi de commutation non-linéaire, composée de trois droites a, b et c (voir fig(3.4)).



fig(3.4): loi de commutation non-linéaire utilisée.

Sur la droite a : la loi de commutation est :

$$s(x) = -(k_i i + v_0) + k_w w(t) = 0 \quad (3.35)$$

$w(t)$ étant la consigne de la grandeur à régler v_0 .

Cette loi de commutation correspond au fonctionnement normal sans limitation.

Sur les droites b et c on a :

$$s(x) = -k_i i + c_{\text{lim}} = 0 \quad (3.36)$$

Il faut poser pour C_{lim} respectivement C_{max} et C_{min} afin que i reste limité à i_{lim} .

On voit qu'il faut choisir :

$$c_{\text{lim}} = k_i i_{\text{lim}} \quad (3.37)$$

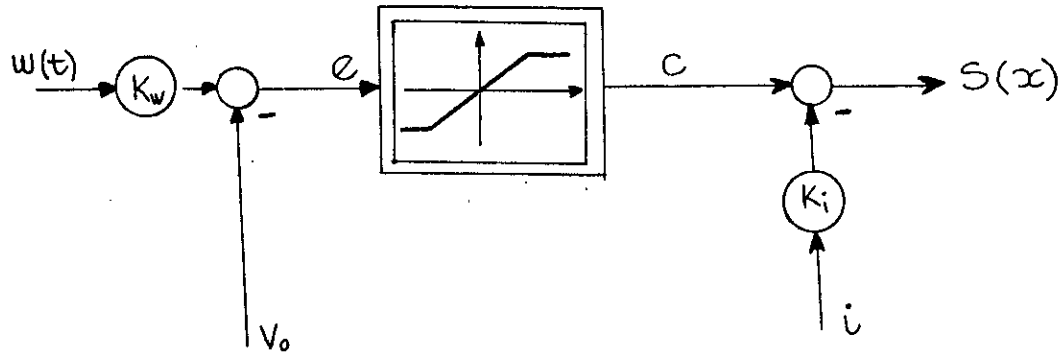
Il faut veiller lors du dimensionnement de k_i à ce que le domaine du mode de glissement soit garanti pour :

$$i_{\text{min}} \leq i \leq i_{\text{max}}$$

La surface de glissement $s(x)$ prend donc la forme :

$$s(x) = \begin{cases} -k_i i + k_i i_{\text{max}} & \text{si } i \geq i_{\text{max}} \\ -k_i i - v_0 + k_w w(t) & \text{si } i_{\text{min}} < i < i_{\text{max}} \\ -k_i i + k_i i_{\text{min}} & \text{si } i \leq i_{\text{min}} \end{cases} \quad (3.38)$$

Voir figure (3.5)



fig(3.5): Structure de réglage avec limitation du courant.

III.3.1.1. Comportement dynamique:

Selón la loi de commutation (3.36), lors du fonctionnement en limitation, on voit que la grandeur d'état v_0 n'est pas incluse dans la contre réaction.

D'où

$$k^T = [k_i \quad 0] \quad (3.39)$$

En dérivant la surface donnée par l'équation (3.36), on obtient :

$$\dot{s}(x) = -k^T \dot{x} = -k^T (Ax + BU_{eq}) \quad (3.40)$$

On aboutit à :

$$U_{eq} = [0 \quad \frac{1}{v_p}] x = \frac{v_0}{v_p} \quad (3.41)$$

Le système en boucle fermée avec limitation est de la forme :

$$\dot{x} = A_G x$$

Avec:

$$A_G = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{c_f} & -\frac{1}{rc_f} \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Par décomposition, on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{di}{dt} &= 0 \\ \frac{dv_0}{dt} &= \frac{1}{c_f}i - \frac{1}{rc_f}v_0 \end{aligned} \quad (3.43)$$

La grandeur d'état i reste constante, tandis que la grandeur d'état v_0 varie en fonction du temps.

III.3.2. Limitation avec régulateur intégrateur:

lorsqu'on introduit un régulateur intégrateur, il continue à intégrer un écart de réglage élevé lors du fonctionnement en limitation, et sa grandeur d'état x_r risque de sortir du domaine du mode de glissement, et peut entraîner un phénomène transitoire prolongé. Il est donc indispensable d'effectuer une correction sur le régulateur intégrateur lors du fonctionnement en limitation (voir figure(3.6)).

On forme la différence ($e_i - c$) entre le signal d'entrée e_i et le signal de sortie c du limiteur. cette différence est multipliée par un coefficient k_c est injecté à l'entrée du régulateur intégrateur en formant le signal de correction e_c . A noter que si la limitation n'est pas active, le signal e_c est nul. Par contre, si elle est active, le signal e_c est

différent de zéro et provoque une correction sur la grandeur d'état x_r du régulateur intégrateur.

- surface de commutation:

La variable d'état du régulateur intégrateur est donnée par l'équation différentielle :

$$\frac{dx_r}{dt} = w(t) - v_0 - e_c$$

$$e_c = e_1 - c$$

$$e_1 = -k_v v_0 + k_r x_r + k_w w(t)$$

e_1 : est le signal d'entrée du limiteur.

c : est le signal de sortie du limiteur.

$$c = \begin{cases} e_1 & \text{si } i_{\min} \leq i \leq i_{\max} \\ k_i i_{\max} & \text{si } i > i_{\max} \\ k_i i_{\min} & \text{si } i < i_{\min} \end{cases}$$

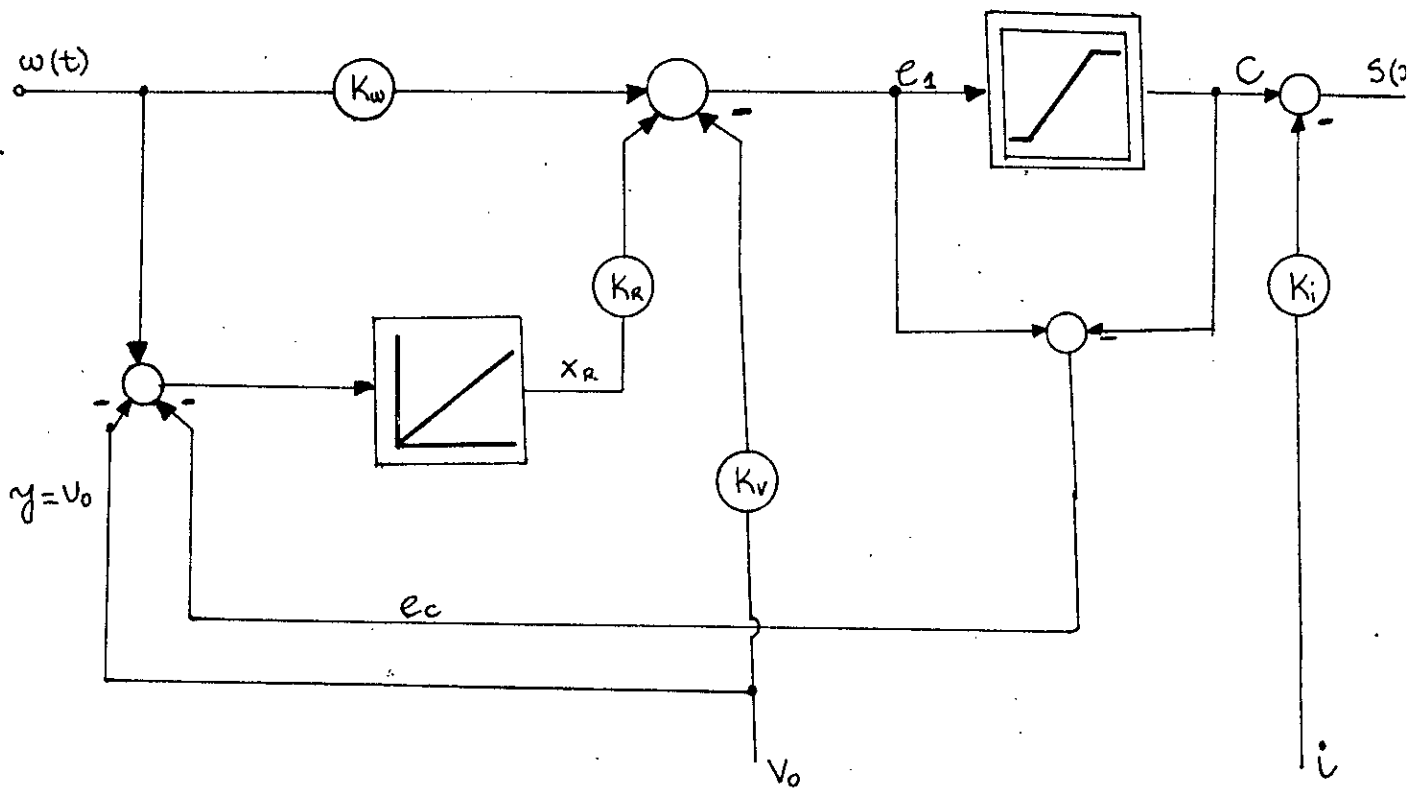
La surface $s(x)$ prendra donc la forme :

$$s(x) = \begin{cases} -k_i i - k_v v_0 + k_r x_r + k_w w(t) & \text{si } i_{\min} \leq i \leq i_{\max} \\ -k_i i + c_1 & \text{si } i > i_{\max} \\ -k_i i + c_2 & \text{si } i < i_{\min} \end{cases}$$

Avec:

$$e_1 = k_i i_{\max}$$

$$e_2 = k_i i_{\min}$$



Fig(3.6): Structure de réglage en présence de limitation et intégrateur

III.4. SIMULATION ET RESULTATS:

Pour les tests de simulations les grandeurs caractéristiques du système sont choisit comme suit :

*** Pour le convertisseur abaisseur:**

- $c_f = 26.8 \mu\text{F}$.
- $L = 1,41 \text{ mH}$.
- $r_{\min} = 10 \Omega$.
- $r_{\max} = 1000 \Omega$.

*** Pour le générateur photovoltaïque:**

- Courant de court-circuit : $I_{cc} = 2 \text{ Ampères}$.
- Tension à vide : $V_p = 24 \text{ Voltes}$.

La figure (1) montre la réponse du système sans régulateur intégrateur, à un échelon de tension de **10 Volts**, pour une charge $r = 20 \Omega$, en plaçant le pôle à $P = -3100 \text{ (s}^{-1}\text{)}$, de même que pour une consigne sinusoïdale $w(t) = 10 \sin(100 \pi t)$ figure(2), on voit que la réponse suit la consigne, mais avec une erreur statique non nulle, la commande équivalente correspondante vérifie la condition : $-1 \leq U_{eq} \leq +1$, qui prouve l'existence du mode de glissement.

En introduisant l'action intégrale, cette erreur statique devient nulle.

En effet, la figure(3) montre la réponse du système à un échelon de tension de **10 Volts**, pour un dimensionnement **Robuste** des paramètres de la surface de glissement:

$$k_v = 0.30, k_r = 1225.$$

En choisissant arbitrairement :

$$k_i = 1, k_v = 1.$$

La tension de sortie v_0 suit parfaitement la consigne. pour une charge de $r = 10 \Omega$. Dans la figure(4), pour $r = 1000 \Omega$, la tension aux bornes du filtre est pratiquement la même que pour $r = 10 \Omega$.

En faisant diminuer la charge r , on remarque que le courant I_p débité par le générateur photovoltaïque augmente, par conséquent la tension V_p diminue légèrement jusqu'au point correspondant au fonctionnement sur le coude (puissance maximale), et ceci pour une charge de $r = 6 \Omega$. Pour une charge inférieure le générateur fonctionne en court-circuit.

Restant toujours dans le fonctionnement Hacheur, la mise en évidence de la robustesse de la commande par mode de glissement est testée en faisant subir la charge r à une variation brusque à un instant donné de $r = 15 \Omega$ à $r = 1000 \Omega$.

voir **figure (5)**, ou inversement de $r = 1000 \Omega$ à $r = 40 \Omega$ voir **figure (6)**.

La tension aux bornes du filtre de sortie reste parfaitement insensible à ces perturbations.

La figure (7) montre la réponse du système en mode de glissement à une consigne sinusoidale (Fonctionnement Onduleur). Le choix des paramètres tel-que:

$$k_v = 0.3, k_r = 1225.$$

k_i et k_w sont toujours maintenus à la valeur 1. la charge est $r = 20$. ce qui permet d'avoir une tension de sortie parfaitement sinusoidale.

La **Robustesse** de la loi de commande est testée en faisant varier la charge r de 1000Ω à 40Ω à l'instant $t=0.005$ s (figure (8.a)), et à l'instant $t=0.01$ s (figure (8.b)) puis de 10Ω à 1000Ω à l'instant $t=0.005$ s (figure (9:b)), et à l'instant $t=0.01$ s (figure

(9.a)). La tension de sortie obtenue est **totale**ment insensible à ces variations.

Pour assurer une protection du système contre d'éventuel surcharge, on a introduit une limitation sur courant dans l'inductance, sachant que ceci se trouve dans une plage s'étendant de -2 A à $+2 \text{ A}$. La mise en éviance de la limitation est testée pour une plage de variation du courant de -0.4 A à $+0.4 \text{ A}$.

En fonctionnement Hacheur, la réponse à un échelon de 10 Volts (figure (10)) pour un pôle de $-5500 \text{ (s}^{-1}\text{)}$ et une charge de $r = 20 \Omega$, présente une erreur statique non nulle, cette erreur est annulée une fois on introduisant le **regulateur intégrateur** et ceci par des paramètres de la surface :

$$k_v = 0.30 , \quad k_r = 1225. \quad \text{voir figure (11)}$$

on constate le comportement parfait en limitation et au passage sans dépassement au fonctionnement normal.

Dans le cas Onduleur, en choisissant les paramètres de la surface de glissement:

$$k_v = 0.30 , \quad k_r = 1225 , \quad \text{et pour une charge } r = 25 \Omega.$$

La réponse à une sinusoïde $w(t) = 10 \sin(100 \pi t)$, est une tension sinusoïdale présentant une limitation, ceci est un resultat logique du fait que le courant dans le filtre est limité (figure(12)).

Vue que la caractéristique statique du générateur photovoltaïque varie horizontalement en fonction de la température et verticalement en fonction de l'éclairement. Nous avons procédé dans cette dernière partie à déterminer les limites d'utilisation pratique du générateur photovoltaïque, et ceci par des tests de simulation, en faisant varier la température de 270 K à 340 K , l'éclairement est donné par son image I_{cc} , de $I_{cc} = 2 \text{ A}$ à 10 A . les resultats trouvés précédement lors du

dimensionnement de la surface de glissement resteront valables dans l'intervale de température tel-que

$270 \text{ k} \leq T \leq 340 \text{ k}$, et l'éclairement tel-que:

$I_{cc} \geq 2 \text{ A}$. Ce qui représente les limites de fonctionnement pratique du générateur photovoltaïque avec un réglage par mode de glissement.

III.5. CONCLUSION:

Les résultats de simulation de ce chapitre en utilisant le modèle linéaire ont montrés qu'en appliquant la technique des modes glissants, il est possible de faire fonctionner un convertisseur abaisseur en **onduleur** et en **hacheur** selon la consigne désirée.

nous avons montrés par des tests de simulation, la robustesse parfaite de la loi de commande aux perturbations au niveau de la tension d'entrée V_p .

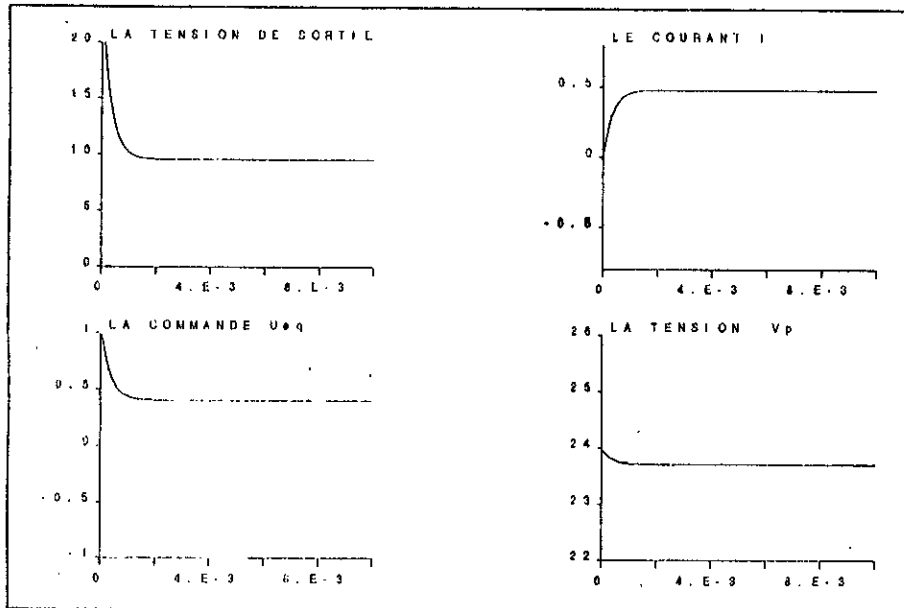
malgré ceci, certains paramètres influencent la dynamique du système (la charge r). Pour pallier ce problème un placement robuste permet d'au moins à minimiser l'influence de ces paramètres.

Ayant fixé la plage de variation de la charge r , le générateur photovoltaïque reste en fonctionnement normal et il n'atteint le régime de court-circuit que pour certaines valeurs de la charge r petites.

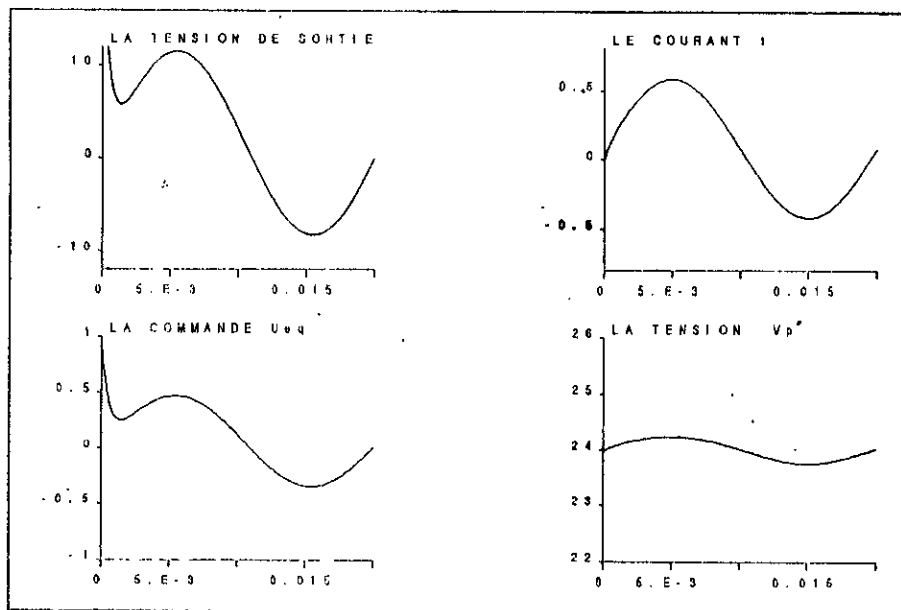
Afin de protéger le système vis-à-vis à ce problème, l'introduction d'une limitation sur le courant devient indispensable, pour éviter la détérioration de notre système. Pour cela un placement de pôles adéquat a été envisagé.

Reste à remarquer que la forme de la tension de consigne se répercute sur toutes les grandeurs caractérisant le système tel-que la tension d'entrée du convertisseur, les courants, la tension de sortie et la commande équivalente.

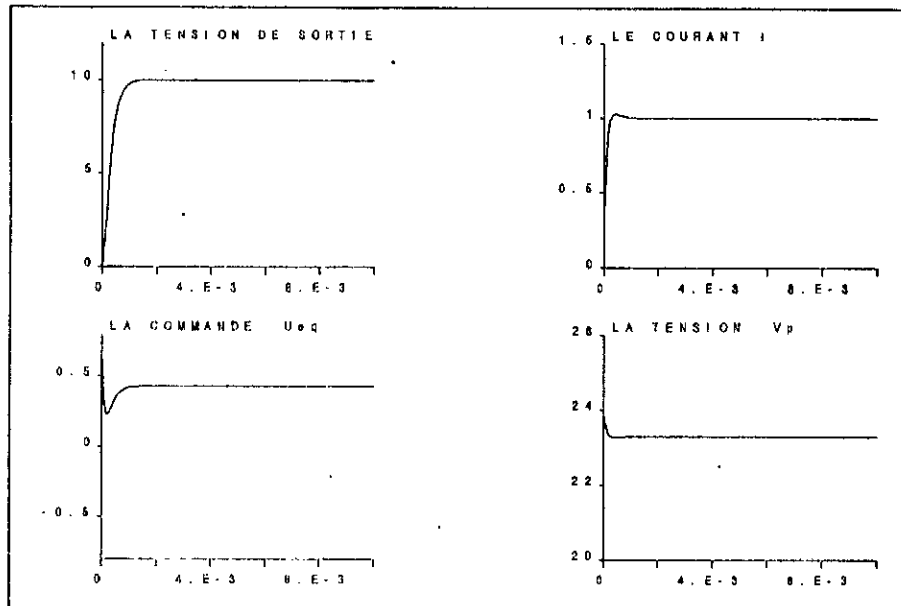
L'intérêt de l'application des modes glissants pour le système convertisseur abaisseur utilisé en hacheur et en onduleur associé à un générateur photovoltaïque étant la robustesse et surtout la simplicité de l'implémentation de l'algorithme de commande.



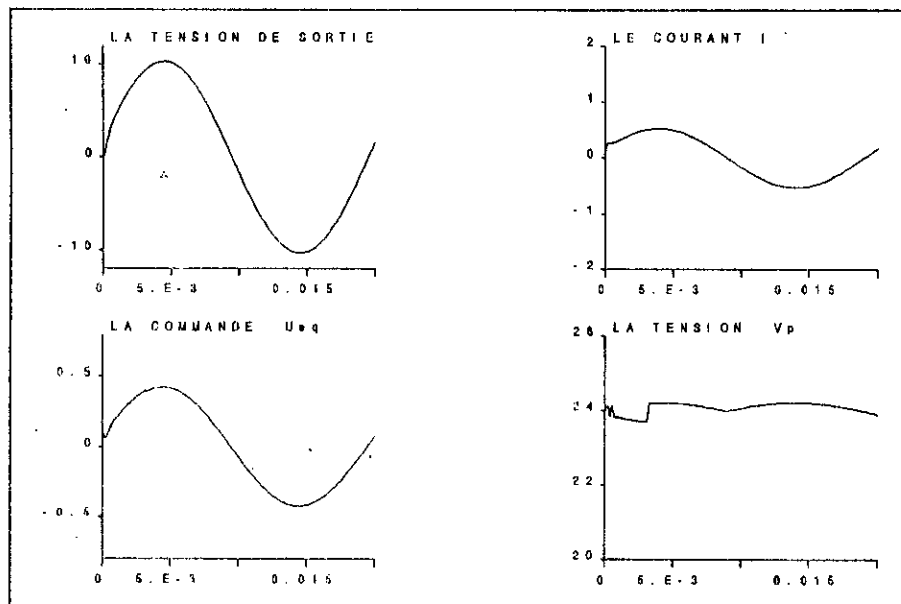
Fig(1): Fonctionnement Hacheur sans régulateur intégrateur pour: $r=20 \Omega$, le pôle est placé à $-3100 (s^{-1})$.



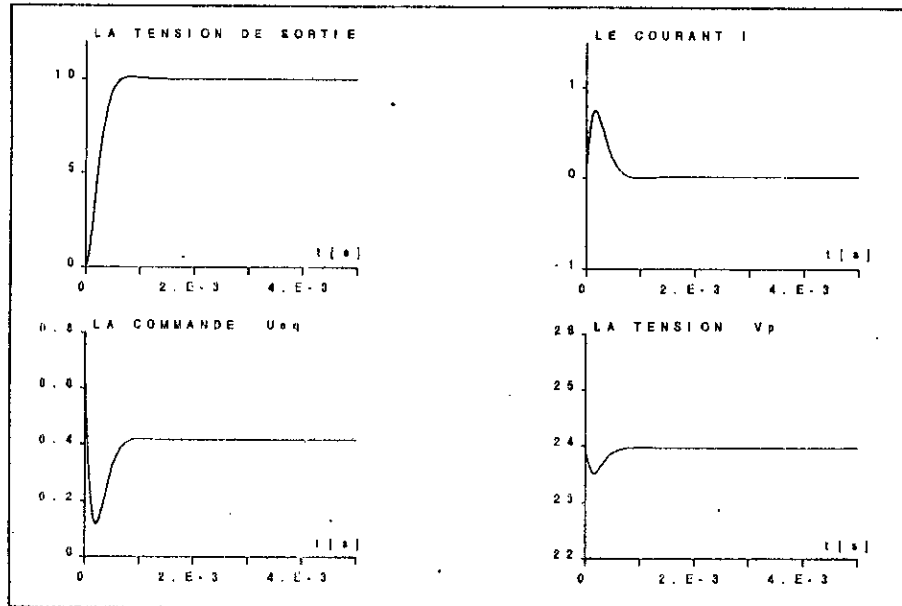
Fig(2): Fonctionnement Onduleur sans régulateur intégrateur pour: $r=20 \Omega$, le pôle $p=-2000 (s^{-1})$.



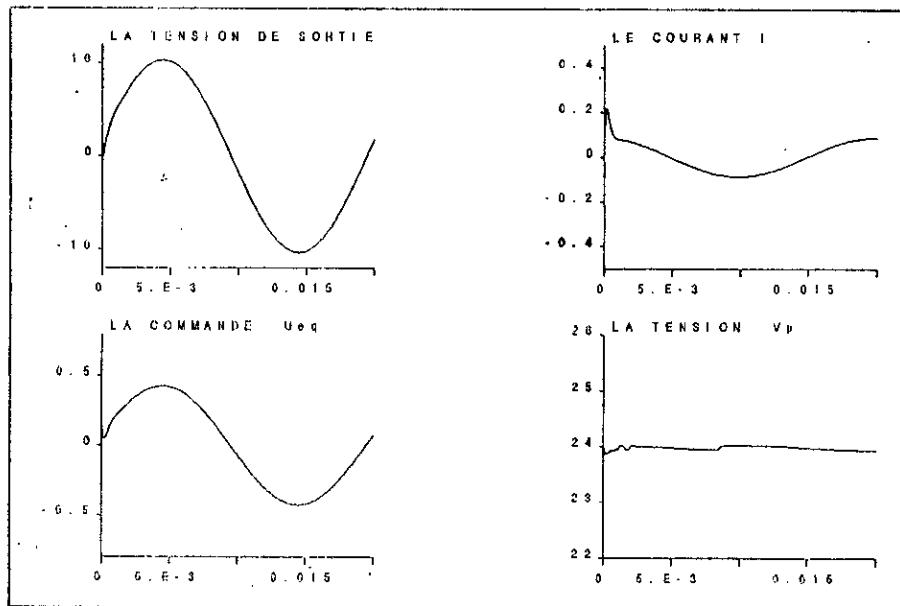
Fig(3): Fonctionnement Hacheur avec régulateur intégrateur pour: la consigne $w(t)=10V$, $r=10\Omega$, $k_v=0.3$, $k_r=1225$.



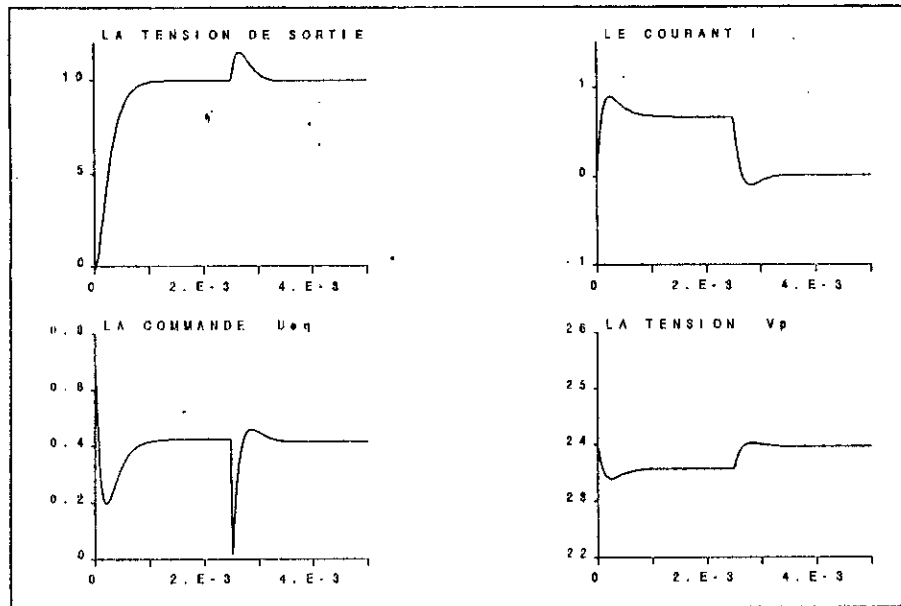
Fig(7): Fonctionnement Onduleur avec régulateur intégrateur pour: $w(t)=10 \sin(100 \pi t)$ $r=20 \Omega$, $k_v=0.3$, $k_r=1225$.



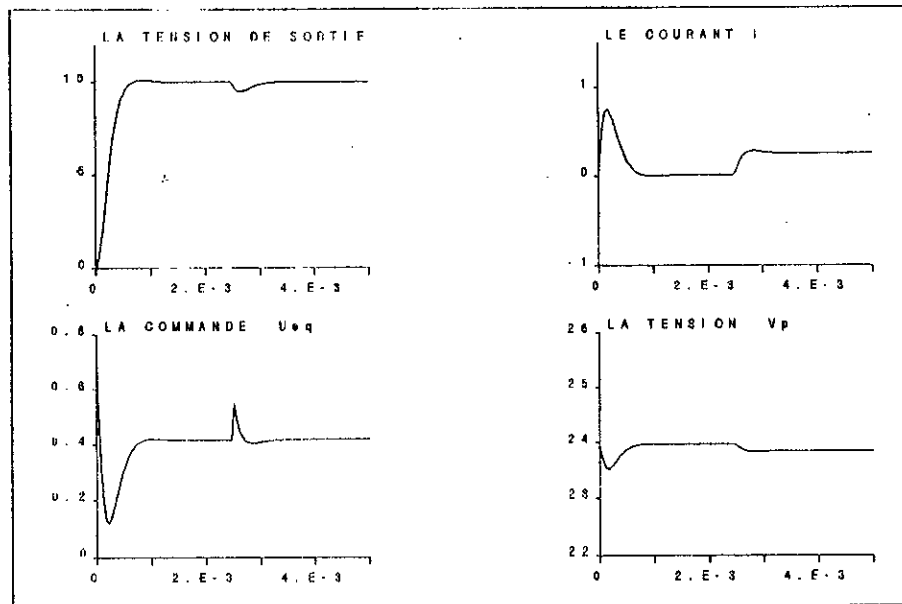
Fig(4): Fonctionnement Hacheur avec régulateur intégrateur pour : $w(t) = 10$ Volts
 $r=1000 \Omega$, $k_v=0.3$, $k_r=1225$.



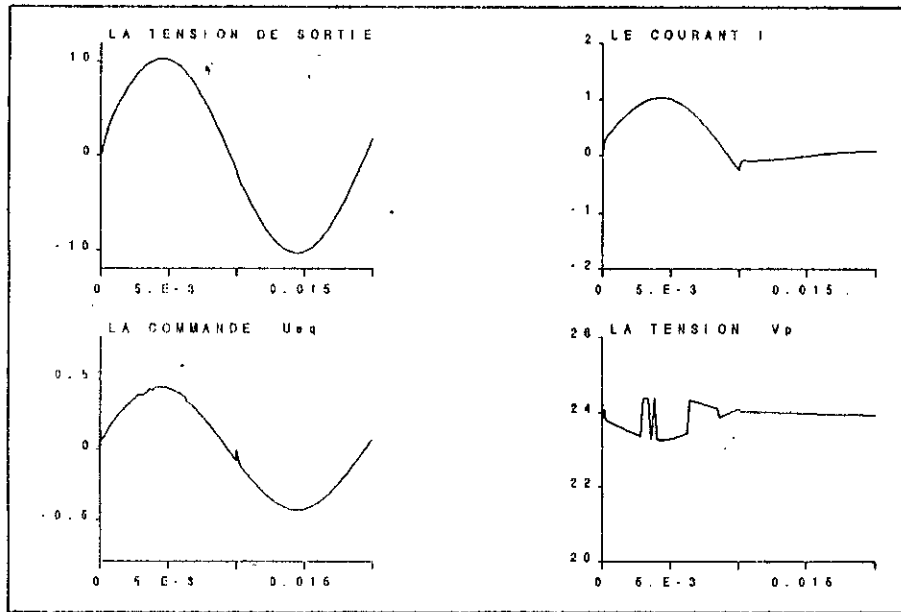
Fig(7.a): Fonctionnement Onduleur pour une charge $r = 1000 \Omega$, $k_v = 0.3$, $k_r = 1225$.



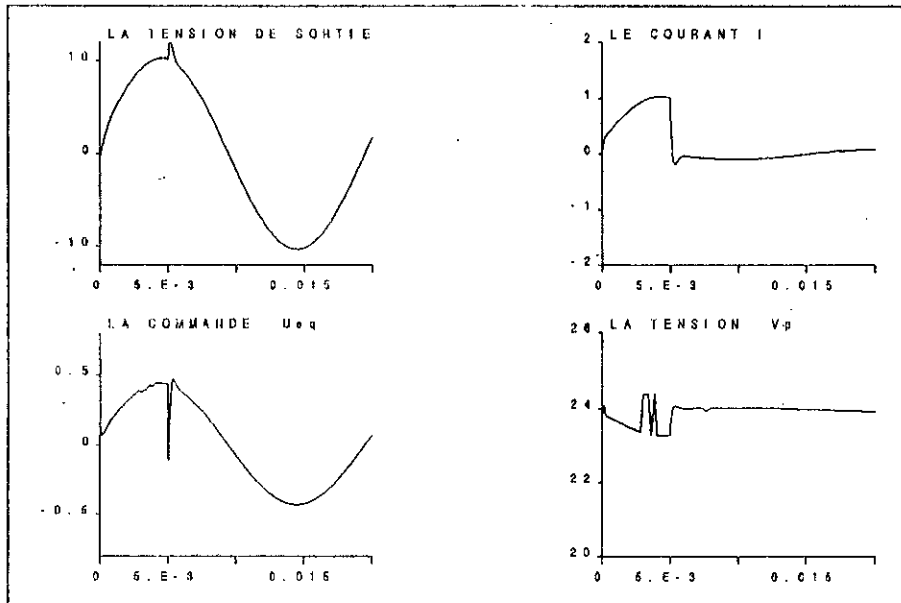
Fig(5): Fonctionnement Hacheur avec régulateur intégrateur pour une perturbation sur la charge de 15 à 1000 Ω à l'instant $t=0.0025$ s.



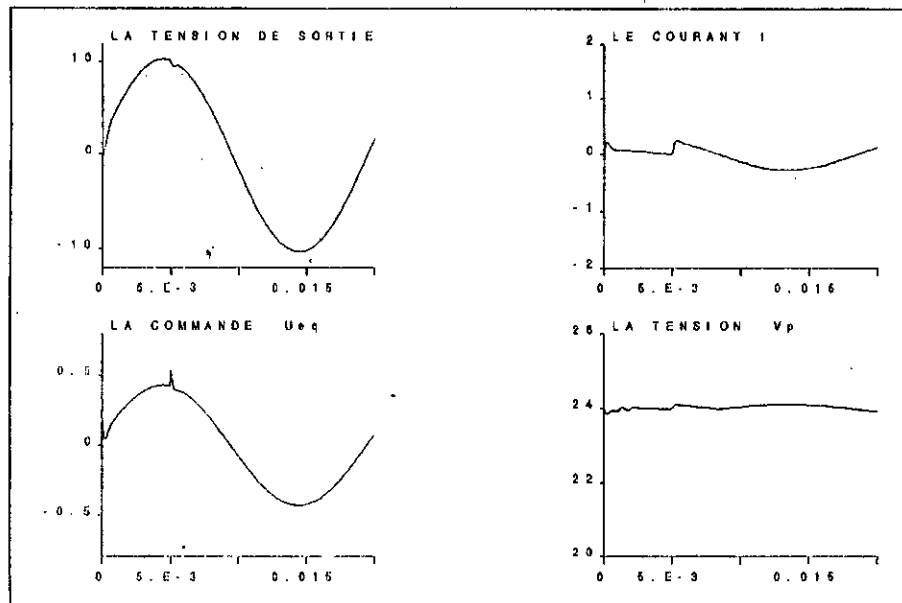
Fig(6): Fonctionnement Hacheur avec une perturbation sur la charge r de 1000 à 40 Ω , $k_v=0.3$, $k_r=1225$.



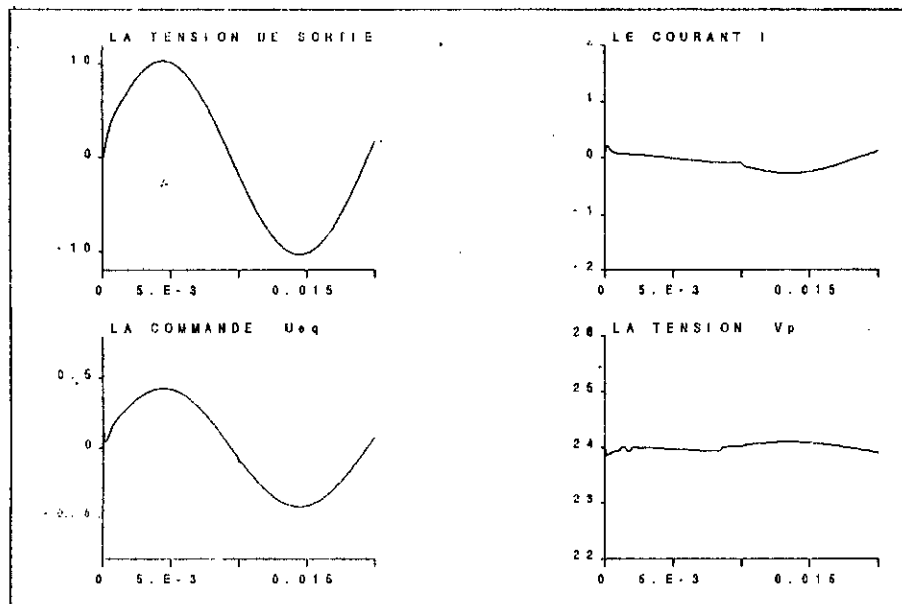
Fig(9): Fonctionnement Onduleur pour une variation de la charge r de 10 à 1000 Ω à l'instant $t=0.01s$ $k_v=0.3$, $k_r=1225$.



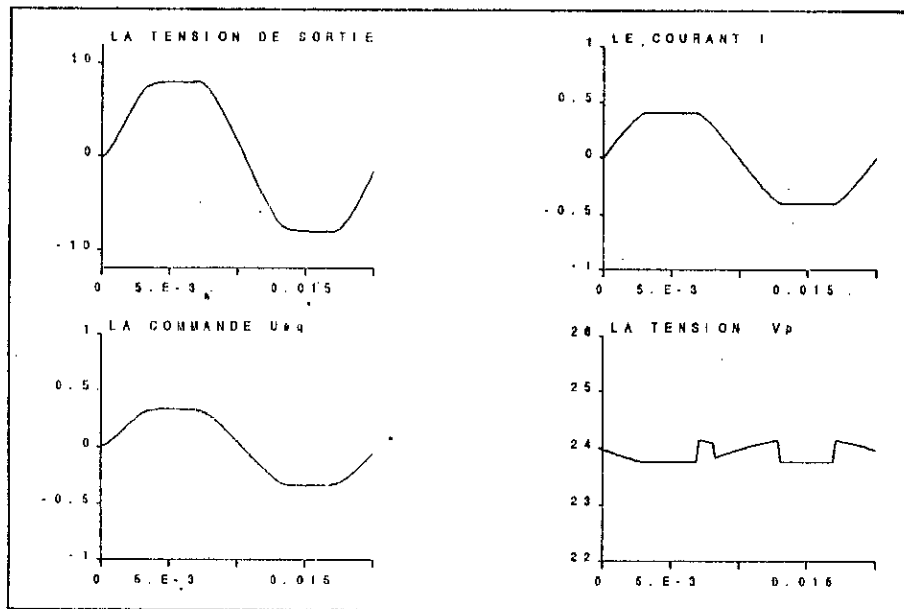
Fig(9.a): Fonctionnement Onduleur pour une perturbation sur r de 10 à 1000 Ω à l'instant $t=0.005s$, $k_v=0.3$, $k_r=1225$.



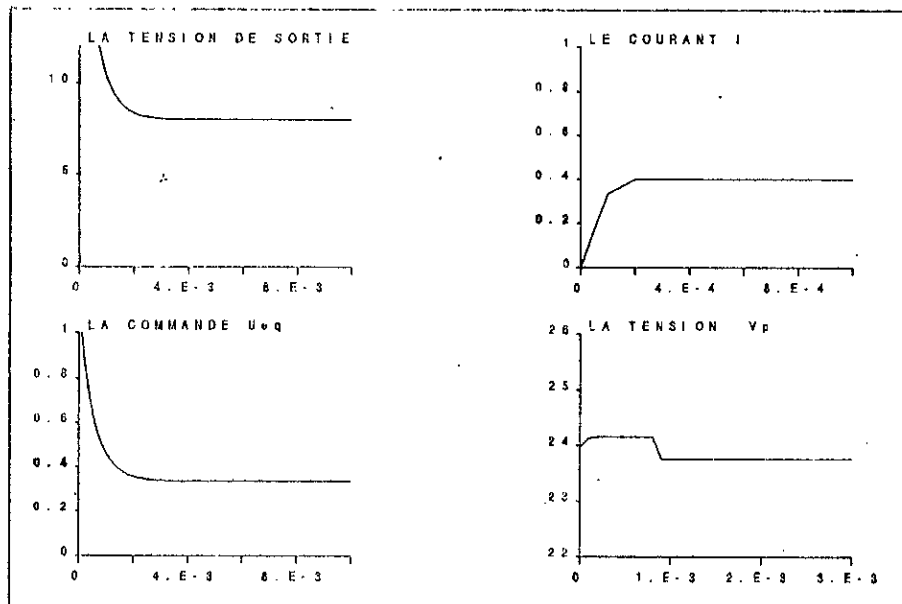
Fig(8.a): Fonctionnement Onduleur pour une perturbation sur r de 1000 à 40 Ω à l'instant $t=0.005$ s. $k_v=0.3$, $k_r=1225$.



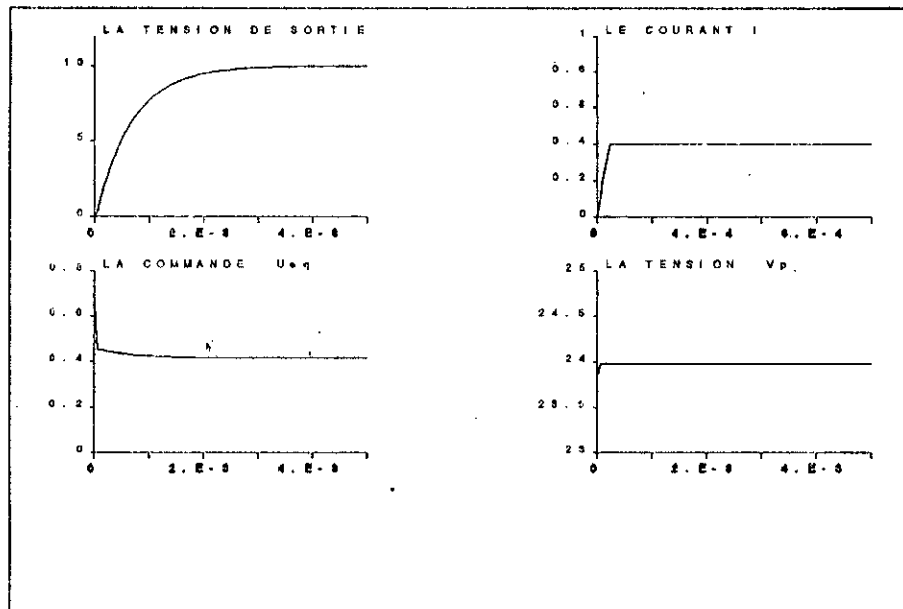
Fig(8.b): Fonctionnement Onduleur pour perturbation sur r de 1000 à 40 Ω à $t = 0.01$ s, $k_v = 0.3$, $k_r = 1225$.



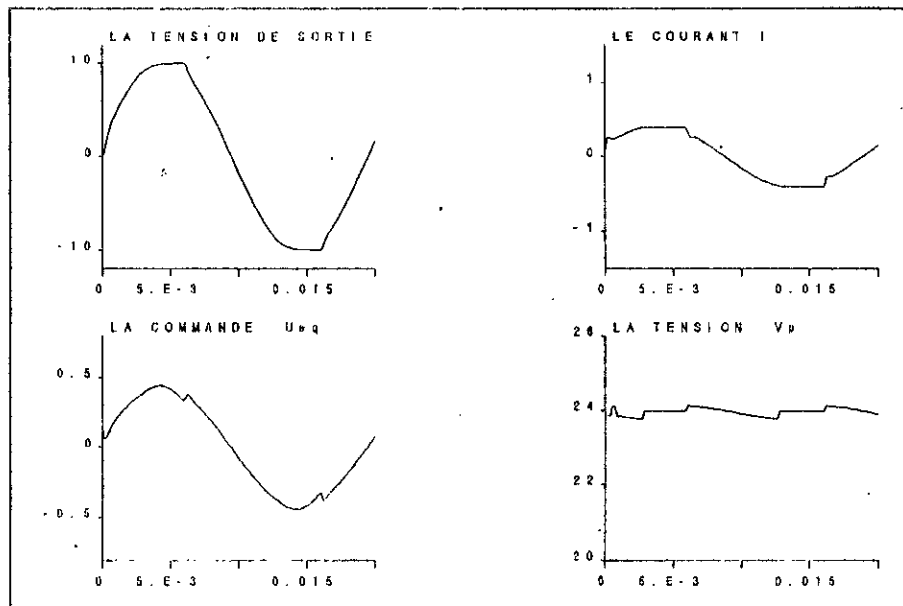
Fig(13): fonctionnement Onduleur en limitation de courant à $\pm 0.4 \text{ A}$, le pôle $p=-2000 \text{ (s}^{-1}\text{)}$, $r=20\Omega$.



Fig(10): Fonctionnement Hacheur avec limitation du courant à $\pm 0.4 \text{ A}$, $p=-5500 \text{ (s}^{-1}\text{)}$, $r=20 \Omega$.



Fig(11): Fonctionnement hacheur avec limitation à ± 0.4 A, et action intégrale: $k_v=0.3$, $k_r=1225$, $r=25 \Omega$.



Fig(12): Fonctionnement Onduleur avec limitation à ± 0.4 A, en présence de l'intégrateur: $k_v=0.3$, $k_r=1225$, $r=25 \Omega$.

Chapitre IV

SYNTHESE DES MODES GLISSANTS POUR LE MODELE NON-LINEAIRE

INTRODUCTION:

Comme il a été mentionner dans la section (4.2) du chapitre (II) lors de l'association indirecte du convertisseur électrique et du générateur photovoltaïque, le modèle décrivant le système complet était non-linéaire ce qui fait appel aux techniques de synthèse des modes glissants pour les systèmes non-linéaires.

Dans le présent chapitre, nous essayerons d'appliquer ce type de commande et voir quels avantages et inconvénients peut apporter l'application de ceci pour la dynamique de notre système.

Dans la section (IV.1) nous rappellerons la notions fondamentales des systèmes non-linéaires en se limitant uniquement au cas mono-entrée/mono-sortie (cas du système à étudier) dont on donnera les définitions et les théorèmes fondamentaux.

Dans la section (IV.2), on présentera les techniques de linéarisation des systèmes non-linéaires afin de faciliter la synthèse de la commande. Deux méthodes seront

exposées: la méthode de la linéarisation totale, et la linéarisation partielle par retour d'état.

L'application de ces deux méthodes séparément met en évidence les limites de chaque technique et ses avantages par rapport à l'autre et ainsi pour pouvoir comparer les résultats vis-à-vis de ceux du chapitre (III).

IV.1. NOTIONS ELEMENTAIRES DES SYSTEMES NON-LINEAIRES :

IV.1.1. Définitions :

Un système non-linéaire est décrit généralement par :

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot U \quad (4.1)$$

Où $x \in X$: Le vecteur d'état, X un ouvert de \mathbb{R}^n .

U est la fonction commande (éventuellement discontinue), $U: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$

f et g des champs de vecteur définis dans un ouvert X de \mathbb{R}^n , avec la condition $g(x) \neq 0$
 $\forall x \in X$.

IV.1.2. Notion de degré relatif:

Soit un système non-linéaire mono-entrée mono-sortie donné par :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x) \cdot U \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (4.2)$$

Où $x \in \mathbb{R}^n$, y et $U \in \mathbb{R}$.

Le système (4.2) est dit de **degré relatif r** au point x_0 si [7]:

1 -

$$L_g L_f^k h(x) = 0$$

Pour tout x au voisinage de x_0 et pour tout $k < r-1$.

2 -

$$L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0$$

Remarque (1):

Le degré relatif r est interpréter comme étant le nombre de dérivation de la sortie y jusqu'à avoir explicitement la première apparition de la commande U .

Remarque (2):

Pour le cas linéaire, r correspond à l'exés des pôles sur les zéros de la fonction de transfert.

IV.1.3. Transformation de coordonnées:

La méthode de synthèse des lois de commande généralement utilisé (commande par retour d'état) est applicable que dans le cas linéaire.

Pour les systèmes non-linéaire, la forme normale donnée par une transformation de coordonnées permet une linéarisation par retour d'état.

Définissons les nouvelles coordonnées Z données par la transformation difféomorphique :

$$Z = \phi(x) \quad (4.3)$$

par :

$$\begin{aligned} z_1 &= \phi_1(x) = h(x) = y \\ z_2 &= \phi_2(x) = L_f h(x) = \dot{y} \\ &\vdots \\ z_r &= \phi_r(x) = L_f^{r-1} h(x) = y^{(r-1)} \\ z_{r+1} &= \phi_{r+1}(x) \\ &\vdots \\ z_n &= \phi_n(x) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Où r est le degré relatif du système ($r \leq n$).

La description du système par les nouvelles coordonnées est donc :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \dot{y} = z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\vdots \\ \dot{z}_{r-1} &= z_r \\ \dot{z}_r &= L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) = b(z) + a(z) \cdot U \\ \dot{z}_{r+1} &= L_f \phi_{r+1}(x) + L_g \phi_{r+1}(x) \cdot U = q_{r+1}(z) \\ &\vdots \\ \dot{z}_n &= L_f \phi_n(x) + L_g \phi_n(x) \cdot U = q_n(z) \\ y &= z_1 \end{aligned} \quad (4.5)$$

forme obtenue n'est pas normale. Le choix donc des ϕ_i par (b) doit être fait avec soin.

IV.2. LINEARISATION TOTALE PAR RETOUR D'ETAT:

On considère le système non-linéaire (4.1) de degré relatif $r = n$, i.e exactement égal au dimension de l'espace d'état.

Dans ce cas le changement de coordonnées nécessaire pour la forme normale est donnée par :

$$\phi(x) = \begin{bmatrix} \phi_1(x) \\ \phi_2(x) \\ \vdots \\ \phi_n(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(x) \\ L_f h(x) \\ \vdots \\ L_f^{n-1} h(x) \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

ou simplement :

$$z_i = \phi_i(x) = L_f^{i-1} h(x) ; \quad 1 \leq i \leq n \quad (4.9)$$

Le système sera décrit par les équations de la forme:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\vdots \\ \dot{z}_n &= b(z) + a(z) \cdot u \end{aligned} \quad (4.10)$$

où

$$z^T = [z_1 \dots z_n]$$

avec :

$$a(z) \neq 0.$$

On choisit la loi de commande U:

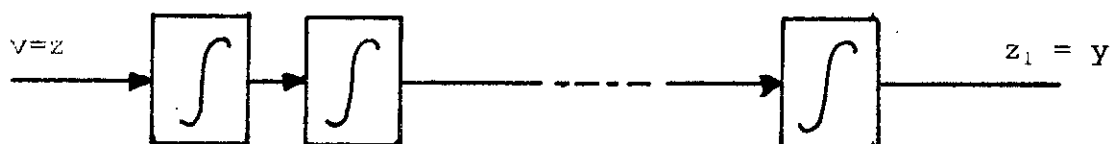
$$U = \frac{1}{a(z)} [-b(z) + v] \quad (4.11)$$

En introduisant l'expression (4.11) dans le système (4.10), on aboutit au nouveau système :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\vdots \\ \dot{z}_{n-1} &= z_n \\ \dot{z}_n &= v \end{aligned} \quad (4.12)$$

Donne comme résultat un système linéaire commandable (fig(4.2)) appelée aussi forme canonique de BRUNOVSKY.

En conclusion, tout système non-linéaire avec un degré relatif $r=n$, au voisinage de x_0 , peut être transformé en un système linéaire commandable.



fig(4.2): Forme canonique de Brunovsky.

Arrivant à ce stade, toutes les techniques d'analyse et de synthèse des systèmes linéaires sont applicables pour la recherche de la commande v .

U sera donnée par la transformation inverse (4.11).

si la sortie $h(x)$ pour laquelle le système n'a pas un degré relatif $r=n$, dans ce cas il faudra chercher des sorties $T_1(x)$:

- qui ont un sens physique.
- vérifient la condition $a(z) \neq 0$.

Pour que cette nouvelle sortie réalise une linéarisation par retour d'état au voisinage de tout point x_0 , deux conditions nécessaires et suffisantes doivent être satisfaites :

1 -

$$\text{rang}[g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-1} g] = n$$

2 - La distribution: $[g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g]$ est involutive au voisinage de x_0 .

Le changement de variable non-linéaire est obtenu en résolvant le système linéaire aux dérivées partielles dont la solution n'est pas unique.

$$L_g T_1 = 0$$

$$L_{ad_f g} T_1 = 0$$

(4.13)

$$L_{ad_f^{n-2} g} T_1 = 0$$

Une fois T_1 est obtenue, les autres termes T_2, \dots, T_n sont déterminés à partir de :

$$T_{i+1}(x) = L_f T_i(x)$$

$$i = 1, \dots, n-1$$

(4.14)

$$T_{n+1}(x, U) = L_{f+g \cdot U} T_n(x) = \alpha(x) + \beta(x) \cdot U$$

Les variables T_i doivent satisfaire $T_i(0) = 0$, $\beta(x)$ non singulier sur X et $\alpha(0)=0$.

donne comme résultat un système linéaire commandable dans l'espace de **Brunovsky**:

$$\dot{T} = A T + B v \quad (4.15)$$

Ou :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

et, $\text{Dim } A = (n+1) \times (n+1)$.

$\text{Dim } B = 1 \times n$.

Remarque:

On voit que la condition (1) du théorème en x_0 est équivalente à la condition de controlabilité pour un système linéaire défini par:

$$\dot{x} = A x + B U$$

c'est-à-dire:

$$\begin{aligned} \text{rang}[g, ad_f^1 g, \dots, ad_f^{n-1} g](x) &= n \\ \Leftrightarrow \text{rang}[B, AB, \dots, A^{n-1}B] &= n \end{aligned} \quad (4.17)$$

IV.3. LINEARISATION PARTIELLE PAR RETOUR D'ETAT:

Si le système a un degré relatif $r < n$, pour toute sortie $h(x)$, et si les conditions 1 et 2 de la section (IV.2.1) (pour l'existence d'une autre sortie, pour laquelle le degré relatif sera égal à n) ne sont pas satisfaites, il est possible d'obtenir un système qui est partiellement linéaire donné par la forme normale suivante :

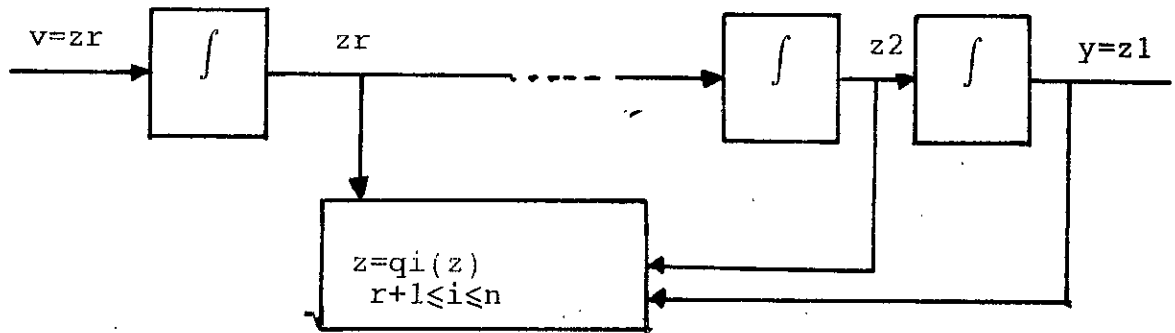
$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= z_2 \\
 \dot{z}_2 &= z_3 \\
 &\vdots \\
 \dot{z}_{r-1} &= z_r \\
 \dot{z}_r &= v \\
 \dot{z}_{r+1} &= q_{r+1}(z) \\
 &\vdots \\
 \dot{z}_n &= q_n(z)
 \end{aligned}
 \tag{4.18}$$

$$y = z_1$$

Le système donné par (4.18) est décomposé en deux sous-systèmes:

- Un sous-système linéaire, de dimension r , qui est le seul responsable sur la dynamique et le comportement du système.
- Un autre sous-système, qui est non-linéaire, de dimension $(n-r)$, et qui n'a pas d'influence sur la sortie y .

Le système(4.18) peut être schématiser par le diagramme bloc suivant fig(4.3),(ci-dessous).



Afin d'écrire les équations (4.18) de manière compacte, nous introduisons une notation vectorielle .

soit :

$$\xi^T = [z_1, z_2, \dots, z_r] \quad ; \quad \eta^T = [z_{r+1}, \dots, z_n] \quad (4.19)$$

Avec ces notation la forme normale (4.18) est réécrite de la façon suivante :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\vdots \\ \dot{z}_{r-1} &= z_r \\ \dot{z}_r &= b(\xi, \eta) + a(\xi, \eta) \cdot U \\ \dot{\eta} &= q(\xi, \eta) \end{aligned} \quad (4.20)$$

Pour le point d'équilibre x_0 on a $f(x_0) = 0$ et $h(x_0) = 0$, il est nécessaire que le vecteur ζ est nul au point x_0 , a noter qu'il est toujours possible de choisir arbitrairement la valeur de η au point x_0 (en particulier $\eta = 0$ au point x_0).

Le point d'équilibre pour le système donné par les nouvelles coordonnées (4.4) est $(\zeta, \eta) = (0, 0)$.

Si on veut avoir $y(t) \equiv 0 \forall t$, il faut choisir $\zeta(0) = 0$, et

Qui donnent : $\zeta = 0 \forall t$.

$$U = -\frac{b(0,\eta)}{a(0,\eta)}$$

Par conséquent :

$$\dot{\eta} = q(0,\eta(t)) \quad (4.21)$$

La dynamique décrite par (4.21) est appelée dynamique interne du système (dynamique des zéros), qui doit être asymptotiquement stable.

Dans le cas où il s'agit de poursuite d'une trajectoire de référence $y_r(t)$ non nulle, on procède de la même manière que la poursuite d'une consigne nulle. On établit :

$$z_i(t) = y_r^{i-1}(t) \quad \forall t, \quad 1 \leq i \leq r \quad (4.22)$$

En posant :

$$\xi_r^T(t) = [y_r(t), y_r^{(1)}(t), \dots, y_r^{(r-1)}(t)] \quad (4.23)$$

La commande U doit nécessairement satisfaire :

$$y_r^{(r)}(t) = b[\xi_r(t), \eta(t)] + a[\xi_r(t), \eta(t)].U \quad (4.24)$$

Avec $\eta(t)$ est la solution de l'équation différentielle :

$$\dot{\eta}(t) = q[\xi_r(t), \eta(t)] \quad (4.25)$$

Qui satisfait $\eta(0)=0$.

La dynamique (4.25) doit être asymptotiquement stable.

IV.4. APPLICATION DE LA COMMANDE NON-LINEAIRE POUR LE SYSTEME:

Etant donné le modèle mathématique du système au paragraphe (4.2) du chapitre

II donné par:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x).U \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (4.26)$$

Avec :

$$x^T = [V_p, i, V_0]$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} \frac{I_p}{c} \\ -\frac{V_0}{L} \\ \frac{i}{c_f} - \frac{V_0}{rc_f} \end{bmatrix} ; \quad g(x) = \begin{bmatrix} -\frac{i}{c_f} \\ \frac{V_p}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{et} \quad h(x) = V_0$$

U est la commande discontinue appartenant à l'ensemble $\{-1, +1\}$.

A noter que I_p est le courant délivré par le générateur photovoltaïque donné par l'équation (2.1).

L'objectif visé est d'asservir la tension aux bornes du filtre de sortie du convertisseur électrique selon le fonctionnement envisagé (Hacheur, Onduleur) en utilisant la commande par mode de glissement.

IV.4.1. Le degré relatif:

On dérivant la sortie $y(t)$ assez de fois pour faire apparaître l'entrée U :

$$y = x_3 = h(x)$$

$$\dot{y} = \frac{dy}{dt} = \frac{x_2}{c_f} - \frac{x_3}{rc_f} \quad (4.27)$$

$$\ddot{y} = \frac{d^2y}{dt^2} = \frac{\dot{x}_2}{c_f} - \frac{\dot{x}_3}{rc_f} = \frac{x_3}{rc_f} \left(\frac{1}{rc_f} - 1 \right) - \frac{x_2}{rc_f^2} + \frac{x_1}{rc_f} U$$

Sachant que $x_1 \neq 0 \forall t$, \ddot{y} dépend explicitement de U , donc le degré relatif du système est $r=2$.

On en conclut qu'on utilisant la sortie $y(t) = V_0$, la technique de linéarisation totale n'est pas applicable.

IV.4.2. Application de la linéarisation totale:

Vue que la sortie réelle $y = v_0$: la tension de sortie aux du filtre ne vérifie pas le degré relatif $r=n$ qui est le degré du système.

On cherche à retrouver une autre sortie ayant **une signification physique** et qui réalise les conditions de la linéarisation totale :

$$1 - \text{Rang} [g, \text{ad}_f g, \text{ad}_f^2 g] = 3 ? \quad (4.28)$$

Avec :

$$\frac{\partial I_P}{\partial V_P} = -I_S \frac{q}{KT} \exp\left(\frac{qV_P}{KT}\right) ; \quad \frac{\partial^2 I_P}{\partial V_P^2} = -I_S \left(\frac{q}{KT}\right)^2 \exp\left(\frac{qV_P}{KT}\right)$$

Le déterminant est donc :

$$ad_g(x) = \begin{bmatrix} \frac{x_3}{LC} + \frac{\partial I_p}{\partial V_p} \frac{x_2}{C^2} \\ -\frac{I_p}{LC} \\ \frac{x_1}{Lc_f} \end{bmatrix}$$

$$ad^2_f g = \begin{bmatrix} \frac{x_2}{C^3} \frac{\partial^2 I_p}{\partial V_p^2} \cdot I_p + \frac{1}{LC} \left(\frac{x_2}{C_f} - \frac{x_3}{rc_f} \right) - \frac{x_3}{LC^2} \frac{\partial I_p}{\partial V_p} - \\ - \frac{\partial I_p}{\partial V_p} \left(\frac{x_3}{LC} + \frac{\partial I_p}{\partial V_p} \frac{x_2}{C} \right) \\ \frac{1}{LC} \frac{\partial I_p}{\partial V_p} - \frac{x_1}{L^2 c_f} \\ - \frac{2I_p}{Lc_f} - \frac{x_1}{Lr c_f^2} \end{bmatrix}$$

Donc :

$$\begin{aligned} \Delta = & -\frac{x_2}{C} \left[\frac{-2I_p^2}{L^2 C^2 c_f} - \frac{I_p x_1}{L^2 r C c_f^2} + \frac{1}{L^2 C c_f} x_1 \frac{\partial I_p}{\partial V_p} - \frac{x_1^2}{L^3 c_f^2} \right] \\ & - \frac{x_1}{L} \left[\frac{-2x_3}{L^2 C^2 c_f} I_p - \frac{x_1 x_3}{L^2 r C c_f^2} - \frac{2I_p x_2}{L C^3 c_f} \frac{\partial I_p}{\partial V_p} - \frac{x_1 x_2}{L r C^2 c_f^2} \frac{\partial I_p}{\partial V_p} \right. \\ & \left. + \frac{x_1 x_2}{L C^3 c_f} I_p \frac{\partial^2 I_p}{\partial V_p^2} + \frac{x_1 x_2}{L^2 C c_f^2} - \frac{x_1 x_3}{L^2 r C c_f^2} \right. \\ & \left. - \frac{x_1 x_3}{L^2 C c_f} \left(1 + \frac{1}{C} \right) \frac{\partial I_p}{\partial V_p} - \frac{x_1 x_2}{L C c_f} \left(\frac{\partial I_p}{\partial V_p} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (4.29)$$

Afin que la condition (4.28) soit réalisable il faut que le déterminant soit non nul quelque soit x_1 , x_2 et x_3 , mais ceci n'est pas toujours vérifié.

A ce stade la technique de linéarisation totale par retour d'état n'est pas applicable, on fait appel à la technique de linéarisation partielle par retour d'état.

IV.4.3. Application de la linéarisation partielle:

En introduisant un changement de coordonnées:

$$Z = \phi(x)$$

Donné par:

$$\begin{aligned} z_1 &= x_3 = y = \phi_1(x) \\ z_2 &= \dot{x}_3 = \dot{y} = \frac{x_2}{c_f} - \frac{x_3}{rc_f} = \phi_2(x) \quad (4.30) \\ z_3 &= \phi_3(x) \end{aligned}$$

Le choix de $\phi_3(x)$ est fait de tel sorte à ce que:

$$L_g \phi_3(x) = 0$$

$$L_g \phi_3(x) = \left(\frac{\partial \phi_3(x)}{\partial x} \right)^T g(x) \quad (4.31)$$

$$= \left(\frac{\partial \phi_3(x)}{\partial x_1} \right) \left(-\frac{x_2}{C} \right) + \left(\frac{\partial \phi_3(x)}{\partial x_2} \right) \left(\frac{x_1}{L} \right) = 0$$

Cette équation aux dérivées partielles admet une multitude de solutions, on choisit:

$$\phi_3(x) = \frac{1}{2} \left(\frac{x_1^2}{L} + \frac{x_2^2}{C} \right) \quad (4.32)$$

On vérifie le jacobien associé au choix de $\phi(x)$:

$$\frac{\partial \phi(x)}{\partial x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{1}{c_f} & -\frac{1}{rc_f} \\ \frac{x_1}{L} & \frac{x_2}{C} & 0 \end{bmatrix} = -\frac{x_1}{Lc_f} \neq 0 \quad ; \quad \forall t \quad (4.33)$$

Par conséquent la transformation : $Z = \phi(x)$ est difféomorphique.

La transformation inverse est:

$$\begin{aligned} x_1 &= \sqrt{L \left[2z_3 - \frac{1}{C} \left(c_f z_2 + \frac{z_1}{r} \right)^2 \right]} \\ x_2 &= c_f z_2 + \frac{z_1}{r} \\ x_3 &= z_3 \end{aligned} \quad (4.34)$$

Et le système est décrit ainsi en utilisant les nouvelles coordonnées:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= b(z) + a(z) \cdot U = v \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{z}_3 &= L_f \phi_3(x) = \frac{I_p}{LC} x_1 - \frac{x_2 x_3}{LC} \end{aligned} \quad (4.35)$$

avec :

$$b(z) = -\frac{1}{rc_f}(z_1+z_2) \quad (4.36)$$

$$a(Z) = \frac{x_1}{Lc_f}$$

Le système (4.35) est décomposé en deux sous-systèmes :

- Le premier sous-système est **linéaire** donné par l'équation d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} v \quad (4.37)$$

- Le second sous-système est non-linéaire qui décrit la dynamique interne du système. Il est donné par :

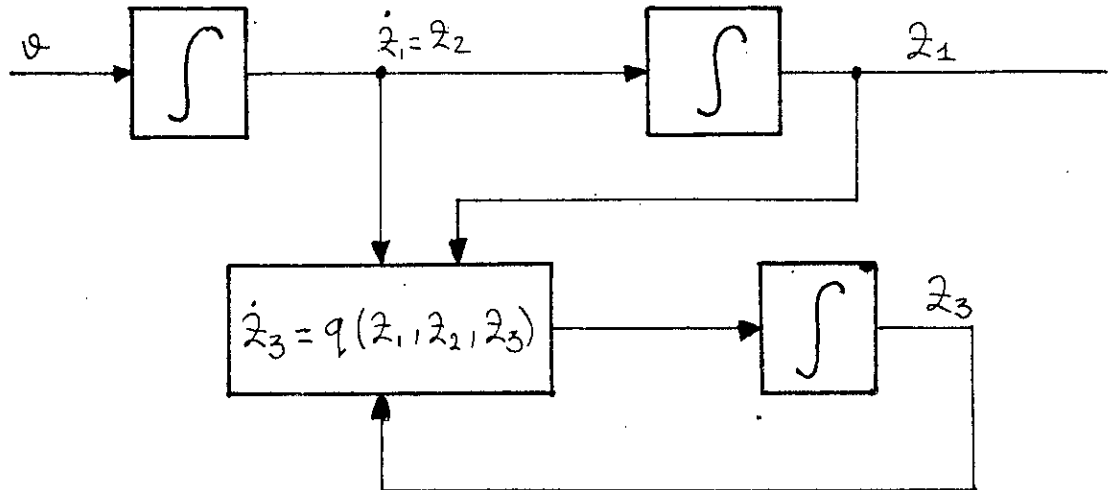
$$\dot{z}_3 = \frac{I_p}{LC}x_1 - \frac{x_2x_3}{LC} = q(z_1, z_2, z_3) \quad (4.38)$$

Le système décrit par (4.35) est gouverné par le sous-système (4.37) à condition que la dynamique interne donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 &= q(0, z_3) \\ \dot{z}_3 &= \frac{50}{LC}(\sqrt{2Lz_3})I_p \\ &= \frac{50}{LC}(\sqrt{2Lz_3})[I_{cc} - I_s(\exp(\frac{\sqrt{2Lz_3}}{v_t}) - 1)] \end{aligned} \quad (4.39)$$

Soit asymptotiquement stable. Ceci étant vérifié par la figure (1).

Le diagramme bloc du système est donné par la fig(4.4).



fig(4.4): Diagramme bloc avec dynamique interne.

IV.4.3.1. Synthèse des modes glissants :

A - Fonctionnement sans régulateur intégrateur :

Pour une surface de glissement choisit :

$$s(z) = -k_1 z_1 - k_2 z_2 + k_w w(t) \quad (4.40)$$

Et une commande discontinue v déduite à partir de U tel-que $U \in \{-1, +1\}$:

$$\begin{aligned} v &= b(z) + a(z) & \text{si } U = +1 \quad (s > 0) \\ v &= b(z) - a(z) & \text{si } U = -1 \quad (s < 0) \end{aligned} \quad (4.41)$$

La commande équivalente v_{eq} doit satisfaire la condition :

$$b(z)-a(z) \leq v_{eq} \leq b(z)+a(z) \quad (4.42)$$

Cette commande est calculée à partir des conditions d'invariances (voir éq(1.12)).

$$\dot{s}(z) = 0 \Rightarrow v_{eq} = \frac{1}{k_2}(-k_1 z_2 + k_w \dot{w}(t)) \quad (4.43)$$

L'équation d'état en mode de glissement est obtenue en remplaçant v par l'expression de v_{eq} dans l'équation (4.37) :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{k_1}{k_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{k_w}{k_2} \end{bmatrix} \dot{w}(t) \quad (4.44)$$

Le polynôme caractéristique associé :

$$p(s) = \det[sI - A_G] = \begin{vmatrix} s & -1 \\ 0 & s + \frac{k_1}{k_2} \end{vmatrix} \quad (4.45)$$

$$p(s) = s\left(s + \frac{k_1}{k_2}\right)$$

Un pôle doit être obligatoirement placé à l'origine l'autre est placé à :

$$s_2 = -\frac{k_1}{k_2}$$

Par un placement de pôles : On place un pôle réel à $s = -\rho$, l'équation caractéristique correspondante est :

$$P(s) = s(s + \rho) \quad (4.46)$$

Par identification avec celle de (4.45), on trouve :

$$\rho = k_1 / k_2. \quad (4.47)$$

En choisissant arbitrairement :

$$k_1 = 1, \quad k_w = 1.$$

On tire :

$$k_2 = 1/\rho. \quad (4.48)$$

Par conséquent il suffit de placer le pôle adéquat $-\rho$, par ce choix le système devient totalement **Robuste** par rapport aux variations paramétriques.

B - Fonctionnement avec intervention du régulateur intégrateur :

Afin d'assurer un asservissement sans erreur statique, on introduit une action intégrale au système linéaire (4.37).

Le système devient :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_r \\ \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_r \\ z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} w(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} v \quad (4.49)$$

De la forme :

$$\dot{Z} = A.Z + B.w(t) + b_v.v \quad (4.50)$$

La surface de glissement prendra la forme :

$$s(z) = -k_1 z_1 - k_2 z_2 + k_r x_r + k_w w(t) \quad (4.51)$$

A partir des conditions d'invariances, on calcule la commande équivalente v_{eq} :

$$s(z) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{s}(z) = 0 \quad \text{donnent:}$$

$$-k^T(Az + Bw(t) + b_v v) + k_w \dot{w}(t) = 0$$

$$\text{on tire:} \quad v_{eq} = \frac{1}{k^T b_v} [-k^T A z - k^T B w(t) + k_w \dot{w}(t)] \quad (4.52)$$

$$v_{eq} = \frac{1}{k_2} [-k_r z_1 - k_1 z_2 + k_r w(t) + k_w \dot{w}(t)]$$

En remplaçant v_{eq} dans l'équation (4.49), on trouve l'équation d'état en mode de glissement éq.(4.53):

$$\dot{z} = A_G z + B_w w(t) + b_{Gw} \dot{w}(t) \quad (4.53)$$

Avec :

$$A_G = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -\frac{k_r}{k_2} & -\frac{k_1}{k_2} \end{bmatrix} ; \quad b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{k_r}{k_2} \end{bmatrix} ; \quad b_{Gw} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{k_w}{k_2} \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

Le polynôme caractéristique associé est donné par le déterminant :

$$p(s) = \det(sI - A_G) = s^2 + \frac{k_1}{k_2} s + \frac{k_r}{k_2} \quad (4.55)$$

Nous obtenons des pôles à placer dans le demi-plan gauche du plan complexe qui ne dépendent que des paramètres de la surface de glissement.

Par ce choix approprié des variables d'état, le système bouclé devient totalement insensible aux perturbations.

IV.5. SIMULATION ET RESULTATS:

En utilisant les mêmes grandeurs caractéristiques du système convertisseur abaisseur-générateur photovoltaïque et une capacité $C=1 \text{ mF}$.

Nous avons procédé à des tests de simulation du système qui décrit l'association indirecte par le deuxième modèle mathématique **non-linéaire**.

La figure (1) montre la courbe de $z_3(t)$ qui représente la dynamique interne du système (dynamique des zéros), comme on le remarque cette dynamique est asymptotiquement stable, ce qui prouve le bon choix de la **transformation difféomorphique**.

Dans la figure (2), on a simulé le système sans l'intervention de l'action intégrale, comme on le voit clairement, la tension de sortie aux bornes du filtre est asservi à la consigne désirée. En effet, pour une consigne de $10 \sin(100\pi t)$ une charge $r=20 \Omega$, avec un pôle placé à $-10000 \text{ (s}^{-1}\text{)}$, et grâce au choix de $k_w = 7.0$, $k_i = 1.0$, l'erreur statique obtenue est quasiment nulle.

Afin de tester la robustesse du système vis-à-vis à une perturbation sur la charge r , on fait subir le système à une variation brusque de la valeur $r = 10 \Omega$ à la valeur $r=1000 \Omega$, à l'instant $t=0.015 \text{ s}$ (fig(3.b)), et à l'instant $t=0.02 \text{ s}$ (fig(3.a)). la sortie v_0 reste toujours insensible et suit parfaitement la consigne sinusoidale.

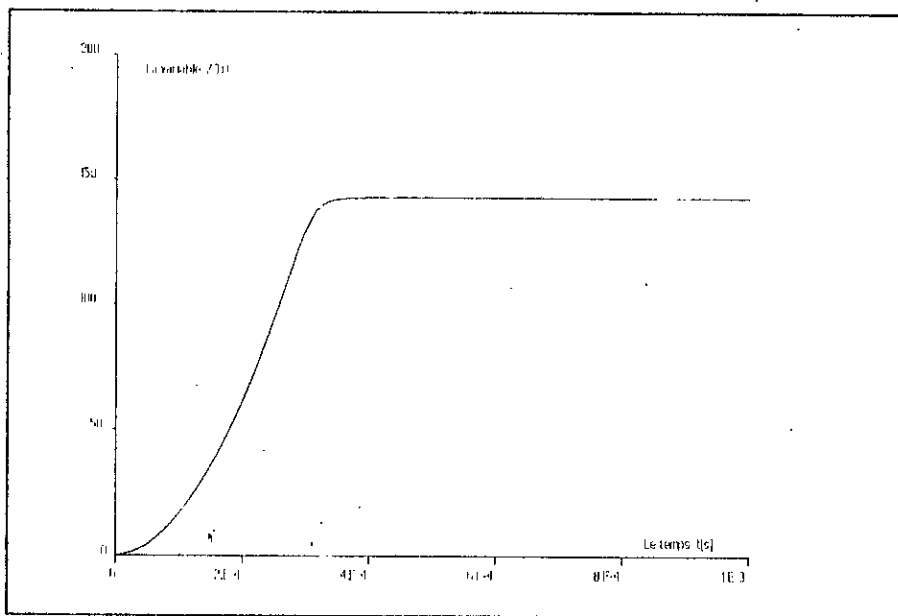
Les figures décrites précédemment présentent des erreurs statiques non nulles, ce qui fait appel à l'introduction d'un régulateur intégrateur dans la boucle d'asservissement globale.

la figure (5.a) montre que pour un fonctionnement Hacheur, on a placé les pôles complexes conjugués à $-10000 \pm 10000j\omega$ qui donnent les paramètres de la surface de glissement $k_r = 2 \cdot 10^8$, $k_w = 1.0$, $k_1 = 20000$, $k_2 = 1.0$, la tension de sortie v_0 suit la consigne qui est de $w(t) = 10$ Volts, la commande équivalente vérifie la condition $-1 \leq U_{eq} \leq +1$, ce qui prouve l'existence des modes glissants pour cette surface.

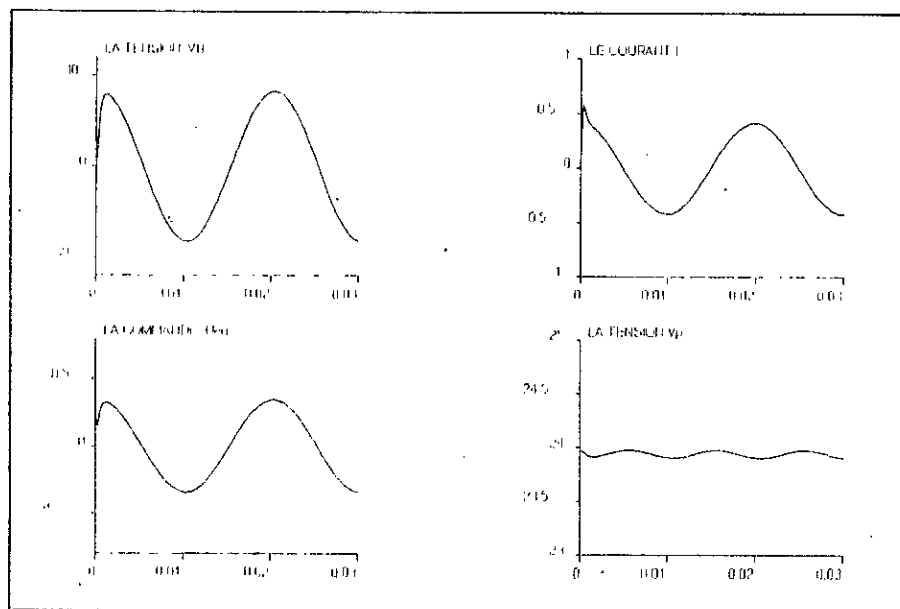
Pour le même choix des paramètres, la réponse à une consigne sinusoïdale (fonctionnement onduleur), est une sinusoïde de même amplitude et de même pulsation (figure(5.b)).

une perturbation au niveau de la charge r de 10 à 1000Ω à l'instant $t=0.001$ (S), pour le fonctionnement Hacheur (figure (6.a)), et à l'instant $t=0.01$ (s), pour le fonctionnement Onduleur n'a pas d'effet sur la réponse du système, la commande équivalente reste toujours dans l'intervalle $-1 \leq U_{eq} \leq +1$, est insensible à ces variations (figure (6.b)). Même remarque est faite si l'on fait subir le système à une variation dans le sens inverse, i.e de 1000Ω à 10Ω .(figure(7.a.b)).

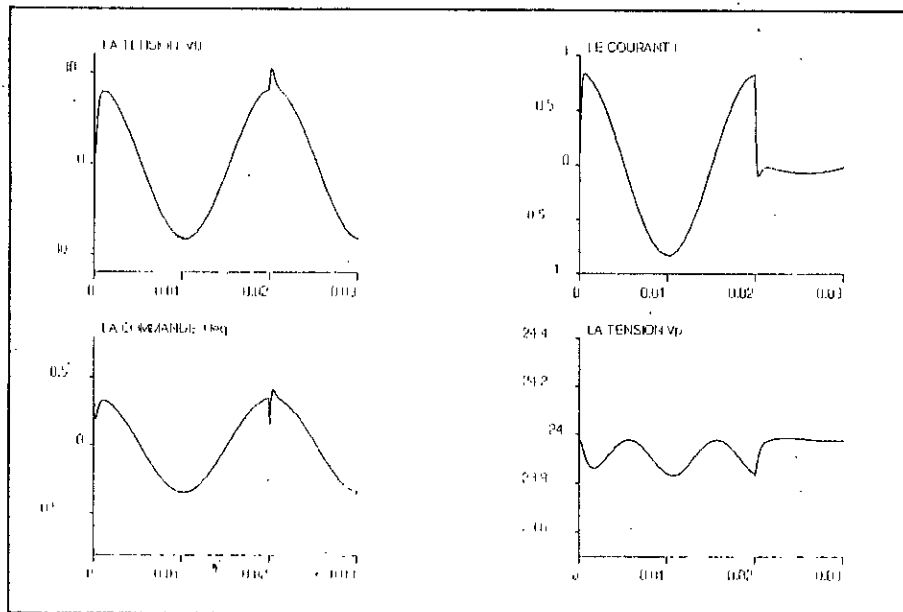
A noter que la forme de la consigne (dans les deux cas), se répercute sur toutes les autres grandeurs.



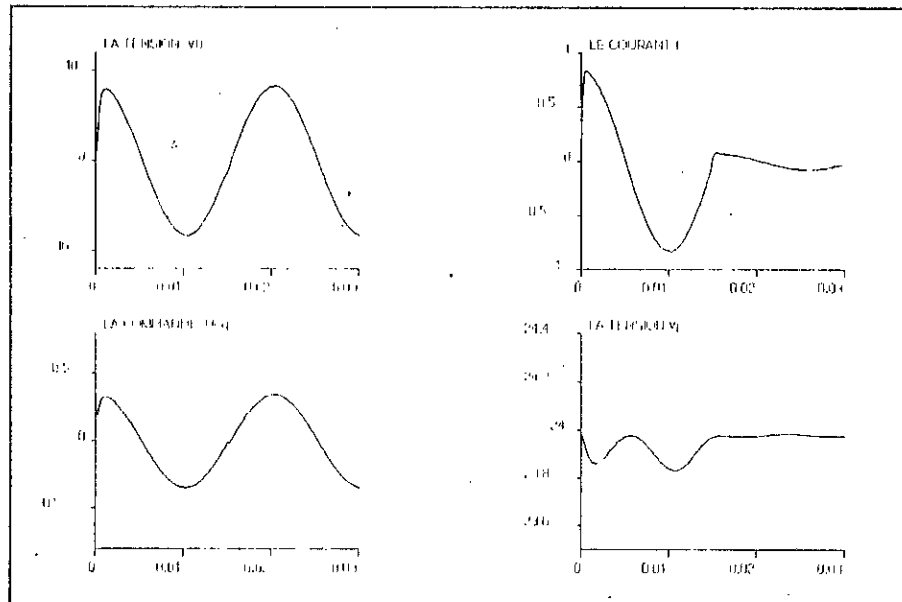
Fig(1): La dynamique des zéros donnée par $Z_3(t)$ avec la condition initiale $Z_3(0)=0$.



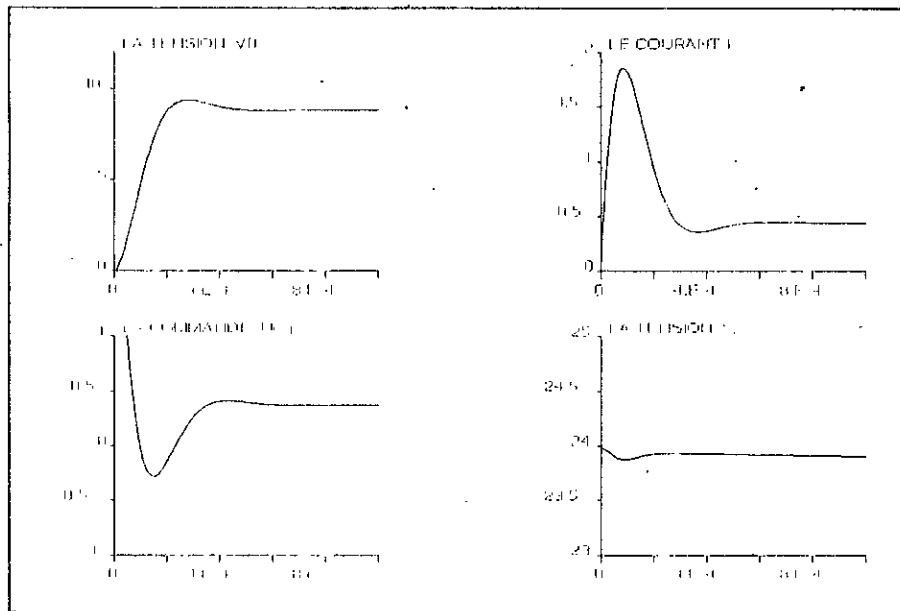
Fig(2.b): Fonctionnement Onduleur sans régulateur intégrateur pour: $k_v = 7.0$, $k_i = 1.0$, le pôle est $p = -10000$.



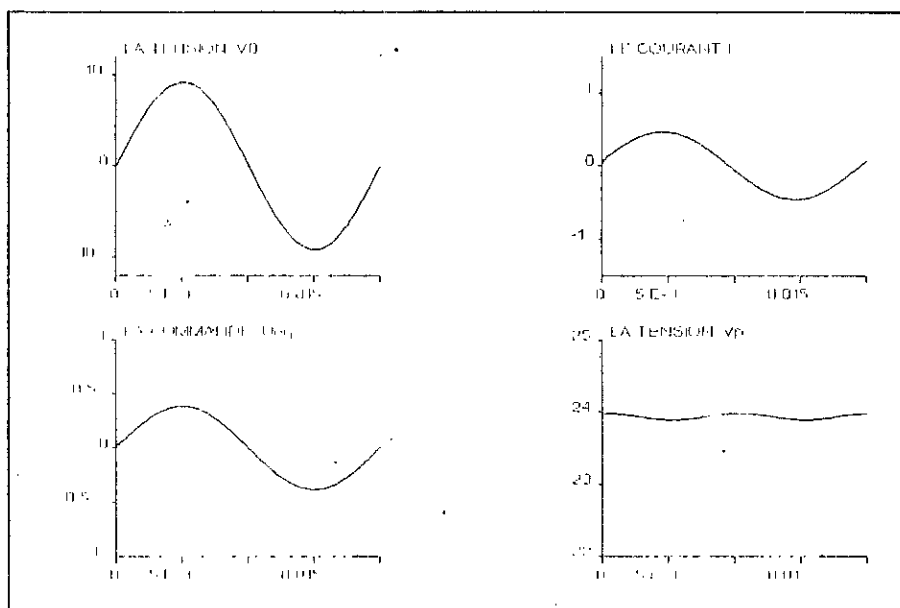
Fig(3.a.) : Fonctionnement Onduleur sans régulateur intégrateur avec perturbation sur r a $t=0.02s$, de 10 a 1000 Ω , $k_v=7.0$, $k_i=1.0$, $p=-10000(s^{-1})$.



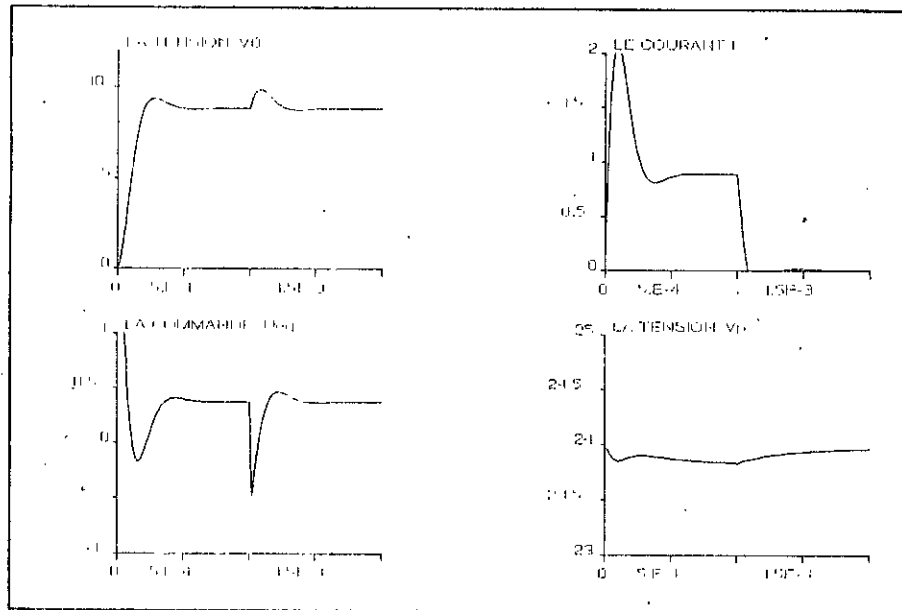
Fig(3.b.) : Fonctionnement Onduleur avec une perturbation sur r de 10 à 1000 Ω à l'instant $t = 0.015$ s.



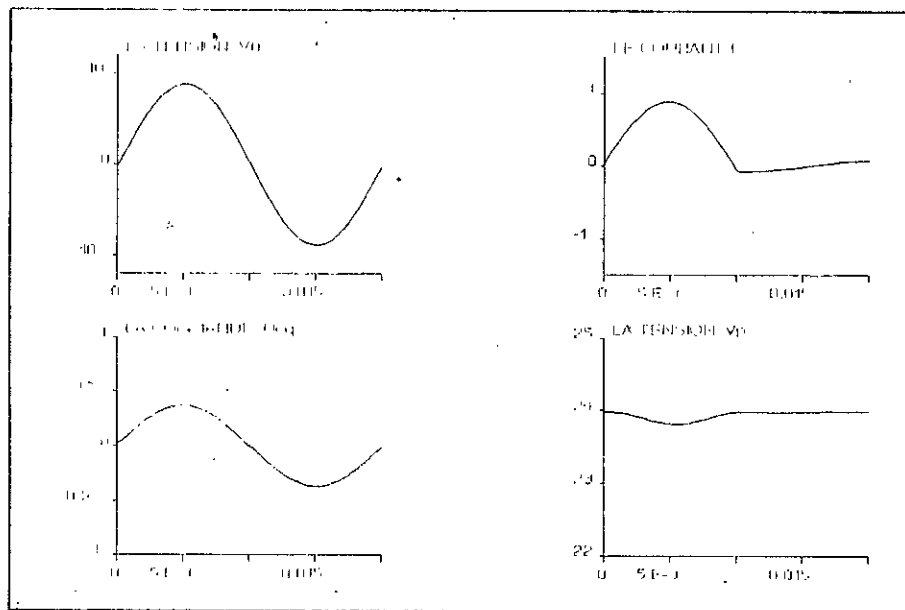
Fig(5.a): Fonctionnement Hacheur avec regulateur integrateur pour: $r=20 \Omega$, $p=-10000 (s^{-1})$, $k_2=k_w=1.0$, $k_1=20000$. $w(t)=10$ Volts.



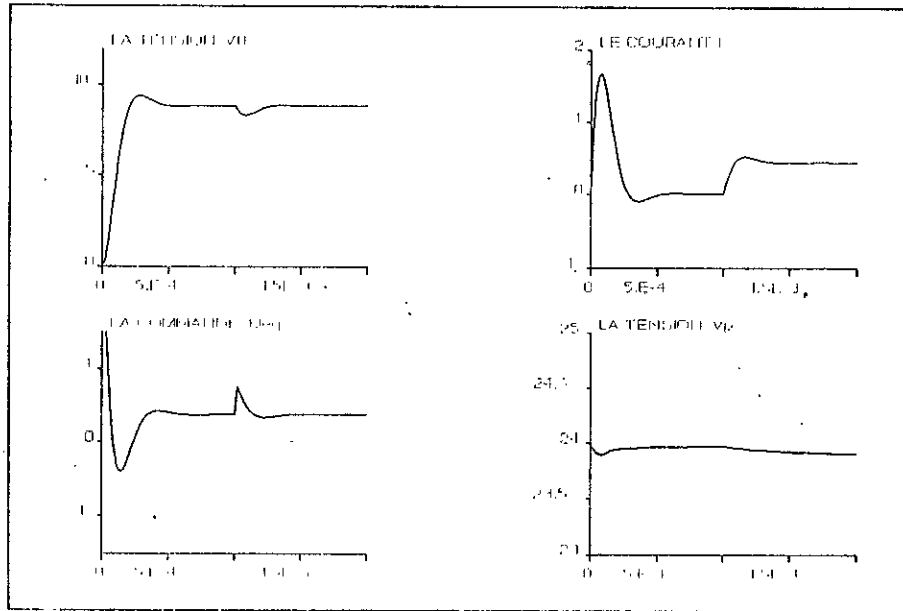
Fig(5.b): Fonctionnement Onduleur avec regulateur integrateur pour: $r=20 \Omega$, $k_2=k_w=1.0$, $k_1=20000$, $p=-10000 (s^{-1})$. $w(t)=10 \sin(100\pi t)$.



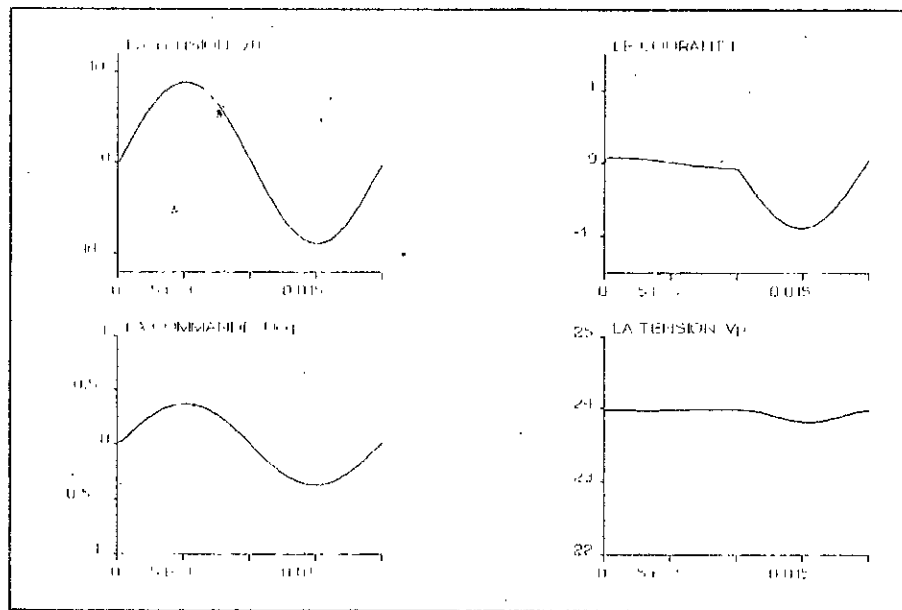
Fig(6.a): Fonctionnement Hacheur avec une perturbation sur r de 10 à 10000 Ω à t=0.001 s.



Fig(6.b): Fonctionnement Onduleur pour une perturbation sur r de 10 à 1000 Ω à t=0.01 s.



Fig(7.a): Fonctionnement Hacheur pour une perturbation sur r de 1000 à 20 Ω à $t = 0.001$ s.



Fig(7.b): Fonctionnement onduleur pour une perturbation sur r de 1000 à 10 Ω à $t = 0.01$ s.

IV.5. CONCLUSION :

L'étude menée dans ce chapitre concernait la synthèse des modes glissants pour le système donné par son modèle non-linéaire, en utilisant l'outil géométrie différentielle et l'algèbre de Lie.

en théorie des systèmes non-linéaires, la notion de degré relatif est primordiale, c'est cette notion qui décide quelle méthode faut il appliquer pour la synthèse d'une loi de commande.

Dans notre cas, pour la sortie choisie qui est la tension de sortie V_0 , le degré relatif est inférieur au degré du système. Par conséquent le passage au modèle linéaire sous forme de Brunovsky d'ordre n n'est pas possible, par la suite la synthèse des modes glissants ne l'est pas aussi.

Arrivant là, la seule technique restant à appliquer est la linéarisation partielle qui met en évidence la dynamique interne (dynamique des zéros) du système à étudier le choix de cette dynamique doit être fait à condition qu'elle soit asymptotiquement stable. La synthèse des modes glissants est faite à partir du sous système linéaire d'ordre r .

par le choix approprié de la transformation difféomorphique. Les pôles à placer en boucle fermée ne dépendent nul des paramètres du système. Ce qui rend le système totalement **Robuste** par rapport aux variations de ces paramètres notamment la tension d'entrée V_p et la charge r .

en dimensionnement de la surface de glissement avec l'intervention du régulateur intégrateur l'erreur statique est ramenée à zéro, une brusque variation de la charge quelle qu'elle soit son amplitude n'affecte la sortie du système.

un résultat très important à noter de cette étude est celui de fait que le système est **Totalement Robuste** par rapport à la charge r , rend la plage de variation de la caractéristique du générateur photovoltaïque **plus étendue**, que celle trouvée pendant la synthèse des modes glissants par le modèle linéaire (voir chapitre (III)).

Conclusion Générale

Notre étude a consisté à trouver une commande robuste et performante pour un convertisseur électrique type abaisseur associé à un générateur photovoltaïque donné par sa caractéristique statique nonlinéaire, dont on a montré qu'en utilisant la commande par mode de glissement il est possible de faire fonctionner un convertisseur abaisseur en un onduleur à très faible taux d'harmoniques, et en hacheur.

La méthode de réglage par mode de glissement, cas particulier de méthodes de réglage des systèmes à structure variable et particulièrement bien adapté à la commande de notre système, ce dernier possède déjà en effet des organes de commande discontinus à deux positions: cas du convertisseur abaisseur.

Deux modèles mathématiques du système sont étudiés : un modèle linéaire mais possédant une commande discontinue, l'autre étant un modèle nonlinéaire formé de deux parties: une partie est donnée par un sous-système linéaire piloté par une commande discontinue, et l'autre partie est donnée par un sous-système qui décrit la dynamique interne (dynamique des zéros) du système.

Nous avons montrés dans ce travail que le choix des variables d'état est important puisqu'il permet l'utilisation d'outils mathématiques pour la synthèse de lois de commande et que cette dernière garanti la robustesse du système envers les perturbations.

En effet, en utilisant pour le modèle linéaire des variables d'état, telle que le courant dans l'inductance L , et la tension de sortie V_0 . La dynamique du système est régit par une équation d'état linéaire avec commande U discontinue, la loi de commande par mode de glissement est plus facile à synthétiser.

Pour maintenir les performances du système décrit par son modèle linéaire en boucle fermée, nous avons cherché le domaine dans le plan paramétrique K , qui assure une robustesse vis-à-vis des perturbations que le convertisseur associé au générateur photovoltaïque peut être soumis, tel que la tension d'alimentation V_p (sortie du générateur photovoltaïque) et la charge r . Les résultats de simulation ont montré l'avantage de la commande par mode de glissement, outre la robustesse par rapport aux variations des paramètres, ainsi, que sa simplicité de réalisation et d'implémentation, ce qui minimise les coûts relatifs de celle-ci.

Une protection du système de régulation s'avère très indispensable surtout en cas d'une surcharge. La limitation incorporée dans le régulateur a pour but de garantir cette protection. Reste à noter qu'une limitation du courant dans le filtre de sortie limite automatiquement la tension de sortie V_0 , mais on signale en même temps que le courant i dans l'inductance n'atteint jamais la valeur de surcharge pour les limites de charge dont on a dimensionné notre commande.

Pour ce qui est du modèle du système régit par son équation d'état nonlinéaire l'approche géométrie différentielle s'est révélée un outil efficace pour l'analyse et la synthèse de commande nonlinéaire.

Deux techniques de commande linéarisantes ont été faites. La première qui est la linéarisation totale par retour d'état dont on a montré en simulation qu'elle ne donne

pas des résultats encourageants, i.e la tension aux bornes du filtre de sortie ne suit pas parfaitement la consigne.

Par contre, la seconde: linéarisation partielle par retour d'état avec dynamique des zéros, celui-ci dépend du choix des pôles en boucle fermée, le choix des coefficients de la surface de glissement est donc un compromis entre le domaine du mode de glissement et les performances dynamiques et statiques du système bouclé, dans cette synthèse un résultat pertinent est révélé: les pôles à placer ne dépendent guère des paramètres du système susceptible d'être perturbé, donc on a mis en évidence la qualité de la robustesse globale du système.

A la lumière de ce travail, nous avons montré que la technique des modes glissants présente des avantages intéressants par rapport aux autres lois de commandes, notamment pour les processus rapides tel que les convertisseurs électriques.

Une application à des machines à courant alternatif apparaît indispensable.

En réalité il ne faut jamais croire que cette étude est finie, plusieurs extensions du sujet sont envisagées. Sachant que pour le générateur photovoltaïque, la température et l'éclairement varient simultanément, une commande adaptative assistée par réseau de neurone artificielle est très justifiée et pourra à cet effet ouvrir de grands horizons et perspectives de recherche dans ce domaine.

Annexe

NOTIONS ELEMENTAIRES DE GEOMETRIE DIFFERENTIELLE

Soit X un ouvert de \mathbb{R}^n et $\lambda: X \rightarrow \mathbb{R}$ une fonction.

la valeur de λ au point $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ est $\lambda(x) = \lambda(x_1, x_2, \dots, x_n)$.

La fonction λ est dite de classe C^∞ si ses dérivées partielles par rapport à x_1, x_2, \dots, x_n existent et sont infiniment continues.

Une fonction λ est dite analytique (généralement notée C^ω), si elle est C^∞ et pour tout point $x^0 \in X$, il existe un voisinage U de x^0 , pour lequel le développement limité de λ au point x^0 converge vers $\lambda(x)$ pour tout point $x \in U$.

Soit le système dynamique non-linéaire analytique, i.e $f(x)$ et $g(x)$ sont des fonctions analytiques :

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + g(x) \cdot U \quad (1)$$

ou $x \in X$, un ouvert de \mathbb{R}^n et U la fonction commande. $U: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$, $f(x)$ et $g(x)$ des champs de vecteurs définit dans un ouvert X de \mathbb{R}^n avec la condition : $g(x) \neq 0$ pour tout $x \in X$, avec :

$$f(x) = \text{col} [f_1, f_2, \dots, f_n] \text{ et } g(x) = \text{col} [g_1, g_2, \dots, g_n].$$

Le gradient d'une fonction réelle $\lambda(x)$ au point x est :

$$d\lambda = \left[\frac{\partial \lambda}{\partial x_1} \quad \dots \quad \frac{\partial \lambda}{\partial x_n} \right]$$

A noter que le second membre de cette expression est exactement le **Jacobien** de λ , qui est donné par la notation condensée la plus utilisée :

$$d\lambda(x) = \frac{\partial \lambda}{\partial x}$$

On définit la dérivée de Lie de la quantité $\lambda(x)$ suivant le champ de vecteur f donnée par:

$$L_f \lambda(x) = \langle d\lambda(x), f(x) \rangle = \frac{\partial \lambda}{\partial x} f(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial \lambda}{\partial x_i} f_i(x) \quad (2)$$

Si λ est différentiable k fois suivant f , on utilise la notation : $L_f^k \lambda(x)$ qui satisfait la formule recursive :

$$L_f \lambda(x) = \frac{\partial [L_f^{k-1} \lambda(x)]}{\partial x} \cdot f(x) \quad (3)$$

$$\text{avec: } L_f^0 \lambda(x) = \lambda(x)$$

en dérivant l'expression (2) suivant le champ de vecteur $g(x)$, on définit une nouvelle fonction:

$$L_g L_f \lambda(x) = \frac{\partial [L_f \lambda(x)]}{\partial x} \cdot g(x) \quad (4)$$

L'autre type d'opération qu'on peut effectuer avec les champs de vecteurs, c'est le **Crochet de LIE** ou **Produit de LIE** qui est défini par :

$$[f, g](x) = \frac{\partial g}{\partial x} \cdot f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} \cdot g(x)$$

Avec :

$$\frac{\partial f}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \frac{\partial f_n}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}$$

Et:

$$\frac{\partial g}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial x_1} & \frac{\partial g_1}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial g_1}{\partial x_n} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \frac{\partial g_n}{\partial x_1} & \frac{\partial g_n}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial g_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}$$

Qui sont les jacobiens de f et de g respectivement.

On peut crocheter le crochet de Lie avec un autre champ de vecteur autant de fois pour donner naissance à des champs de vecteurs : $[f; [f, \dots, [f, g]]]$. [7]-[11]

Cette dernière notation peut conduire à des confusions, pour l'éviter, la notation suivante est adoptée :

$$ad_f^k g(x) = [f, ad_f^{k-1}] (x) \quad \forall k \geq 1$$

avec : , $ad_f^0 g(x) = g(x)$

(6)

Bibliographie

I. Thèses

- [1] **F. Boudjema**, "Commande par mode de glissement, application aux convertisseurs électriques", Thèse de doctorats en automatique, LAAS(CNRS), Toulouse, mai 1991.
- [2]. **K.Ridouh**, "Commande par mode de glissement, application à un onduleur", Thèse d'ingénieur, ENP d'Alger, juin 1991.
- [3]. **N.Nafaa**, "Stabilité dynamique d'une machine synchrone à l'aide des modes glissants et les réseaux de neurones", Thèse d'ingénieur, ENP d'Alger, 1992.
- [4]. **V.Benslama**, "Gestion optimale de l'énergie de système basés sur les énergie renouvelables, étude et réalisation", thèse de doctorats en électrotechnique, université de Tunis, 1986.
- [5]. **N.benakmoum**, "Caractérisation des modules photovoltaïques", mémoire d'ingénieur en électronique, ENP d'Alger, juin 1985.

II. Ouvrages

- [6]. **H.Buhler**, "Réglage par mode de glissement", PPR, Lausanne(Suisse), 1986.
- [7]. **A.Isidori**, "Nonlinear control systems", An introduction, 2nd édition, Springer Verlag, 1989.

- [8]. **H.Buhler**, "Conception des systèmes automatiques", PPR, Lausanne(Suisse), 1988.
- [9]. **V.Utkin**, "Sliding modes and their applications in variable structure systems", Mir(Moscow), 1978.

Articles

- [10]. **F.Boudjema**, "VSS approach to a full bridge buck converter used to AC-sine voltage generation", IEEE Trans.
- [11].**M.Barlaud**, **B.Formel**, "Commande optimale d'un système générateur photovoltaïque- convertisseur-recepteur", ERA-CNRS N°536, mai1983.
- [12].**C.Boisvineau**, **E.Toutain**, "Modélisation des hacheurs, application à un système adapteur d'impédance pour générateur photovoltaïque", Laboratoire d'électronique, ENSIEG-Grenoble.
- [13].**H.Sira-Ramirez**, "Sliding regimes in general nonlinear systems: a relative degree approach", Int.J.Control, 1989, vol.50,N°4, pp.1487-1506.
- [14].**R.Venkataramanan**, **A.Sabanovic**, "Sliding mode control of DC-DCconverters",In proc. IECON'85, pp.251-258,1985.
- [15].**Paul.Siffert**, "Photopiles solaires", technique de l'ingénieur, Vol. 28, page 580, 1988.
- [16].**Alessandro de Luca**, **Giovani Ulivi**, "Découplage et linéarisation entrée/sortie pour une classe de systèmes nonlinéaires, application pour la commande de flux et de couple d'un moteur a induction", proc. of the 26th conférence on decision and control, Los Angles CA, dec.1287, pp.1765-1770.
- [17].**Jin-Sin Liu**, **King Yuan**, "On tracking control for affine nonlinear systems by sliding

- modes", Systems & Control Letters, 13 (1989), pp.439-443.
- [18].G.Verghese, "Stable, Robust tracking by sliding mode control", Systems & Control Letters, 10 (1988), pp.27-34.
- [19].J.J.Sotine and S.S.Sastry, "Tracking control of nonlinear systems using sliding surfaces, with application to robot manipulators", Int.J.Control, 1983, vol.38, N°2, pp.465-492.
- [20].S.R.Sanders, G.C.Verghese and D.F.Cameron, "Nonlinear control laws for switching power converters", proceeding of 25th conference on decision and control, Athens, december 1986, pp.46-53.
- [21].H.Sira-Ramirez, "Structure at infinity, zero dynamics and normal form of systems undergoing sliding motions", Int.J.Systems SCI, 1990, vol.21, N°21, pp.665-674.
- [22].H.Sira-Ramirez, "Variable structure control of nonlinear systems", Int.J.Systems SCI, 1987, vol.18, N°9, pp.1673-1689.