

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique



P0010/05A

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN  
ELECTRONIQUE

## **Commande du Buck-Boost Application à la protection cathodique**

Dirigé par :

**Pr. M.HADDADI  
M. MS.AIT CHEIKH**

Etudié par :

**HAMMAR Rabia  
HAMEG Mohammed**

*Promotion : Juin 2005*

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

*DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE*

*PROJET DE FIN D'ETUDES*

*EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME D'INGENIEUR D'ETAT EN  
ELECTRONIQUE*

**Commande du Buck-Boost  
Application à la protection cathodique**

Dirigé par :

**Pr. M.HADDADI  
M. MS.AIT CHEIKH**

Etudié par :

**HAMMAR Rabia  
HAMEG Mohammed**

*Promotion : Juin 2005*

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Nous remercions le bon dieu de nous avoir donné le courage, la force, la volonté et surtout la patience qui nous ont permis d'accomplir ce travail.

# Dédicaces



*Je dédie ce travail à mes très chers parents, pour leurs sacrifices et encouragements  
durant toutes ces années d'études, pour leurs conseils et orientations dans ma vie.*

*Je le dédie également à mes sœurs Amina et Karima, à mes frères Youcef et  
Yacine, à ma grand mère et à toute la famille.*

*Je le dédie à tous mes amis et tous ceux qui me sont chers.*

*Rabie*

*Je dédie ce travail,*

*A la mémoire de mon très cher et brave père.*

*A ma très chère mère qui durant toutes ces années d'études a su me soutenir  
par son dévouement et ses sacrifices.*

*A mon frère Ali.*

*A la mémoire de mes grands parents.*

*A mes oncles et à toute ma famille.*

*A tous mes amis et ceux qui me sont chers.*

*Mohammed*

## **REMERCIEMENTS**

*Ce travail a été réalisé au sein du laboratoire de l'énergie solaire de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous la direction de Monsieur M. Haddadi, Professeur à l'ENP en collaboration avec Monsieur S.Ait Cheikh chargé de cours à l'ENP.*

*Nous les remercions en leur qualité d'encadreurs, pour leur gentillesse, leur bonne humeur, leurs précieux conseils et pour la confiance qu'ils nous ont témoignée en dirigeant ce travail.*

*Nous exprimons notre profonde gratitude à Monsieur Z. Terra, chargé de cours à l'ENP, pour l'honneur qu'il nous fait en présidant le jury, ainsi qu'à Monsieur C.Larbes, PhD à l'ENP, pour avoir accepté d'en faire partie et de nous avoir donné tous les moyens nécessaires pour l'aboutissement de ce travail.*

*Nous remercions également Monsieur A.A.Kolesnikov, Pr. à l'Université d'Etat de Taganrog pour son aimable aide concernant la documentation qu'il nous a envoyée.*

*Nous remercions tous ceux qui ont de près ou de loin contribué à l'aboutissement et l'amélioration de ce travail.*

*Enfin, nous remercions vivement tous ceux qui ont contribué à notre formation, qui nous ont transmis le savoir et la bonne conduite.*

**ملخص:**  
هذا العمل يعرض دراسة التحكم في تغذية منقطة وذلك من اجل استعمالها في الحماية المهبطية. بعد تلخيص موجز لمختلف مبادئ الطاقة الشمسية، التغذية الخطية والمنقطة، طرق الملاحقة، MPPT والتحكم، توصلنا إلى مراقبة الخافض-الرافع من أجل إعطاء فرق الكمون المطلوب. تم الإدماج على ميكرومراقب PIC 16F876، بواسطة برنامج مكتوب بلغة البرمجة C.  
الكلمات المفتاحية: الطاقة الشمسية، خافض، رافع، خافض-رافع، MPPT ، PIC 16F876 ، التحكم.

### **Résumé :**

Ce travail présente l'étude de la commande d'une alimentation à découpage, pour son utilisation dans la protection cathodique. Après un bref résumé des différents principes de l'énergie solaire, des alimentations linéaires, des alimentations à découpage, des méthodes de poursuite MPPT et la commande. Nous sommes arrivés à contrôler le Buck-Boost pour qu'il délivre la tension souhaitée. L'implémentation a été effectuée sur un microcontrôleur PIC 16F876 programmé en langage C.

**Mots clés :** Energie Solaire, Buck, Boost, Buck-Boost, MPPT, Protection Cathodique, PIC 16F876.

### **Abstract :**

This work presents the study of the control of a switching-mode power supply to be used for cathodic protection. After a short summary of the various principles of solar energy, linear-mode power supply , switching-mode power supply and MPPT methods. We arrived to control the Buck-Boost, so that it delivers the voltage. The implementation has been carried out in C language using the microcontroller 16F876.

**Keywords:** Solar Energy, Buck, Boost, Buck-Boost, MPPT, Control, Cathodic Protection, PIC 16F876.

## Sommaire

<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I La conversion photovoltaïque .....</b>	<b>4</b>
Introduction.....	5
I.1 Effet photovoltaïque .....	5
I.2 La cellule solaire.....	6
I.2.1 La cellule solaire conventionnelle au Silicium.....	6
I.3 Le générateur photovoltaïque .....	11
I.3.1 Le panneau solaire .....	11
I.3.2 Le groupe électrogène photovoltaïque.....	14
Conclusion .....	14
<b>Chapitre II Les alimentations linéaires et les alimentations à découpage.....</b>	<b>16</b>
Introduction.....	17
II.1 Les alimentations linéaires .....	17
II.1.1 Régulation de la tension .....	19
II.1.1.1 Régulation par diode Zener .....	19
II.1.1.2 Régulation par amplificateur .....	20
II.2 Les alimentations à découpage.....	22
II.2.1 Introduction .....	22
II.2.2 Rappels sur le magnétisme et les composants magnétiques.....	22
II.2.2.1 Les circuits magnétiques .....	22
II.2.2.2 Les composants électroniques de stockage .....	24
II.2.2.3 Effet de la saturation du matériau magnétique.....	26
II.2.3 Principe des alimentations à découpage .....	27
II.2.3.1 Les convertisseurs continu-continu non isolés.....	27
II.2.3.2 Le Buck (hacheur dévolteur).....	28

II.2.3.3 Le Boost ( hacheur survolteur).....	29
II.3.3.4 Le Buck-Boost ( hacheur dévolteur-survolteur).....	30
Conclusion .....	31
<b>Chapitre III Les méthodes de poursuite du point de puissance maximale.....</b>	<b>32</b>
Introduction.....	33
III.1 Méthodes à contre réaction de tension.....	34
III.1.1 Méthode à tension de référence fixe .....	34
III.1.2 Méthode à tension de référence en fonction de Voc.....	35
III.1.3 Méthode à tension de référence externe (cellule pilote).....	36
III.2 Méthodes à contre réaction de courant .....	37
III.2.1 Méthode à courant de référence en fonction du courant de court- circuit .....	37
III.2.2 Méthode de maximisation du courant de sortie .....	38
III.3 Méthodes à contre réaction de puissance.....	38
III.3.1 Algorithme 'Perturbation et Observation P&O' .....	38
III.3.2 Algorithme 'Incremental Conductance' .....	43
Conclusion .....	45
<b>Chapitre IV Commande du Buck-Boost pour le suivi d'une tension de référence.....</b>	<b>46</b>
Introduction.....	47
IV.1 Commande utilisant un algorithme itératif .....	47
IV.1.1 Simulation du Buck-Boost.....	49
IV.1.2 Simulation de la commande avec <i>Simulink</i> .....	51
IV.2 Commande utilisant l'approche 'Synergetic Control' .....	55
IV.2.1 Application de la 'Synergetic Control' aux convertisseurs de puissance.....	57
IV.2.2 Procédure classique de synthèse de la méthode ADAR .....	58
IV.2.3 Application de la 'Synergetic Control' pour la commande du Buck-Boost ...	59
IV.2.3.1 Le modèle du convertisseur Buck-Boost.....	59
IV.2.3.2 Procédure (ADAR) de synthèse de la loi de commande .....	61
IV.2.4 Simulation de la commande de la 'Synergetic Control' pour le Buck-Boost.	61
Conclusion .....	66

<b>Chapitre V Application à la protection cathodique.....</b>	<b>67</b>
Introduction.....	68
V.1 La corrosion .....	68
V.1.1 La corrosion chimique.....	68
V.1.2 La corrosion électrochimique.....	69
V.2 Définitions.....	70
V.2.1 La protection passive.....	70
V.2.2 La protection active.....	71
V.2.3 Mesure et Contrôle.....	73
V.2.3.1 Points de mesure .....	73
V.2.3.2 Mesure de potentiel .....	73
V.3 Réalisation d'un poste de soutirage de courant à base de l'énergie photovoltaïque	73
Conclusion .....	76
 <b>Conclusion générale.....</b>	 <b>79</b>
 <b>Références bibliographiques .....</b>	 <b>82</b>
 <b>Annexes .....</b>	 <b>85</b>

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

## Introduction générale

## Introduction générale

Les systèmes physiques sont de nature non linéaire. Le comportement de ces systèmes est le plus souvent décrit par des équations différentielles non linéaires. Si le domaine de fonctionnement du système est limité, le système peut être linéarisé et représenté par un ensemble d'équations différentielles linéaires qui décrit son comportement dynamique.

Le comportement des systèmes non linéaires est beaucoup plus complexe que celui des systèmes linéaires. Ils réagissent différemment aux entrées extérieures, aux conditions initiales et ont fréquemment plusieurs points d'équilibre. D'autres types de comportement particuliers découlent des différentes applications des systèmes non linéaires comme par exemple la limite de cycle, le chaos, la bifurcation, etc ...

Etant donné que les systèmes non linéaires sont plus riches et plus complexes dans leurs comportements que les systèmes linéaires, leur analyse est plus difficile. Les techniques « universelles » utilisées dans la commande linéaire comme le domaine temporel et le domaine fréquentiel ne peuvent pas leur être appliquées. Ceci nous permet de dire qu'il n'existe pas un moyen systématique pour prévoir le comportement d'un système non linéaire, de même pour procéder à la conception de la commande de ces systèmes. Par contre, dans la littérature, nous disposons d'un riche inventaire, de moyens puissants d'analyse et de conception, chacun pouvant être la meilleure application pour une certaine classe particulière de la commande. Aussi comme nouvelle approche de contrôle, nous nous proposons d'introduire dans ce travail une nouvelle théorie qui est la 'Synergetic Control'.

L'objectif est de contrôler un système physique donné à travers une loi de commande, afin que le système en boucle fermée suit le comportement désiré. Quand les dynamiques souhaitées en boucle fermée sont importantes, les effets non linéaires se font sentir et la commande non linéaire est souvent nécessaire pour obtenir les performances souhaitées. En général, les tâches de la commande peuvent être divisées en deux grandes familles : la régulation et la poursuite.

Dans le premier cas, la commande est synthétisée à l'aide de la méthode ADAR (en anglais Analytical Designing of Aggregated Regulators ) basée sur l'approche 'Synergetic Control', développée par le professeur A.A.Kolesnikov.

Dans le second cas, l'utilisation d'un algorithme de poursuite que nous avons développé, nous a permis de suivre une trajectoire de la tension de référence variable dans le temps.

Le travail présenté dans ce projet a pour but la mise en oeuvre d'un système d'alimentation utilisé pour la protection cathodique des pipelines.

La chaîne d'acquisition de tout système d'alimentation commence par la source. Dans notre cas la source est l'énergie solaire. Pour cela, on utilise des panneaux solaires couplés à un dispositif MPPT (en anglais, Maximum Power Point Tracking), pour charger une batterie qui deviendra à son tour, la source de la suite du système.

La batterie fournit une tension constante que nous devons faire varier selon nos besoins d'applications. Pour cela, un système d'alimentation est essentiel. Les alimentations à découpage sont les mieux adaptées à ce type de systèmes. Cette alimentation nous servira de source de protection des pipelines par le principe de la protection cathodique.

Le système global est basé sur une plate forme commandée par un microcontrôleur PIC 16F876.

# **CHAPITRE I**

## **La Conversion Photovoltaïque**

## Introduction

Face aux prévisions d'épuisement inéluctable des ressources mondiales en énergie fossile (pétrole, gaz, charbon...), en énergie d'origine thermonucléaire (uranium, plutonium...), face aux multiples crises pétrolières, économiques, aux changements climatiques dus à l'effet de serre, la science s'est tout naturellement intéressée aux ressources dites "renouvelables" et notamment vers la plus ancienne, le soleil, qui déverse chaque jour l'équivalent de 100 000 milliards de TEP (tonnes équivalent pétrole).

Vue l'importance de cette source d'énergie qui est le soleil. Il nous faut apprendre à capter, à transformer, à stocker etc. Capturer cette énergie solaire et la transformer directement en électricité par effet photovoltaïque est une alternative.

### I.1 Effet photovoltaïque

Lorsqu'un matériau est exposé à la lumière, les atomes exposés au rayonnement sont "bombardés" par les photons constituant la lumière; sous l'action de ce bombardement, les électrons des couches électroniques supérieures (appelés électrons des couches de valence) ont tendance à être "arrachés / décrochés" :

Si l'électron revient à son état initial, l'agitation de l'électron se traduit par un échauffement du matériau. L'énergie cinétique du photon est transformée en énergie thermique.

Par contre, dans les cellules photovoltaïques, une partie des électrons ne revient pas à son état initial. Les électrons "décrochés" créent une tension électrique continue. Une partie de l'énergie cinétique des photons est ainsi directement transformée en énergie électrique : c'est l'effet photovoltaïque [26].

L'effet photovoltaïque constitue la conversion directe de l'énergie du rayonnement solaire en énergie électrique. Le terme photovoltaïque vient du grec "phos, photos" qui désigne la lumière et de "voltaïque", mot dérivé du physicien italien Alessandro VOLTA, connu pour ses travaux sur l'électricité [26].

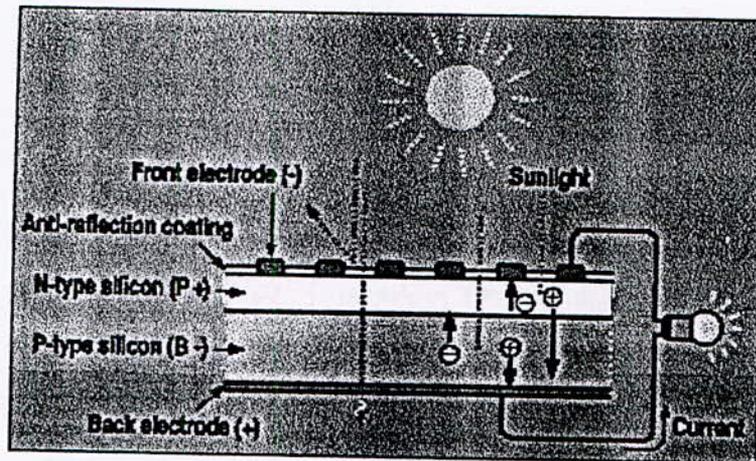


Figure I.1 Principe de fonctionnement d'une cellule photovoltaïque[26].

## I.2 La cellule solaire

La conversion directe de la lumière en énergie électrique s'obtient par l'intermédiaire de piles solaires, constituées de cellules solaires, selon un processus appelé couramment effet photovoltaïque. Notons que ce processus de conversion est indépendant de la chaleur : au contraire, le rendement des cellules solaires diminue quand leur température augmente.

Ce comportement provient du fait que les photons de la lumière solaire transfèrent directement leur énergie aux électrons sans étape thermique intermédiaire.

L'effet photovoltaïque peut être obtenu dans les semi-conducteurs. Les isolants ne conviennent pas du fait de leur faible absorptivité de la lumière ; quant aux métaux, leur concentration élevée en électrons dans l'obscurité empêche tout effet photovoltaïque [1].

### I.2.1 La cellule solaire conventionnelle au Silicium

Le Silicium est le matériau semi-conducteur le plus important pour la conversion photovoltaïque de l'énergie solaire. Les cellules solaires sont fabriquées à partir d'un matériau monocristallin ou multicristallin. La figure I.2 illustre la structure d'une cellule solaire ordinaire au Silicium [26].

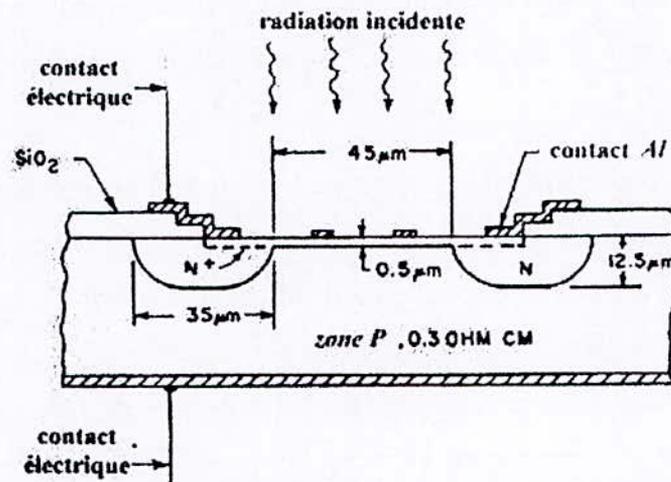


Figure I.2 Exemple d'une cellule solaire vue en coupe [26].

La caractéristique des cellules photovoltaïques est celle d'une diode dans l'obscurité. La cellule photovoltaïque possède une barrière. La courbe suivante (figure I.3) donne la caractéristique courant-tension (I-V) d'une cellule ordinaire de dimension 2 x 2 cm. Sous l'effet de la lumière, la courbe (I-V) garde la même forme mais est translatée sur l'axe des courants négatifs.

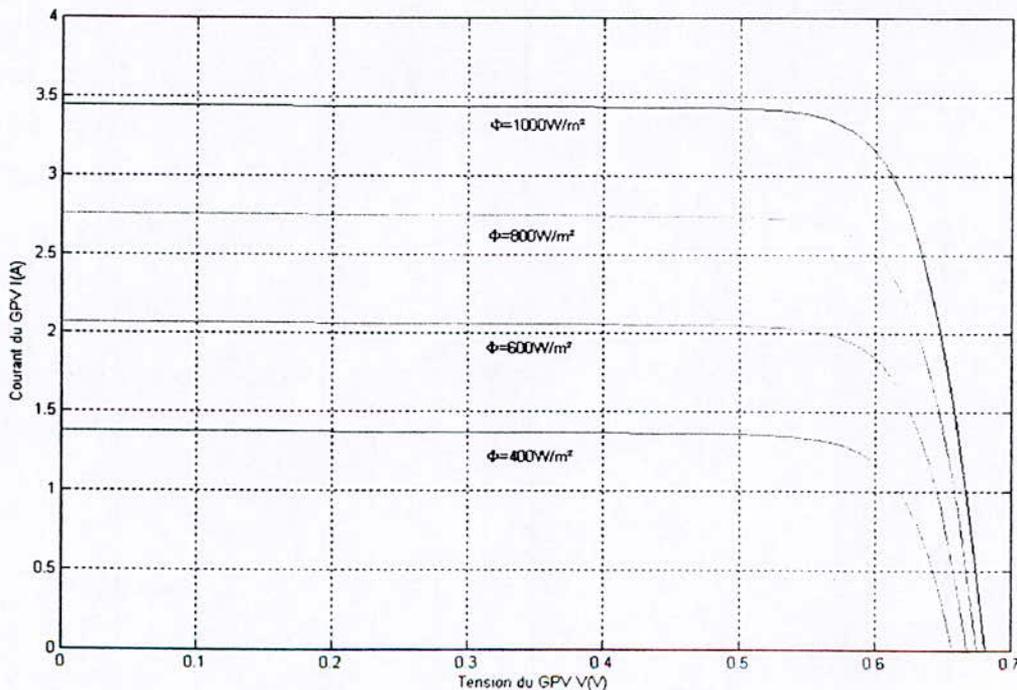


Figure I.3 Caractéristique courant-tension d'une cellule photovoltaïque.

La courbe (I-V) se déplace linéairement le long de l'axe des courants en fonction de l'éclairement. Le courant de court-circuit varie donc linéairement avec l'éclairement et l'accroissement de la tension de circuit ouvert est une fonction logarithmique de l'éclairement [1].

Dans la zone correspondant à la barrière du potentiel, il existe un champ électrique et une différence de potentiel qui sont essentiellement dus à la différence de dopage entre les deux faces du cristal. Le tableau I.1 explique les différents cas possibles de l'état de la diode.

**Tableau I.1** Courant passant à travers une diode sous l'effet de la lumière et d'une tension [1].

Cas	Tension appliquée (directe)	Lumière	Champ	Courant	Remarques
A	Aucune tension	Aucune lumière	Champ interne →	0	Courant nul car le courant de champ est compensé par le courant de diffusion
B	Tension appliquée	Aucune lumière	Champ interne → ← Champ appliqué	Courant direct ←	Le courant de diffusion n'est plus compensé par le courant de champ plus faible
C	Aucune tension	lumière	Champ interne →	Photocourant →	Le courant de diffusion n'est pas modifié dans la barrière mais le courant de champ devient plus élevé de porteur

D	Tension appliquée	lumière	<p>Champ interne →</p> <p>← Champ appliqué</p>	<p>Photocourant →</p> <p>← Courant direct</p>	Un courant direct s'ajoute au photocourant
D'	Tension appliquée	lumière	<p>← Champ interne</p> <p>→ Champ appliqué</p>	<p>Photocourant →</p> <p>← Courant direct</p> <p>Courant total nul</p>	Condition de circuit ouvert

Quand la diode est éclairée, des électrons sont libérés et sont activés par le champ interne qui les entraîne dans sa direction ; en conséquence, il y a production d'un photocourant qui s'écoule dans la direction opposée au courant de fuite d'obscurité. Même si aucune tension externe n'est appliquée, ce photocourant continue à passer et est mesuré comme courant de court-circuit.

Le photocourant ne dépend pas de la tension appliquée. La condition de tension de circuit ouvert est réalisée quand le photocourant est compensé par un courant de fuite d'obscurité associé à la phototension, qui produit un courant direct exactement comme une tension externe.

Le circuit équivalent d'une cellule solaire est indiqué sur la figure I.4.

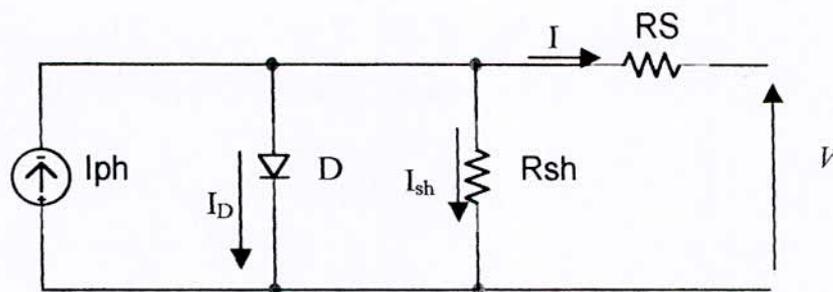


Figure I.4 Circuit équivalent d'une cellule solaire [2].

D'après le modèle de la cellule, on remarque qu'il y a une résistance shunt  $R_{sh}$  qui représente les fuites par effet de bord autour de la cellule solaire. La résistance  $R_s$  qui représente la résistance série, prend en compte les contacts ohmiques entre le métal et le semi-

conducteur ainsi que la résistance intrinsèque de Silicium ;  $I_{ph}$  est le courant photovoltaïque engendré par les radiations lumineuses, et la diode représente la jonction PN de la cellule.

En appliquant la loi des nœuds, on trouve :

$$I = I_{ph} - I_0 \left( \exp \left( \frac{e(V + I.R_s)}{\alpha.K.T} \right) - 1 \right) - \frac{V + I.R_s}{R_{sh}} \quad (I.1)$$

Où  $\alpha$  : est la facteur d'idéalité,

T : est la température de la cellule en K ,

e : est la charge de l'électron  $e = 1.6021 \cdot 10^{-19} \text{ Cb}$  ,

K : est la constante de Boltzmann  $K = 1.3854 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$ .

La cellule photovoltaïque est caractérisée par plusieurs paramètres :

- Le courant de court-circuit  $I_{sc}$  : c'est le courant maximal généré par la cellule; il est produit lorsqu'elle est soumise à un court-circuit, dans ce cas on peut écrire  $I_{sc} \approx I_{ph}$  du fait que  $R_S \ll R_P$  .

- Tension à circuit ouvert  $V_{OC}$  : c'est la tension aux bornes de la cellule sans charge. Il est exprimé comme suit :

$$V_{OC} = \frac{\alpha.K.T}{e} \ln \left( \frac{I_{ph}}{I_0} \right) = V_t \cdot \ln \left( \frac{I_{ph}}{I_0} \right) \quad (I.2)$$

Avec :  $V_t = \frac{\alpha.K.T}{e}$  qui représente la tension thermique et  $I_0$  le courant de saturation de la diode D.

- Point de puissance maximale , c'est le point de fonctionnement ( $V_{mp}$  ,  $I_{mp}$  ) où la cellule solaire génère sa puissance maximale.

- Facteur de remplissage FF ; il correspond au rapport de puissance maximale sur le produit de  $V_{OC}$  et  $I_{sc}$  , il reflète la qualité de la cellule par rapport à la cellule idéale FF=1.

- Le rendement de la cellule, c'est le rapport de conversion de l'énergie lumineuse en énergie électrique. Il est égal au rapport entre la puissance électrique que l'on peut extraire au point de puissance maximale et la lumière incidente.

Pour le rayonnement visible monochromatique, le rendement maximal théorique d'une cellule solaire au Silicium atteint 27% [2].

### I.3 Le générateur photovoltaïque

#### I.3.1 Le panneau solaire

Pour obtenir des puissances ou des tensions élevées, un certain nombre de cellules doivent être groupées en modules. Pour doubler la tension, il faut monter les cellules en série, pour doubler la puissance à tension constante, il faut les mettre en parallèle. Il faut veiller avec soin à disposer des caractéristiques électriques équivalentes c.à.d toutes les cellules couplées en parallèle devraient avoir la même tension en circuit ouvert, et la même tension en point de puissance maximale. Pour les cellules couplées en série elles devraient avoir le même courant de court-circuit et le même courant pour le point de puissance maximale. Si ces conditions ne sont pas vérifiées les photopiles de grande puissance vont débiter dans celles de faible puissance, le panneau sera alors dégradé.

En conséquence, les performances du panneau solaire sont limitées par les photopiles dont les caractéristiques sont les plus faibles. La puissance de sortie est réduite par un accroissement de la température du panneau dû à la dissipation interne de la puissance.

Pour les systèmes de puissance importante, il faut tenir compte d'une seconde contrainte, appelée 'point chaud', car une cellule défectueuse peut détruire tout le module.

La pratique générale n'est pas de construire un générateur solaire à partir d'un seul module, mais de diviser l'ensemble en un certain nombre de modules de tensions et puissances égales [2].

Le courant généré par un module est donné par la formule suivante :

$$I^p = I_{sc}^p \left[ 1 - \exp \left( \frac{V^p - V_{oc}^p + R_s^p \cdot I^p}{N_s \cdot V_t^c} \right) \right] \quad (1.3)$$

Avec les paramètres du module :

$$\begin{cases} I_{sc}^p = N_p \cdot I_{sc}^c \\ V_{oc}^p = N_s \cdot V_{oc}^c \\ R_s^p = R_s^c \cdot N_s \\ V_t^c = \frac{\alpha \cdot K \cdot T^c}{e} \end{cases} \quad (1.4)$$

Le symbole 'p' est utilisé pour indiquer que la valeur concerne le module. 'C' pour la cellule. La formule donnant le courant du panneau nous servira ensuite à établir le modèle du panneau.

Les figure I.5 et I.6 présentent les caractéristiques courant-tension et puissance-tension d'un panneau solaire à 36 cellules.

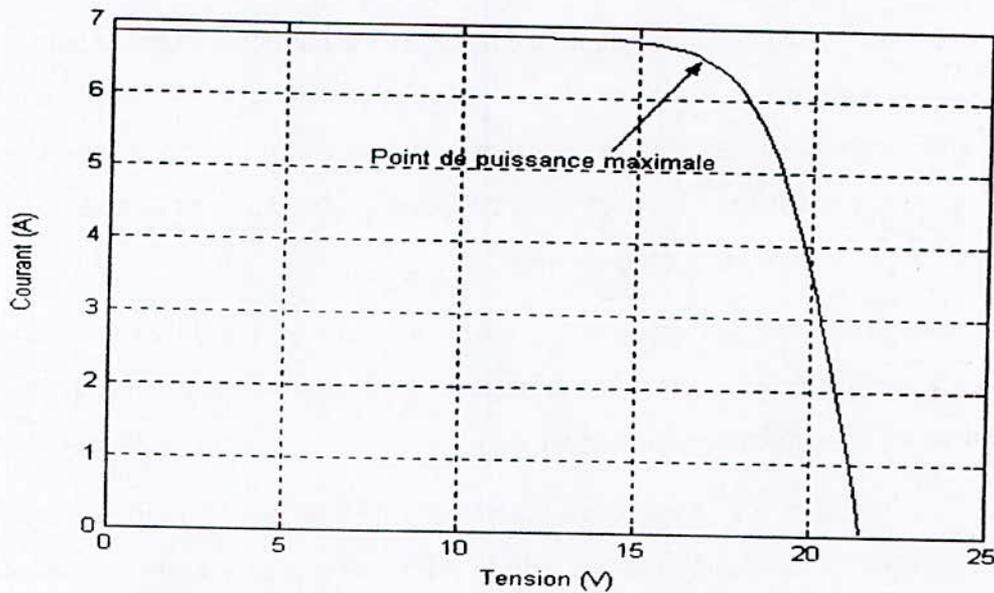


Figure I.5 Caractéristique courant-tension d'un panneau solaire.

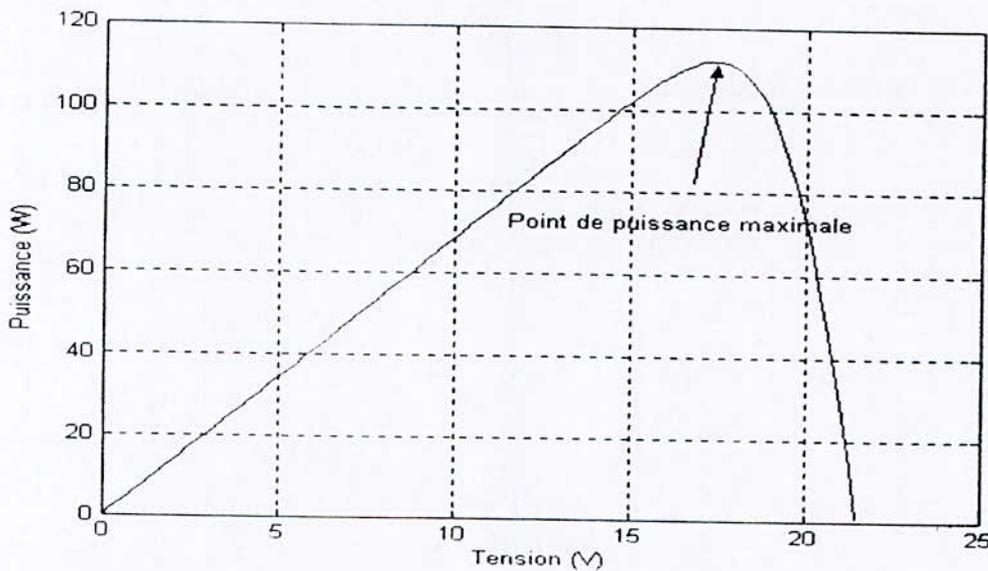


Figure I.6 Caractéristique puissance-tension d'un panneau solaire.

A la différence des centrales électriques conventionnelles, les centrales photovoltaïques peuvent fonctionner avant d'être assemblées grâce à la conception modulaire des panneaux solaires [1].

En montant les cellules en série ou en parallèle, il apparaît un problème lorsqu'une partie du panneau est ombrée ou mal ensoleillée, car les cellules ombrées deviennent consommatrices de puissance, ce qui cause des pertes d'énergie. La solution de ce problème est de prendre des cellules voisines et on les shunte par une diode en parallèle appelée 'Bypass diode'. Ces diodes permettent d'éviter le passage du courant à travers les cellules lorsque leur tension tombe au-dessous de la tension de seuil de la diode [1].

Une autre diode est placée en série avec le panneau pour éviter le retour du courant des autres panneaux montés en parallèle lorsqu'un panneau est mal ensoleillé.

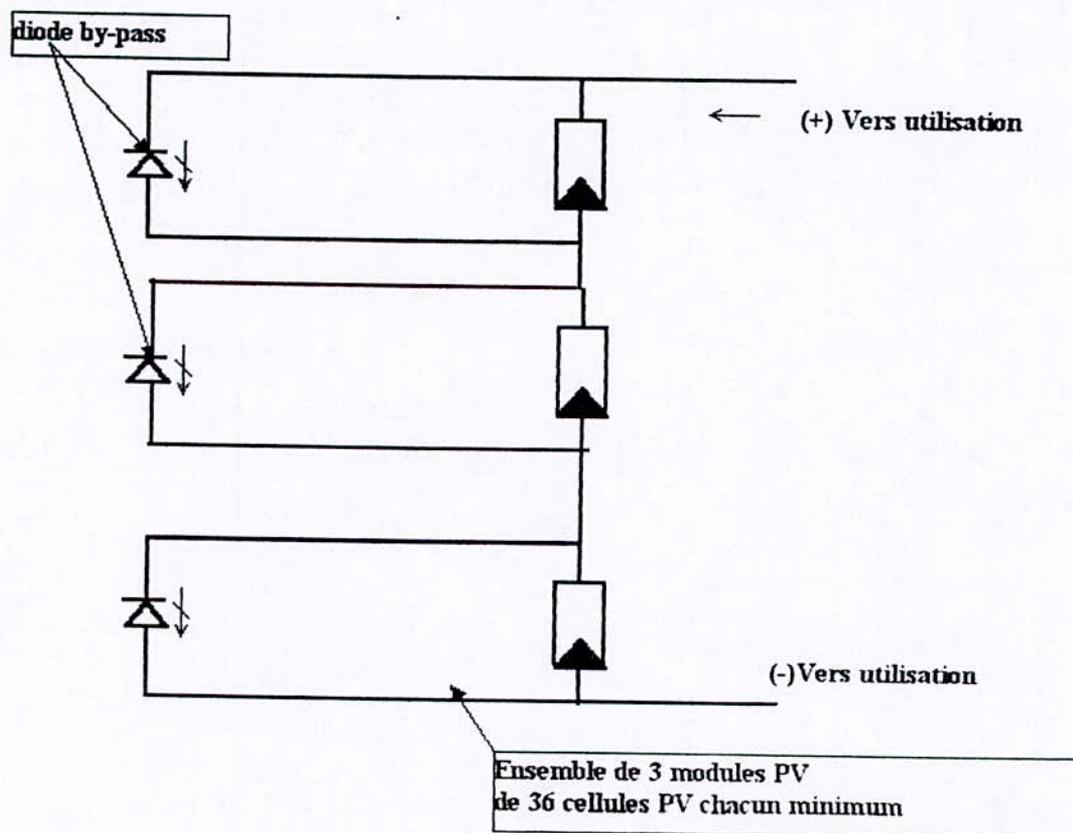


Figure I.7 Association des modules photovoltaïques [26].

### **I.3.2 Le groupe électrogène photovoltaïque**

Un générateur photovoltaïque est composé de modules identiques branchés en série et en parallèle. Le rendement d'un générateur est à priori le même que celui des panneaux qui le composent. Cependant, le rendement peut diminuer pour les raisons suivantes :

- Les performances de modules non rigoureusement identiques, le panneau ayant les performances les plus faibles déterminant la puissance.
- Les pertes ohmiques dans le câblage.
- Certains effets de seuil à prendre en compte pour de très faibles intensités quand la tension aux bornes du groupe de panneaux est insuffisante pour charger la batterie, s'il y en a une, ou faire fonctionner l'appareil consommateur.

Le groupe de panneaux peut être associé à une batterie; la batterie a deux avantages : elle permet d'adapter le générateur au cycle imposé par la consommation. Elle permet de mieux utiliser tout le rayonnement car toute l'électricité qui n'est pas instantanément utilisée est récupérée.

Un panneau photovoltaïque couplé à une batterie demande comme circuit minimal, une diode connectée de façon à empêcher la décharge de la batterie à travers le panneau [26].

### **Conclusion**

Nous avons présenté dans cette partie le principe de la conversion de l'énergie solaire en énergie électrique puis les caractéristiques d'une cellule solaire.

Ensuite, nous avons décrit le modèle du panneau solaire avec des simulations illustrant les caractéristiques I-V et P-V.

Voici le schéma de principe du groupe électrogène photovoltaïque.

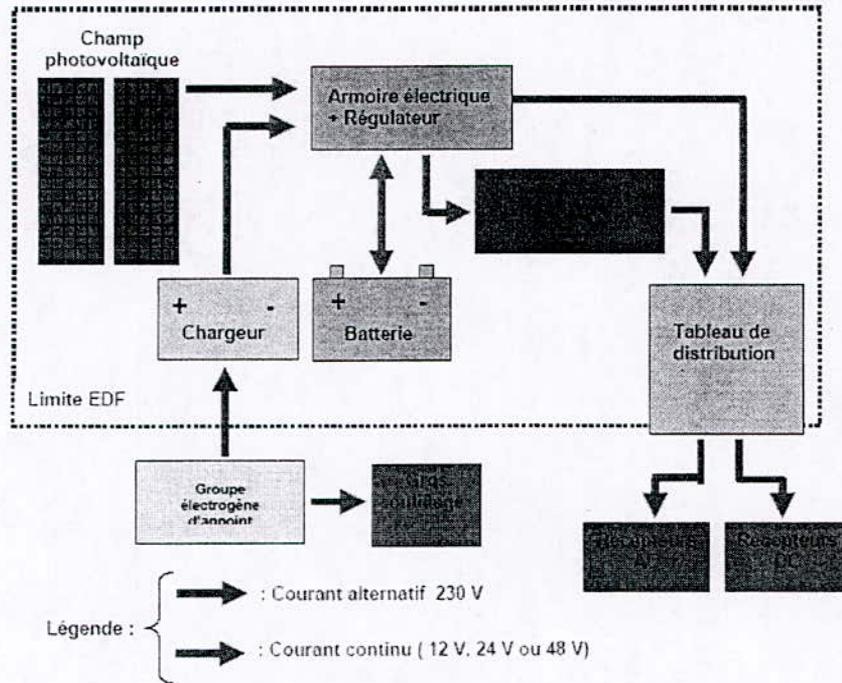


Figure I.8 Schéma de principe d'un générateur photovoltaïque.

## **CHAPITRE II**

**Les alimentations linéaires et  
Les alimentations à découpage**

## Introduction

Il existe deux sortes d'alimentations, les alimentations de tension et celles de courant, dans notre cas on s'intéresse plutôt aux alimentations de tension.

Une alimentation de tension est un dispositif qui à partir d'une source d'énergie fournit une tension aussi indépendante que possible du courant débité, Aussi une source est dite source de tension idéale si son impédance interne est nulle. La tension de sortie ne dépend pas uniquement du courant débité mais aussi de la tension fournie par la source d'énergie qui est la tension non stabilisée  $V_{NS}$  :

$$V_s = \frac{\partial V_s}{\partial V_{NS}} \Delta V_{NS} - \frac{\partial V_s}{\partial I_s} \Delta I_s \quad (\text{II.1})$$

$\frac{\partial V_s}{\partial I_s}$  : impédance de sortie normale, elle caractérise la façon dont varie la tension de

sortie en fonction du courant fourni.

$\frac{\partial V_s}{\partial V_{NS}}$  : coefficient de stabilité vis à vis de la tension non stabilisée.

Pour une source de tension idéale, les deux coefficients sont nuls. Il existe deux types d'alimentations stabilisées suivant la façon dont est réalisée cette stabilisation, par une impédance commandée en série ou par découpage [24].

### II.1 Les Alimentations linéaires

A partir de la source on fabrique une tension continue non stabilisée dont l'amplitude est proportionnelle à la tension de la source. On réalise cette fonction à l'aide de diodes à jonction. Le redressement de base est le redressement mono-alternance. La figure II.1 donne le schéma de principe.

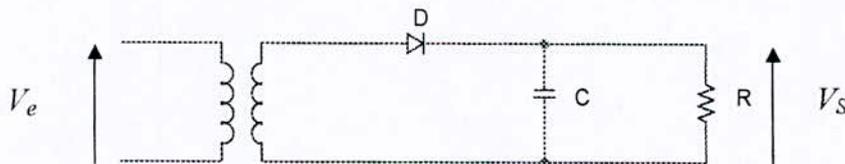


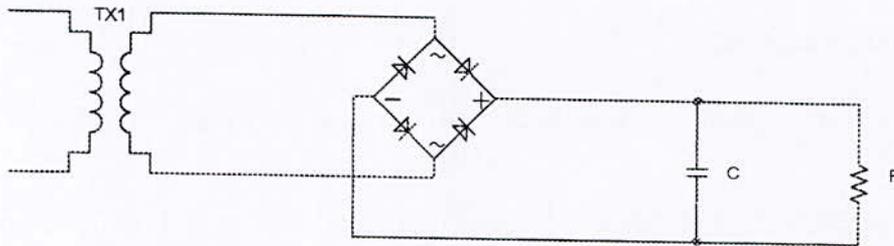
Figure II.1 Redressement mono alternance.

Lorsque la diode  $D$  conduit, le condensateur  $C$  se charge, puis lorsqu'elle est bloquée, le condensateur se décharge sur la résistance  $R$  et le cycle recommence. L'ondulation résiduelle est le temps que met le condensateur pour se charger. Pour calculer cette ondulation, on a :

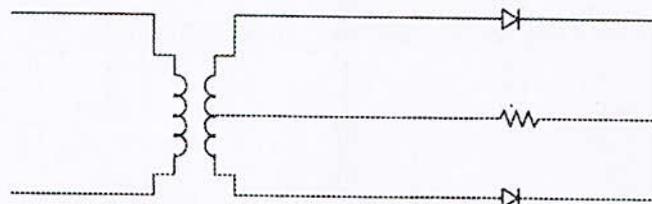
$$Q = CV = It \text{ soit } C\Delta V = I\Delta t \tag{II.2}$$

Le condensateur fournit un courant presque constant pendant une durée  $\Delta t$ , le courant dans ce cas est  $I = V/R$ , donc on a :  $\Delta V = \frac{V}{RC}T$  qui est la variation de tension aux bornes du condensateur.

Pour améliorer le rendement, on utilise un redressement double alternance, soit avec un pont de 4 diodes, soit deux diodes seulement et un transformateur point milieu. Les schémas correspondants sont :



**Figure II.2** Redressement double alternance, avec un pont de 4 diodes.



**Figure II.3** Redressement double alternance, avec un pont de 2 diodes et un transformateur point milieu.

Il est possible aussi d'obtenir des fortes tensions grâce à des circuits élévateurs ne mettant en œuvre que des diodes et des condensateurs, c'est ce qu'on appelle les multiplicateurs de tension.

### II.1.1 Régulation de la tension

Le but du régulateur est de délivrer une tension indépendante du courant fourni de la tension  $V_{NS}$  et de son ondulation résiduelle. Nous avons plusieurs méthodes de régulation.

#### II.1.1.1 Régulation par diode Zener

Un type de régulation est la régulation par diode de Zener, le schéma correspondant est donné par la figure II.4.

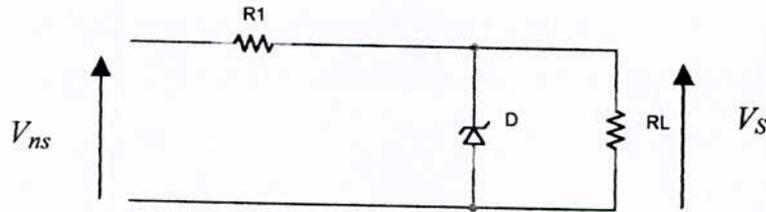


Figure II.4 Régulation par diode Zener.

Dans ce cas, la tension non stabilisée doit être supérieure au seuil de la diode de Zener utilisée. La résistance  $R$  est parcourue par un courant  $I_R = \frac{V_{NS} - V_S}{R}$ . La tension de sortie est égale à  $V_Z$  tant que le courant dans la diode de Zener n'est pas nul, ce qui nous donne  $I_S < I_R$

avec  $I_{R\min} = \frac{V_{NS\min} - V_S}{R}$ .

Le circuit précédent est mieux adapté aux petits courants. Pour des courants plus élevés, on a l'équivalent de la diode Zener de puissance dont le circuit est comme suit.

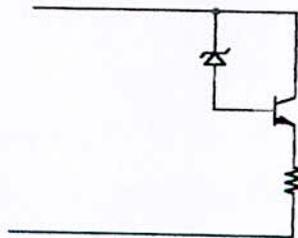


Figure II.5 Schéma Equivalent d'une diode Zener en puissance.

Dans ce cas, le régulateur par diode Zener et transistor est :

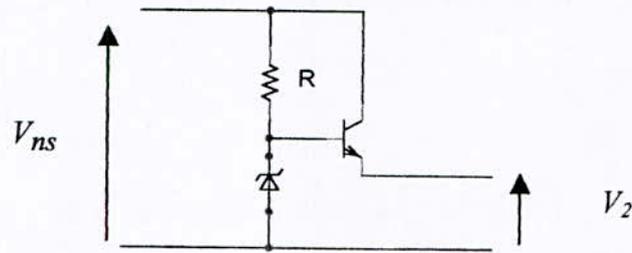


Figure II.6 Régulation par diode Zener et transistor.

### II.1.1.2 Régulation par amplificateur

Une diode de Zener alimentée en courant est capable de fournir une tension stable. Il suffit d'amplifier cette tension par un amplificateur capable de fournir un fort courant pour réaliser une alimentation stabilisée de tension. Le schéma de principe est donné par la figure suivante [24].

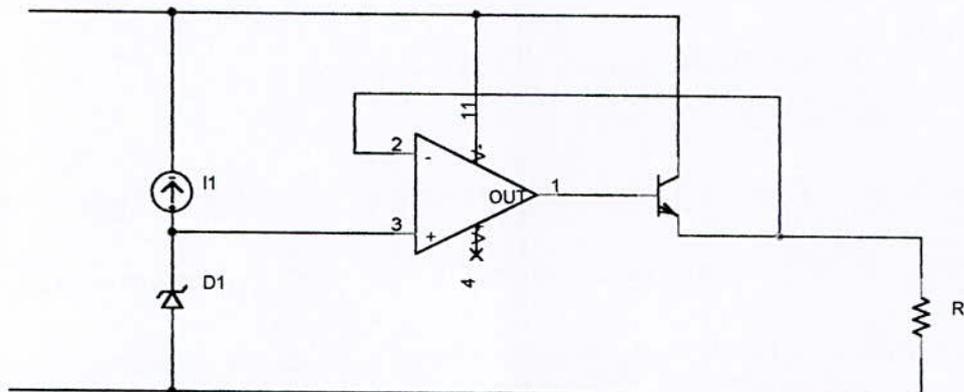
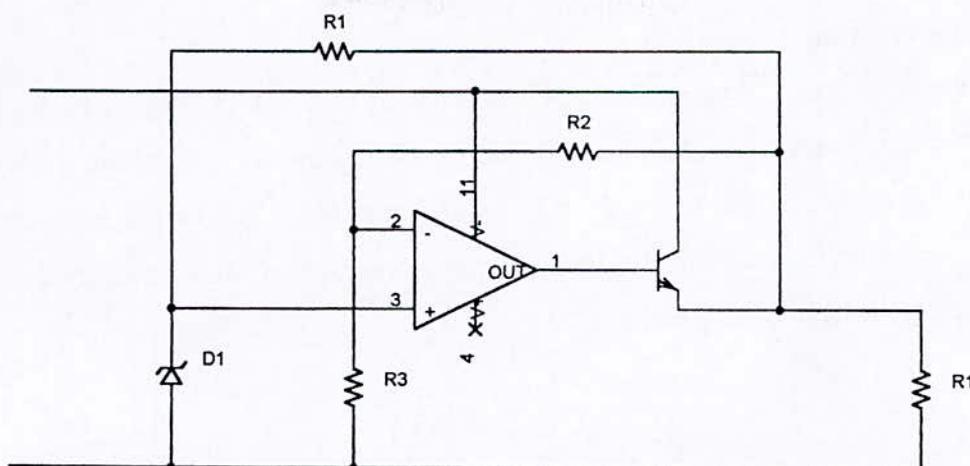


Figure II.7 Principe d'une alimentation de tension stabilisée.

Le transistor joue le rôle d'une résistance variable, c'est un transistor Ballast. Le montage de la figure II.7 nous permet d'avoir une tension de sortie fixe qui est égale à la tension de référence aux bornes de la diode Zener.

On peut aussi obtenir une tension variable en modifiant le gain de l'amplificateur. Si la tension de sortie est plus grande que la tension de Zener, il est possible d'alimenter la diode de référence par une résistance connectée en sortie comme cela est décrit dans le montage suivant (figure II.8).



**Figure II.8** Alimentation de la référence à partir de la tension de sortie.

En résumé, le principe d'une alimentation linéaire est d'injecter une tension  $V$  plus importante que la tension de sortie désirée et on fait, grâce à un judicieux système de régulation, varier la résistance d'un dispositif, en l'occurrence un transistor, pour maintenir la tension de sortie constante quel que soit le débit demandé.

Ce type d'alimentation, qui donne au demeurant satisfaction, souffre de quelques défauts conceptuels incontournables :

- L'obligation d'injecter une tension en entrée supérieure à la tension de sortie souhaitée
- Un transformateur travaillant par exemple à la fréquence de 50 Hz et dont les dimensions sont proportionnelles à la puissance souhaitée ce qui amène à des transformateurs de grande dimension pour des puissances pas vraiment colossales
- Une grande puissance perdue convertie en chaleur par le système série.

Pour palier à ces défauts, les alimentations à découpage ont été conçues.

## **II.2 Les alimentations à découpage**

### **II.2.1 Introduction**

Dans cette partie, nous allons voir les alimentations à découpage, leur fonctionnement diffère totalement des alimentations linéaires. En effet, dans une alimentation à découpage, le transistor de régulation fonctionne en interruption contrôlée (régime de commutation) alors que pour une alimentation linéaire le transistor de régulation fonctionne en régime linéaire. Les avantages liés à la commutation sont :

- Un rendement élevé.
- Des pertes faibles.
- Un fonctionnement en abaisseur, élévateur ou inverseur de tension.

Par contre, comme inconvénients, on peut citer :

- Un circuit de régulation plus complexe.
- Une ondulation plus élevée.

Les alimentations à découpage utilisent des fréquences élevées, ce qui permet de réduire l'encombrement de l'inductance, de la capacité de filtrage et de réduire l'ondulation [22,23].

### **II.2.2 Rappels sur le magnétisme et les composants magnétiques**

#### **II.2.2.1 Circuits magnétiques**

##### **a. Les matériaux**

On distingue deux types de matériaux : les matériaux durs (aimants permanents) et les matériaux doux (ceux qui nous intéressent ici). Parmi ceux-ci, on trouve les "ferrites". Ces matériaux sont des composés chimiques à base d'oxyde de fer associés à des métaux tels que Manganèse-Zinc (Mn-Zn) ou Nickel-Zinc (Ni-Zn). Pour limiter les pertes magnétiques, les ferrites sont utilisées dès que la fréquence de travail dépasse 1KHz environ.

##### **b. Cycle d'hystérésis**

Les matériaux sont caractérisés par leur cycle d'hystérésis. En ce qui concerne les ferrites, l'induction à saturation  $B_s$  est de l'ordre de 0,3 à 0,5 Tesla.

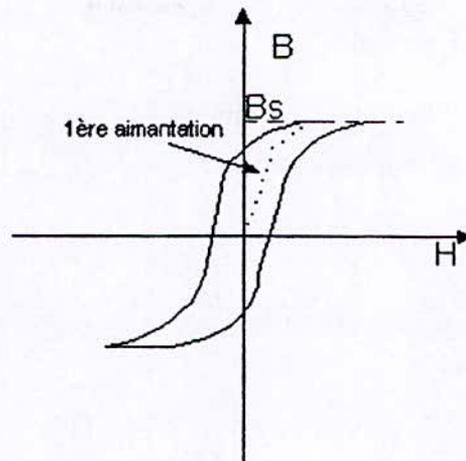
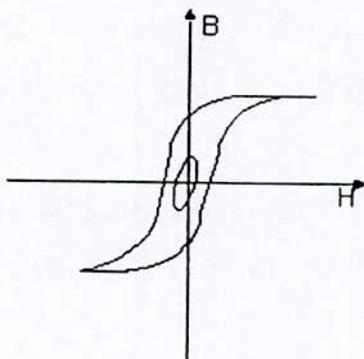
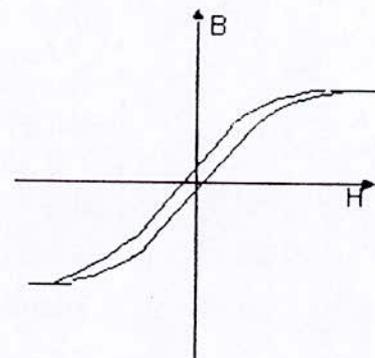


Figure II.9 Cycle d'hystérésis.

Pour un matériau donné, la forme du cycle d'hystérésis dépend :

- De la température :  $B_s$  décroît avec la température et s'annule à une température dite de Curie  $T_C$ .
- De la fréquence avec laquelle le cycle est décrit.
- Des traitements qu'a subi le matériau.

Si l'on introduit un entrefer localisé ou réparti dans le circuit magnétique, la perméabilité  $\mu_i$  est modifiée pour devenir une perméabilité effective  $\mu_e$ . Plus l'entrefer est important, plus  $\mu_e$  est faible ( figure II.10 et figure II.11).

Figure II.10  $\mu_e$  grand.Figure II.11  $\mu_e$  faible.

### c. Les pertes

#### c.1 Pertes par courant de Foucault

Lorsque la fréquence de travail augmente, des courants sont induits en surface du circuit. Ces pertes sont proportionnelles au carré de la fréquence.

#### c.2 Pertes par hystérésis

Elles dépendent de l'aire du cycle d'hystérésis décrit et de la fréquence.

#### c.3 Pertes supplémentaires (traînage magnétique, relaxation)

En ce qui concerne les pertes supplémentaires, les fournisseurs donnent dans les catalogues, les pertes magnétiques totales (en mW/cm<sup>3</sup>) sous forme de courbes ou de formules approchées :

$$P_r = KF^m B^n \quad (\text{II.3})$$

avec :  $K$  constante du matériau.

$$1,3 < m < 1,6$$

$$2 < n < 2,6$$

#### II.2.2.2 Les composants électroniques de stockage

##### a. Les inductances simples

Les inductances peuvent stocker une énergie électrique sous forme magnétique, puis la restituer. On peut naturellement réaliser des bobinages à air. Mais, l'utilisation de circuits magnétiques permet :

- De diminuer l'encombrement, à valeur égale de l'inductance.
- De confiner le flux magnétique dans un espace restreint et ainsi limiter les rayonnements parasites.

Les inductances sont utilisées essentiellement dans des applications de filtrage, de conversion d'énergie (alimentations à découpage non isolées...), et d'interrupteurs magnétiques (inductances saturables).

Le schéma électrique équivalent d'une inductance simple  $L$  est le suivant :

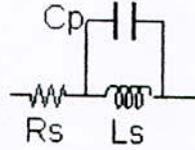
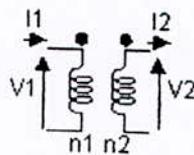
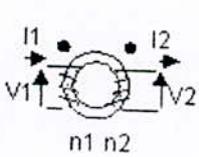


Figure II.12 Schéma équivalent d'une self en hautes fréquences.

où  $R_s$  représente la résistance série du fil bobiné et  $C_p$  la capacité parasite inter-spires.

**b. Les transformateurs et inductances couplées**

Si l'on veut isoler l'entrée d'un convertisseur de sa sortie, (par exemple entrée 220V redressé et sortie 0-5V) , il faut utiliser un composant inductif à deux enroulements indépendants assurant une isolation galvanique, tout en autorisant le transfert d'énergie (figureII.13).



$n_1$  : nombre de spires au primaire

$n_2$  : nombre de spires au secondaire

Le point indique le sens des enroulements

(ici  $V_1$  et  $V_2$  en phase)

Figure II.13 Schéma du transformateur et des inductances couplées.

Deux éléments permettent cette opération : le transformateur et les inductances couplées. Bien que physiquement identiques, le fonctionnement de l'un et de l'autre et le processus de dimensionnement sont totalement différents.

**b.1 Fonctionnement en transformateur parfait**

On a 
$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} \text{ et } \frac{i_2}{i_1} = \frac{n_1}{n_2} \tag{II.4}$$

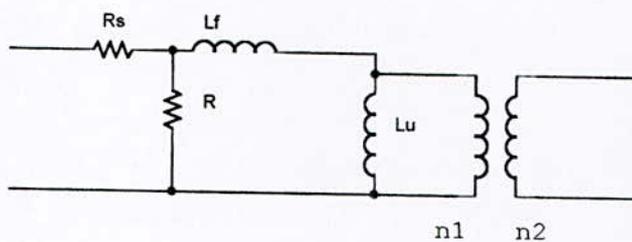
La puissance absorbée par le primaire est égale à tout instant à la puissance fournie par le secondaire.

### b.2 Fonctionnement en inductances couplées

C'est le cas de l'alimentation Fly-Back qui est une alimentation à découpage. Le transfert de puissance se fait en deux temps : l'énergie est, dans une première phase, stockée au primaire puis, dans un deuxième temps, restituée au secondaire. Ce type de fonctionnement nécessite l'emploi de deux interrupteurs synchronisés, l'un sur le primaire, l'autre sur le secondaire.

### b.3 Modélisation

On modélise les imperfections de ces composants par une inductance magnétisante  $L_\mu$  (qui tient compte de la réluctance non nulle du circuit magnétique), une inductance de fuite  $L_f$  (qui tient compte des flux de fuite dans l'air et le cuivre), associée à un transformateur parfait.



Les inductances de fuite sont responsables des surtensions (potentiellement destructives) au moment des commutations dans les alimentations à découpage.

Figure II.14 Modélisation des imperfections du transformateur [22].

**Remarque :**  $L_\mu$  est obtenue en mesurant l'inductance au primaire, secondaire à vide.

$L_f$  est obtenue en mesurant l'inductance au primaire, secondaire en court circuit.

#### II.2.2.3 Effet de la saturation du matériau magnétique

Lorsque le matériau entre en saturation, l'inductance apparente chute rapidement. Supposons en effet, qu'un échelon de tension  $E$  soit appliqué aux bornes de l'inductance  $L$ . Le flux  $F$  croît alors linéairement ( $E = \frac{dF}{dT}$ ), le courant également (avec une pente  $t_1$ ). Puis, lorsque l'induction  $B_s$  est atteinte, le courant augmente (figure II.15) toujours mais avec une pente beaucoup plus importante : l'inductance apparente diminue donc fortement. En pratique

généralement faible et de l'inductance  $L$ . Cette augmentation non contrôlée peut conduire à la destruction d'un ou plusieurs composants du circuit dans lequel est placé l'inductance.

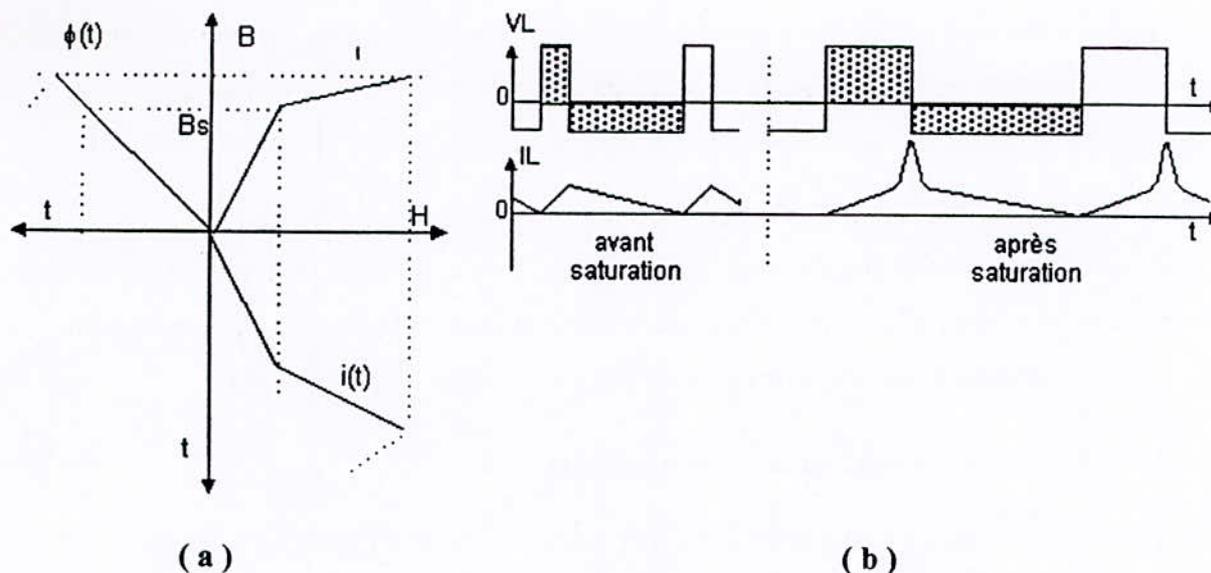


Figure II.15 Effet de la saturation sur le circuit magnétique.

Il est donc impératif de dimensionner l'inductance pour ne jamais atteindre la saturation (à la température de fonctionnement réelle). Ceci implique, entre autre, que  $I_{L_{moyen}}$  est constant  $\left(\frac{di_L}{dt}\right)_{moyen} = 0$ . La valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est alors nécessairement nulle.

### II.2.3 Principe des alimentations à découpage

Les alimentations à découpage sont des convertisseurs continu-continu alimentés par exemple à partir du réseau redressé et filtré, la sortie est souvent isolée galvaniquement de l'entrée grâce à un transformateur d'isolement ( fonctionnant à fréquence relativement élevée de manière à réduire sa taille et faciliter le filtrage ). Ce transformateur peut également contribuer à abaisser ou à élever la tension.

Coté entrée, la source qui alimente le montage doit se comporter comme une source de tension. Outre les problèmes de filtrage inhérents au lissage de cette tension, il y a lieu de

garantir, au plus près de la cellule de découpage, une faible impédance de source. Pour cela, on place un condensateur de découplage à l'entrée du montage : son rôle consiste à absorber les énergies parasites stockées dans les connexions ( inductances parasites de câblage ) lors des commutations.

La tension de sortie délivrée par le convertisseur continu-continu est généralement réglable et maintenue constante par un circuit de régulation, aussi pour sauvegarder un éventuel isolement entre l'entrée et la sortie, la boucle de régulation doit elle-même comporter un dispositif d'isolement.

Il existe deux sortes d'alimentation à découpage. Les convertisseurs continu-continu non isolés ( survolteur, dévolteur, survolteur-dévolteur ) et les convertisseurs continu-continu isolés ( forward, flyback, pushpull ) que nous n'allons pas aborder dans ce travail.

### II.2.3.1 Les convertisseurs continu-continu non isolés

La source à l'entrée du convertisseur est une source de tension continue  $V_e$ , la sortie est également considérée comme une source de tension continue  $V_s$ , la charge est assimilable à une résistance  $R$ . Un condensateur  $C$  est placé en parallèle sur  $R$  afin d'obtenir une source de tension aux bornes de la charge.

### II.2.3.2 Le Buck ( hacheur dévolteur )

Le convertisseur Buck est un abaisseur de tension, il permet d'avoir une tension de sortie plus basse que la tension d'entrée avec la même polarité. Le schéma de principe du Buck est décrit par la figure II.16. Il s'agit d'un convertisseur dans lequel l'inductance se trouve du côté de la sortie. L'interrupteur  $K$  est un MOS de puissance. Il est commandé par un signal rectangulaire de période  $T$ . le rapport cyclique est donné par  $d$ , l'interrupteur est fermé pendant  $dT$  et ouvert pendant  $(1-d)T$  à chaque période. Pendant le temps de conduction de  $K$ , la tension d'entrée  $V_e$  alimente l'inductance  $L$  et la charge. Au bout du temps  $dT$ , l'interrupteur est bloqué et c'est alors la diode  $D$  qui conduit le courant [8].

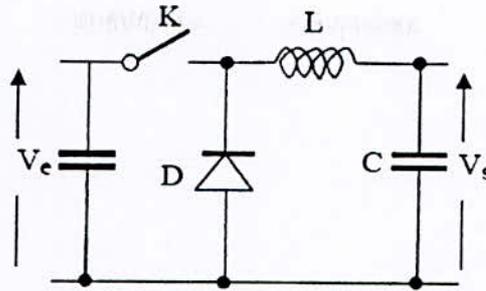


Figure II.16 Le Buck

Pour notre étude, nous supposons qu'on est dans le cas du régime continu ( la tension aux bornes de l'inductance ne s'annule jamais ), le condensateur de sortie est assez grand pour que l'équilibre étant atteint, on puisse admettre que la tension de sortie à ses bornes est constante et que la tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle.

Calculons la tension de sortie  $V_s$  : on sait que la tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle, cela nous donne :

$$V_s = dV_e, \text{ avec } d = \frac{t_{on}}{T} \quad (\text{II.5})$$

Puisque  $0 < d < 1$ , on a  $V_s < V_e$ , d'où le nom de montage Buck (hacheur dévolteur).

### II.2.3.3 Le Boost ( hacheur survolteur )

Le convertisseur Boost a pour rôle de produire à partir d'une tension d'entrée une tension de sortie plus élevée avec la même polarité. Le schéma de principe du Boost est donné par la figure II.17. Une inductance  $L$  est placée en série entre la tension continue d'entrée et un interrupteur  $K$  ( MOS de puissance ). Pendant la durée  $dT$  l'interrupteur  $K$  est fermé et la tension d'entrée est aux bornes de l'inductance. Puis lors de l'ouverture de  $K$ , la diode  $D$  conduit et la tension d'entrée alimente l'inductance et la charge.

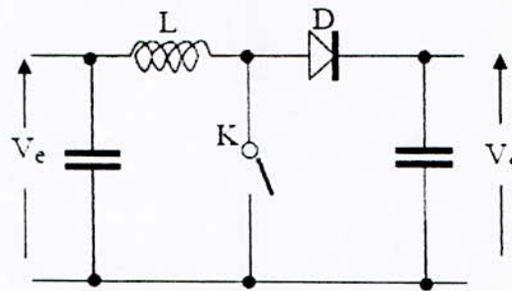


Figure II.17 Le Boost

Calculons la tension de sortie  $V_s$  : de la même manière, puisque on a  $V_{Lmoyen} = 0$ , cela

impose :

$$V_s = \frac{V_e}{1-d} \quad (\text{II.6})$$

d'où le nom du montage Boost ( hacheur survolteur ).

#### II.3.3.4 Le Buck-Boost ( hacheur dévolteur-survolteur )

Le Buck-Boost est un convertisseur DC-DC obtenu par connexion en cascade d'un convertisseur abaisseur de tension suivi d'un convertisseur élévateur de tension (figure II.18). En régime permanent le rapport de conversion de tension, entre la sortie et l'entrée est le produit des rapports de conversion de tension des deux convertisseurs en cascade. Ceci en supposant que le rapport cyclique de commutation des deux interrupteurs ( MOS de puissance dans notre cas ) est identique pour les deux convertisseurs.

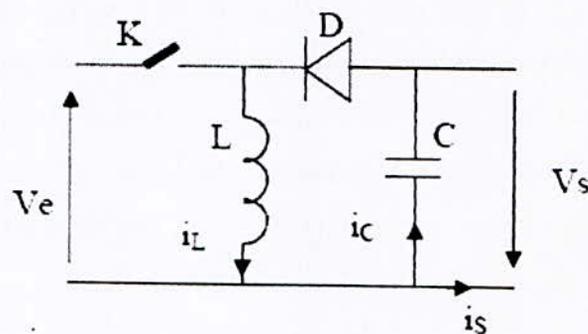


Figure II.18 Le Buck-Boost

Le rapport de conversion est :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{d}{1-d}, \text{ avec } 0 < d < 1 \quad (\text{II.7})$$

Un tel rapport de conversion permet à la tension de sortie d'être supérieure ou inférieure à la tension d'entrée, ceci en fonction du rapport cyclique  $d$ . On peut montrer que pour  $d < \frac{1}{2}$ , le fonctionnement est abaisseur, et que pour  $d > \frac{1}{2}$ , on a un élévateur.

Voici un tableau récapitulatif donnant les principales caractéristiques des convertisseurs DC-DC non isolés, le Boost, le Buck et le Buck-Boost.

**Tableau II.1** Tableau récapitulatif du Buck, Boost et du Buck-Boost [5].

	buck	Boost	buck-boost
$V_s$	$dV_e$	$\frac{1}{1-d}V_e$	$\frac{d}{1-d}V_e$
$I_{Lmoy}$	$i_s$	$\frac{1}{1-d}i_s$	$\frac{1}{1-d}i_s$
$\Delta i_L$	$d(1-d)\frac{V_e}{fL}$	$d\frac{V_e}{fL}$	$d\frac{V_e}{fL}$
$\Delta V_s$	$\frac{\Delta i_L}{8fC}$	$\frac{1}{fC}di_s$	$\frac{1}{fC}di_s$

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu en premier lieu le principe des alimentations linéaires, leurs avantages et inconvénients. Nous avons constaté qu'elles dissipent beaucoup de puissance, ce qui est non souhaité pour notre application où nous utilisons des panneaux solaires pour produire de l'énergie. Pour cela l'utilisation des alimentations à découpage est plus adaptée, car elles présentent un rendement important. Mais malgré tout cela, elles restent difficiles à commander vu leur fonctionnement non linéaire.

## **CHAPITRE III**

### **Poursuite du Point de Puissance Maximale (MPPT)**

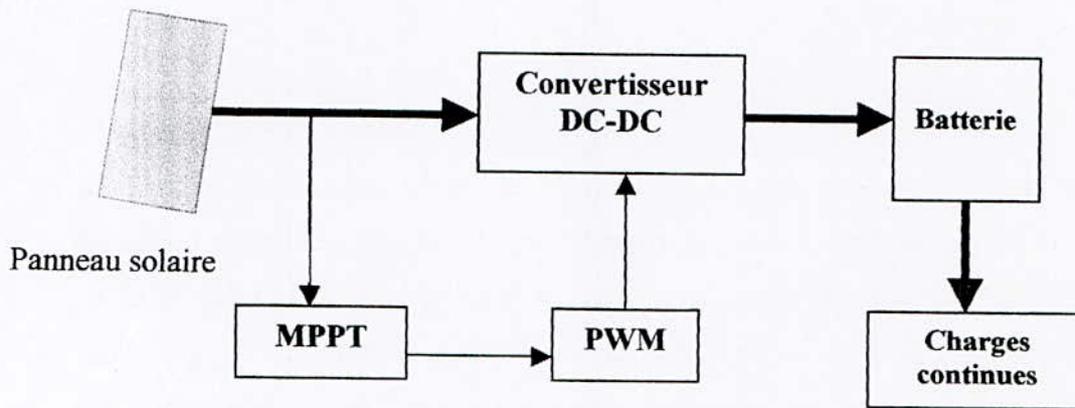
## Introduction

La puissance maximale générée dépend de l'intensité des radiations solaires ainsi que de la température. En plus de ces dépendances, le panneau solaire ne peut générer sa puissance maximale que pour une certaine tension et un courant de fonctionnement, la position de ce point de fonctionnement dépend de son tour, de l'ensoleillement, et de la température. Pour que le panneau solaire fournisse sa puissance maximale disponible, il faut avoir une adaptation permanente de la charge avec le générateur solaire [2].

Cette adaptation pourra être réalisée par l'insertion d'un convertisseur DC-DC qui est un hacheur contrôlé par un mécanisme de poursuite (Maximum Power Point Tracking) pour extraire le maximum de puissance générée par le panneau solaire.

Le but de ce chapitre est la présentation et l'étude des différentes méthodes de poursuite pour l'extraction de la puissance maximale sous différentes conditions de fonctionnement. Parmi ces méthodes, il existe des méthodes analogiques simples et des méthodes largement plus efficaces utilisant des algorithmes pouvant être implémentés sur des dispositifs de très haute puissance de calcul tels que les microcontrôleurs et les DSP [7,8].

La figure III.1 montre le schéma d'un système photovoltaïque avec un module MPPT qui a pour entrées la tension et le courant à la sortie du panneau solaire. Le mécanisme MPPT doit faire une maximisation de la puissance fournie par le panneau solaire et non la puissance fournie à la charge. Car dans le cas d'un moteur, comme charge, la maximisation de la puissance de charge conduit à la maximisation de la puissance perdue dans les bobines et non seulement la puissance mécanique générée par le moteur, ainsi pour que le mécanisme du MPPT soit indépendant de la charge, il est préférable de maximiser la puissance de sortie du panneau.



**Figure III.1** Schéma synoptique d'un système photovoltaïque avec MPPT [2].

Pour effectuer la poursuite du point de puissance maximale, on peut appliquer l'une des méthodes suivantes :

- Méthodes à contre réaction de tension.
- Méthodes à contre réaction de courant.
- Méthodes à contre réaction de puissance.

### III.1 Méthodes à contre réaction de tension

Ce genre de mécanisme repose sur le contrôle de la tension de fonctionnement des panneaux par la comparaison de cette tension avec une tension de référence. Cela génère une tension d'erreur qui fait varier le rapport cyclique de la PWM afin d'annuler cette erreur. Selon la nature de la référence, on trouve trois méthodes.

#### III.1.1 Méthode à tension de référence fixe

Cette méthode est basée sur une simple comparaison entre la tension de sortie du panneau avec une tension de référence prédéfinie. Cette dernière correspond à la tension moyenne de l'intervalle des points de puissances maximales. La tension de référence doit être corrigée pour différents ensoleillements et températures, à cause de la dépendance de la tension de ces deux paramètres. La figure III.2 présente le schéma de principe de cette méthode.

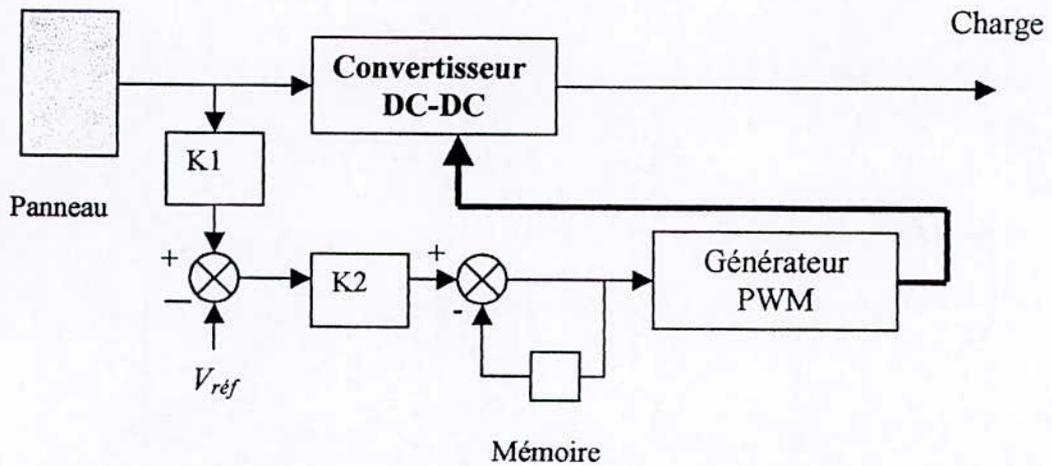


Figure III.2 Principe de la méthode à contre réaction de tension avec tension de référence fixe [2].

III.1.2 Méthode à tension de référence en fonction de  $V_{OC}$

La relation linéaire qui existe entre la tension de fonctionnement et la tension en circuit ouvert  $V_{OC}$  est exploitée dans cette méthode. Cette tension est prélevée régulièrement par le débranchement du panneau pour une courte durée pour ajuster la tension de référence précédente par une certaine proportionnalité généralement égale à 0.77. Ainsi pour un ensoleillement et une température donnés, la tension qui correspond à la puissance maximale du panneau est exprimée comme une fonction linéaire de la tension en circuit ouvert du panneau.

En négligeant la résistance série de la cellule, l'expression de la puissance de sortie du panneau est :

$$P = I.V = \left( I_{sc} - I_0 \cdot \left( \exp\left(\frac{e.V}{\alpha K T}\right) - 1 \right) \right) . V \tag{III.1}$$

Afin d'avoir le maximum de puissance, il faut que  $\frac{dP}{dV} = 0$ . La dérivée de la puissance donne :

$$\frac{dP}{dV} = I_{sc} + I_0 - I_0 \left( 1 + \frac{e.V}{K T} \right) \cdot \exp\left(\frac{e.V}{\alpha K T}\right) \tag{III.2}$$

Pour une tension optimale  $V_{mp}$ , on remplace le courant de court-circuit par la tension en circuit ouvert :

$$V_{oc} = \frac{\alpha KT}{e} \cdot \ln\left(1 + \frac{I_{sc}}{I_0}\right) \quad (III.3)$$

On obtient :

$$\frac{e}{KT} V_{mp} + \ln\left(1 + \frac{e}{KT} V_{mp}\right) = \frac{e}{KT} V_{oc} \quad (III.4)$$

En traçant la fonction  $V_{mp} = f(V_{oc})$ , on remarque que cette fonction est pratiquement linéaire, en exploitant cette propriété on peut traquer en permanence le point de puissance maximale.

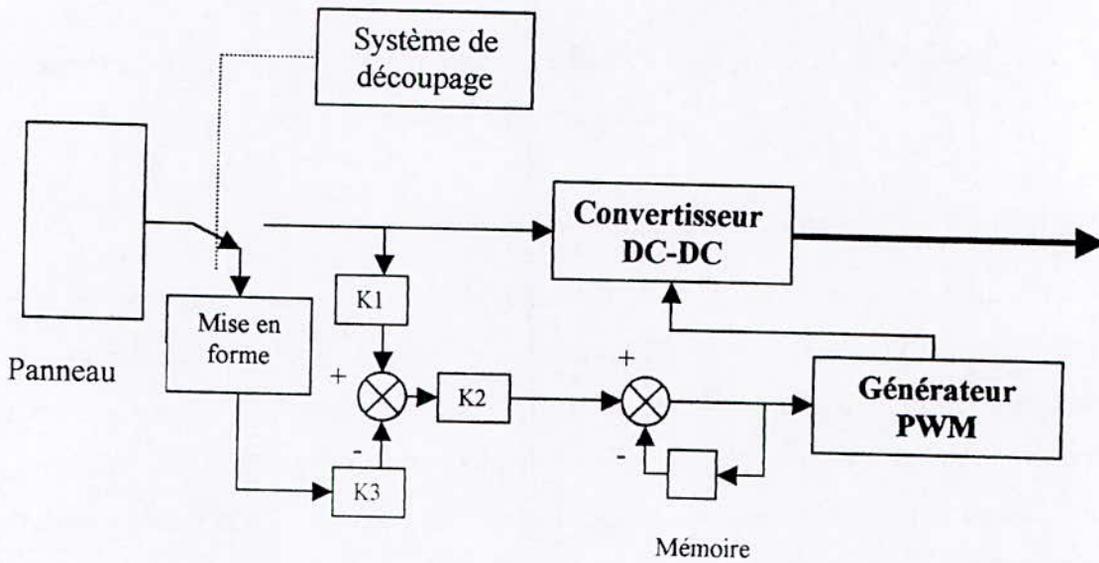


Figure III.3 Principe de la méthode à contre réaction de tension, avec tension de référence en fonction de la tension à circuit ouvert du panneau [2].

### III.1.3 Méthode à tension de référence externe (cellule pilote)

La méthode précédente présente l'inconvénient des pertes causées par l'interruption du fonctionnement du circuit pour la mesure de  $V_{ref}$ . Pour éviter ces pertes, une cellule pilote est ajoutée au panneau solaire. La tension à circuit ouvert de cette cellule mesurée continuellement permet de nous informer de la tension en circuit ouvert de l'ensemble des panneaux solaires, en multipliant cette tension avec le nombre de cellules en série.

Cette méthode évite l'interruption du système, mais le problème qui se pose, c'est qu'il est difficile de trouver un endroit idéal à la cellule pilote pour qu'elle donne une information parfaite de la tension  $V_{oc}$  de l'ensemble, pour différents ensoleillements et températures.

Cette méthode utilise un facteur fixe pour estimer la tension  $V_{mp}$  à partir de la tension  $V_{OC}$ , ce qui mène à la non idéalité de détection du point de maximum de puissance MPP [2].

## III.2 Méthodes à contre réaction de courant

### III.2.1 Méthode à courant de référence en fonction du courant de court-circuit

Il existe une certaine analogie entre les méthodes à contre réaction de courant et celles de tension. Comme pour la méthode à tension de référence en fonction de  $V_{OC}$ , il y a une méthode basée sur le courant de court-circuit du panneau solaire. Ce courant permet de connaître la valeur du courant optimal à laquelle doit fonctionner le panneau solaire pour l'extraction du MPP. Le courant optimal est proportionnel au courant de court-circuit, cette proportionnalité nous permet de suivre le MPP.

Deux cas peuvent se présenter : soit on choisit une pondération constante, choisie à priori pour récolter le maximum de puissance selon les conditions de fonctionnement fréquentes. Soit on corrige ce rapport en fonction des conditions atmosphériques de fonctionnement.

Cette méthode possède des inconvénients du fait qu'on ne peut pas utiliser une cellule pilote en court-circuit en permanence qui cause un échauffement supplémentaire et donc va fausser l'information générée par cette cellule. D'autre part, on ne peut pas utiliser la méthode à tension de référence fixe à cause de la grande déviation du courant optimal pour différents ensoleillements et températures.

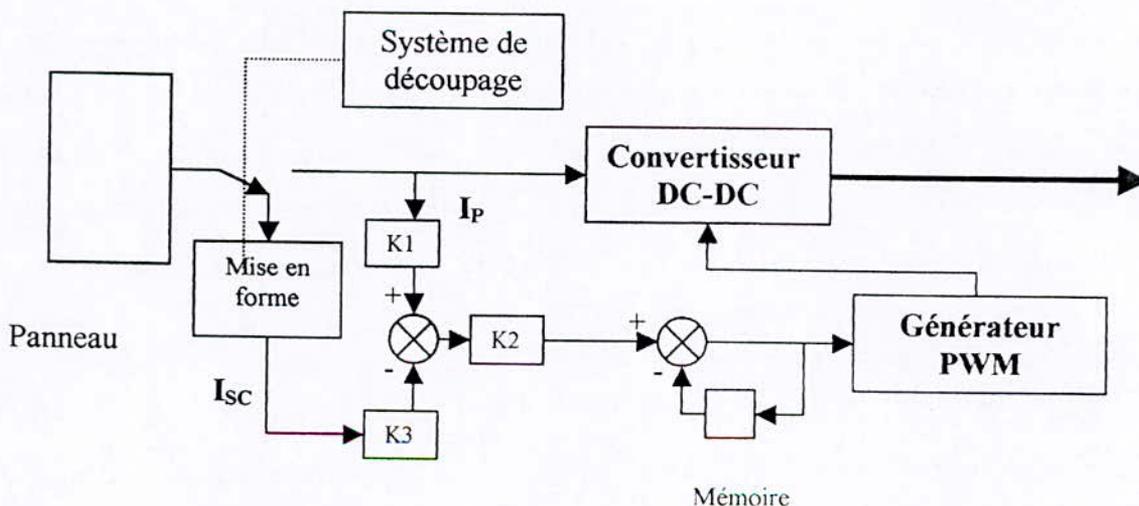


Figure III.4 Principe de la méthode de poursuite à courant de référence en fonction de  $I_{sc}$ [2].

### III.2.2 Méthode de maximisation du courant de sortie

Lorsque la charge est constituée par des batteries, la tension est approximativement constante. Cette propriété est utilisée pour maximiser la puissance, car la maximisation de la puissance revient à maximiser le courant de charge de la batterie. Cela est vrai si  $\frac{dP}{dI}$  est borné et strictement supérieur à zéro.

$$0 < \frac{V}{I} + \frac{dV}{dI} < \infty \quad (\text{III.5})$$

L'avantage de cette méthode réside dans sa simplicité par rapport aux méthodes de poursuite par maximisation de puissance donc moins de calculs.

L'inconvénient de cette méthode, c'est qu'elle ne traque pas exactement le point de puissance maximale, mais il existe un certain décalage par rapport à ce point, à cause de l'approximation précédente.

### III.3 Méthodes à contre réaction de puissance

Ces méthodes sont basées sur des algorithmes de recherche itératifs, pour trouver le point de fonctionnement du système. Elles ne sont pas basées sur des valeurs de références prédéfinies ou à partir des paramètres opérationnels mais sur la maximisation permanente de la puissance générée par les panneaux solaires. Ainsi, pour un point donné on fait la recherche dans un certain sens, si on a une augmentation de la puissance du panneau, on maintient cette direction de recherche, sinon on cherche dans l'autre sens. C'est le principe générale de poursuite par maximisation de puissance [7].

La puissance extraite du panneau est calculée à partir des mesures du courant  $I$ , de la tension  $V$  du panneau et de la multiplication de ces deux grandeurs  $P=V.I$ . Le sens de variation de la puissance  $P$  est déduit par le calcul de manière approximative de la dérivée  $dP \approx \Delta P(k) = P(k) - P(k-1)$  sur le temps d'échantillonnage. A cause de cette approximation la valeur du MPP n'est jamais atteinte, mais le point de fonctionnement oscille autour de ce point.

#### III.3.1 Algorithme 'Perturbation et Observation P&O'

C'est l'algorithme le plus utilisé, il est basé sur la perturbation du système par l'augmentation ou la diminution de  $V_{ref}$ , ou en agissant directement sur le rapport cyclique du convertisseur DC-DC, puis l'observation de l'effet sur la puissance de sortie du panneau. Si la

valeur de puissance actuelle  $P(k)$  est supérieure à la valeur précédente  $P(k-1)$ , alors on garde la même direction de perturbation précédente, sinon on inverse la perturbation du cycle précédent. La figure III.5 donne l'organigramme de cet algorithme [2,7].

Dans cet algorithme, la tension  $V_p$  du panneau oscille autour de la tension optimale  $V_{mp}$  ce qui cause une perte de puissance qui dépend du pas de perturbation. Si ce dernier est grand, le système répond rapidement à des changements brutaux de l'ensoleillement mais on aura une augmentation des pertes d'ondulation. Si le pas de perturbation est faible, ces ondulations sont réduites, mais le système répond lentement à des changements brutaux des conditions de fonctionnement. Le pas idéal est déterminé expérimentalement en fonction des besoins.

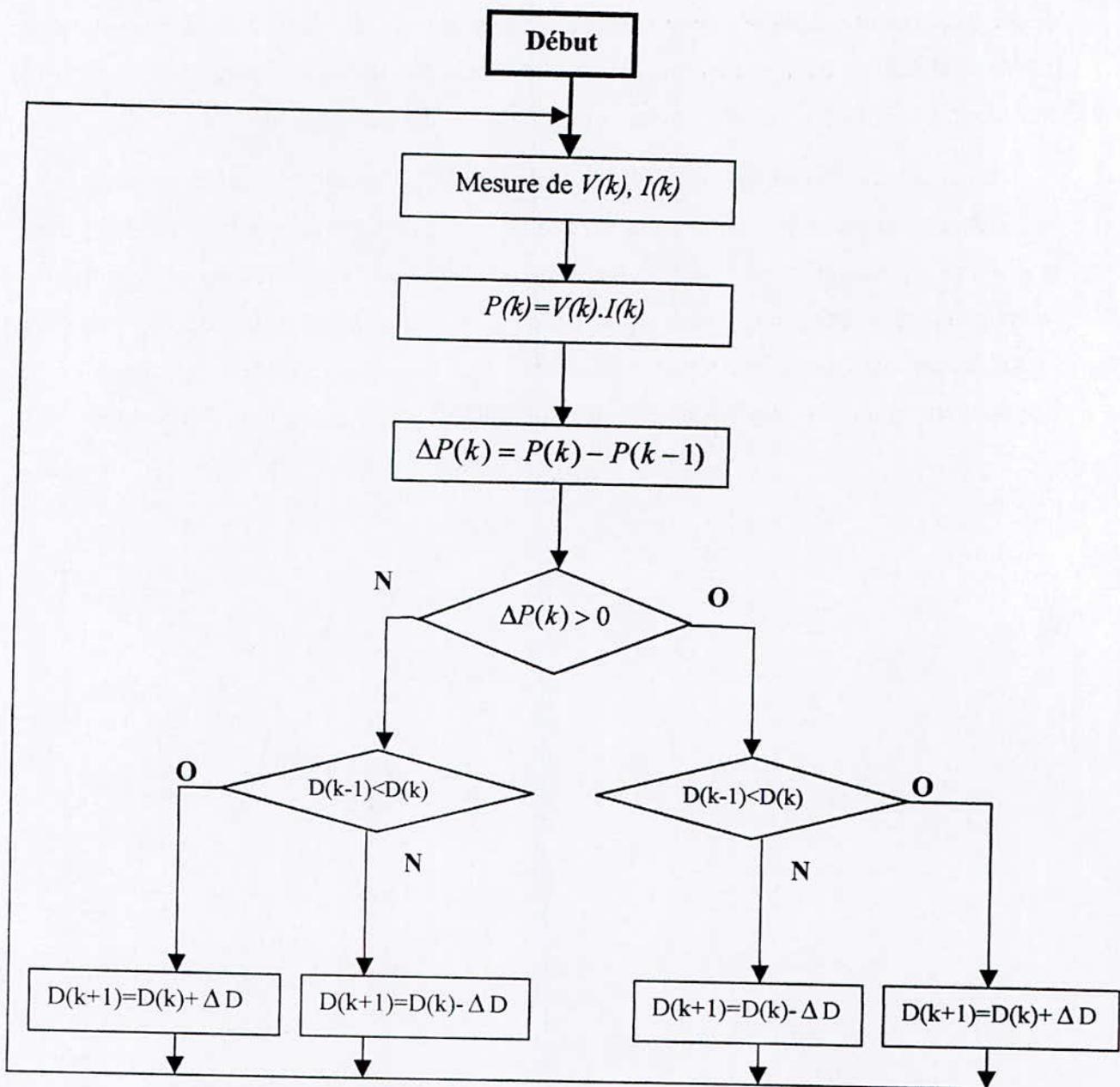


Figure III.5 Organigramme de l'algorithme P&O [2,7].

Si une augmentation brutale de l'ensoleillement est produite, on aura une augmentation de la puissance du panneau. L'algorithme précédent réagit comme si cette augmentation est produite par l'effet de perturbation précédente, alors il continue dans la même direction qui est une mauvaise direction, donc il s'éloigne du vrai point de puissance maximale. Ce processus continue jusqu'à la stabilité de l'ensoleillement où il revient au vrai point de puissance maximale. Ceci cause un retard de réponse lors des changements soudains des conditions de fonctionnement et des pertes de puissance. Ces changements atmosphériques

sont souvent produits dans des véhicules solaires par le passage dans l'ombre des végétations et des bâtiments ainsi que le changement de l'angle d'incidence pour des véhicules en mouvement.

Pour remédier à cet inconvénient, une version améliorée de cet algorithme est proposée, où on introduit une nouvelle condition à la branche *OUI* de la condition  $\Delta P(k) > 0$ . Si  $\Delta P(k)$  est positive dans les deux cycles de perturbation précédents ou si la direction de perturbation était dans la même direction dans les deux cycles précédents, alors la prochaine perturbation sera inversée par rapport à la précédente sans prise en compte de la direction de variation de la puissance. Le tableau III.1 donne la table de vérité des seize possibilités qui existent avec comme entrées  $\Delta P(k)$ ,  $\Delta P(k-1)$ ,  $\Delta V_{ref}(k)$ ,  $\Delta V_{ref}(k-1)$ , et comme sortie le sens de perturbation de la prochaine tension de référence  $\Delta V_{ref}(k+1)$ .

Comme le montre le tableau III.1, le cas précédent est produit deux fois. Lorsqu'on a une augmentation de la puissance du panneau sur deux perturbations de même sens, c'est à dire que le système est dévié du vrai point MPP, dans ce cas une nouvelle condition est introduite.

Tableau III.1 Tableau de vérité de l'algorithme 'P&O amélioré' [2].

$\Delta V_{réf}(k-1)$	$\Delta P(k-1)$	$\Delta V_{réf}(k)$	$\Delta P(k)$	Etat du système	$\Delta V_{réf}(k+1)$
-	-	-	-	Invalide	+
-	-	-	+	Invalide	+
-	-	+	-	Diminution de S	-
-	-	+	+	$V_p < V_{mp}$	+
-	+	-	-	$V_p \approx V_{mp}$	+
-	+	-	+	Nouvelle condition	+
-	+	+	-	$V_p > V_{mp}$	-
-	+	+	+	Augmentation de S	-
+	-	-	-	Diminution de S	+
+	-	-	+	$V_p > V_{mp}$	-
+	-	+	-	Invalide	-
+	-	+	+	Invalide	-
+	+	-	-	$V_p < V_{mp}$	+
+	+	-	+	Augmentation de S	+
+	+	+	-	$V_p \approx V_{mp}$	-
+	+	+	+	Nouvelle condition	-

La simulation de cette méthode donne le résultat suivant :

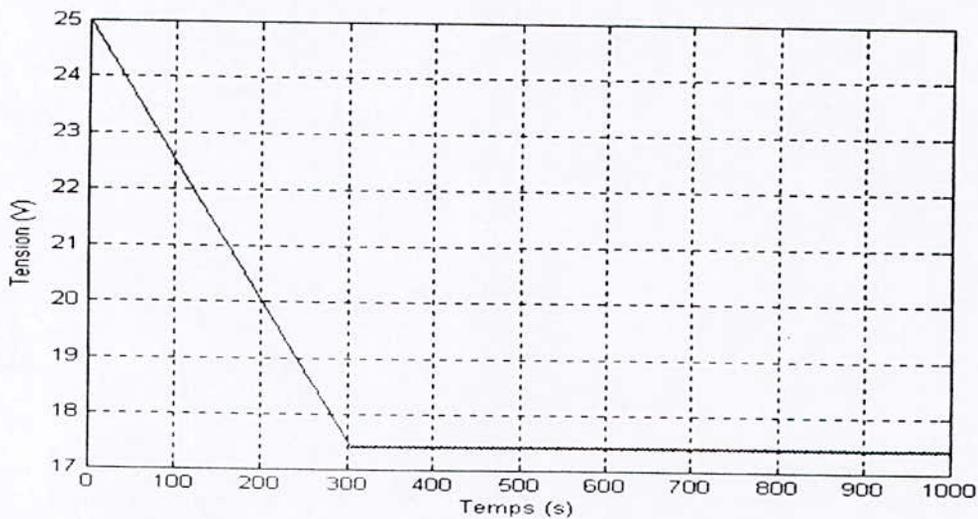


Figure III.6 Tension obtenue en appliquant la méthode P&O améliorée

### III.3.2 Algorithme 'Incremental Conductance'

Dans cette méthode, la dérivée de la puissance de sortie du panneau est évaluée d'une autre manière. Elle est calculée en fonction de la tension  $V$ , de sa différentielle  $dV$ , du courant  $I$  et de sa différentielle  $dI$ . Cette dérivée s'annule au point de puissance maximale, positive à gauche du point MPP et négative à droite.

La puissance du panneau solaire est donnée par :

$$P = V.I \quad (\text{III.6})$$

La dérivée partielle  $\frac{dP}{dV}$  est donnée par :

$$\frac{dP}{dV} = I + V \cdot \frac{dI}{dV} \quad (\text{III.7})$$

D'où :

$$\frac{1}{V} \frac{dP}{dV} = \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \quad (\text{III.8})$$

On définit la conductance de la source  $G = \frac{I}{V}$  et l'incrémentale conductance  $\Delta G = \frac{dI}{dV}$ .

Puisque la tension  $V$  du panneau est toujours positive, la relation (III.8) explique que le point de puissance maximale est atteint quand la conductance de la source  $G$  est égale l'incrémentale conductance  $\Delta G$  de la source avec un signe moins, et qu'elle est à gauche de ce point lorsque la conductance  $G$  est supérieure à l'incrémentale conductance  $\Delta G$  et vice versa, comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dP}{dV} > 0 & \text{si } \frac{I}{V} > -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} = 0 & \text{si } \frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV} \\ \frac{dP}{dV} < 0 & \text{si } \frac{I}{V} < -\frac{dI}{dV} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Lorsque le point de fonctionnement atteint le MPP, la différentielle  $dV$  devient nulle, pour éviter ce problème et donc éviter une division par zéro, l'algorithme effectue un test de  $dV$ . Si  $dV$  est nul, il teste si  $dI=0$ . Si c'est le cas, alors le MPP est atteint et l'algorithme ne fait aucun changement. Dans le cas contraire, l'algorithme teste le signe de  $dI$  pour déterminer

la position du MPP et ajuste la tension de référence correspondante. La figure III.7 donne l'organigramme de cet algorithme [2].

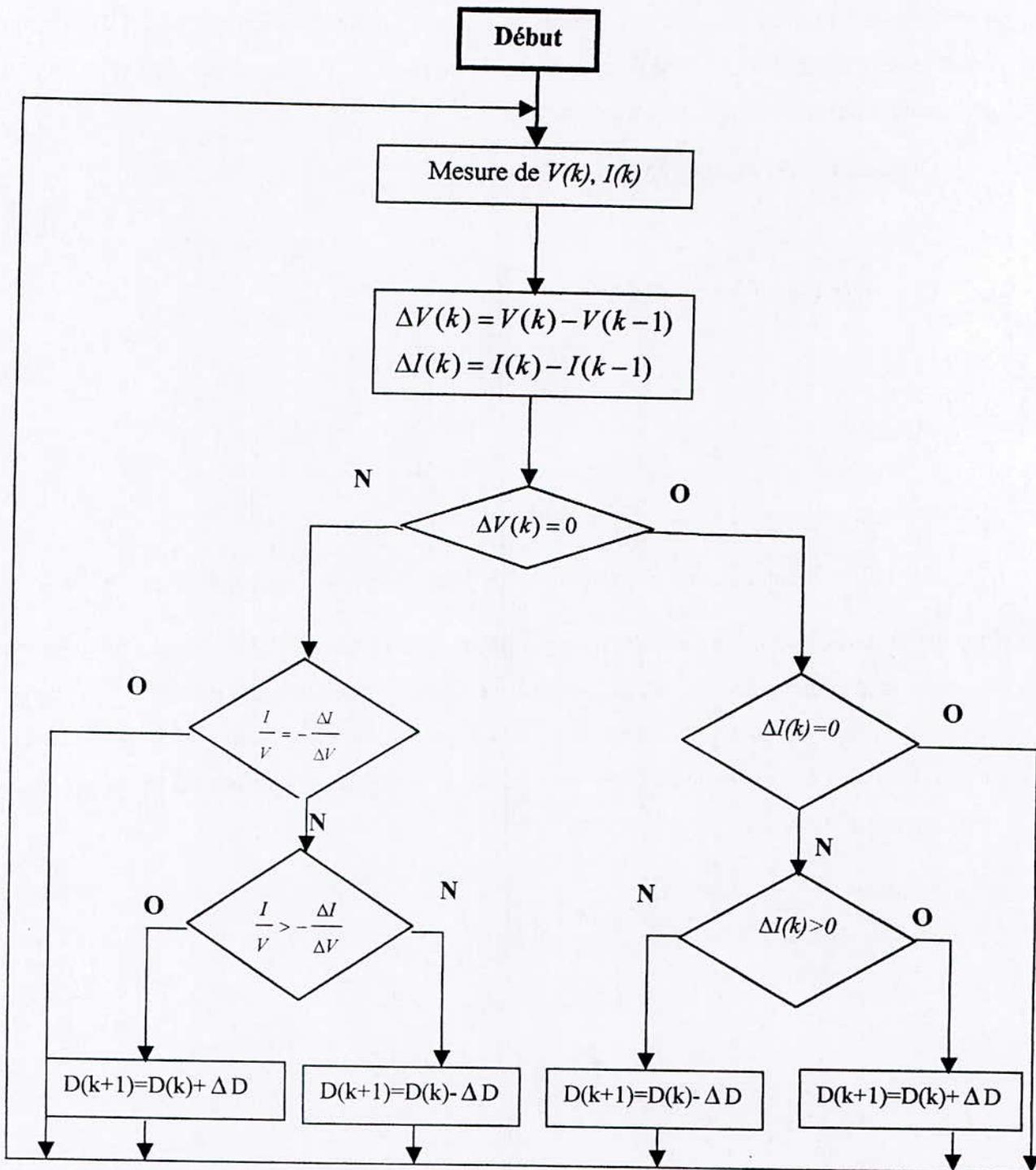


Figure III.7 Organigramme de l'algorithme 'Incremental Conductance' [2].

L'avantage de cet algorithme est qu'il n'oscille pas autour du MPP, à cause du test  $dI=0$ . L'algorithme se stabilise une fois le MPP atteint et le signe de  $dI$  donne la vraie direction à emprunter pour la poursuite du MPP. Une fois que le système est stable, on aura une réponse rapide pour d'éventuels des conditions atmosphériques.

Mais à cause de l'approximation des dérivées  $dV$  et  $dI$  et l'utilisation d'un pas d'action constant, la condition  $\frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV}$  est rarement vérifiée, ce qui conduit à des oscillations autour du MPP. Pour résoudre ce problème, une erreur marginale  $\varepsilon$  est ajoutée aux conditions du MPP, c'est à dire que le MPP est atteint si  $\left| \frac{I}{V} = -\frac{dI}{dV} \right| < \varepsilon$ , la valeur de  $\varepsilon$  étant limitée entre le problème de non fonctionnement dans le MPP exact et le problème de l'amplitude des oscillations.

Il existe d'autres types d'algorithmes à contre réaction de puissance que nous n'allons pas aborder mais nous les citerons. Ces méthodes sont :

- Méthode de poursuite analogique.
- Méthode à oscillation forcée.
- MPPT par logique floue.

## Conclusion

En résumé, pour obtenir une puissance maximale à partir du générateur photovoltaïque, l'utilisation d'un procédé de maximisation est indispensable. Ce procédé repose sur le principe des méthodes de poursuite étudiées dans ce chapitre.

## **Chapitre IV**

# **Commande du Buck-Boost pour le suivi d'une tension de référence**

## Introduction

Dans le but de réaliser une alimentation à découpage qui nous permettra d'avoir une tension de sortie variable sur une plage de 10 à 50 volts pour notre application, nous nous proposons d'utiliser un Buck-Boost (chapitre II).

Pour la commande de la tension de sortie du Buck-Boost, nous allons présenter deux méthodes. La première est basée sur un algorithme itératif permettant de poursuivre la tension de référence souhaitée. La seconde utilise la théorie de la 'Synergetic Control' que nous présenterons par la suite.

### IV.1 Commande utilisant un algorithme itératif

Vue la complexité des modèles des convertisseurs en électronique de puissance, leur commande est de même, aussi complexe. On ne peut synthétiser des régulateurs que pour un point de fonctionnement donné (Point autour duquel le système est linéarisé); d'où la difficulté de la commande surtout si le fonctionnement du système s'éloigne du point de linéarisation. Vues toutes ces difficultés, nous nous proposons de travailler avec une méthode itérative. Cette méthode est basée sur la fixation d'une tension de référence que le Buck-Boost va poursuivre; le procédé de régulation est le suivant :

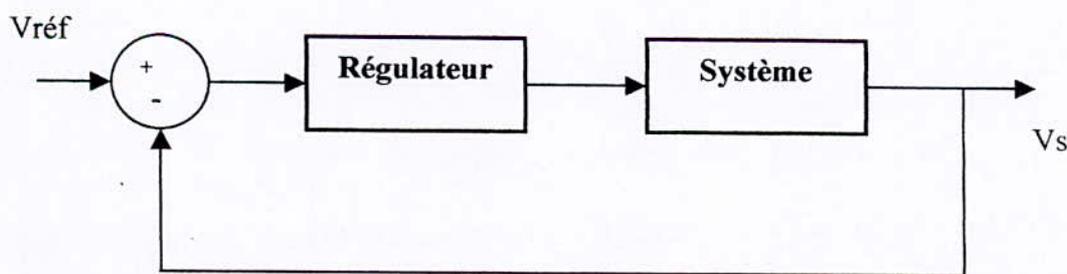


Figure IV.1 Boucle de commande du Buck-Boost.

Le régulateur suit l'algorithme présenté dans la page suivante (figure IV.2) et génère la commande  $d$  ( rapport cyclique ) :

$$\begin{aligned} d(k+1) &= d(k) + PAS & \text{si } V_{réf} - V_s > 0 \\ d(k+1) &= d(k) - PAS & \text{si } V_{réf} - V_s < 0 \end{aligned} \quad (IV.1)$$

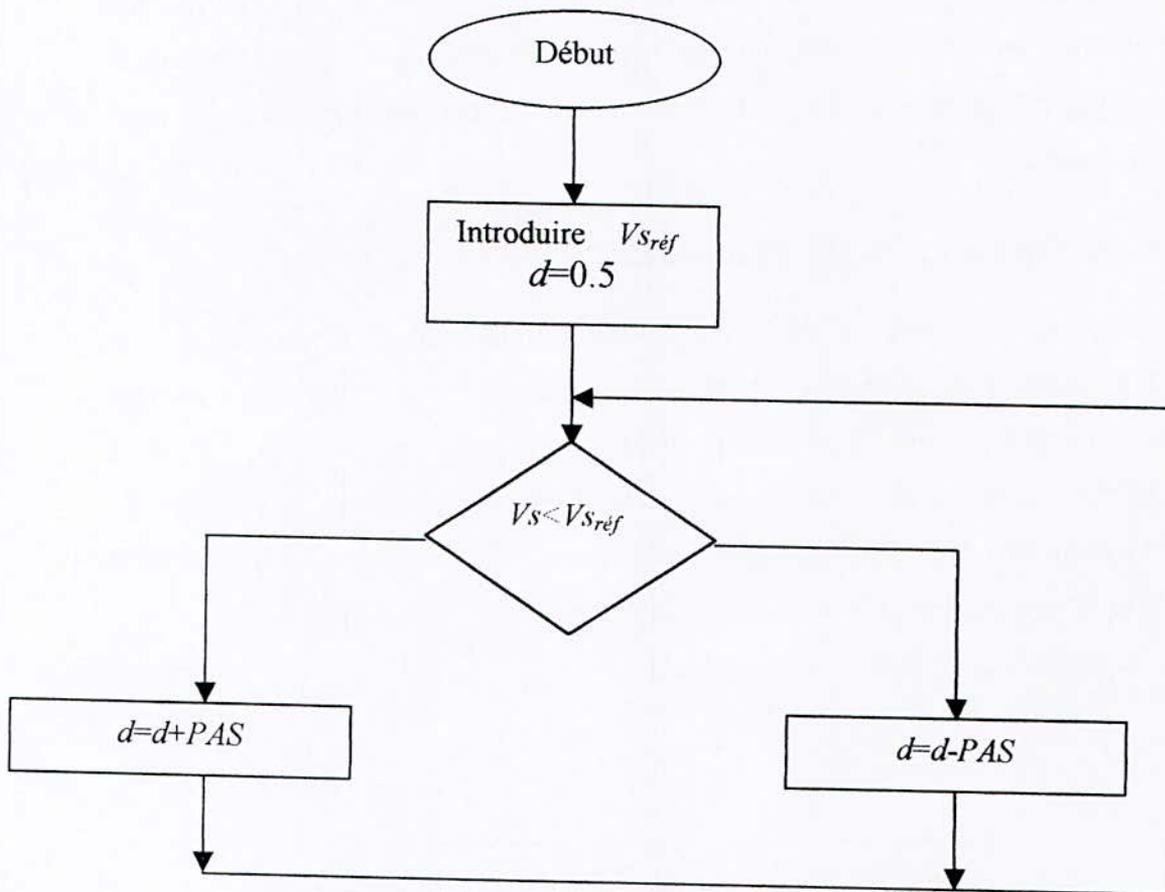


Figure IV.2 Organigramme de poursuite.

L'utilisateur donne une tension de référence à atteindre, on fixe le rapport cyclique  $d$  à 0.5 pour que la convergence soit rapide dans les deux sens (augmentation ou diminution). Pour  $d=0.5$  la tension de sortie est égale à la tension d'entrée. L'algorithme compare cette tension avec la tension de référence. Si elle est inférieure à cette dernière on fait augmenter le rapport cyclique  $d$ , sinon on le fait diminuer. La convergence à la tension de référence dépend de deux paramètres essentiels : le  $PAS$  d'incrémentaion et la vitesse d'exécution du programme. Pour que l'algorithme converge rapidement, il faut que le  $PAS$  soit assez grand, mais dans ce cas l'ondulation de tension va augmenter du fait que  $d$  va osciller autour de la

valeur exacte mais il ne va jamais l'atteindre. Si le PAS diminue, l'ondulation de tension diminuera, on aura donc une meilleure tension de sortie.

### IV.1.1 Simulation du Buck-Boost

La simulation est effectuée avec *Simulink* à l'aide du modèle d'état du système.

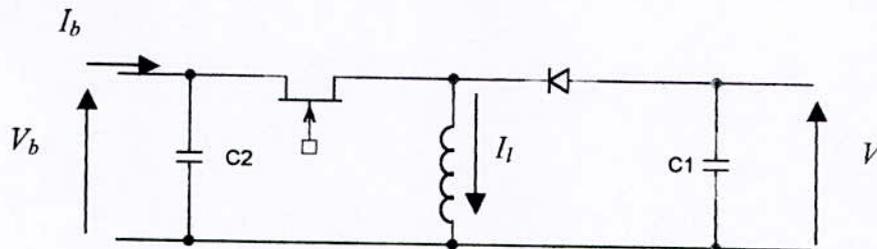


Figure IV.3 Schéma du Buck-Boost.

Le Buck-Boost est représenté par son modèle d'état :

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{1}{L}(V_e \cdot d - r \cdot i_L + (1-d) \cdot V_s) \\ \frac{dV_s}{dt} &= -\frac{V_s}{RC} - \frac{i_L}{C}(1-d) \end{aligned} \tag{IV.2}$$

Avec :

r : la résistance interne de la self.

R : la charge aux bornes du Buck-Boost.

La simulation donne (avec des rapports cycliques différents) les résultats suivants ( $V_e = 25\text{ v}$ ):

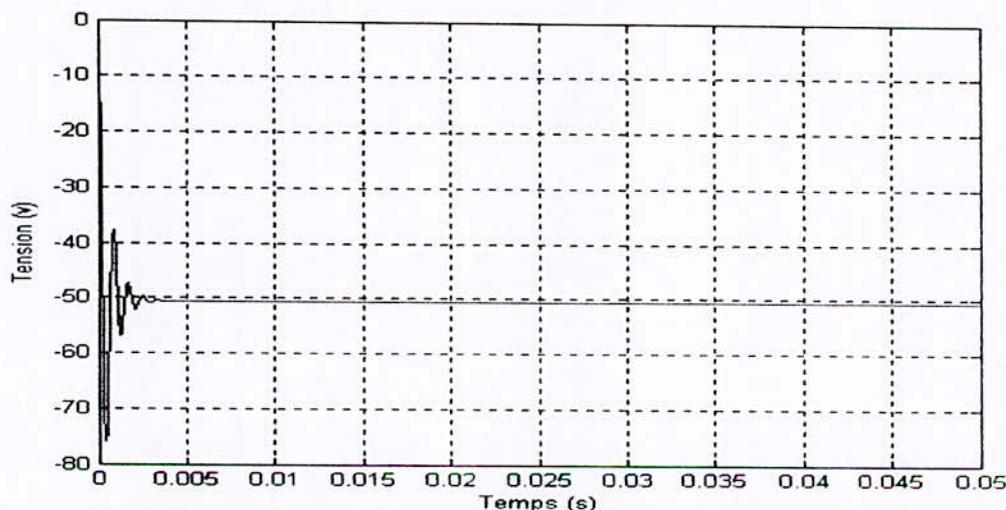


Figure IV.4 Tension de sortie pour  $d=0.67$  avec  $V_e = 25V$

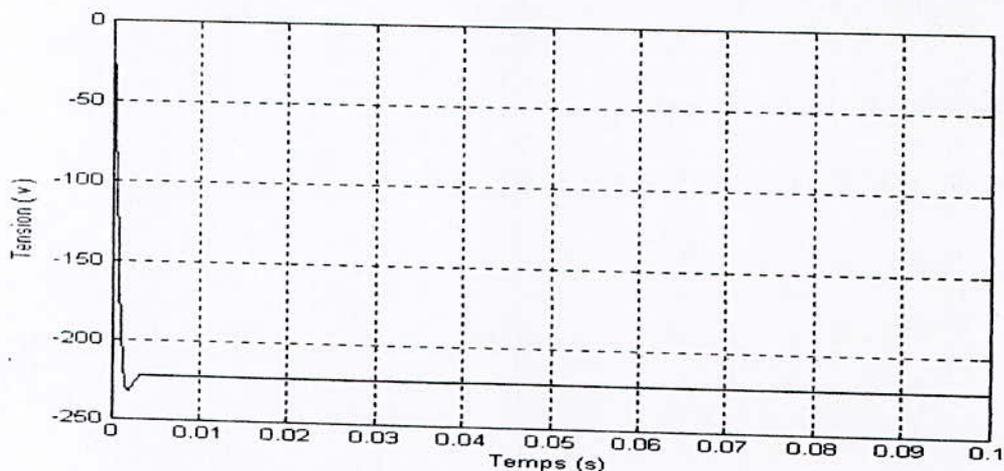


Figure IV. 5 Tension de sortie pour  $d=0.9$  avec  $V_e = 25V$

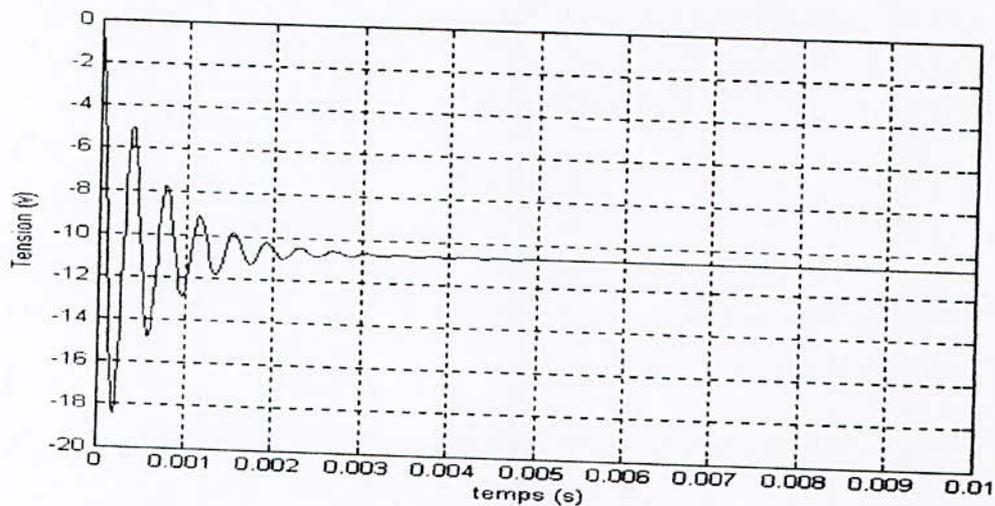


Figure IV. 6 Tension de sortie pour  $d=0.3$  avec  $V_e = 25V$

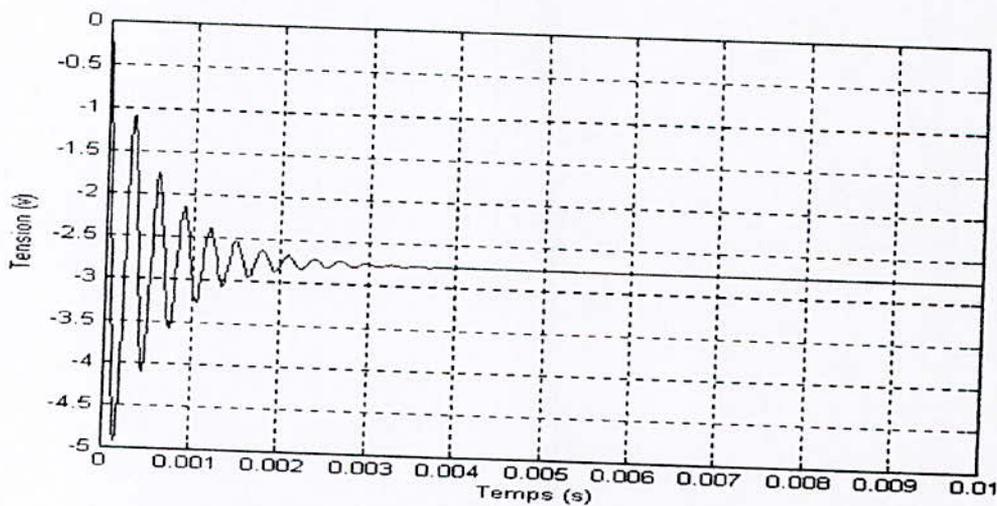


Figure IV.7 Tension de sortie pour  $d=0.1$  avec  $V_e = 25V$

On remarque bien que le Buck-Boost donne les tensions souhaitées à la sortie, ces tensions obéissent à la loi  $V_s = \frac{d}{1-d} V_e$ . Si  $d < 0.5$  la tension à la sortie est inférieure à la tension d'entrée et si  $d > 0.5$  la tension de sortie est supérieure à la tension d'entrée.

#### IV.1.2 Simulation de la commande avec *Simulink*

Cette partie présente la commande de la tension à l'aide de la méthode itérative présentée ci-dessus.

Si on veut obtenir une tension à la sortie de  $-17$  v, Voici quelques simulations avec des Pas d'incrémentations différents :

- 1)  $Pas = 0.001$
- 2)  $Pas = 0.0001$

On trouve les résultats suivants :

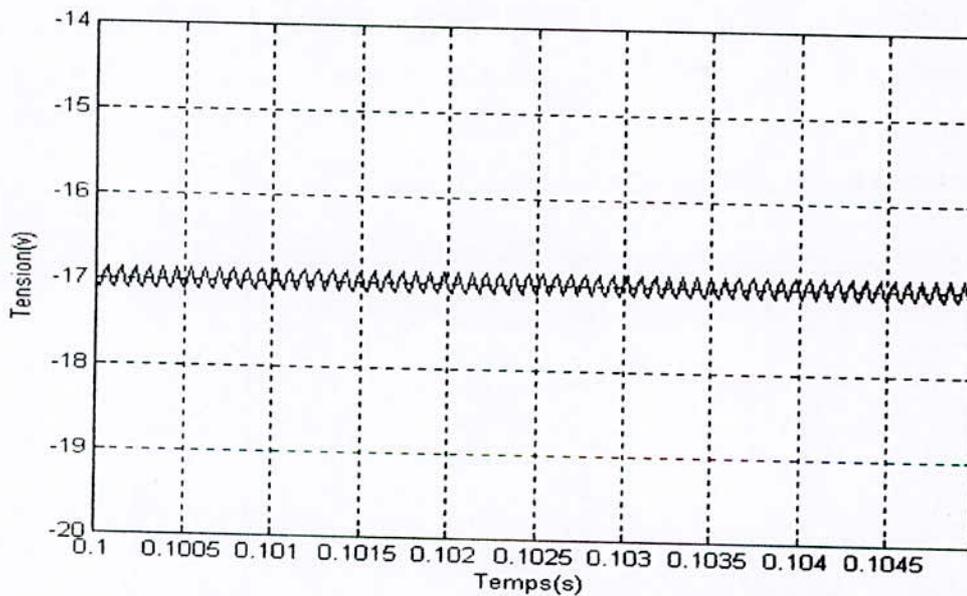
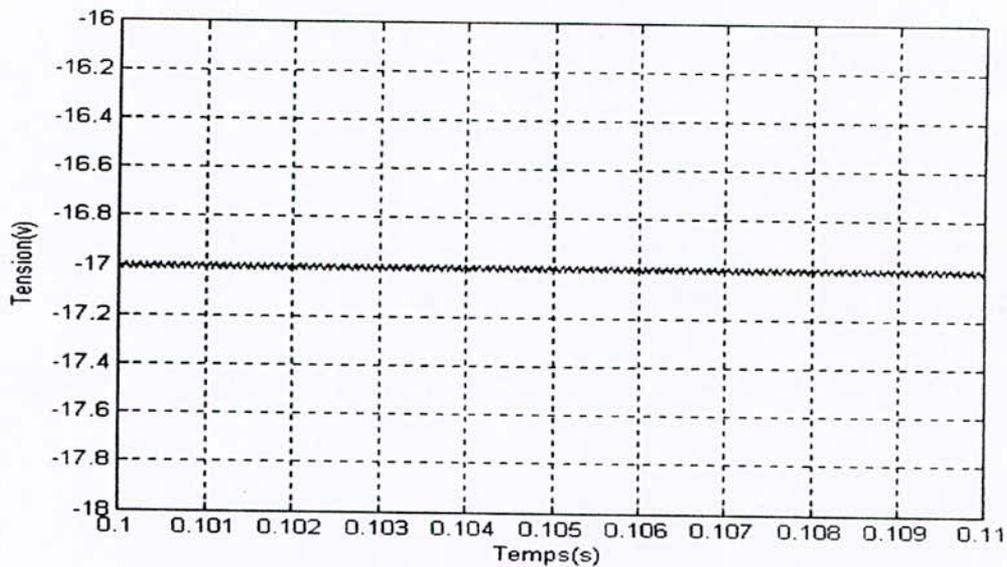


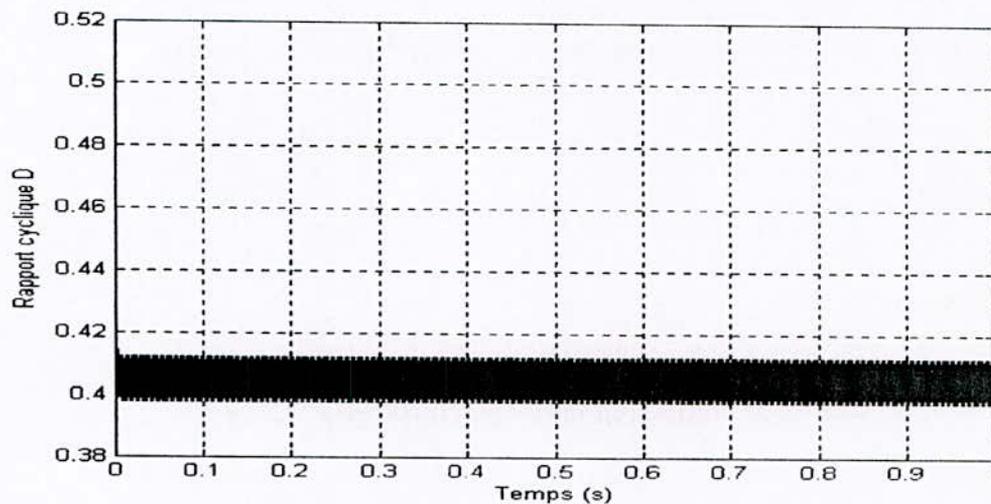
Figure IV.8 Tension de sortie pour un  $PAS=0.001$  avec  $V_{ref} = -17V$



**Figure IV.9** Tension de sortie pour un  $PAS=0.0001$  avec  $V_{ref} = -17V$

D'après les deux figures précédentes (figure IV.8, figure IV.9), on remarque largement la différence qui existe en utilisant des  $PAS$  d'incrémentations différents. L'ondulation de tension diminue quand on diminue le pas d'incrémentations, et vice versa. Si le  $PAS$  est grand l'ondulation augmente.

Pour le signal de commande  $d$ , il est illustré par les deux figures suivantes.



**Figure IV.10** Rapport cyclique pour un  $Pas$  de 0.001 avec  $V_{ref} = -17V$

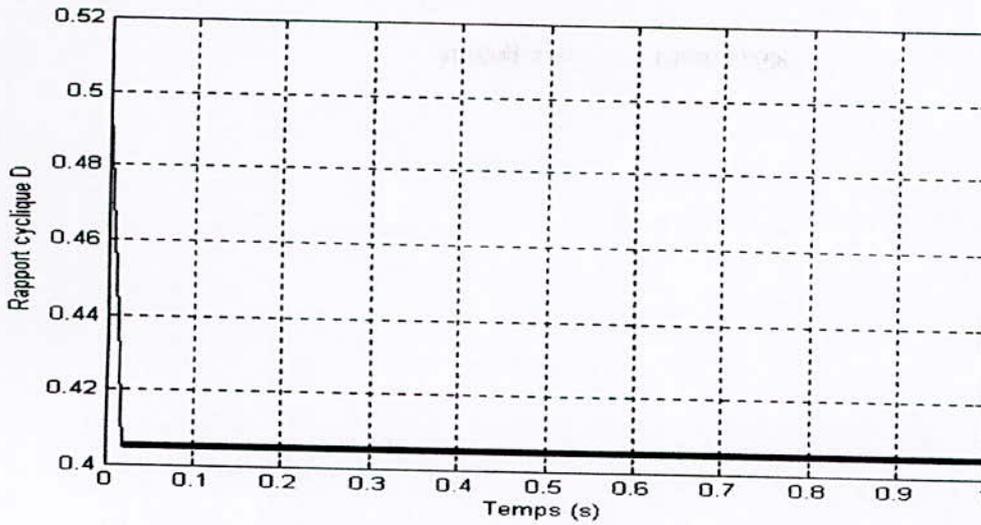


Figure IV.11 Rapport cyclique pour un  $PAS=0.0001$

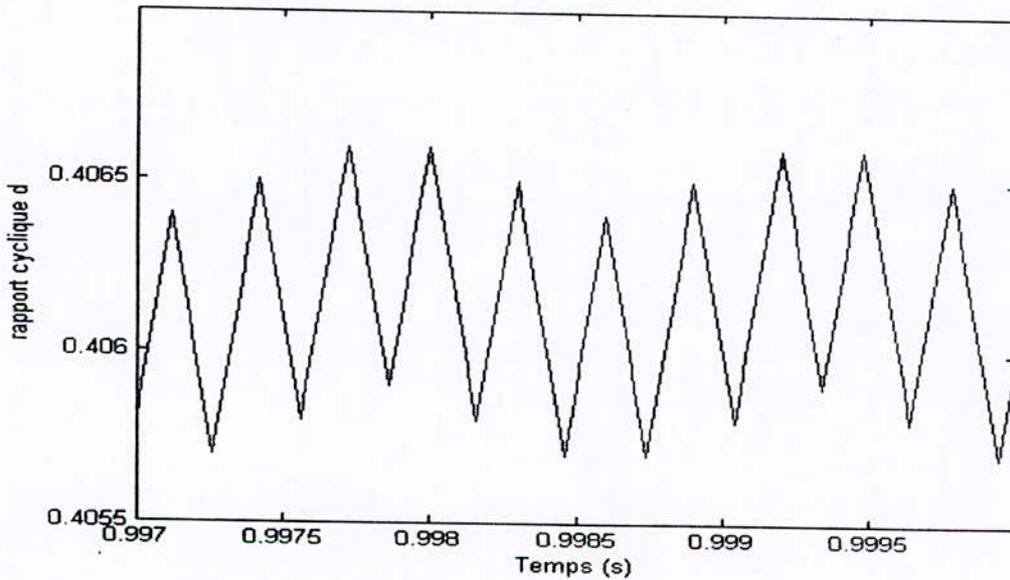


Figure IV.12 Rapport cyclique pour un  $PAS= 0.001$

On remarque que cette méthode présente toujours des ondulations, et la valeur exacte de la tension n'est jamais atteinte. Pour cela, cherchons un autre type de commande pour laquelle on se rapproche plus de cette valeur. Ce but est atteint quand on fait intervenir la tension d'entrée et la référence. Puisqu'on cherche que la tension de sortie atteigne la tension de référence, on remplacera alors la valeur de  $V_s$  par celle de  $V_{réf}$  dans l'équation  $V_s = \frac{d}{1-d} V_e$ .

De là, on tire la valeur de  $d$ , et on trouve :

$$d = \frac{V_s}{V_s + V_e} \tag{IV.3}$$

La simulation *Simulink* de cette méthode donne les résultats suivants :

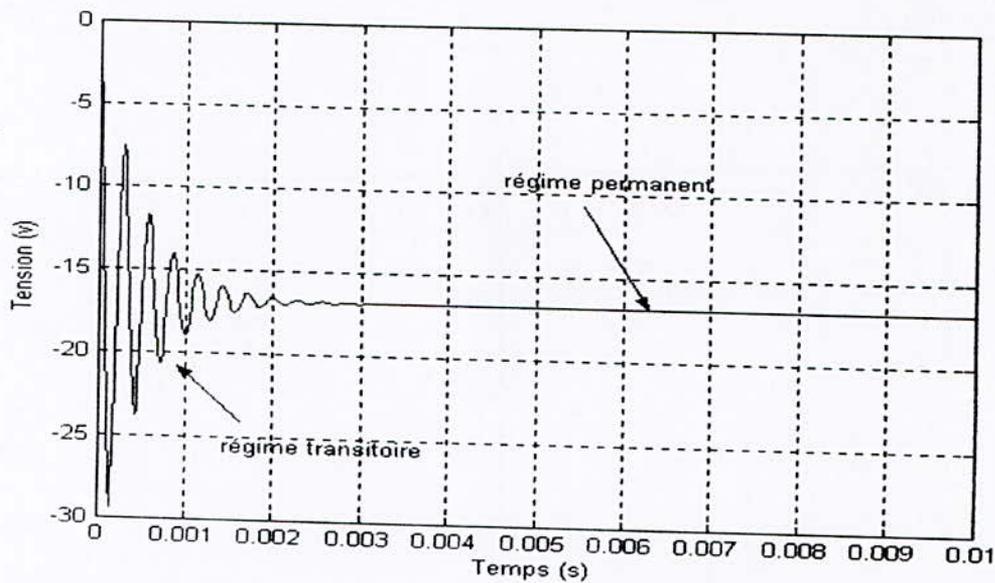


Figure IV.13 Tension de sortie avec la 2<sup>ème</sup> méthode avec  $V_{ref} = -17V$ .

Le rapport cyclique généré est :

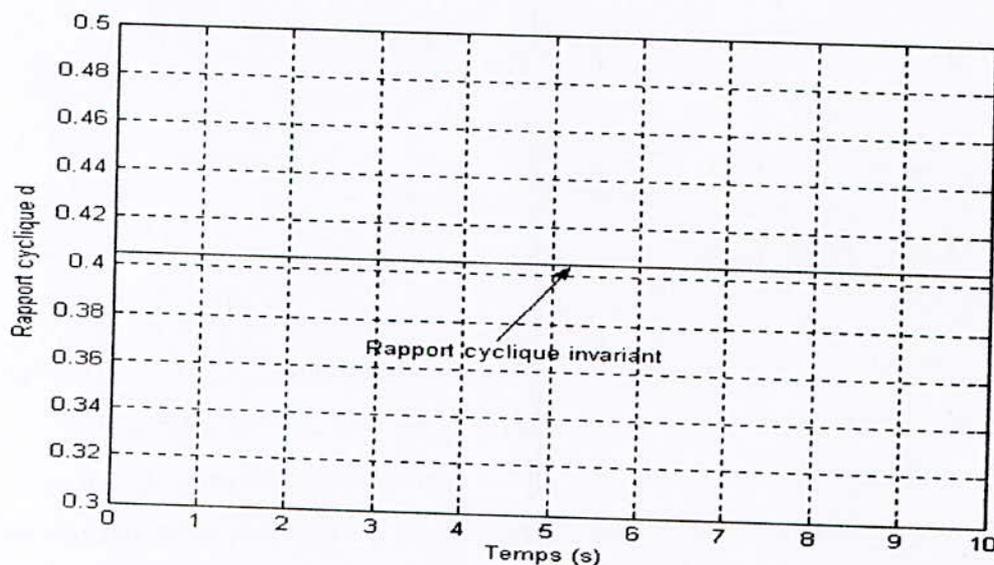


Figure IV.14 Le rapport cyclique généré par la commande pour  $V_{ref} = -17V$ .

D'après les figures ci-dessus on remarque que cette méthode offre une tension de sortie meilleure que celle de la première. Ainsi le rapport cyclique  $d$  généré ne présente pas de

variations. Malgré ces avantages, cette méthode présente quelques inconvénients. Notamment, la fixation du rapport cyclique à une valeur n'est pas assurée dans la pratique car l'écriture du nombre dépend des caractéristiques du microprocesseur surtout la résolution du module PWM. Si le rapport cyclique est autour de cette valeur, la tension de sortie le sera aussi. Donc la valeur moyenne de la tension sera un peu éloignée de sa vraie valeur. De plus le système n'est pas régulé à l'entrée, on ne possède aucune information sur la sortie ce qui présente un grand danger pour le système à alimenter, car il se peut qu'il y ait des perturbations au niveau de la sortie qu'on ignore du fait de la non disponibilité d'une boucle de retour.

## IV.2 Commande utilisant l'approche 'Synergetic Control'

Nous allons présenter à titre d'introduction, une nouvelle approche de contrôle qui est l'approche 'Synergetic Control'. En premier lieu nous donnerons un petit aperçu sur l'état de l'art et le principe de cette approche, puis nous l'appliquerons au convertisseur Buck-Boost.

Les problèmes fondamentaux de la théorie de contrôle depuis 50 ans à nos jours résident dans le problème de synthèse des lois de commandes pour les systèmes dynamiques non linéaires, synthèse des régulateurs.

Beaucoup de périodes ont passé, celles riches en découvertes et d'autres moins. La plus grande attention était portée sur les problèmes analytiques de synthèse des régulateurs optimaux. Comme repère historique sur ce problème, la première idée fut proposée de la part de LETOV et KALMAN 1960 [18,19].

Les systèmes récents sont des systèmes très complexes. Ces systèmes sont décomposés en plusieurs sous systèmes qui accomplissent chacun une fonction technique spécifique et qui sont liées entre eux par des processus dynamiques intensifs et interactifs, où on trouve aussi un échange d'énergie et d'information. Ces super-systèmes sont décomposés en sous systèmes hiérarchisés, non linéaires, multivariables et multirelationnels .

Le problème du contrôle en automatique pour ce genre de sous systèmes est et reste toujours d'actualité. Aussi comme instrument de résolution, la nouvelle approche de la 'Synergetic Control' est proposée [10,18,19]. Cette approche a été développée par le Professeur A.A.Kolesnikov. La méthode est appelée en anglais Analytical Designing of Aggregated Regulators (ADAR). Le principe de cette approche est basé sur l'idée de l'auto-organisation et la décomposition dynamique des systèmes multivariables, non linéaires.

Les deux fondamentales caractéristiques des systèmes 'Synergetic' sont :

- L'échange d'énergie du système avec son milieu environnement (aussi un échange d'information )
- La relation qui lie tous les systèmes décomposés et qui fonctionnent en synergie d'où le nom de la 'Synergetic Control' [18].

Il est préférable qu'à partir de ces deux principes fondamentaux de construire des lois de commandes, afin de contrôler n'importe quel système. Pour cela, il en découle un problème complexe celui du passage de la 'Synergetic' aux caractéristiques et fonctions des systèmes. Ceci oriente à construire une nouvelle théorie qui est la 'Synergetic Control'[18,19] qui veut dire une connaissance plus profonde sur le principe de l'auto-organisation dans les problèmes de contrôle.

Cette approche est basée sur la caractéristique fondamentale de l'auto-organisation des systèmes dissipatifs naturels. Elle s'appuie sur deux principes fondamentaux de la nature qui sont :

- Principe de l'invariance.
- Principe d'expansion et contraction du volume de phase (variables d'état) dans les systèmes dynamiques de nature aléatoire [10,18,19].

L'approche 'Synergetic Control' est développée afin de synthétiser des lois de commande pour des systèmes non-linéaires, multivariables et possédant plusieurs canaux de contrôle.

Cette approche a trouvé beaucoup d'application directes à des solutions de problèmes complexes pour la commande des objets techniques non linéaires (Avions, Turbo-générateurs, robots, alimentations à découpage, ...), aussi bien que dans le domaine de l'écologie et de la biotechnologies etc [19].

Un système non linéaire est représenté sous forme différentielle sous la forme générale

suivante :

$$\frac{dx(t)}{dt} = f(x, d, q, M) \quad (\text{IV.4})$$

où :  $x(t)$  : représente les variables d'état.

$d(t)$  : la commande.

$q(t)$  : la consigne.

$M(t)$  : les perturbations qui agissent sur le système.

Le figure suivante nous schématise d'une façon générale, le concept de la 'Synergetic Control', et la fonction de la commande synthétisée.

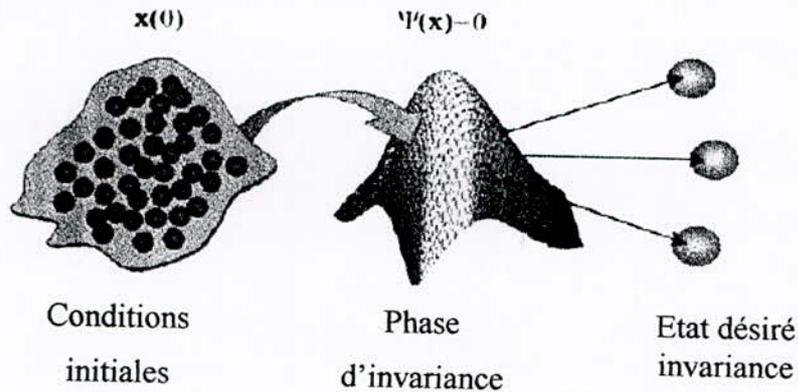


Figure IV.15 Tache complète du régulateur [10].

#### IV.2.1 Application de la 'Synergetic Control' aux convertisseurs de puissance

Le contrôle dans l'électronique de puissance est considéré comme un 'challenge', cela est dû à plusieurs raisons :

- La non-linéarité.
- La variation au cours du temps.
- Les grands besoins en dynamique.

L'approche classique, dans la plupart du temps échoue pratiquement, d'où la proposition d'appliquer la théorie de la 'Synergetic Control' [13,15,17]. comme on l'a dit précédemment cette approche est purement analytique est basée sur les modèles non linéaires des convertisseurs.

Les avantages attendus de cette théorie sont :

- Fournir une stabilité asymptotique du convertisseur avec respect des conditions et besoins de ce dernier pour les différents modes.
- Invariance par rapport aux variations de la charge du convertisseur.
- Robustesse aux variations des paramètres du convertisseur.
- Efficacité supérieure par rapport aux régulateurs PI existant tout en respectant leurs caractéristiques dynamiques [15,17].

La procédure de synthèse peut être implémentée rapidement comme un programme numérique qui nous permet la génération automatique de la loi de commande [13].

Grâce à un choix adéquat de la macro-variable, le concepteur peut obtenir des caractéristiques intéressantes pour le système final, comme :

- La stabilité.
- La non sensibilité aux paramètres du système.
- La suppression du bruit.

#### IV.2.2 Procédure classique de synthèse de la méthode ADAR

Pour notre cas, on applique cette théorie aux convertisseurs de puissance de base. Les principales étapes de cette procédure sont :

On définit une macro-variable comme fonction des variables d'état du système, d'une telle façon à obtenir les caractéristiques que l'on souhaite.

$$\psi(t) = \psi(x, t) \quad (IV.5)$$

La loi de commande force le système à opérer autour du voisinage de  $\psi = 0$  [13,15]. Le concepteur peut choisir les caractéristiques des macro-variables suivant les spécifications du régulateur. On peut répéter la procédure, en définissant autant de macro-variables que de commandes souhaitées.

La deuxième étape est de fixer l'évolution dynamique des macro-variables à l'aide de la relation suivante :

$$T \frac{d\psi}{dt} + \psi = 0, \quad T > 0 \quad (IV.6)$$

Avec T : constante de temps d'évolution de la macro-variable.

La condition  $\psi = 0$  introduit une nouvelle contrainte dans l'espace d'état, réduisant l'ordre du système et garantissant de ce fait la stabilité, à condition que la macro-variable soit convenablement choisie.

Comme définition classique des macro-variables, l'idée la plus simple est de définir la macro-variable comme une combinaison linéaire des variables d'état. Pour le cas des convertisseurs de puissance, exemple du Boost, les deux variables d'état correspondent au courant dans la self et la tension de sortie qui est celle aux bornes du condensateur. Donc

d'après ce qui précède [13,15,17] et à titre d'exemple, on peut définir deux types de macro-variables de la forme suivante :

$$\begin{aligned}\psi &= i_L - \beta v_s \quad \beta > 0 \\ \psi &= (v_s - v_{\text{ref}}) + k(i_L - i_{L\text{ref}})\end{aligned}\tag{IV.7}$$

Le choix de l'une ou de l'autre dépend des critères que l'on veut utiliser, exemple utilisation d'observateurs, commande adaptative ... etc.

Cette procédure a été vérifiée dans les différents articles [19,22,23,25] et donne de bons résultats. Vu les perturbations qui agissent sur le système, aussi aux caractéristiques du système lui-même, il est préférable d'ajouter d'autres définitions à la macro-variable qui nous permettons de :

- Limiter le courant.
- Adapter les paramètres de contrôle.
- Utiliser un terme intégrateur afin d'éliminer l'erreur dans le régime permanent.
- Utiliser un filtre passe haut pour filtrer le courant, car dans la plus part des cas la valeur du courant dans la self est inconnue.

### IV.2.3 Application de la 'Synergetic Control' pour la commande du Buck-Boost

Dans ce qui suit, nous allons appliquer la nouvelle approche de la 'Synergetic Control' en suivant la méthode ADAR, pour la synthèse des régulateurs pour les convertisseurs à largeurs d'impulsion [20].

Cette approche conduit à une synthèse analytique complète et effective des régulateurs basés sur leurs modèles non linéaires.

Ces régulateurs nous permettent d'obtenir une stabilité asymptotique des convertisseurs, l'invariance et la robustesse par rapport aux différentes variations des paramètres.

#### IV.2.3.1 Le modèle du convertisseur Buck-Boost

Le modèle non linéaire du convertisseur Buck-Boost est donné par le système énoncé précédemment (IV.2) qui est :

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= \frac{dV_c - r i_L + (1-d)V_s}{L} \\ \frac{dV_s}{dt} &= -\frac{V_s}{RC} - (1-d)\frac{i_L}{C}\end{aligned}$$

Avant de formuler la loi de commande, on doit prendre en considération les perturbations qui agissent sur le système (IV.2), donc c'est le terme  $M(t)$  qui va représenter ces dernières tout en prenant en considération les variations de la charge. On aura le système suivant :

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= \frac{dV_e - ri_L + (1-d)V_s}{L} \\ \frac{dV_s}{dt} &= -\frac{V_s}{RC} - (1-d)\frac{i_L}{C} - M(t)\end{aligned}\quad (\text{IV.8})$$

En suivant la méthode analytique de synthèse des régulateurs et en prenant en compte les perturbations  $M(t)$ , on peut évaluer ces perturbations. Sur la base du modèle mathématique (IV.8), on élargit le système par ajout d'un paramètre complémentaire  $z$ , qui va représenter l'équivalent des forces  $M(t)$  agissantes. Après quoi, on obtient le modèle élargi (IV.9) suivant :

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= \frac{dV_e - ri_L + (1-d)V_s}{L} \\ \frac{dV_s}{dt} &= -\frac{V_s}{RC} - (1-d)\frac{i_L}{C} - z \\ \frac{dz}{dt} &= \eta(V_c - V_s)\end{aligned}\quad (\text{IV.9})$$

Où  $V_c$  : représente la consigne, donc la tension de sortie souhaitée.  
 $\eta$  : un coefficient réel.

Le système (IV.9) représente le 'model Synergetic' synthétisé. Pendant le régime transitoire, nous avons le terme  $\frac{dz}{dt} \neq 0$ . Dans le régime permanent et quand  $V_s = V_c$ , nous obtenons  $\frac{dz}{dt} = 0$  ; ceci veut dire que la variable complémentaire  $z$  va éliminer l'erreur de tension de sortie pendant le régime permanent. Cette erreur correspond aux différentes variations du système. Pour sa part la loi de commande  $d(i_L, V_s, z)$  formule son propre signal incluant  $z$ , qui au moment où  $V_s = V_c$ , compense les perturbations du système.

### IV.2.3.2 Procédure (ADAR) de synthèse de la loi de commande

Synthétisons la loi de commande  $d(i_L, V_s, z)$  du système (IV.9), qui doit satisfaire la réponse  $V_s = V_c$  et aussi la stabilité asymptotique. Pour ça, on définit la macro-variable suivante [17,20] :

$$\psi = i_L - \beta V_s + \gamma z \quad (\text{IV.10})$$

A l'aide de la relation 
$$\frac{d\psi}{dt} + \alpha\psi = 0 \quad (\text{IV.11})$$

En plaçant la valeur de  $\psi$  (IV.10) dans la relation (IV.11), on obtient :

$$\frac{di_L}{dt} - \beta \frac{dV_s}{dt} + \gamma \frac{dz}{dt} + \alpha i_L + \beta V_s + \alpha \gamma z = 0 \quad (\text{IV.12})$$

Maintenant, on remplace dans la relation (IV.12), les valeurs données par le système (IV.9). On obtient la commande suivante :

$$d = \frac{((\beta + \alpha C)L - rC)Ri_L + (\beta L(1 - RC\alpha) + RC)V_s + \gamma \eta RLC(V_c - V_s) + RLC(\alpha \gamma + \beta)z}{(\beta Li_L - C(V_e - V_s))R} \quad (\text{IV.13}).$$

Le terme  $d$  représente la loi fondamentale de commande du Buck-Boost, utilisant la théorie de la 'Synergetic Control'.

### IV.2.4 Simulation de la commande de la 'Synergetic Control' pour le Buck-Boost

Afin de montrer l'efficacité de la commande fondamentale (IV.13) sur le Buck-Boost (IV.2), on utilise Simulink.

La valeur de l'entrée  $V_e = 25\text{v}$ , et la consigne désirée est  $V_c = -40\text{v}$ . Dans un premier temps, nous appliquerons la commande pour le Buck-Boost, pour deux valeurs de charge différentes  $R = 10\Omega$  puis  $R = 25\Omega$ . Ensuite, on fera varier le tension d'entrée pour les valeurs de  $V_e = 22\text{v}, V_e = 25, V_e = 28\text{v}$ .

Les figures correspondantes sont représentées ci-dessous :

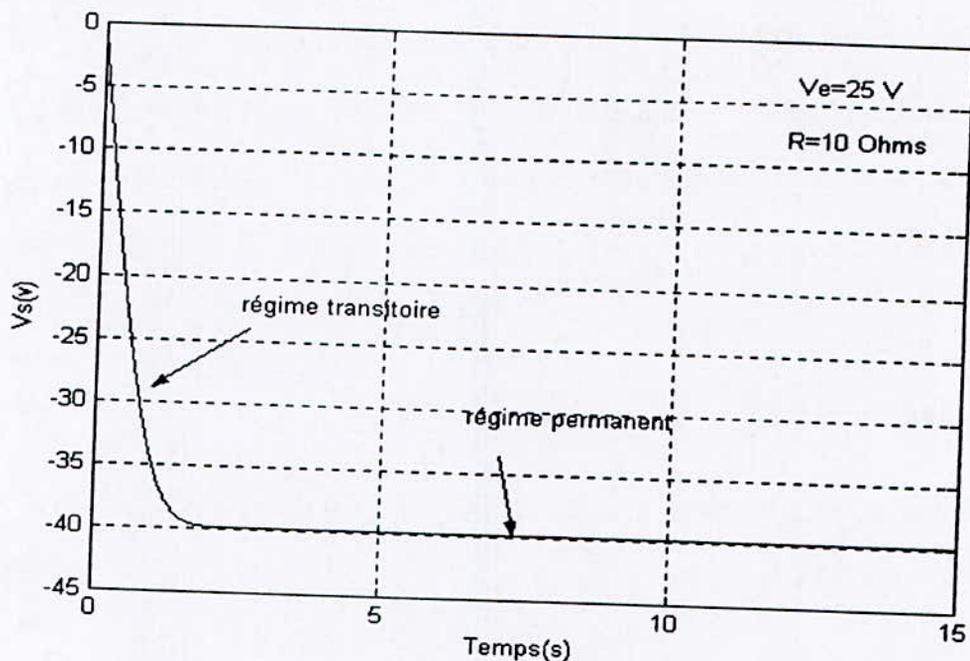


Figure IV.16 Tension de sortie utilisant l'approche 'Synergetic control' pour  $R=10$  Ohms.

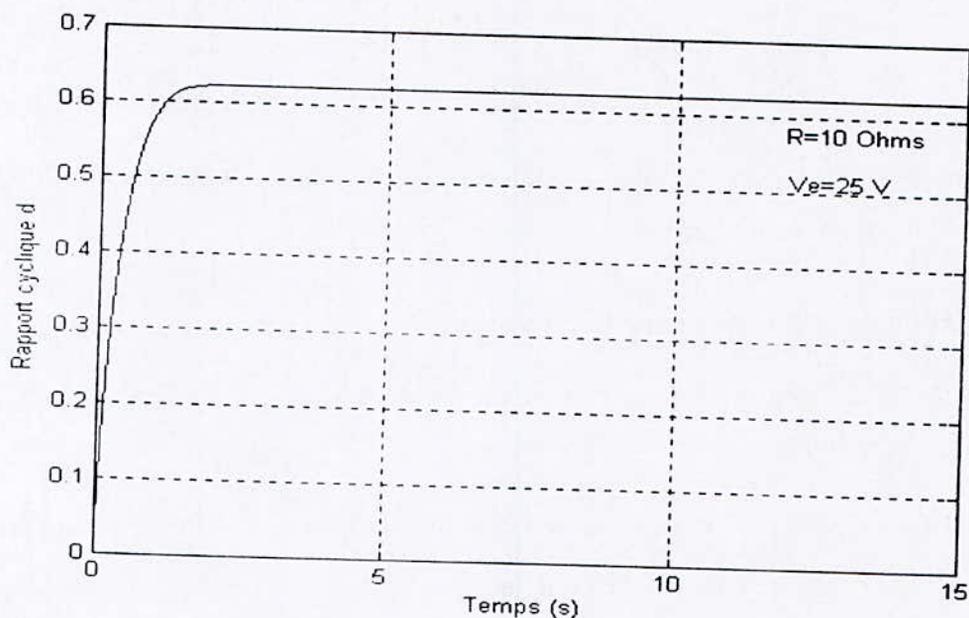
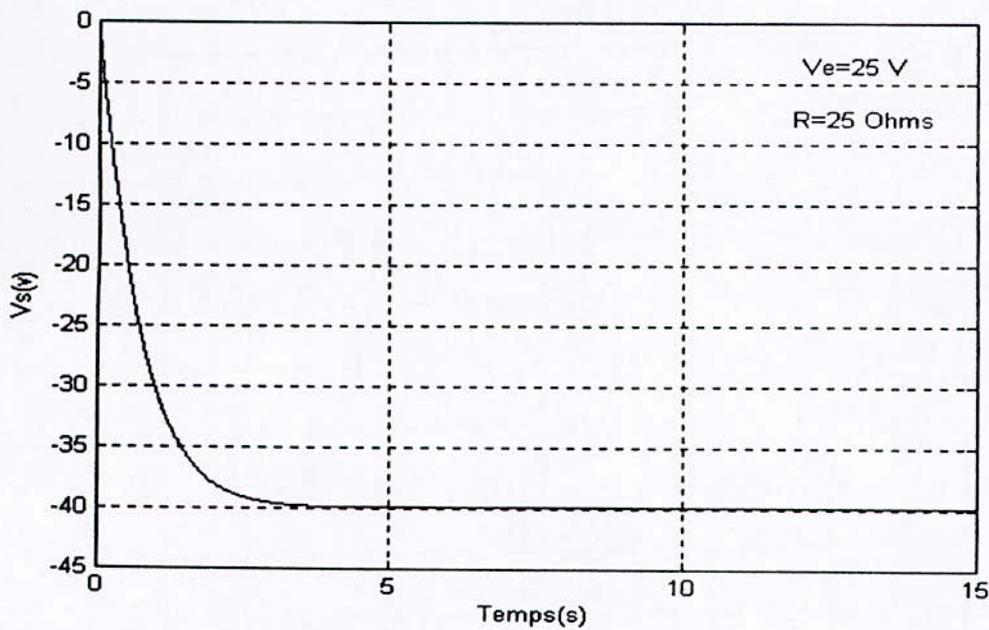
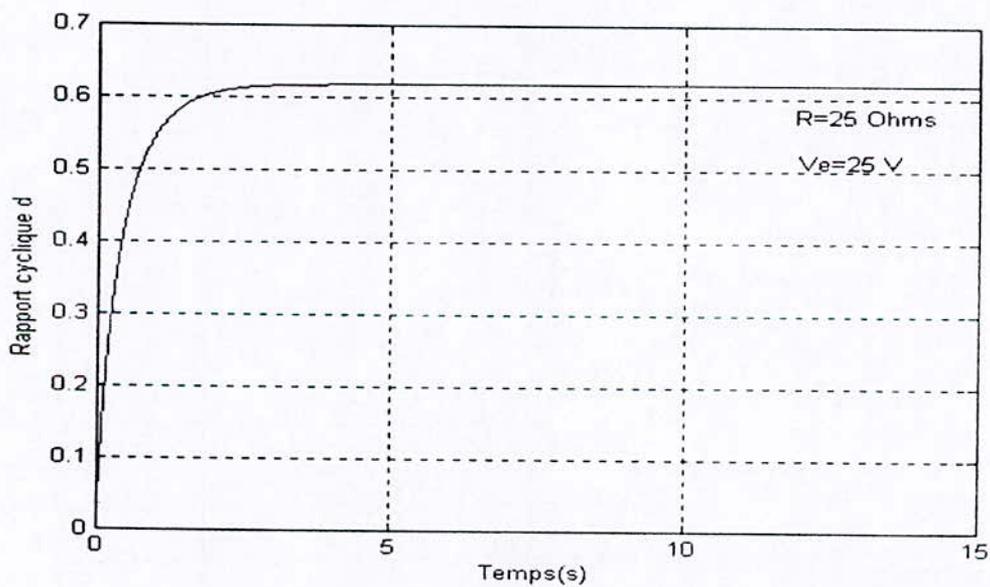


Figure IV.17 Variation du rapport cyclique en utilisant la 'Synergetic Control' pour  $R=10$  Ohms.

A partir des figures IV.16 et IV.17, on voit que le système converge bien vers la consigne désirée et satisfait la stabilité asymptotique en régime permanent. La commande  $d$  qui est le rapport cyclique converge aussi vers la valeur de commande.



**Figure IV.18** Tension de sortie utilisant l'approche 'Synergetic Control' pour  $R=25$  Ohms.



**Figure IV.19** Variation du rapport cyclique en utilisant la 'Synergetic Control' pour  $R=25$  Ohms.

En changeant la valeur de la charge pour  $R = 25\Omega$  et à partir des figures IV.18 et IV.19, on remarque que le système supporte bien les variations de la charge. L'influence concerne seulement la durée du régime transitoire. D'où la vérification du principe de l'invariance et de la robustesse.

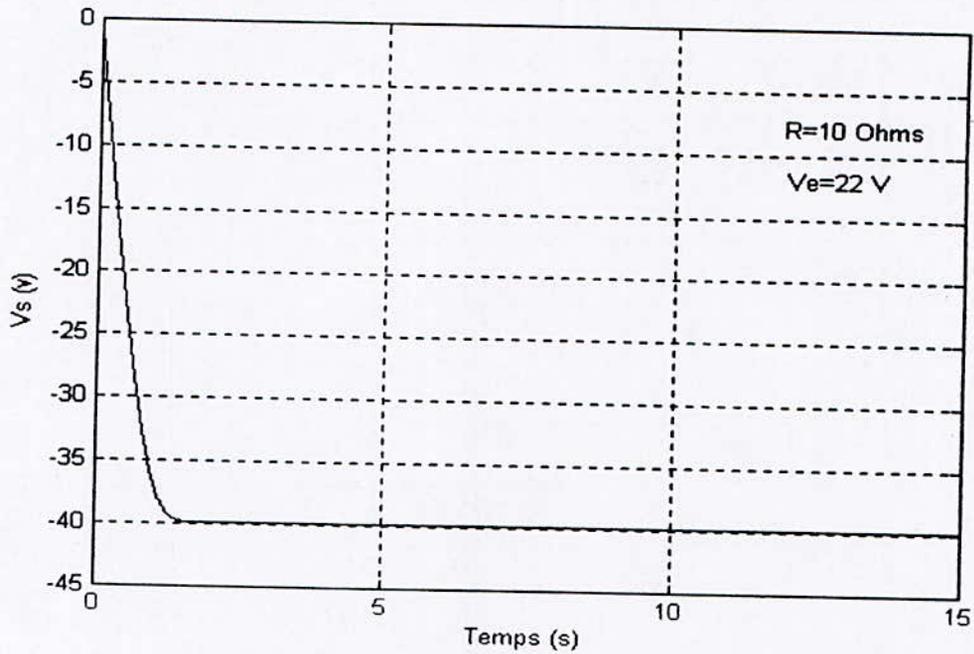


Figure IV.20 Tension de sortie utilisant l'approche 'Synergetic control' pour  $V_e=22$ v.

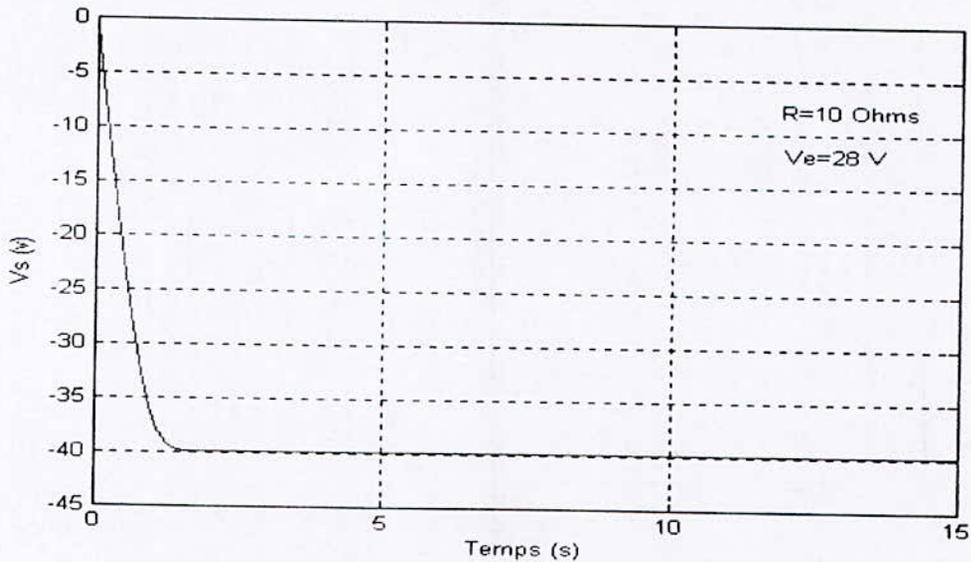


Figure IV.21 Tension de sortie utilisant l'approche 'Synergetic Control' pour  $V_e=28$ v.

Même remarque pour l'influence de la variation de la tension d'entrée (figure.IV.20) et (figureIV.21), le système supporte bien les perturbations qui agissent sur l'amplitude d'entrée. De ce fait la commande utilisant la 'Synergetic Control' montre bien ses performances.

Voici une petite étude qui nous permet d'analyser la manière dont  $M(t)$  influe sur le régime dynamique du système.

Le but de la commande est de forcer le système à converger vers  $\psi = 0$ , afin de satisfaire la condition  $V_s = V_c$ . Donc en partant de la condition  $\psi = 0$  et à l'aide de la commande (IV.13) et du système (IV.8), on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{d(V_s, i_L, z)V_e - ri_L + (1 - d(V_s, i_L, z))V_s}{L} \\ \frac{dV_s}{dt} &= -(1 - d(V_s, i_L, z))\frac{i_L}{C} - \frac{V_s}{RC} - \frac{\beta}{\gamma}V_s + \frac{i_L}{\gamma} - M_0 \end{aligned} \quad (\text{IV.14})$$

$M_0$  est une constante d'intégration [20] due au paramètre de perturbation.

On écrit la 2<sup>ème</sup> équation du système précédent (IV.14), d'une autre manière ; pour avoir :

$$\frac{dV_s}{dt} = \frac{R(E - ri_L + L\eta(\beta \int (V_c - V_s)dt + \gamma(V_c - V_s)))i_L + V_s(V_e - V_s)}{R(\beta Li_L - C(V_e - V_s))} - M_0 \quad (\text{IV.15})$$

En différentiant l'équation (IV.15) et avec les conditions  $\frac{di_L}{dt} \equiv \frac{dV_s}{dt} \equiv \frac{d^2V_s}{dt^2} = 0$ , pour le régime permanent, on trouve :

$$\frac{RL\beta\eta i_L(V_c - V_s)}{\beta r i_L - c(V_e - V_s)} - \frac{dM_0}{dt} = 0 \quad (\text{IV.16})$$

A partir de la loi de commande fondamentale (IV.13), du système (IV.8) et de la relation (IV.16). Puisque  $M_0$  est une constante, cela permet de dire que la condition  $V_s = V_c$  est satisfaite dans le régime permanent et que les perturbations  $M(t)$  sont compensées par le terme intégrateur  $z$ .

Grâce à cette nouvelle approche qu'est la 'Synergetic Control' et la méthode de calcul (ADAR), nous avons pu satisfaire les critères souhaités, qui sont :

- L'invariance par rapport aux paramètres du système.
- La robustesse aux variations des paramètres d'amplitude d'entrée et de la charge.
- La stabilité asymptotique du système.

## **Conclusion**

Vu le caractère non linéaire du convertisseur Buck-Boost, la synthèse classique d'un régulateur n'est pas possible. Il est donc indispensable de chercher d'autres méthodes permettant de mieux appréhender le problème du contrôle. La première idée qui nous est venue, est d'appliquer le principe de poursuite d'une valeur de référence. C'est cette méthode qui sera utilisée par la suite pour la réalisation du circuit. Mais comme il existe des méthodes non linéaires, nous décidons d'appliquer l'approche 'Synergetic Control' pour la commande du Buck-Boost. Les résultats obtenus par la simulation donnent une idée générale sur l'importance de cette méthode et ses perspectives.

## **CHAPITRE V**

# **Application à la Protection Cathodique**

## Introduction

La protection cathodique est la technique qui permet de conserver dans son intégrité la surface extérieure des structures en acier enterrées ou immergées, en s'opposant au processus électrochimique d'attaque du métal par le milieu ambiant, c'est-à-dire la corrosion. Les canalisations acier constituent le champ d'application principal de cette protection. Les réseaux en acier, même anciens et dégradés, peuvent bénéficier de cette technique dans des conditions économiques admissibles.

### V.1 La corrosion

La formation de rouille sur le fer est le phénomène de corrosion. On a longtemps pensé qu'il était dû à une simple réaction chimique sous l'action de l'atmosphère, des eaux terrestres ou marines. Cette réaction tend à ramener naturellement les éléments à leur état primitif de minerais (oxydes, sulfures, carbonates,...).

En fait, ce concept ne permet pas de comprendre l'accélération de l'attaque des métaux sous certaines conditions: pour tout expliquer, il faut introduire un processus électrochimique superposé au phénomène purement chimique [21].

#### V.1.1 La corrosion chimique

L'exemple le plus simple est l'attaque de fer pur par de l'eau pure: on immerge horizontalement au fond d'un bac rempli d'eau distillée pure une plaque de fer pur (figure V.1). Le fer se transforme au contact de l'eau en hydroxyde  $\text{Fe}(\text{OH})_2$  qui, à faible concentration, est soluble dans l'eau. La quantité d'hydroxyde augmente au fur et à mesure avec la réaction jusqu'à saturation du liquide et il y aura finalement précipitation d'hydroxyde à la surface du métal.

Si l'eau n'était pas exempte d'oxygène, l'hydroxyde ferreux est transformé en rouille  $[\text{Fe}_2\text{O}_3, \text{H}_2\text{O}]$  d'autant plus rapidement que la concentration en oxygène de l'eau est plus élevée. La rouille est moins soluble que l'hydroxyde et ira former une couche en contact optique avec le métal.

Il en résulte que les produits de la réaction vont constituer un écran protecteur qui diminueront progressivement la vitesse de corrosion et finiront par l'arrêter complètement.

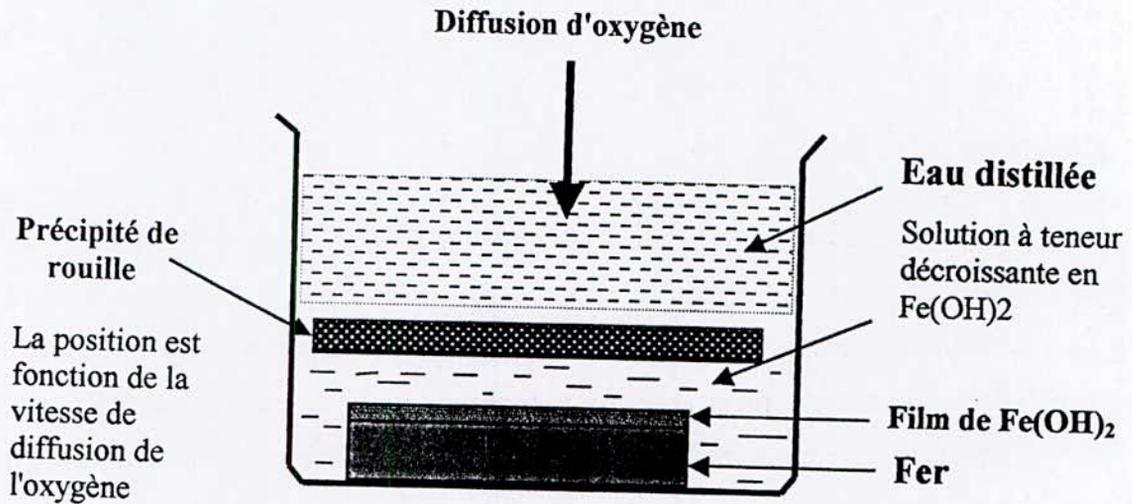


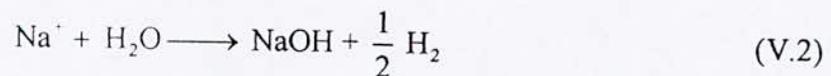
Figure V.1 La corrosion chimique [21].

### V.1.2 La corrosion électrochimique

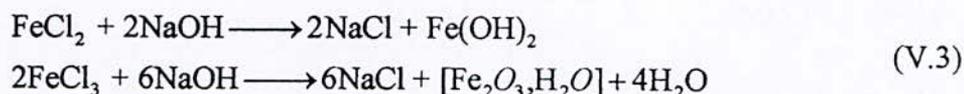
L'exemple est l'attaque du fer pur par de l'eau salée. Deux plaques de fer pur sont immergées verticalement dans une solution aqueuse à 3% de NaCl, puis elles sont réunies aux pôles d'un accumulateur électrique (figure V.2). Le passage du courant dans l'électrolyte dissocie celui-ci selon:



Evidemment, ces ions vont se déplacer, chacun vers le pôle adéquat: l'anion  $\text{Cl}^-$  remonte le courant et vient se décharger dans l'anode Fe en formant un chlorure ferreux très soluble ( $\text{Fe}^{++} + 2\text{Cl}^- = \text{FeCl}_2$ ) ou du chlorure ferrique si la densité de courant est plus élevée ( $\text{Fe}^{+++} + 3\text{Cl}^- = \text{FeCl}_3$ ). Le cation  $\text{Na}^+$  va donner lieu à une réaction alcaline et à un dégagement d'hydrogène (s'il y a absence rigoureuse d'oxygène dissous):



Au bout d'un certain temps, les compartiments anodique et cathodique s'enrichissant en chlorure et en soude respectivement, finissent par venir en contact dans une région à mi-distance entre les deux électrodes. Les réactions chimiques suivantes se produisent:



L'hydroxyde  $[\text{Fe}_2\text{O}_3, \text{H}_2\text{O}]$  ou  $\text{FeO(OH)}$  est un constituant de la rouille, peu soluble. Il y a alors formation d'un précipité de rouille à mi-distance entre les électrodes tandis qu'à proximité immédiate de l'anode, l'accès des anions  $\text{Cl}^-$  se poursuit, ainsi que la dissolution du fer sous forme de chlorures solubles: ce processus se poursuivra jusqu'à la dissolution complète de l'anode.

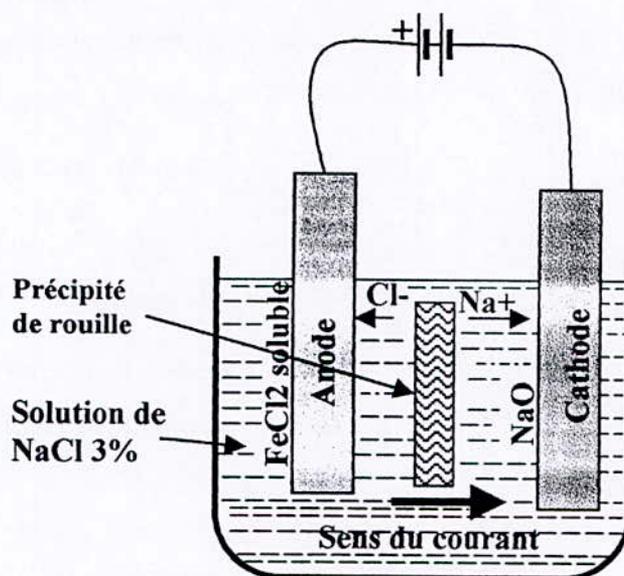


Figure V.2 Corrosion électrochimique [21].

## V.2 Définitions

Un métal en contact avec un milieu conducteur, eau ou sol, est le siège de réactions électrochimiques appelées effet de pile. Ce phénomène entraîne une dissolution du métal de l'anode vers la cathode, c'est-à-dire de la canalisation vers le milieu ambiant: c'est la corrosion ou oxydation. Deux moyens complémentaires existent pour maîtriser cette corrosion.

### V.2.1 La protection passive

Elle est constituée par le revêtement extérieur dont le rôle est de créer un effet de barrière électrique entre le métal des canalisations et le milieu environnant. Ce revêtement ne constitue cependant pas une protection absolue et définitive, en raison des imperfections ou

blessures susceptibles de se produire lors de la pose ou au cours de la vie de l'ouvrage. C'est pourquoi on maîtrise ces risques potentiels par l'installation d'une protection cathodique.

### V.2.2 La protection active

Elle consiste à amener par des moyens extérieurs et artificiels l'ensemble de la surface extérieure du métal à un potentiel suffisamment négatif pour rendre le métal entièrement cathodique et supprimer ainsi tout risque de corrosion extérieure. Le critère de protection cathodique est la valeur du potentiel au-dessous duquel l'acier ne peut se corroder. Pour l'acier enterré ou immergé, le critère de protection est mesuré avec une électrode de référence Cu/CuSO<sub>4</sub> en contact avec le milieu situé au voisinage immédiat du métal de -850 mV. Ce n'est qu'à partir d'une certaine valeur du courant que le potentiel nécessaire est atteint.

Pour réaliser la protection cathodique des canalisations enterrées en acier, il suffira donc:

- Soit de constituer une pile à l'aide d'un métal plus électronégatif que l'acier (magnésium ou zinc) : c'est la protection par anode sacrificielle (figure V.3).

Le principe est de créer un couple galvanique dont la canalisation métallique sera la cathode de la pile et l'anode un métal choisi pour son potentiel plus électronégatif (magnésium, aluminium, zinc).

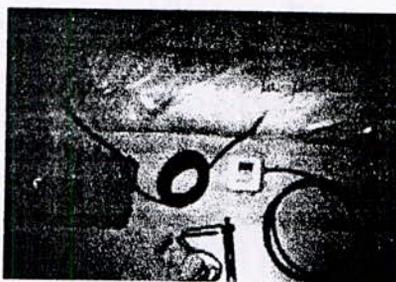


Figure V.3 Anode Sacrificielle [27].

- Soit de les relier à une source électrique convenablement connectée de manière que l'acier devienne la cathode du système et de vérifier que le potentiel de cette cathode atteint bien le critère de protection en tous points : c'est le soutirage de courant (figure V.4) et (figure V.5).



Figure V.4 Anode Prébackfillée [27].

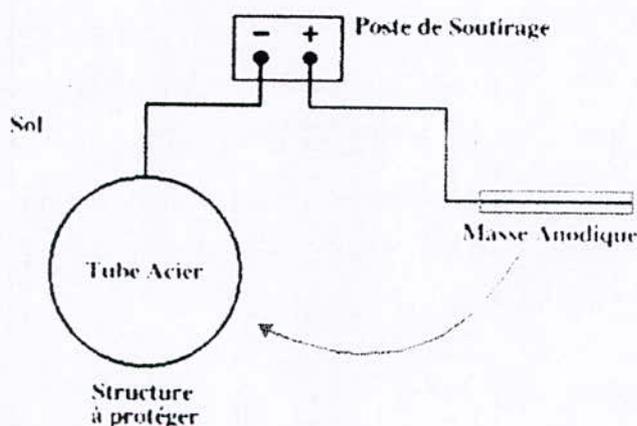


Figure V.5 Principe de la méthode par soutirage [27].

Le principe est de réaliser un abaissement de potentiel des canalisations à la valeur voulue. Cela est obtenu en connectant le réseau, en un ou plusieurs de ses points, au pôle négatif d'une source électrique de courant continu. Le champ électrique se répartit dans le sol, par la prise de terre ou déversoir. Les électrons gagnent la canalisation et pénètrent par leur surface latérale, cheminent longitudinalement dans les conduites jusqu'à la connexion au pôle négatif du redresseur. Il en résulte un abaissement de potentiel dans le réseau. Cet abaissement de potentiel croît depuis les extrémités du réseau les plus éloignées de la connexion jusqu'au pôle négatif de l'alimentation pour être au maximum au droit de celle-ci. Il doit être suffisant pour que le critère de protection soit partout atteint et maintenu. Ce type de protection est tout indiqué pour la protection des grands réseaux et offre une grande souplesse d'adaptation et de réglage.

Afin que l'investissement de l'exploitation soit minimum et efficace, l'exploitant de la canalisation sous protection cathodique doit régulièrement contrôler le niveau de potentiel électrique de la conduite par rapport au milieu environnant et de ce fait, être alerté de toute dégradation accidentelle ou modification de l'environnement de la conduite : c'est la surveillance cathodique. Il assurera ainsi la pérennité de son réseau et de son investissement : c'est l'assurance vie du réseau [27].

### **V.2.3 Mesure et Contrôle**

#### **V.2.3.1 Points de mesure**

Ils sont destinés à contrôler le potentiel d'une canalisation par rapport au sol. Le nombre de points de mesure dépend de la configuration de l'ouvrage.

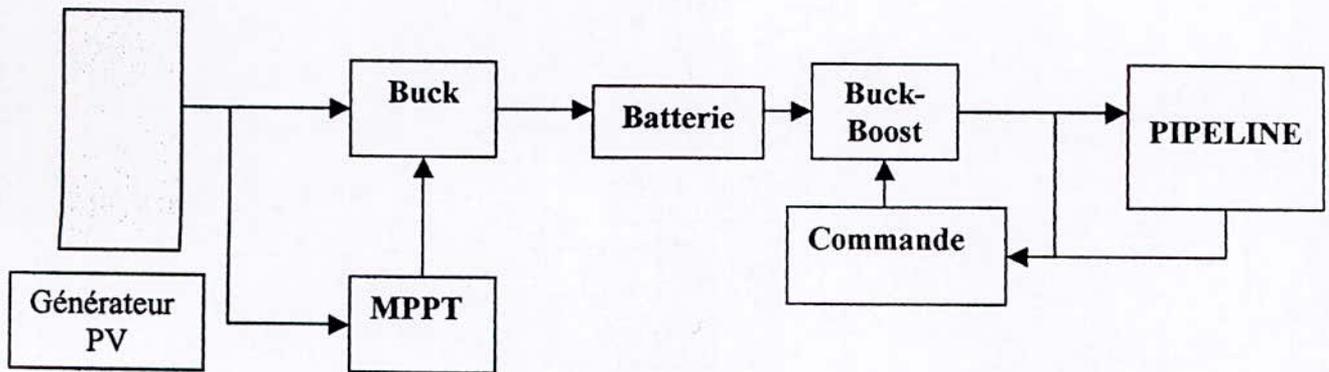
#### **V.2.3.2 Mesure de potentiel**

La mesure du potentiel des canalisations dans le sol est indispensable pour contrôler l'efficacité de la protection cathodique. Or, celles-ci étant assimilables à des éprouvettes plongées dans un électrolyte, on mesure le potentiel par l'intermédiaire d'électrodes de référence. La conduite dans le sol constitue une demi-pile que l'on associe à l'autre demi-pile, l'électrode. Les électrodes utilisées sont :

- Electrode au calomel (laboratoire),
- Electrode au sulfate de cuivre  $\text{Cu}/\text{CuSO}_4$  (couramment utilisée),
- Electrode au chlorure d'argent  $\text{Ag}/\text{AgCl}$  (eau de mer),
- Electrode au zinc (eau de mer).

### **V.3 Réalisation d'un poste de soutirage de courant à base de l'énergie photovoltaïque**

La réalisation d'un poste de soutirage nécessite une source d'énergie afin de fournir le courant nécessaire à la protection et d'une alimentation commandable pour satisfaire les conditions de protection. Dans notre cas la source d'énergie est un générateur photovoltaïque donnant une puissance de 200 W crête. On utilise un circuit Buck-MPPT pour adapter le générateur photovoltaïque à la batterie à charger, car on a toujours besoins d'un transfert maximum de puissance. C'est cette batterie qui alimente un circuit Buck-Boost qui sera en contact avec le pipeline. Le schéma bloc du système est le suivant :



**Figure V.6** Schéma global du système.

Notre réalisation consiste à commander le Buck-Boost pour garder le pipeline à un potentiel juste suffisant pour le protéger contre la corrosion, car ce potentiel ne doit pas excéder une valeur maximale qui risque de conduire au décollement du revêtement de protection.

Pour cela, nous surveillerons la différence de potentiel entre le pipeline et l'électrode de référence, qui ne doit pas dépasser la valeur de  $-0.85\text{V}$ . Dans notre cas, nous allons ajouter une marge de sécurité, soit  $-1\text{V}$ . Le Buck-Boost est commandé par l'algorithme de poursuite présenté au chapitre IV. Cet algorithme est implémenté dans un PIC 16F876 (Voir annexe C pour les caractéristiques du PIC16F876).

Le principe de fonctionnement est simple : le microcontrôleur lit en permanence la valeur de la différence de potentiel entre le pipeline et l'électrode de référence, qui est comparée avec le seuil de la protection ( $-0.85\text{V}$ ). Le microcontrôleur incrémente ou décrémente la valeur du rapport cyclique  $d$  jusqu'à atteindre la valeur du seuil. L'algorithme est illustré par l'organigramme de la figure V.7.

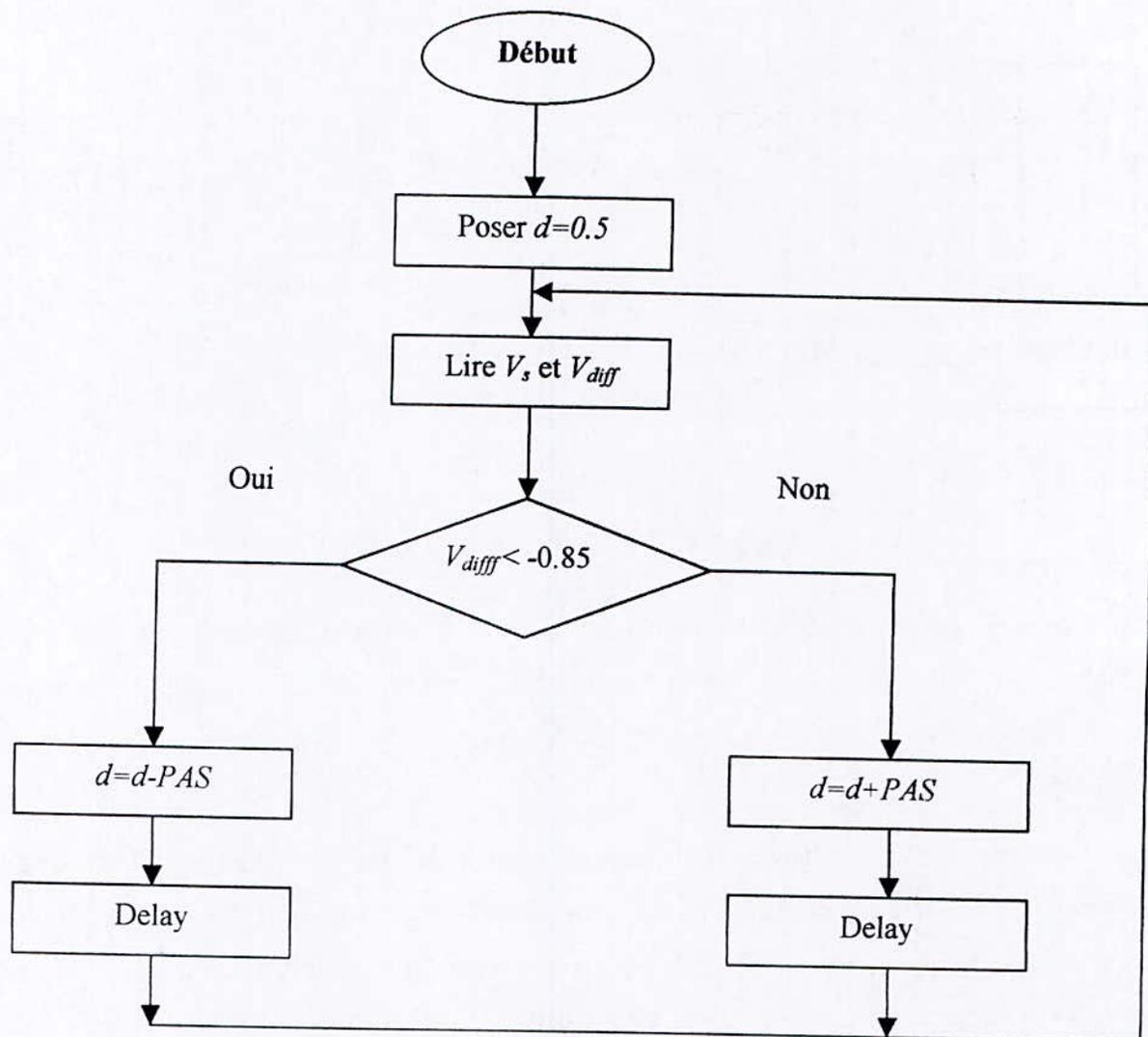


Figure V.7 Algorithme implémenté dans le PIC.

Le circuit est divisé en deux parties :

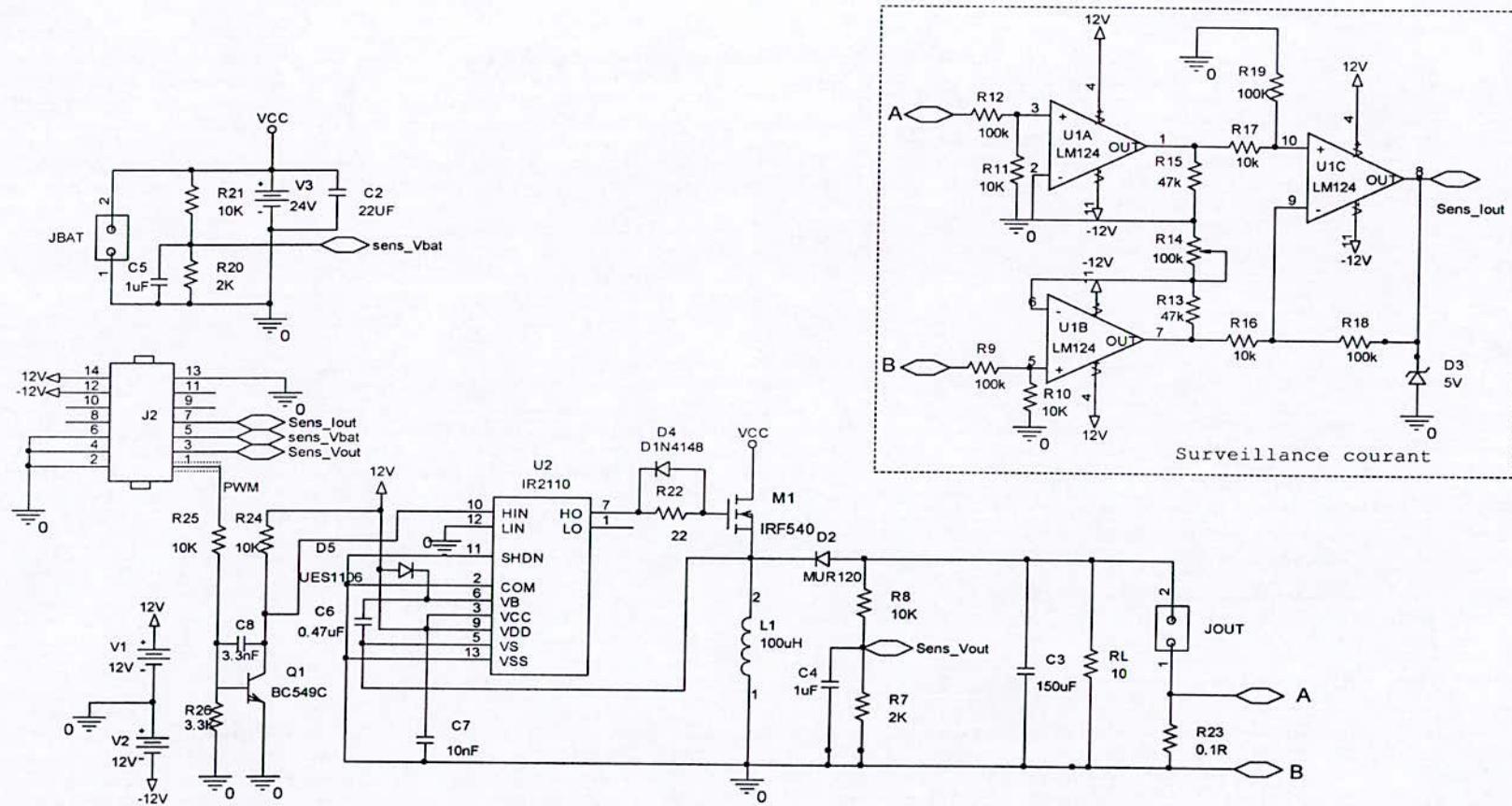
- Une partie puissance : elle comporte le Buck-Boost ainsi que son circuit de commutation.
- Une partie commande : elle comporte le microcontrôleur et les circuits de capture du courant et de la tension.

Comme le montre la figure V.8 ; la carte de puissance comporte le circuit Buck-Boost à base du transistor IRFZ44N et un circuit pour relever et mesurer le courant passant dans le transistor et ceci à l'aide d'une résistance shunte qui nous permettra de mesurer une tension et lui faire correspondre par la suite son courant.

La carte de commande comporte un microcontrôleur PIC16F876, le choix de ce dernier a été fait grâce à la présence de 5 ports analogique. En plus il comporte un générateur de signal PWM travaillant à des fréquences très grandes. La figure V.9 montre le schéma de la carte de commande.

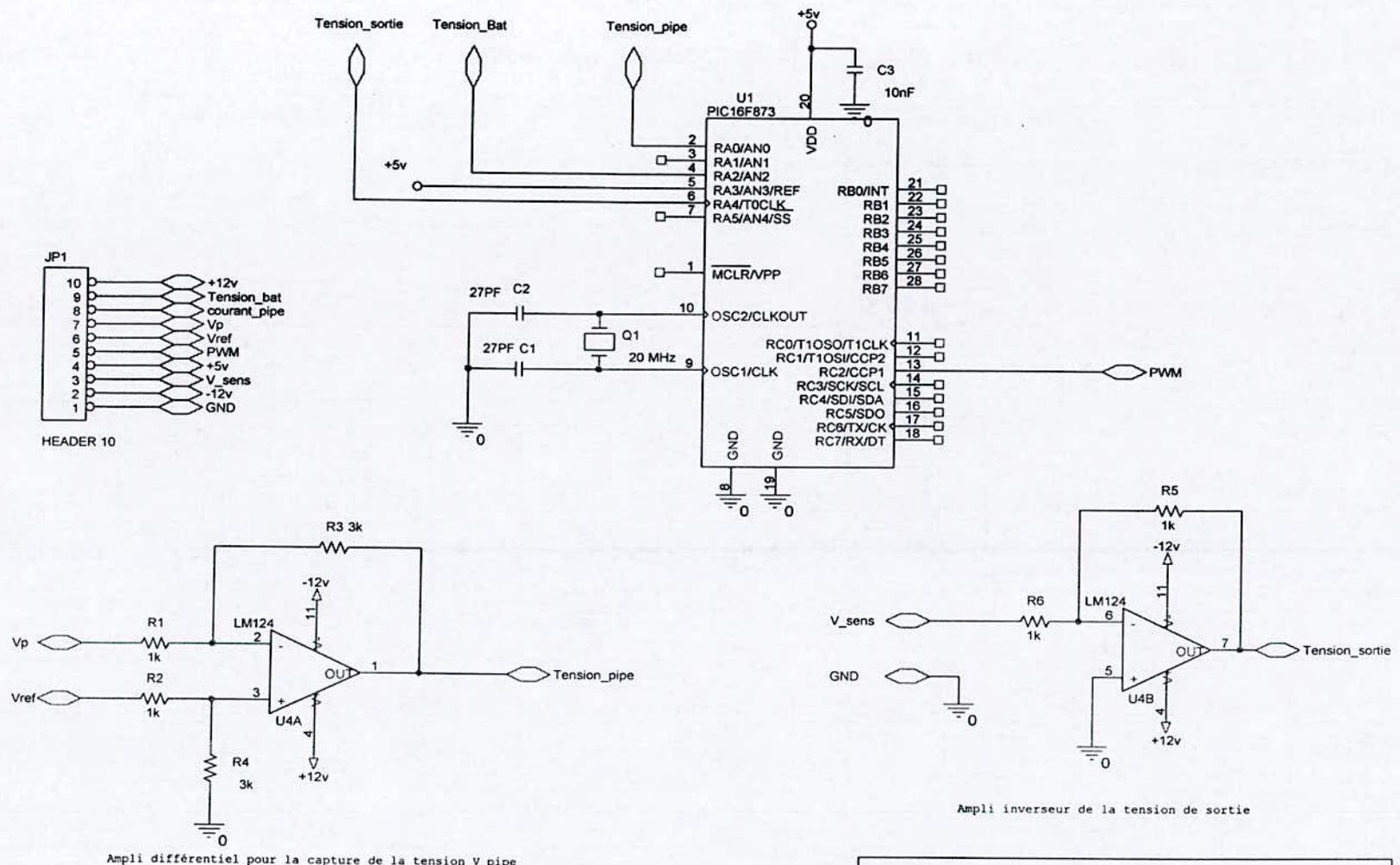
## **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons mis en œuvre le principe de la protection cathodique dans le but de protéger les oléoducs (pipelines). Nous avons ainsi montré le processus de corrosion que subit l'acier en contact avec sol. La procédé suivi est la méthode de soutirage de courant. Enfin, nous avons réalisé une alimentation à découpage qui nous permettra d'assurer cette protection.



Title		
Carte de puissance buck-boost		
Size	Document Number	Rev
A	01	01
Date:	Friday, May 27, 2005	Sheet 1 of 1

Figure V.8 Schéma du circuit de la carte de puissance.



Ampli différentiel pour la capture de la tension V\_pipe

Ampli inverseur de la tension de sortie

Title		
Carte de commande Buck_boost		
Size A	Document Number <Doc>	Rev <Rev/Code>
Date: Monday, June 06, 2005	Sheet 1	of 1

Figure V.9 Schéma du circuit de la carte de commande.

## **Conclusion générale**

## Conclusion générale

L'étude bibliographique menée aux chapitres I, II et III a montré les différents constituants d'un système photovoltaïque. Le travail présenté ici a pour but l'étude de stratégies de commande pour le pilotage d'une alimentation à découpage destinée à la protection cathodique. Nous avons étudié ici l'application dans le domaine des canalisations en acier notamment les pipelines.

Cette étude a mis en évidence dans ce type d'application, l'utilisation d'un Buck-Boost pour la conversion de tension afin d'obtenir une tension de sortie adéquate.

Dans le but de réaliser la commande globale de la chaîne d'alimentation, et vu que le convertisseur Buck-Boost est un système non linéaire. Nous avons, dans un premier temps, défini le modèle mathématique de ce dernier ainsi que la stratégie de commande (tension).

Pour construire les stratégies de commande, il a fallu mettre en place les lois de commande spécifiques pour le convertisseur, permettant le pilotage des variables d'état du système afin d'obtenir la tension de sortie souhaitée.

Le système ayant pour source principale un générateur photovoltaïque qui permet de charger une batterie délivrant à son tour une tension constante au convertisseur Buck-Boost. Pour la commande de ce dernier nous avons mis en place deux méthodes de commande. La première basée sur l'approche 'Synergetic Control', la deuxième utilise un algorithme itératif de poursuite.

Tous les objets ont été modélisés, commandés et simulés, ceci permet de valider les stratégies de commande, et de visualiser les résultats obtenus dans les différentes parties.

Afin que l'exploitation de notre système qui a pour but comme cité précédemment la protection cathodique, l'exploitant de la canalisation doit contrôler régulièrement le niveau de potentiel électrique par rapport au milieu environnant.

Plusieurs perspectives peuvent être évoquées autour de ce travail.

- Vue la simplicité de la loi de commande, l'implémentation de cette dernière sur un processeur puissant serait rapidement réalisable.
- Pour notre application nous avons considéré l'entrée du convertisseur comme une tension constante. Dans le cas où celle-ci serait une variable, l'utilisation d'un

système adaptatif basé sur l'approche 'Synergetic Control' est plus adapté à ce genre de problème. Aussi une autre solution est l'utilisation d'observateurs.

- Sur le plan de la commande : après avoir introduit l'approche 'Synergetic Control' et vu son importance, il serait intéressant de développer cette théorie pour le contrôle d'autres systèmes non linéaires.
- La méthode ADAR basée sur l'approche 'Synergetic Control' est utilisée pour les systèmes d'ordre supérieur. L'avantage est d'appliquer la méthode de synthèse de la commande avec la procédure de réduction des variables d'état du système.
- Afin d'obtenir une meilleure protection du pipeline, l'utilisation de plusieurs points de mesure du potentiel serait souhaitée.

## **Références bibliographiques**

**Références bibliographiques**

- [1] Palz, Wolfgang, **L'électricité Solaire :Energie nouvelle**, Dunod, UNESCO, 1981.
- [2] K.Sobaihi, **Etude et Réalisation d'un Hacheur MPPT à Contre Réaction de Tension**, Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Novembre 2003.
- [3] L.Achoui et S.Hamidi, **Développement d'un Algorithme MPPT d'un Système Photovoltaïque Onduleur-MAS Application au Pompage Photovoltaïque**, Projet de fin d'études, Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Juin 2004.
- [4] M.Haddadi, **Les Alimentations à Découpage**, Cours de PG, ENP, Alger , 2000.
- [5] Technique de l'Ingénieur, **Traité Génie Electrique, Convertisseurs Continu-Continu Non- Isolés**, D 3164.
- [6] A.Keyhani, **Fuel Cell Energy Processing Systems**, Class Notes: DC-DC Boost Converter Design, EE682, pp.1-14, Spring, 2003.
- [7] Y.C. Kuo, T.J.Liang and J.F.Chen, **Novel Maximum-Power-Point-Tracking Controller for Photovoltaic Energy Conversion System**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.48, No.3, pp.1-8, June 2001.
- [8] E.Kourtilis, K.Kalaitzakis, and N.C.Voulgaris, **Development of a Microcontroller-Based Photovoltaic Maximum Power Point Tracking Control System**, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.16 No.1, pp.1-9, January 2001.
- [9] N.Kasa, T.Lida, and H.Iwamoto, **Maximum Power Point Tracking with Capacitor identifier for Photovoltaic Power System**, IEEE Proc-Elect, Power Appl, Vol.147, No.6, pp.1-6, November 2000.
- [10] A.Kolsnikov, G.Veslov, A.Popov, V.Beljaev, A.A.Kelesnikov, A.Kuzmenko, P.Kravtchenko, B.Topchiev, and M.Pogorelov, **Synergetic control for Power System: Strategies Building Adaptation and Modeling on Invariant Manifolds**, VTB Conference, Columbia, South Carolina, September 2003.
- [11] D.Li, K;Proddatur, E.Santi, and A.Monti, **Synergetic Control of a Boost Converter : Theory and Experimental Verification**, VTB Conference, Columbia, South Carolina, September 2003.
- [12] A.A.Kolesnikov, et al, **Synergetic Synthesis of DC-DC Boost Converter Controllers**,

- Taganrog State University of Radio-Engineering, Electrical University of South Carolina, Columbia, pp.409-411, N00014-00-1-0131.
- [13] A.Monti, E.Santi, R.A.Dougal and M.Riva, **Rapid Prototyping of Digital Controls for Power Electronics**, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.18, No.3, pp.1-4, May 2003.
- [14] A.Monti, R.Dougal, E.Santi, D.Li, and K.Proddatur, **Compensation for Step-Load Variations When Applying Synergetic Control**, Departement of Electrical Engineering, University of South Carolina. Swearingen Engineering Center, Columbia, SC 29208, pp.334-340.
- [15] E.Santi, A.Monti, D.Li, and K.Proddatur. **Synergetic Control for DC-DC Boost Converter: Implementation Options**, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.39, No.6, pp.1-11, November, 2003.
- [16] E.Santi, A.Monti, D.Li, K.Proddatur, and R.Dougal, **Virtual and Real Testing of Synergetic Controls**, VTB Conference, Columbia, South Carolina, September, 2003.
- [17] A.Kolesnikov, R.Dougal, .Veslov, and A.Popov, **Synergetic Synthesis of New Regulation for Powers Converters**, VTB Conference, Columbia, South Carolina, September, 2003.
- [18] A.A.Kolesnikov, **Problems of Synergetic Control**, Conference: Information Control Technology, St-Petersbourg, 3-4 April, 2003.
- [19] A.A.Kolesnikov, **Synergetic: Self-Organisation of Control Process**, Taganrog State University, Department of Radio-Engineering, Taganrog Press, pp.164-272, 2004.
- [20] G.E.Veslov, I.V.Kondratiev, M.Medvedev, **Synergetic Control of Pulse-Width Converter**, Taganrog Press, pp.6-20, 2004.
- [21] M.Haddadi, **Techniques de la Protection Cathodiques**, ENP, Alger, 2000.
- [22] <http://www.enseirb.fr/~dondon/puissance/initcompuissance.html>.
- [23] <http://www.enseirb.fr/~dondon/puissance/boost/ALIMBoost.html>.
- [24] [http://www.ist.jussieu.fr/~auvray/CSE014\\_Alimentation\\_linéaires.pdf](http://www.ist.jussieu.fr/~auvray/CSE014_Alimentation_linéaires.pdf).
- [25] [http://www.ist.jussieu.fr/~auvray/CSE015\\_Alimentation\\_à\\_Découpage.pdf](http://www.ist.jussieu.fr/~auvray/CSE015_Alimentation_à_Découpage.pdf).
- [26] <http://www.univ-pau.fr/~scholle/ecosystèmes/4-pv>.
- [27] <http://www.ccta.fr/>.

## **Annexes**

## ANNEXE A

## Les schémas Simulink des différents modèles utilisés

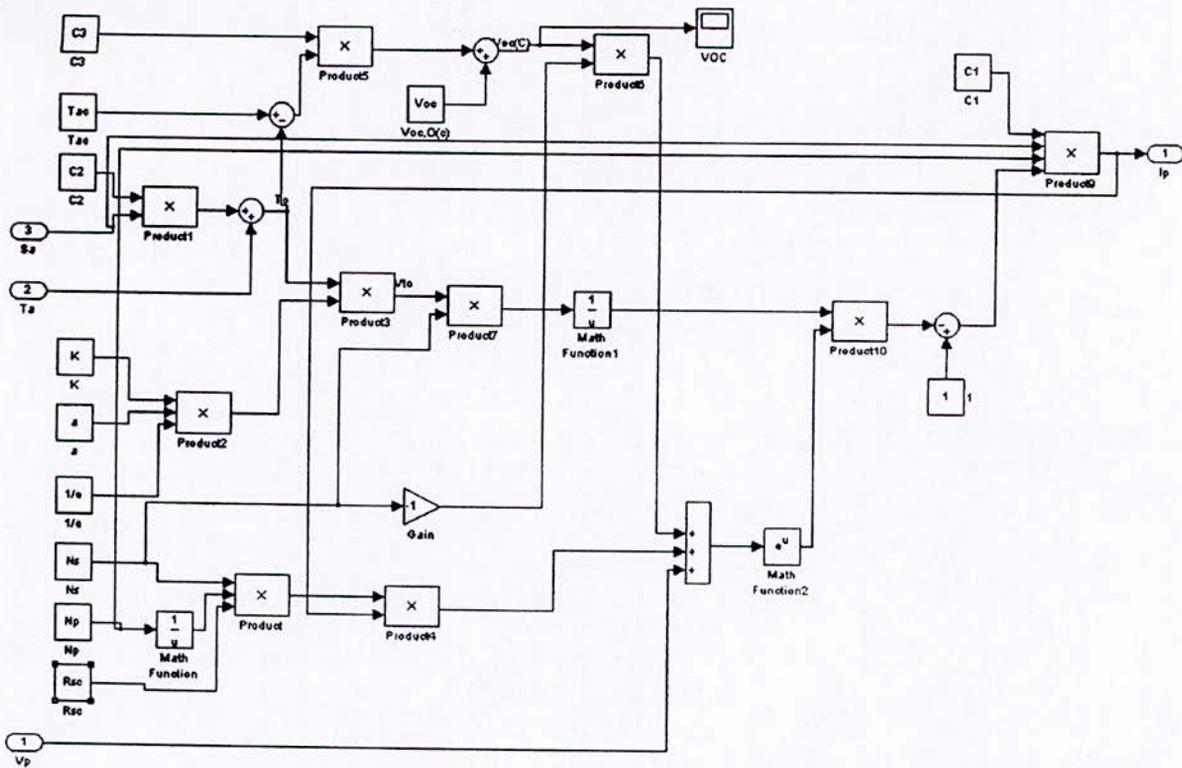


Figure A.1 Schéma bloc du modèle du générateur photovoltaïque.

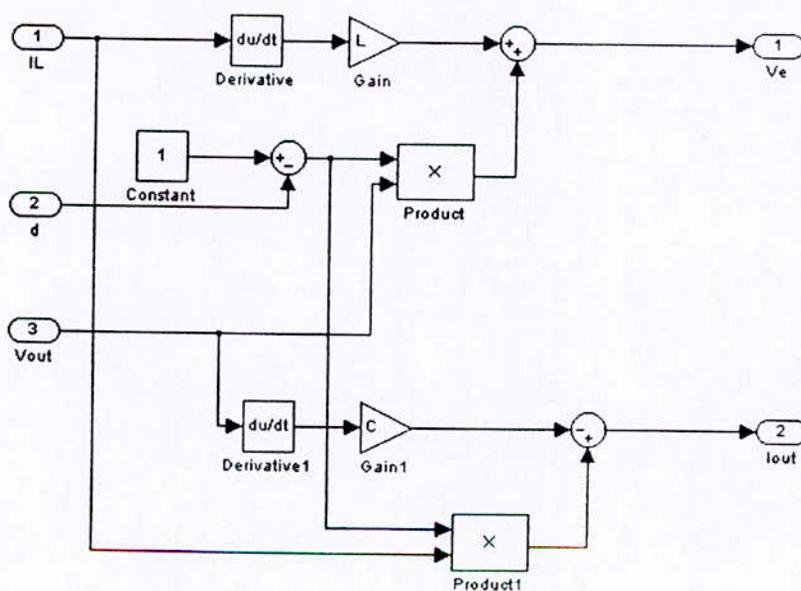


Figure A.2 Schéma bloc du circuit Boost.

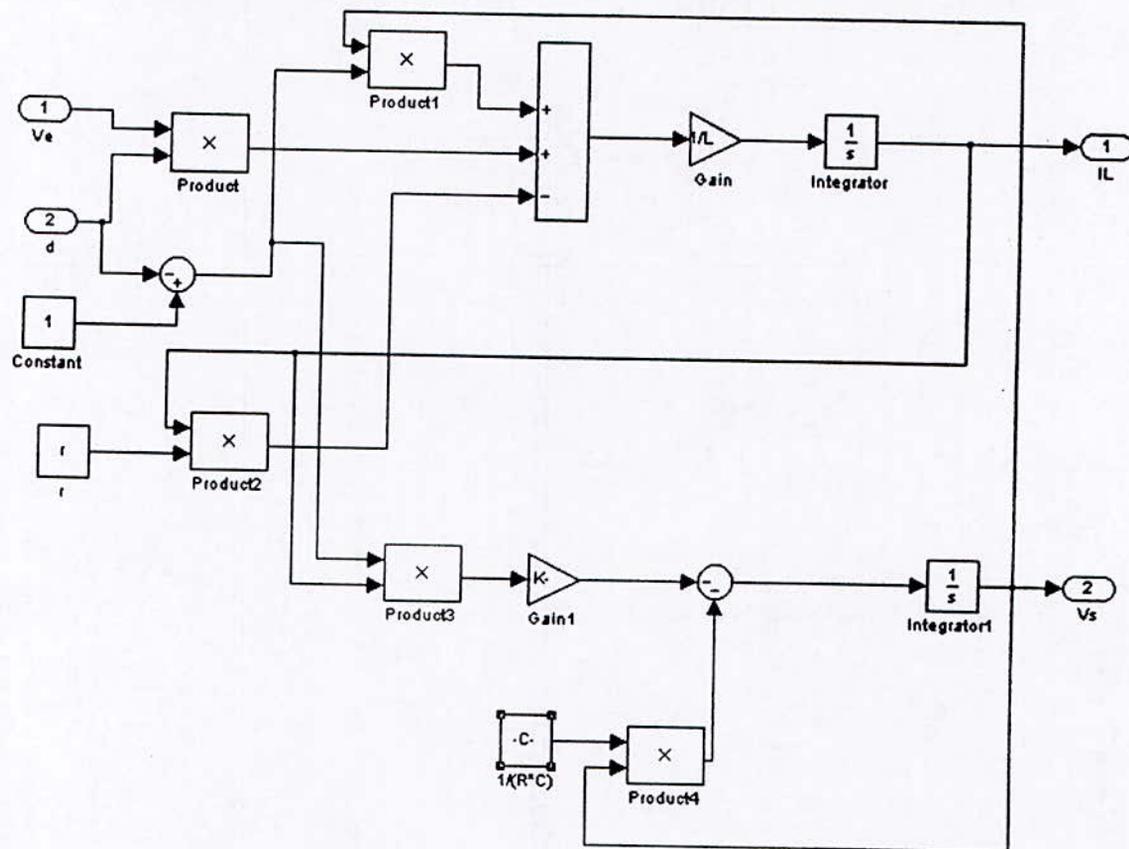


Figure A.3 Schéma du modèle du Buck-Boost.

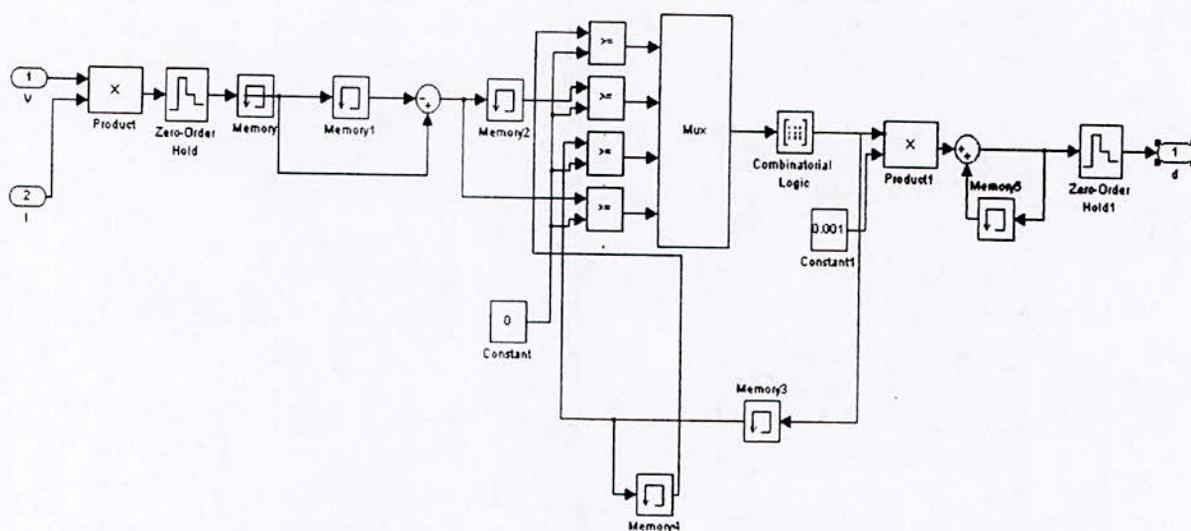


Figure A.4 Schéma de la méthode P&O améliorée.



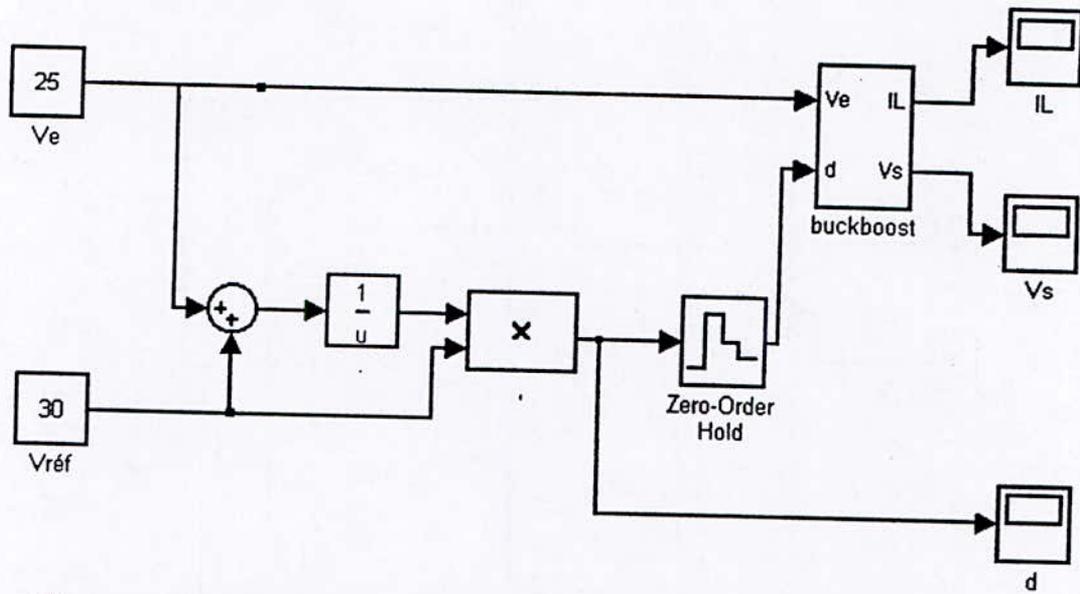


Figure A.7 Simulation de la commande avec comparaison de la référence.

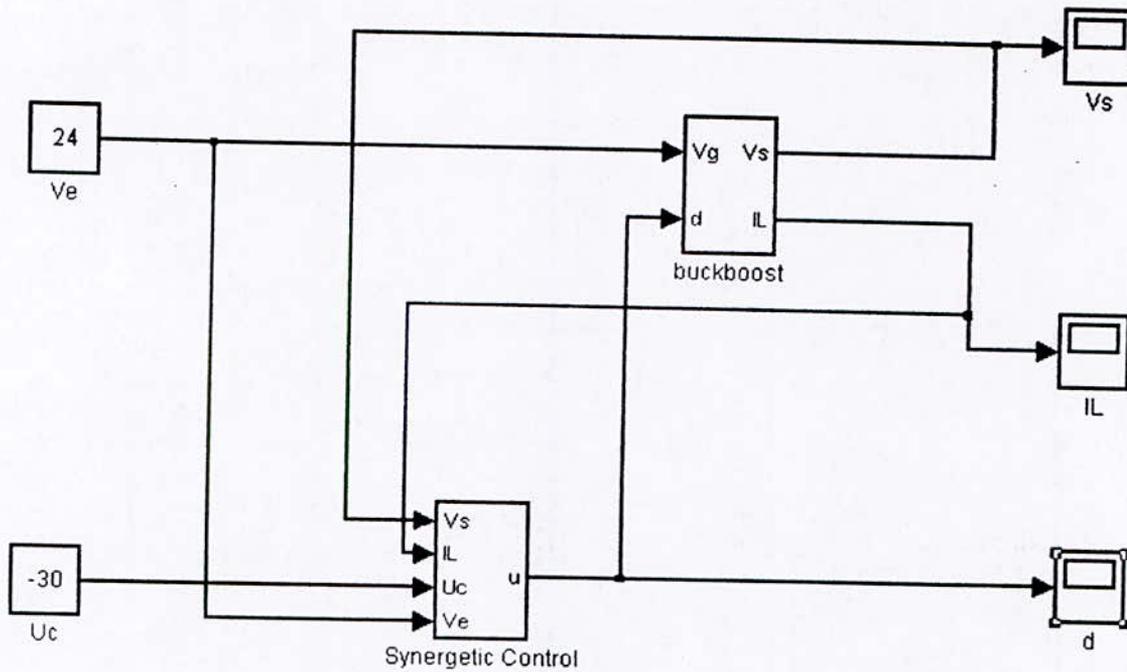


Figure A.8 Simulation de la commande du Buck-Boost avec l'approche 'Synergetic Control'.

## ANNEXE B

### 1. PIC 16F876

#### 1.1 Caractéristiques générales de la famille PIC 16F8XX

Le 16F876 et le 16F877 font partie de la sous-famille des 16F8XX. Cette branche fait partie intégrante de la grande famille des PICs Mid-Range, au même titre que le 16F84. On peut considérer que le 16F84 constitue le circuit d'entrée de gamme de cette famille, alors que le 16F876 représente la couche supérieure. De nouveaux circuits ne devraient probablement pas tarder à améliorer encore les performances.

Les PIC 16FXXX sont des microcontrôleurs 8 bits (largeur du bus de données) conçus en technologie CMOS (faible consommation électrique).

Tous les PIC 16F8XX utilisent une architecture **RISC** (Reduce Instruction Set Computer -> Processeur à jeu d'instructions réduit). La séparation des bus instructions et données de l'architecture HARVARD souvent opposée à l'architecture VON NEUMAN, permet d'avoir des instructions codées en un seul mot de 14 bits, tout en manipulant des données d'une largeur classique de 8 bits. Chaque instruction est exécutée en un seul cycle, à l'exception des instructions de branchement qui en nécessitent 2 cycles.

Les différences fondamentales entre ces PICs sont donc les quantités de mémoires disponibles, le nombre d'entrées/sorties, le nombre de convertisseurs de type « analogique/numérique », et le nombre et le type des ports intégrés.

#### 1.2 Présentation générale du PIC 16F876

La mémoire programme composée de 1024 mots de 14 bits d'EEPROM FLASH.

- Les 368 octets de RAM.
- 256 octets de EEPROM pour des données de configuration ou d'exploitation (consignes...).
- Mémoire Flash 8 Ko.
- La présence de 3 timer et d'un chien de garde.
- la présence d'un port A (7 lignes) et d'un port B (8 lignes) et d'un port C (8 lignes) .
- 5 CAN/10 bits intégrés parmi les 7 lignes de port A
- Un Port Série USART/MSSP

### **I.3 Organisation de la mémoire**

Comme mentionné précédemment, on distingue 3 zones distinctes :

- La zone donnée
- La zone programme
- Flash mémoire EEPROM

Possédant chacune leur propre bus.

#### **I.3.1 Organisation de la RAM**

Nous voyons donc que la mémoire RAM disponible du 16F876 est de 368 octets. Elle est répartie de la manière suivante et donnée dans la figure B.1 :

- 1) 80 octets en banque 0, adresses 0x20 à 0x6F.
- 2) 80 octets en banque 1, adresses 0xA0 à 0XEF.
- 3) 96 octets en banque 2, adresses 0x110 à 0x16F.
- 4) 96 octets en banque 3, adresses 0x190 à 0x1EF.
- 5) 16 octets communs aux 4 banques, soit 0x70 à 0x7F = 0xF0 à 0xFF = 0x170 à 0x17F = 0x1F0 à 0x1FF.



I.4. Structure du 16F876

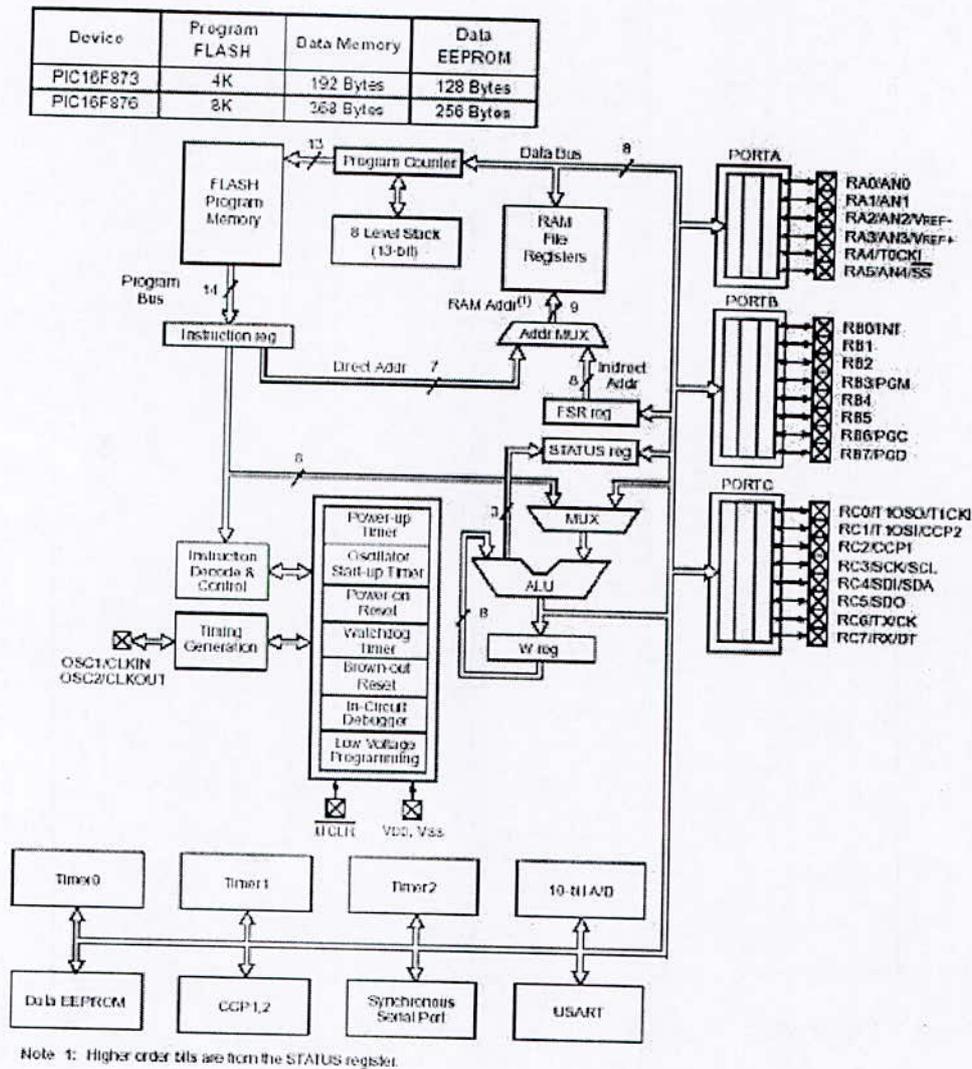


Figure B.2 La structure interne du 16F876.

La structure interne du 16F876, est représenté sur la figure .B.2. Nous constatons en premier lieu, que les largeurs des bus internes sont les mêmes que pour le 16F84, c'est à dire que nous devons faire face aux mêmes contraintes pour les accès aux différentes banques et registres .Ensuite, nous constatons la présence de plus de ports, ce qui augmente d'autant le nombre d'entrées/sorties disponibles .Viennent ensuite les timers, au nombre de 3, au lieu d'un seul pour

le 16F84. A côté de ces timers on remarquera la présence d'un convertisseur analogique de 10 bits.

Au vu de ce schéma bloc et des indications précédentes, on peut donc dire, pour dégrossir le sujet de manière approximative, qu'un 16F876, c'est un 16F84 doté en supplément :

- 1) De plus de mémoire RAM (répartie sur 4 banques), Flash, et EEPROM figure B.2.
- 2) De plus de ports d'entrées/sorties.
- 3) De plus de timers.
- 4) De nouvelles fonctionnalités, comme les gestions de ports « série »
- 5) D'un convertisseur A/N (analogique/numérique) à plusieurs canaux d'une résolution de 10 bits.

## 1.5 Caractéristiques techniques du PIC 16F876

Ses principales caractéristiques sont :

- 13 lignes d'entrées/sorties, réparties en un port de 5 lignes (Port A) et 2 port de 8 lignes (Port B et port C).
- Alimentation sous 5 Volts.
- architecture interne révolutionnaire lui conférant une extraordinaire rapidité.
- une mémoire de programme pouvant contenir 8192 instructions de 14 bits chacune (allant de l'adresse 005 à l'adresse 3FF).
- Une mémoire RAM utilisateur de 68 emplacements à 8 bits (de l'adresse 0C à l'adresse 4F).
- Une mémoire RAM de 4x12 emplacements réservée aux registres spéciaux.
- Une mémoire EEPROM de 256 emplacements.
- Une horloge interne, avec pré diviseur et chienne de garde possibilité d'être programmé *in circuit*, c'est à dire sans qu'il soit nécessaire de le retirer du support de l'application.
- Vecteur de Reset situé à l'adresse 000.
- Un vecteur d'interruption, situé à l'adresse 004.
- Bus d'adresses de 13 lignes.
- Présence d'un code de protection permettant d'empêcher la duplication.

- Facilité de programmation.
- Simplicité.
- Faible prix.

## 1.6 Brochage du PIC 16F876

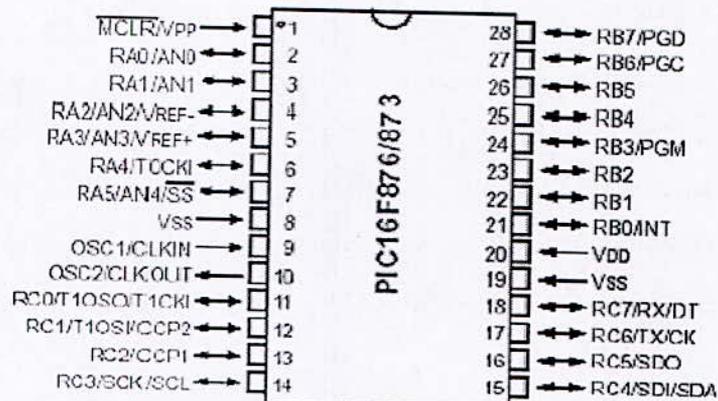


Figure B.3 Brochage du PIC16F876

### 1.6.1 L'horloge

Ce circuit fonctionne avec un oscillateur à quartz de 4MHz, soit un temps machine de 1 $\mu$ s.

### 1.6.2 Les entrées analogiques

On utilise le convertisseur analogique-numérique intégré pour faire la mesure des entrées analogiques :

### 1.6.3 Les entrées-sorties utilisées

On utilise :

- Les 2 broches TX et RX pour communiquer éventuellement avec un PC.
- 2 broches SDA et SCL en sorties pour le stockage dans la mémoire externe.
- 1 sortie pour la commande de l'émetteur.
- 7 broches pour la commande d'un afficheur LCD.

## 2. Programmation du PIC 16F876

### 2.1 Avantages et inconvénients de la programmation en langage « Assembleur »

- **Avantages**

La programmation en langage ASSEMBLEUR se fait à l'aide d'un outil de programmation entièrement gratuit et que l'on peut diffuser librement.

Cet outil qui est un magnifique environnement de programmation complet s'appelle *MPLAB*. Il est disponible en téléchargement gratuit sur le site de Microchip.

- **Inconvénients**

Pour programmer en langage ASSEMBLEUR, il faut non seulement connaître le fonctionnement de chaque instruction, mais aussi l'architecture interne du microcontrôleur, la structure de sa mémoire, les adresses des registres spéciaux, le fonctionnement de chacune de ses ressources internes, etc..

La programmation en langage ASSEMBLEUR s'appuie sur des organigrammes plus détaillés, et requiert plus de rigueur.

Le programmeur doit en plus faire attention aux *impératifs machine* qu'à la finalité de son programme. Distract par les impératifs machine, le programmeur commet souvent des erreurs. Ces erreurs sont souvent difficiles à déceler et à corriger.

### 2.2. Avantages et inconvénients de la programmation en Langage C

- **Avantages**

La programmation en C se fait à l'aide d'un langage facile et direct qui (bien qu'étant de l'anglais) comprend des mots puissants, si bien qu'un programme écrit en C comporte peu de mots. Les erreurs de programmation sont plus rares, et se décèlent facilement. L'écriture des programmes prend peu de temps.

- **Inconvénients**

La programmation en C nécessite un **COMPILATEUR** expressément conçu pour la programmation des PIC. Il s'agit d'un produit commercial, fruit d'un travail d'équipe, et donc **payant**.

Les programmes en langage C, bien que très courts pour le programmeur qui les écrit, demandent plus de place EEPROM car, vus côté PIC, ils demandent plus d'instructions élémentaires. A tel point que parfois un microcontrôleur pouvant contenir à l'aise un programme écrit en langage assembleur, s'avère posséder une mémoire insuffisante s'il était programmé en langage C, pour faire la même chose.

Dans le cas de notre travail, on a choisit le *langage C* pour la programmation des PICs, et cela pour les raisons suivantes :

- La disponibilité du compilateur C.
- La complexité du programme (multiplication...).
- Sa facilité par rapport à l'Assembleur et ses fonctions spéciales concernant le convertisseur A/N et la PWM.

Voici le programme implémenté dans le PIC :

```
#include <16F876.h>
#use delay(clock=20000000)
#fuses HS,NOWDT

// Déclaration des variables et des constantes

float I_out ;
float V_out ;
float V_bat ;
float V_pipe ;
const float pas=0.0001;
```

```
void main()
{
    float value=200 ;

    // Initialisation des périphériques du microcontrôleur

    setup_adc_ports(A_ANALOG_RA3_REF);          // Port A analogique RA3 est une
référence
    setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_2);                // fréquence du A/D
    setup_spi(FALSE);
    setup_counters(RTCC_INTERNAL,RTCC_DIV_2);
    setup_timer_1(T1_DISABLED);
    setup_timer_2(T2_DIV_BY_1,99,1);          // Spécification de la fréquence
du module PWM
    setup_ccp1(CCP_PWM);                       // Module CCP1 en sortie PWM.
    setup_ccp2(CCP_OFF);

while (TRUE)
    {
        // Lecture des valeurs de la tension et du courant

        set_adc_channel (0) ;
        I_out=read_adc() ;
        set_adc_channel (1) ;
        V_out=read_adc() ;
        set_adc_channel (2) ;
        V_bat=read_adc() ;
        set_adc_channel (4) ;
        V_pipe=read_adc() ;

        // Calcul des vraies valeurs des paramètres

        I_out=I_out/51.2 ;
        V_bat=V_bat/34.13 ;
        V_out=V_out/5.68889 ;
        V_pipe=V_pipe/614.4 ;
```

## ANNEXE B

---

```
// Début de l'algorithme

if (V_pipe>1 ) value=value-pas ;
    else value=value+pas ;
if ( value>400 ) value=400 ;
    else if ( value<0 ) value=0 ;

set_pwm1_duty(value);

delay_us(1000); // Attendre que le système réagisse au
changement de d à cause de son inertie
    }
}
```

## ANNEXE C

### Dimensionnement des composants

Notre batterie génère une tension nominale de 24V, avec une puissance maximale de 200 Watts. Le système donne une tension entre 10 et 50V, le courant à la sortie sera entre 4 et 20A. le transistor doit donc supporter un courant de 20A, on choisit le IRF540 grâce à ses caractéristiques :

$$V_{DSS} = 55V$$

$$R_{DS(on)} = 17.5m\Omega$$

$$I_D = 49A$$

Pour la diode, le Buck-Boost peut nous donner une tension maximale qui peut aller jusqu'à 220V pour  $d=0.9$ . Il faut donc prévoir une diode pouvant supporter une tension inverse de 200V et ayant un temps de recouvrement très faible. On choisit la diode MUR120

**Tension inverse 200V**

**Courant direct 1.0A**

**Temps de recouvrement inverse 25ns**

L'inductance L du hacheur est calculée de la manière suivante :

$$\Delta i_L = d \frac{V_e}{fL} \quad \text{donc} \quad L = d \frac{V_e}{f \Delta i_L} = 0.8 * \frac{24}{50 * 10^3 * 6} = 64 \mu H$$

A cause de la non disponibilité de ce type d'inductance, nous allons nous même réaliser notre propre inductance qui aura presque les mêmes caractéristiques. Cette inductance fonctionne en haute fréquence, elle doit comporter un noyau ferrite, et une résistance série la plus faible possible pour avoir le meilleur rendement.

Le circuit driver du MOSFET est réalisé avec un montage Bootstrap, car il nous permet une translation de tension au niveau de la source, il nous permet aussi de générer une tension nulle entre le 'gate' et la source pour l'extinction, et une tension de 12V pour l'allumage. Pour cela on utilise un transistor pour transformer la PWM de 5V en PWM de 12V, puis deux transistors pour réaliser la translation de tension. Pour les transistors, on utilise un NPN le BC549, et un PNP le BC556.

### ملخص:

هذا العمل يعرض دراسة التحكم في تغذية متقطعة وذلك من اجل استعمالها في الحماية المهبطية. بعد تلخيص موجز لمختلف مبادئ الطاقة الشمسية، التغذيةيات الخطية والمتقطعة، طرق الملاحقة، MPPT والتحكم، توصلنا إلى مراقبة الخافض-الرافع من أجل إعطاء فرق الكمون المطلوب. تم الإدماج على ميكرو مراقب PIC 16F876، بواسطة برنامج مكتوب بلغة البرمجة C.

الكلمات المفتاحية: الطاقة الشمسية، خافض، رافع، خافض-رافع، MPPT ، PIC 16F876 ، التحكم.

### Résumé :

Ce travail présente l'étude de la commande d'une alimentation à découpage, pour son utilisation dans la protection cathodique. Après un bref résumé des différents principes de l'énergie solaire, des alimentations linéaires, des alimentations à découpage, des méthodes de poursuite MPPT et la commande. Nous sommes arrivés à contrôler le Buck-Boost pour qu'il délivre la tension souhaitée. L'implémentation a été effectuée sur un microcontrôleur PIC 16F876 programmé en langage C.

**Mots clés :** Energie Solaire, Buck, Boost, Buck-Boost, MPPT, Protection Cathodique, PIC 16F876.

### Abstract :

This work presents the study of the control of a switching-mode power supply to be used for cathodic protection. After a short summary of the various principles of solar energy, linear-mode power supply , switching-mode power supply and MPPT methods. We arrived to control the Buck-Boost, so that it delivers the voltage. The implementation has been carried out in C language using the microcontroller 16F876.

**Keywords:** Solar Energy, Buck, Boost, Buck-Boost, MPPT, Control, Cathodic Protection, PIC 16F876.